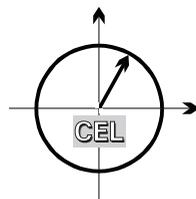


■ *Forschungsberichte aus dem
Institut für Nachrichtentechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie*



Georg Vallant

■ **Modellbasierte Entzerrung von Analog/Digital-Wandler-Systemen**

Copyright: Institut für Nachrichtentechnik (CEL)
Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
2014

Druck: Buchbinderei A. Schäffler
Olgastraße 120
89073 Ulm

ISSN: 1433-3821

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie**

Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 1 Marcel Kohl
**Simulationsmodelle für die Bewertung von
Satellitenübertragungsstrecken im
20/30 GHz Bereich**
- Band 2 Christoph Delfs
**Zeit-Frequenz-Signalanalyse: Lineare und
quadratische Verfahren sowie vergleichende
Untersuchungen zur Klassifikation von Klaviertönen**
- Band 3 Gunnar Wetzker
**Maximum-Likelihood Akquisition von Direct
Sequence Spread-Spectrum Signalen**
- Band 4 Anne Wiesler
**Parametergesteuertes Software Radio
für Mobilfunksysteme**
- Band 5 Karl Lütjen
**Systeme und Verfahren für strukturelle
Musteranalysen mit Produktionsnetzen**
- Band 6 Ralf Machauer
Multicode-Detektion im UMTS
- Band 7 Gunther M. A. Sessler
**Schnell konvergierender Polynomial Expansion
Multiuser Detektor mit niedriger Komplexität**
- Band 8 Henrik Schober
**Breitbandige OFDM Funkübertragung bei
hohen Teilnehmergegeschwindigkeiten**
- Band 9 Arnd-Ragnar Rhiemeier
Modulares Software Defined Radio
- Band 10 Mustafa Mengüç Öner
**Air Interface Identification for
Software Radio Systems**

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie**

Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 11 Fatih Çapar
**Dynamische Spektrumverwaltung und
elektronische Echtzeitvermarktung von
Funkspektren in Hotspotnetzen**
- Band 12 Ihan Martoyo
Frequency Domain Equalization in CDMA Detection
- Band 13 Timo Weiß
OFDM-basiertes Spectrum Pooling
- Band 14 Wojciech Kuropatwiński-Kaiser
**MIMO-Demonstrator basierend
auf GSM-Komponenten**
- Band 15 Piotr Rykaczewski
**Quadratureempfänger für Software Defined Radios:
Kompensation von Gleichlauf Fehlern**
- Band 16 Michael Eisenacher
Optimierung von Ultra-Wideband-Signalen (UWB)
- Band 17 Clemens Klöck
Auction-based Medium Access Control
- Band 18 Martin Henkel
**Architektur eines DRM-Empfängers
und Basisbandalgorithmen zur Frequenzakquisition
und Kanalschätzung**
- Band 19 Stefan Edinger
**Mehrträgereverfahren mit dynamisch-adaptiver
Modulation zur unterbrechungsfreien
Datenübertragung in Störfällen**
- Band 20 Volker Blaschke
Multiband Cognitive Radio-Systeme

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie**

Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 21 Ulrich Berthold
**Dynamic Spectrum Access using OFDM-based
Overlay Systems**
- Band 22 Sinja Brandes
**Suppression of Mutual Interference in
OFDM-based Overlay Systems**
- Band 23 Christian Körner
**Cognitive Radio – Kanalsegmentierung und
Schätzung von Periodizitäten**
- Band 24 Tobias Renk
**Cooperative Communications: Network Design and
Incremental Relaying**
- Band 25 Dennis Burgkhardt
**Dynamische Reallokation von spektralen Ressourcen
in einem hierarchischen Auktionssystem**
- Band 26 Stefan Nagel
**Portable Waveform Development for
Software Defined Radios**
- Band 27 Hanns-Ulrich Dehner
**Interferenzuntersuchungen für inkohärente
Multiband Ultra-Breitband (UWB) Übertragung**
- Band 28 Maximilian Hauske
Signalverarbeitung für optoelektronische Sensoren
- Band 29 Jens Elsner
**Interference Mitigation in
Frequency Hopping Ad Hoc Networks**
- Band 30 Georg Vallant
**Modellbasierte Entzerrung von
Analog/Digital-Wandler-Systemen**

Vorwort des Herausgebers

In der Kommunikationstechnik versteht man unter einem Software Defined Radio (SDR) einen Transceiver, der in Empfangsrichtung die Signale hinter einem Anti-Aliasing-Filter abtastet und die weitere Verarbeitung algorithmisch vornimmt. In Senderichtung findet die Signalaufbereitung ebenfalls im Rechner statt, so dass das Signal analog nur noch auf die Übertragungsfrequenz gebracht werden muss. SDRs sind in weiten Bereichen (bezüglich Radiofrequenz, Bandbreite, Modulation, Codierung etc.) flexibel und finden heute sowohl in Basisstationen als auch in Endgeräten Anwendung.

Software Defined Radar¹ (SDRadar) nimmt die Idee des SDR auf und digitalisiert die Empfangssignale ebenfalls sehr weit vorn in der Signalverarbeitungskette. Von einem SDRadar Empfänger wird dabei eine extrem hohe Dynamik verlangt und diese wird wiederum maßgeblich vom eingesetzten Analog/Digital-Wandler (*Analog-to-Digital Converter*, ADC) bestimmt. Seine Güte wird durch den störungsfreien Dynamikbereich (*Spurious-Free Dynamic Range*, SFDR) charakterisiert.

Besonders interessant sind SDRadar-Empfänger, die in elektronisch gesteuerten Phased Arrays arbeiten. Dabei ist zu beachten, dass der einzelne Empfangskanal möglichst hochintegriert aufgebaut werden sollte, d.h. monolithisch integrierte, auf dem Markt beschaffbare ADCs eingesetzt werden. ADCs werden durch die erreichbare Abtastrate (Samples pro Sekunde) sowie durch ihre Auflösung (bit) charakterisiert. Beide Größen hängen bezüglich der Realisierung zusammen und der Fortschritt der ADC Technik folgt nicht, wie die Entwicklung integrierter Schaltkreise, dem Moore'schen Gesetz². Es lohnt sich daher, über die Korrektur von Fehlern nachzudenken, die aufgrund der Unzulänglichkeiten von ADC-Schaltungen auftreten. Eine besondere Stellung nehmen dabei Nichtlinearitäten der ADC-Kennlinie ein, die zu intermodulationsähnlichen Störungen führen und so den SFDR beschränken. Darüber hinaus sind aus Sicht des Gesamtsystems auch die aus den Nichtlinearitäten im Analogteil des SDRadar-Empfängers herrührenden Fehler zu korrigieren.

In seiner Dissertation nimmt Herr Vallant diese Aufgabenstellung auf und gelangt über die Modellierung nichtlinearer Systeme sowie numerische Verfahren zu deren Inversion zu beachtlichen Dynamikbereichserweiterungen von in SDRadar-Empfängern

1 Radar: Radio Detection and Ranging

2 R.H. Walden: *Performance Trends for Analog-to-Digital Converters*. IEEE Communications Magazine, 37(2), pp. 96-102, February 1999

eingesetzten ADC-Systemen. Die von ihm vorgeschlagen Beschreibungsverfahren für ADC-Nichtlinearitäten und die erarbeiteten Korrekturmodelle werden anhand von Simulationen und Messungen an aktuellen ADCs evaluiert. Schließlich wird der Demonstrator des Empfängers eines SDRadars für Puls-Doppler Anwendungen, in den das Linearisierungsverfahren implementiert wurde, vorgestellt und dessen Leistungsfähigkeit anhand von Messungen nachgewiesen.

Karlsruhe, im Dezember 2013
Friedrich Jondral

Modellbasierte Entzerrung von Analog/Digital-Wandler-Systemen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät

Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie

genehmigte

DISSERTATION

von

M. Eng. Georg Johannes Vallant

geboren in

Günzburg

Tag der mündlichen Prüfung:
Hauptreferent:
Korreferent:

12. Dezember 2013
Prof. Dr. rer. nat. Friedrich K. Jondral
Prof. Dr. rer. nat. Michael Siegel

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als Doktorand bei Cassidian / EADS Defence & Security. Während dieser Zeit wurde ich am Karlsruher Institut für Technologie (KIT) von Herrn Prof. Dr. rer. nat. Friedrich K. Jondral, Leiter des Instituts für Nachrichtentechnik (CEL), betreut. Ich möchte mich daher bei Professor Jondral für die fachliche Unterstützung, die wertvollen Gespräche und die Übernahme des Hauptreferats ganz herzlich bedanken. Für die Annahme des Korreferats bedanke ich mich ebenso bei Herrn Prof. Dr. rer. nat. Michael Siegel.

Während der Zeit am Standort Ulm durfte ich einige Menschen kennenlernen, die diese Arbeit positiv beeinflusst haben. Ich danke an erster Stelle Herrn Dipl.-Ing. (FH) Michael Epp, der durch seinen reichen Erfahrungsschatz und die fachlichen Anregungen zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen hat. Außerdem danke ich Herrn Dr.-Ing. Wolfgang Schlecker und Herrn Dr.-Ing. Jochen Dederer für die hilfreichen Diskussionen und die gute Zusammenarbeit.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Dipl.-Ing. Ulrich Schneider, der innerhalb der Hauptabteilung Digital Electronics dieses Forschungsthema ermöglicht und gefördert hat. Ebenso danke ich Herrn Dipl.-Ing. Manfred Schlumpp, dessen Abteilung Digital Hardware FPGAs & ASICs mir ein exzellentes Arbeitsumfeld geboten hat. Von beiden wurden ein Forschungsaufenthalt an der Tampere University of Technology (TUT) und der Besuch der FHR Radar Summer School unterstützt. Weiter danke ich Herrn Dr. rer. nat. Hans Brugger für die Platzierung dieser Arbeit innerhalb des Competence Centers Common Hardware / Equipment & Microwave Engineering und Herrn Prof. Dr.-Ing. Heinrich Dämbkes für die zurückliegende Förderung.

Für die Zusammenarbeit in den Forschungsprojekten gilt mein Dank auch den Herren M. Sc. Simran Singh Sandhu, Dr.-Ing. Sébastien Chartier und Dipl.-Ing. (FH) Frank Kehrer. Ich danke generell für die Kollegialität und das gute Arbeitsklima, insbesondere Frau Monika Korzer, die stets ein offenes Ohr für organisatorische Belange hatte. Weiter danke ich Frau M. Eng. Judith M. Nguene Njongue, Herrn M. Eng. Christian Hermann und Herrn B. Eng. Stefan Heubusch für ihre Abschlussarbeiten.

Danksagung

In English: I am indebted to Prof. Dr. Mikko E. Valkama and Dr. Lauri Anttila from Tampere University of Technology, Department of Electronics and Communications Engineering, for the collaboration in the past and the present. Thank you for making my time as a Visiting Research Fellow a technically stimulating and interesting experience. Also I want to express my thanks to M.Sc. Markus K. Allén for investing six intensive research months in 2012.

Ich danke Herrn M. Sc. Rudolf Ritter (Institut für Mikroelektronik, Universität Ulm), insbesondere für anregende Diskussionen zu Beginn dieser Arbeit.

Der größte Dank gilt meiner Frau, Dr. rer. nat. Verena Bückle-Vallant, für den hilfsbereiten Grundton und die gewissenhafte Durchsicht des Manuskripts.

Zusammenfassung

Der Innovationstrend im Bereich der digitalen Signalverarbeitung hat auch die als *Mature Technology* geltenden Radarsysteme im militärischen und zivilen Sektor erfasst. *Software Defined Radio/Radar* ist als Kennzeichnung moderner, robuster und flexibler Kommunikations- und Radarsysteme bereits ein stehender Begriff geworden. Diese Gemeinsamkeit zwischen Radar- und Kommunikationstechnik ist bemerkenswert: Zu allen Zeitpunkten der Radarentwicklung waren Architekturen mit antennen-naher Digitalisierung im Empfänger wünschenswert; zuerst ein HF-Frontend, eine frühe Digitalisierung, gefolgt von rein *mathematischen* Operationen.

Auf diesem Weg stellt der Analog-zu-Digital Wandler (engl. *Analog-to-Digital Converter*, ADC) die kritische Empfängerkomponente am Übergang von der analogen zur digitalen Signalverarbeitung dar. Geschwindigkeit, Auflösung und Linearität des verwendeten ADCs beeinflussen maßgeblich die verfügbare Systemdynamik eines Radarsystems. Die rasante Entwicklung der digitalen Schaltungstechnik, getrieben durch die Miniaturisierung der CMOS-Halbleitertechnologie (engl. *CMOS deep sub-micron*, *CMOS = Complementary Metal Oxide Semiconductor*), ermöglicht heutzutage eine vermehrte Überführung ursprünglich analoger Funktionen in die digitale Domäne. Der Einsatz leistungsfähiger FPGAs (engl. *Field Programmable Gate Arrays*) ermöglicht eine Echtzeitverarbeitung des vom ADC zur Verfügung gestellten Datenstroms und damit eine Realisierung umfangreicher Signalverarbeitungsaufgaben direkt im digitalen Empfänger. Vor diesem Hintergrund liefert die vorliegende Arbeit einen Beitrag zur Beschaffenheit zukünftiger Radarempfänger für Puls-Doppler Anwendungen. Derartige Empfänger finden in großdimensionierten Mehrkanalsystemen Einsatz (engl. *Phased Array*). Hier versprechen kompaktere Ausprägungen des Einzelempfängers neben reduzierter Leistungsaufnahme und Kosten auch rein mechanische Vorteile.

Der Einsatz eines direktmischenden Empfängers (engl. *Zero-IF*) benötigt zwei um $\pi/2$ phasenverschobene, ansonsten möglichst identische Einzelzüge mit Basisbandabtastung durch einen CADC (engl. *Complex Analog-to-Digital Converter*) und ermöglicht die Vollintegration des Empfängers. Das Hauptproblem hierbei besteht darin, dass die beiden Einzelzüge nicht identisch, sondern nur mit endlicher Genauigkeit realisiert werden können: ein Fehlermechanismus der analogen Hilberttransformation (engl. *Analog IQ*) der den störfreien Dynamikbereich (engl. *Spurious-Free Dynamic*

Range, SFDR) des Empfängers beschränkt. Weitere Nachteile sind neben einer reduzierten Störfestigkeit, das $1/f$ -Rauschen und die durch endliche Isolation im Mischer auftretende DC-Spannung, welche eine in-Band-Störung aus Sicht des modulierten Nutzbandes darstellt.

Der Einsatz eines einstufigen Empfängers mit Unterabtastung in hoher Zwischenfrequenzlage (engl. *High-IF*) vermeidet derartige Probleme: Dieses Konzept kann eine analoge Mischstufe eliminieren und gleichzeitig den Aufwand an analoge Filterstufen reduzieren, folglich den analogen Empfängerteil vereinfachen. Die Herausforderung besteht hier im verstärkten Auftreten dynamischer Nichtlinearitäten, die das SFDR des ADCs beim Einsatz in höheren Nyquistzonen beschränken. Um die SFDR-beschränkenden Fehlerquellen zu beseitigen, verfolgt diese Arbeit einen ganzheitlichen Ansatz, der modellbasierte Korrekturalgorithmen an der A/D-Schnittstelle entwickelt, untersucht und bewertet. Die Modellierung analoger Fehlermechanismen erlaubt die Erzeugung inverser Korrekturmodelle, deren digitale Natur einen hohen Grad an Genauigkeit und Flexibilität aufweist und ein Potential bietet, das vormals in reiner Analogtechnik nicht zur Verfügung stand. Die entwickelten Korrekturmodelle können effektiv zur Dynamikbereichserweiterung digitaler Empfänger verwendet werden, zum Beispiel kann die Linearität von ADCs in höheren Nyquistzonen gesteigert werden, oder auch die Linearität der gesamten Empfängerkette bei gleichzeitiger Senkung der Verlustleistung.

Die Vorteile dieses als *Digitally Assisted Analog* bezeichneten Systemansatzes werden durch ausführliche Evaluierung von Simulationsmodellen, ADCs und realisierten Empfängerdemonstratoren belegt. Wichtige Systembezüge werden hergestellt und beleuchten die Auswirkungen der Fehler auf die Gesamtgüte des Systems. Es wird gezeigt, dass ein Ansatz, der das Potential analoger und digitaler Möglichkeiten gleichermaßen ausschöpft, für Radarempfänger der nächsten Generation Raum zur Optimierung innerhalb des Spannungsfeldes zwischen Systemdynamik, Leistungsaufnahme, Formfaktor und Kosten schafft.

Inhaltsverzeichnis

Danksagung	xiii
Zusammenfassung	xvi
1 Einführung	1
1.1 Motivation für ein Software Defined Radar	1
1.2 Ziele dieser Arbeit	4
2 Systemumgebung und -komponenten	7
2.1 Radarsysteme	7
2.1.1 Einführung und Klassifikation	7
2.1.2 Systemüberblick Puls-Doppler Radar	11
2.2 Der Radarempfänger	18
2.2.1 Empfängerarchitekturen und Abtastkonzepte	18
2.2.2 Digitale Strahlformung	24
2.3 Analog-zu-Digital Wandler	29
2.3.1 Funktionsweise und Typen	29
2.3.2 Kenngrößen und Charakterisierung	34
2.3.3 Exemplarische Charakterisierung und Fazit	37
3 Modellbildung	39
3.1 Modellierung nichtlinearer dynamischer Systeme	39
3.1.1 Das Volterra-Modell nichtlinearer Systeme	39
3.1.2 Varianten des Volterra-Modells	42
3.2 Fehlermodelle für unterabtastende Analog-zu-Digital Wandler	47
3.2.1 Integrale Nichtlinearität als 2-dimensionales Modell	47
3.2.2 Kombiniertes Fehlermodell mit ADC-Frontend	51
3.3 Vergleichende Modelle für komplexe Analog-zu-Digital Wandler	55
3.3.1 Endlicher IQ-Gleichlauf als Selbstinterferenz	55
3.3.2 Referenzmessungen auf einem Zero-IF Empfänger	59
4 Verfahren zur ADC Dynamikbereichserweiterung	65
4.1 Stand der Technik	65
4.2 Identifikation inverser Korrekturmodelle	67

4.3	Statisches Korrekturmodell	70
4.3.1	Methodik der HCF-Extraktion	70
4.3.2	Diskussion der HCF-Korrektur und Fazit	71
4.4	Dynamisches Korrekturmodell	75
4.4.1	Wahl der NZ und lineare Dämpfung	75
4.4.2	Struktur des Korrekturmodells	76
4.4.3	Methodik der Koeffizientenextraktion	80
4.5	Verifikation des dynamischen Korrekturmodells	86
4.5.1	Untersuchung der Frequenzabhängigkeit in hohen NZ	86
4.5.2	Untersuchung der Amplitudenabhängigkeit	88
4.5.3	Untersuchung der Reproduzierbarkeit	90
4.5.4	Untersuchung der Zweiton-Anregung	91
4.5.5	Untersuchung der Temperaturabhängigkeit	92
4.6	Verifikation des kombinierten Korrekturmodells	96
4.6.1	Exemplarische Bewertung	96
4.6.2	Gegenüberstellung zweier vergleichbarer ADCs	97
4.6.3	Anwendung auf einen weiteren ADC in allen NZ	98
4.7	Untersuchung von Ultra-Highspeed GSPS-Wandlern	100
4.7.1	Beschreibung der Problematik	100
4.7.2	Demonstration eines erratischen Systemverhaltens	100
5	Empfängerdemonstrator für Puls-Doppler Anwendungen	105
5.1	High-IF Empfängerdemonstrator	105
5.1.1	Motivation	105
5.1.2	Implementierungsaspekte der Algorithmik	106
5.1.3	Beschreibung und Blockschaltbild des Demonstrators	109
5.2	Ergebnisse	115
5.2.1	Gepulste Messungen und lineare Entzerrung	115
5.2.2	Linearisierung der vollständigen Empfängerkette	118
6	Schlussbetrachtung	127
	Abkürzungen	131
	Literaturverzeichnis	135
	Index	144
	Lebenslauf	147

1 Einführung

1.1 Motivation für ein Software Defined Radar

Der in den 1980er Jahren erstmals aufgekommene Begriff eines *Software Radio* beziehungsweise *Software Defined Radio* (SDR) ist mittlerweile im Umfeld der heutigen Nachrichtentechnik zu einem geflügelten Wort geworden. Das Konzept SDR reagiert auf den sich seit Jahren abzeichnenden Entwicklungstrend der Digitaltechnik und die vergleichsweise langsame Entwicklung in der Analogtechnik: Flexiblere und kompaktere Systeme, stets vom Kostenfaktor getrieben, können nur entstehen wenn ein Großteil der Systemfunktionalitäten digital, also in Firm- oder Software, realisiert wird [1]. Diese Form der *Digitalen Revolution* ist eng verkoppelt mit der Idee einer idealen SDR-Architektur, die für den Empfängerteil nur aus einer Antenne, einem Filter zur ersten Vorselektion des gewünschten Nutzbandes, einem LNA (engl. *Low Noise Amplifier*) zur Verstärkung des Nutzbandes und einem Analog-zu-Digital-Wandler (engl. *Analog-to-Digital Converter*, ADC) besteht, gefolgt von rein digitaler Signalverarbeitung [2]. Der in Bild 1.1 dargestellte, ideale SDR-Empfänger digitalisiert das Hochfrequenzsignal direkt an der Antenne (Direktabtastung, engl. *Direct Sampling*, *RF Sampling*). Allerdings gilt nach wie vor, dass Beschränkungen der ADC-Technologie eine solche Form (noch) nicht zulassen [3][4][5].

Die Radartechnik (engl. **RA**dio **D**etection **A**nd **R**anging) kann als früher Wegbereiter des SDR-Prinzips verstanden werden. Tatsächlich wurden Fortschritte im Bereich der ADC-Entwicklung durch den Wunsch nach immer schnelleren und hochauflösenderen Wandlern vorangetrieben [6][7][8]. Diese hohen Anforderungen an die Systemdynamik erklären auch die Komplexität dieser Systeme, z. B. ist eine hohe Linearität im Empfänger direkt an erstklassige Komponenten und eine hohe Verlustleistung gekoppelt.

Die Mehrzahl heutiger gepulster Boden-, Schiffs- und Bord-Radare wird im L-, S-, C- oder X-Band¹ betrieben. Die am häufigsten verwendete Empfängerarchitektur ist hierbei der Heterodynempfänger mit mehrstufiger Frequenzumsetzung, wobei die finale Mischstufe früher häufig als komplexe Mischung ins Basisband realisiert wurde (mit analoger Hilberttransformation, engl. *Analog IQ* [9]). Heutzutage wird zunehmend eine Bandpassabtastung auf einer niedrigen Zwischenfrequenz favorisiert; die

1 Radarbänder – L-Band: 1-2 GHz, S-Band: 3-4 GHz, C-Band: 4-8 GHz, X-Band: 8-12 GHz.

1 Einführung

komplexe Mischung ins Basisband erfolgt dann in fehlerfreier Weise digitalseitig (mit digitaler Hilberttransformation, engl. *Digital IQ*). [10, S. 394ff.]

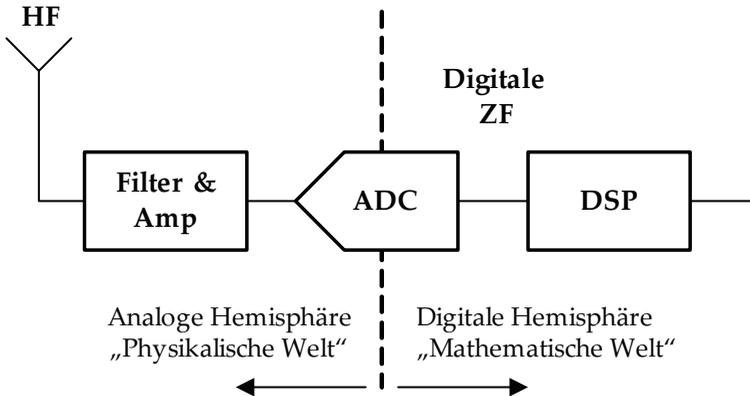


Bild 1.1: Idealer SDR-Empfänger mit Direktabtastung des vorselektierten und verstärkten Antennensignals.

Der mehrstufige Heterodyneempfänger ist der klassische Radarempfänger, er liefert einen hohen Dynamikbereich und mit entsprechender Frequenzplanung eine gute Unterdrückung von außer-Band-Störern (z. B. Nebenempfangsstellen). Vor diesem Hintergrund ist ein Übergang zu höheren Zwischenfrequenzen wünschenswert. Tastet der ADC früher in der analogen Verarbeitungskette ab, lässt sich nicht nur die Anzahl an analogen Mischstufen reduzieren (Unterabtastung ist kontrollierte Faltung als quasi-digitale Mischung), sondern es entspannen sich auch die Anforderungen an analoge Spiegelunterdrückungsfilter. Höhere Frequenzen beziehungsweise Abtastraten sind sowohl aus technologischer Sicht als auch für eine robuste Spiegelunterdrückung günstig. Die im Radarbereich üblichen, hohen Anforderungen an den störfreien Dynamikbereich (engl. *Spurious-Free Dynamic Range*, SFDR) beschränken allerdings im Fall der Bandpassabtastung die Wahl der letzten Zwischenfrequenz [1][5][6]. Das SFDR ist definiert als das logarithmierte Leistungsverhältnis von vollausgesteuertem Nutzsignal und größtem Störsignal im Spektrum. Überdies muss (inklusive Prozessgewinn durch Bandbreitenreduktion) ein hohes Signal-zu-Rausch-Verhältnis (engl. *Signal-to-Noise Ratio*, SNR) zur erfolgreichen Detektion erreicht werden.

Der Wunsch nach Vereinfachung und Miniaturisierung bestehender Empfänger wird von leistungsfähigen AESA Systemen (engl. *Active Electronically Scanned Array*) getrieben [11][12]. Hier wird eine Vielzahl von Kanälen in einem Array vereint, um

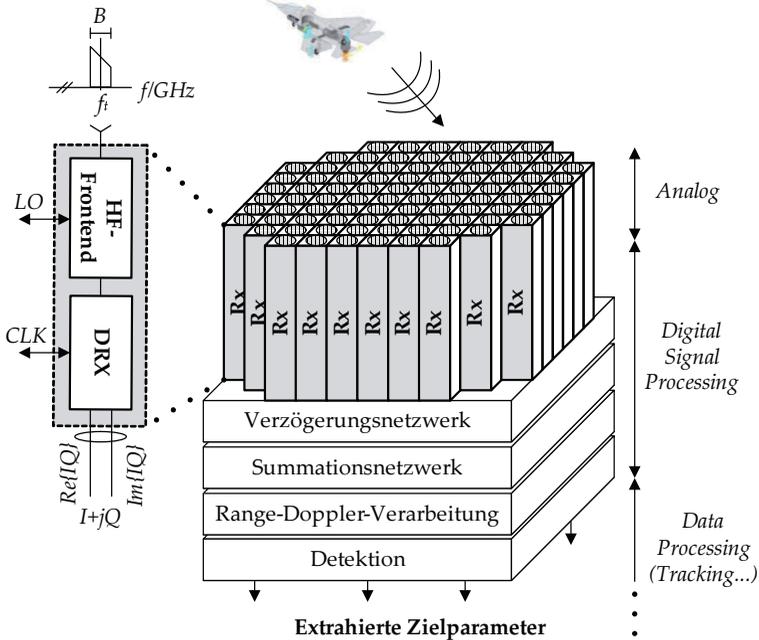


Bild 1.2: Phased-Array Empfangsantenne mit voll-digitaler Strahlformung und schematischer Systempartitionierung.

eine Antennenkeule durch gezielte Verzögerung und Summation der Einzelelemente elektronisch im Raum zu formen und zu schwenken [13]. Im Fall von digitaler Strahlformung (engl. *Digital Beamforming*, DBF) erfolgt diese Schwenkung sogar mit rein digitaler Signalverarbeitung im komplexen Basisband. Die kohärente Summation der Einzelsignale führt, unter der Voraussetzung, dass Rauschen und Nichtlinearitäten decorreliert sind, zu einem Dynamikbereichsgewinn [11][14][15]. Die Optimierung des Einzelempfängers hinsichtlich Komplexität, Formfaktor, Leistungsaufnahme, Kostenaufwand, etc. hat einen durchschlagenden Effekt auf die Realisierbarkeit von AESA Systemen. Im Vergleich zu mechanisch geschwenkten Parabolantennen sind die Kosten eines Phased-Array aufgrund der Vielzahl an Einzelelementen nicht zu unterschätzen, gleiches gilt für die hohe Datenflut [11][16]. Ein typisches Phased-Array Empfangssystem mit Einzelempfängern ist in Bild 1.2 dargestellt.

Eine Annäherung an die SDR-Idee kann nur durch Teil- beziehungsweise Vollintegration der Komponenten erfolgen, im letzteren Fall als SoC (engl. *System-on-Chip*) oder SiP (engl. *System-in-Package*). In der Kommunikationstechnik wurde daher eine Vollintegration des Senders und Empfängers angestrebt, hier erwies sich der Rückgriff

1 Einführung

auf den Homodynempfänger (engl. *Zero-IF*) als gerechtfertigt [17][18][19][20]. Für die Entwicklung zukünftiger Phased-Array Radare, an die generell höhere Dynamikbereichsanforderungen gestellt werden als an Kommunikationssysteme, bieten sich u. a. zwei Möglichkeiten: Verwendung eines Homodynempfängers, der keine off-chip zu realisierenden Filter aufweist und daher besser zur monolithischen Integration geeignet ist, beziehungsweise Teilintegration unter Einsatz eines Heterodynempfängers mit Abtastung in hoher Zwischenfrequenzlage.

Der ADC nimmt hierbei eine besondere Schlüsselposition ein, denn Abtast- und Empfängerkonzept müssen gemeinsam betrachtet werden. Wie aus dem klassischen Abtasttheorem bekannt ist, stellt nur ein hinreichend bandbegrenzttes Signal nach Abtastung ein fehlerfrei rekonstruierbares Analogon des ursprünglichen Signals dar. Daher ist ein Filter zur Bandbegrenzung und Unterdrückung der Aliasbänder vorzusehen (engl. *Anti-Aliasing-Filter*, AAF). So kann garantiert werden, dass Störer in unmittelbarer Nähe des Nutzbandes unterdrückt werden. Dadurch ist auch gewährleistet, dass alle *nach dem AAF* verursachten Störer in das Nutzband des ADCs fallen beziehungsweise gefaltet werden. Nichtlinearitäten im ADC verursachen daher potentielle in-Band-Störungen, die den Dynamikbereich des Nutzsignals beschränken und als Falschziele das Dopplerspektrum verfälschen [10, S. 412][21].

Für ein Such/Detektions-Radar mit Dopplerverarbeitung ist das SFDR des ADCs eine wichtige Kenngröße [1][14]. Je nach Einsatzgebiet unterscheidet sich auch die Wahl der ADC-Architektur. Im Radarbereich dominiert die Pipeline-Struktur, die hohe Geschwindigkeiten $5 \text{ MSPS} < f_s < 500 \text{ MSPS}$ und hohe Anzahl an Bits $12 < b < 16$ vereint [10, S. 411][22]. Die Entwicklung der ADC-Technologie ist kontinuierlich, aber langsam: die früher prognostizierte Stagnation des SFDR für Pipeline-ADCs lässt sich zum heutigen Zeitpunkt bestätigen [6]. Auch werden Sigma-Delta CADCs (engl. *Complex Analog-to-Digital Converter*) für Empfänger mit Basisbandabtastung aufgrund steigender Nutzbandbreiten, niedriger Leistungsaufnahme und inhärenter AAF-Funktionalität zunehmend interessant.

1.2 Ziele dieser Arbeit

Um innerhalb des beschriebenen Spannungsfeldes zu optimierten Systemlösungen zu gelangen, wurde erst in jüngster Zeit ein Umdenken bezüglich traditioneller Entwurfsmethoden vorgeschlagen [23][24][25][26][27]. Die zentrale Idee ist der vermehrte Einsatz digitaler Korrekturmethode (engl. *Digitally Assisted Analog*). Der innovative Gedanke wird deutlich, wenn man bedenkt, dass die Arbeitsgebiete Analog/Digital in der Entwicklung häufig getrennt sind, zum einen bedingt aus der Historie (nicht jeder Analogentwickler hat Kenntnisse im Bereich der digitalen Signalverarbeitung;

nicht jeder Digitalentwickler hat Kenntnisse im Bereich der Hochfrequenztechnik), zum anderen aufgrund der Komplexität der Einzeldisziplinen.

Die grundlegende SDR-Idee sieht bereits vor, vormalige analoge Funktionalitäten in die digitale Domäne zu verlagern. Ein praktisches Beispiel ist hier die digitale Hilberttransformation, die auch für sehr große Bandbreiten eine exakte Phasenverschiebung von 90° erzeugt. Die Idee geht nun weiter und betrachtet die spezifischen Fehlermechanismen, die bei der Wahl unterschiedlicher Architekturen auftreten genauer, z. B. stellt die ADC Linearität eine Beschränkung bei der Wahl einer High-IF Architektur dar [5][28]. Das Potential digitaler Korrekturmethode wird erst durch Fortschritte in der Digitaltechnik voll ausschöpfbar, so stellen FPGAs (engl. *Field Programmable Gate Array*) heutzutage eine enorme Rechenkapazität zur Verfügung [2]. Rein digitale Methoden bieten gegenüber rein analogen Kompensationsmechanismen erhöhte Genauigkeit und gesteigerte Flexibilität: Die Modifikation aller Modellparameter erfolgt effektiv in Software. Daneben existieren auch noch (weniger flexible) Mischformen, die z. B. eine digital gesteuerte Rückkopplung in den analogen Teil realisieren.

Dabei steht die Modellierung der im analogen Empfänger auftretenden Fehlermechanismen im Vordergrund. Es ist nicht zu unterschätzen, dass die eigentliche Signalübertragung immer analog erfolgt, es also wichtig ist, ein Verständnis für analoge Prinzipien zu entwickeln und dieses zur ständigen Verfeinerung der digitalen Modelle zu verwenden; ein ganzheitlicher Systemansatz trägt interdisziplinären Charakter [25][27]. Viele Unzulänglichkeiten im Empfänger führen zu einer Beschränkung der Systemdynamik. Ein mathematisches Modell kann, wenn vorliegend, invertiert und in den digitalen Teil des Empfängers platziert werden. Die Kombination aus einem fehlerbehafteten System und einem die aufgetretenen Fehler invers replizierenden System führt dann zu einem quasi-idealen Systemverhalten. So werden bewusst architekturbedingte Fehler toleriert, um mit der Kenntnis der zugrundeliegenden Ursachen den Empfängerzug von Fehlern zu befreien. Der nachfolgenden Signalverarbeitung (z. B. Dopplerverarbeitung, Detektion, Plotextraktion, Tracking) liegt dann ein hochwertiges Basisbandsignal zu Grunde.

Modellbasierte, digitale Korrekturverfahren sind empfangsseitig denkbar bei der

- Linearisierung von ADCs,
- Linearisierung analoger Verstärker und Mischer,
- Korrektur von IQ-Mismatch und DC-Offset,
- Korrektur von Timing Mismatches in Time-Interleaved ADCs (TI-ADC),
- Korrektur von Gruppenlaufzeit- und Amplitudenverzerrungen.

1 Einführung

Dabei schaffen zwei grundsätzliche Herangehensweisen ein hohes Maß an Flexibilität: Es können günstigere Komponenten eine mit teuren Komponenten vergleichbare Leistungsfähigkeit erreichen, genauso können bereits hochwertigste Komponenten eine Leistungsfähigkeit erreichen, die über das derzeit technologisch Mögliche hinausgeht. Grundsätzlich sind die Verfahren einzuteilen in Korrekturen auf Schaltungsebene (engl. *circuit-level*) und Systemebene (engl. *system-level*), weiterhin nach Offline-Verfahren, die eine Kalibration z. B. einmalig oder in gewissen operationellen Zeitschlitten benötigen, und in Online-Verfahren, die adaptiv arbeiten. Letztere fordern häufig das Vorhandensein eines Referenzsignals zur Fehlerreduktion oder spezifischer statistischer Eigenschaften der Empfangssignale. Dieses Vorhandensein hängt jedoch stark vom konkreten Anwendungsfall ab.

Diese Arbeit verfolgt den *system-level* Ansatz für moderne Radarempfänger. Hierfür beschäftigt sie sich mit der Linearisierung nichtlinearer Empfängerkomponenten. Der Fokus liegt auf unterabtastenden *High-Speed* ADCs als Schlüsselkomponenten in SDR-orientierten Architekturen. Es wird untersucht, inwieweit mit Hilfe digitaler Signalverarbeitung, geeignete und implementierbare Korrekturverfahren entwickelt werden können, um den Dynamikbereich von ADCs und Verstärkern zu steigern, also Harmonische (engl. *Harmonic Distortion*, HD) oder auch Intermodulationsverzerrungen (engl. *Intermodulation Distortion*, IMD) zu reduzieren. Weiterhin will die Arbeit mit der vergleichenden Untersuchung spezifischer Fehlermechanismen in Homodynempfängern sowie der Beleuchtung naheliegender Systemaspekte der Radartechnik einen umfassenderen Blick auf mögliche Architekturen zukünftiger AESA Systeme ermöglichen.

2 Systemumgebung und -komponenten

2.1 Radarsysteme

2.1.1 Einführung und Klassifikation

Die Radartechnik blickt zum Zeitpunkt dieser Arbeit auf eine vergleichsweise lange Geschichte innerhalb der Nachrichtentechnik zurück. Einen geschichtlichen Abriss bieten [16, S. 14ff.] und — im Kontext der Radartechnik in Deutschland — [29]. Besonders die vermehrte Einführung der Digitaltechnik in den 1980ern ermöglichte einen großen technologischen Sprung. Viele theoretisch bekannte Prinzipien konnten erst durch Fortschritte in der Hochfrequenztechnik und den Durchbruch der digitalen Signalverarbeitung umgesetzt werden [7][30]. Dieser Trend hält bis heute an, es ist sogar ein Punkt erreicht, an dem zum einen die immer billigere und effizientere Digitaltechnik in FPGAs und Prozessoren (Schlagwort engl. *CMOS Deep Submicron*), zum anderen verbesserte ADCs, neue Systemansätze begünstigen.

Trotz dieser aufgrund technologischer Fortschritte und neuartiger Algorithmik gesteigerten Leistungsfähigkeit, ist das Radar-Grundprinzip unverändert geblieben. Aus der umfangreichen Radarliteratur sei vor allem verwiesen auf [10][14][31][30]. Betrachtet man zunächst die monostatische Konfiguration (Sender und Empfänger örtlich nicht getrennt), lassen sich durch die Transmission einer elektromagnetischen (EM) Welle und Empfang dieser an einem Objekt reflektierten Welle vier grundlegende Informationen über das Objekt gewinnen:

- 1) Radialentfernung R_d über den Laufzeitunterschied $\Delta T = R_d \cdot 2/c$,
- 2) Radialgeschwindigkeit v_r über die Dopplerverschiebung $f_d = 2v_r/\lambda$,
- 3) Zielwinkel θ_{az} in Azimut,
- 4) Zielwinkel θ_{el} in Elevation.

Transmissions- oder Trägerfrequenz f_t und Wellenlänge λ sind dabei verknüpft über die Lichtgeschwindigkeit c gemäß $c = \lambda \cdot f_t \approx 3 \cdot 10^8$ m/s. Aufgabe eines Radargeräts

2 Systemumgebung und -komponenten

ist es zunächst, ein Sendesignal $x_t(t)$ mit gewünschter Modulationsbandbreite zu erzeugen und auf der Hochfrequenzlage (= HF) über die Sendeantenne gerichtet abzustrahlen, anschließend das reflektierte Signal $x_r(t)$ über die gleiche Antenne oder eine separate Empfangsantenne zu empfangen, rauscharm zu verstärken, und von der HF durch Mischung mit mindestens einem Oszillatorsignal $x_{lo}(t)$ auf eine niedrigere Zwischenfrequenzlage (= ZF) oder Basisbandlage (= BB) umzusetzen. Ziel ist, das Signal vom Träger zu befreien. Im Zuge der Umsetzung $HF \leftrightarrow BB$ erfolgt eine zeit- und amplitudenmäßige Diskretisierung im ADC, so dass ein digitales Basisbandsignal $z(n) = z_I(n) + j \cdot z_Q(n)$ bestehend aus der In-Phase-Komponente $z_I(n)$ und der Quadraturkomponente $z_Q(n)$ vorliegt. Dass die Signalverarbeitung in einem Radar ab einem bestimmten Zeitpunkt komplexwertig weitergeführt wird, hat zwei Gründe: sie ermöglicht die Unterscheidung negativer und positiver Frequenzen im Basisband (positive Dopplerfrequenzen für sich nähernde, negative Dopplerfrequenzen für sich entfernende Objekte) und effektiven Zugriff auf Amplitude und Phase des Empfangssignals [4]. Die Zielinformationen werden durch weitere Verarbeitungsschritte aus $z(n)$ extrahiert.

Die verschiedenen Radartypen sind hinsichtlich der Informationsgewinnung von 1) bis 4) unterschiedlich leistungsfähig. Eine fundamentale Forderung für die Messung von f_d ist ein kohärenter Bezug zwischen Sende- und Empfangssignal, man spricht dann von einem kohärenten Radar. Hierzu müssen Sende- und Empfangsoszillatoren von einem gemeinsamen und hochstabilen Oszillator abgeleitet werden. Pulsradare gelten als am leistungsfähigsten, sie erzielen die größten instrumentierbaren Reichweiten, und sind die am häufigsten eingesetzten Radare [30]. Die radiale Entfernungsauflösung (kurz engl. *Range Resolution*) zur Trennung zweier in der Entfernungsrichtung benachbarter Ziele ist im unmodulierten Fall $\Delta R = cT/2$. Intrapuls-Modulation, charakterisiert durch das Zeit-Bandbreite Produkt $T \cdot B$ ¹, ermöglicht im Verbund mit Pulskompression (unter Vernachlässigung spezifischer Verluste) eine nahezu uneingeschränkte Verbesserung von ΔR um den Faktor $T \cdot B$. Gleichzeitig wird eine Reduktion der Spitzenleistung im Sender sowie eine Erhöhung des SNR (im Empfänger) erzielt. FMCW-Radare (engl. *Frequency Modulated Continuous Wave Radar*) sind oft einfacher aufgebaut, daher kostengünstiger, erreichen jedoch geringere Reichweiten. KFZ- und Grenzschutzradare nutzen häufig diesen Typ. Eine Diskussion der Vor- und Nachteile unterschiedlicher Radargeräte findet sich in [14].

Zielobjekte befinden sich oftmals in der Umgebung unerwünschter, starker Störer. Empfangssignale von unerwünschten Störern werden dabei als Clutter (dt. Unordnung) bezeichnet, wobei sich letzterer als Boden-, Regen-, Schnee- oder Seeclutter äussern kann. Unabhängig davon und dem immer präsenten Rauschen können auch gewollte, aggressive Störungen (engl. *Jamming*, *Electronic Countermeasures* = ECM) oder dem Umfeld geschuldete Störungen wie Straßenverkehr, Windkraftanlagen oder

1 T : Pulsdauer in s, B : Modulationsbandbreite in Hz, und verknüpft als $T \cdot B = PCF$: Zeit-Bandbreite-Produkt beziehungsweise engl. *Pulse Compression Factor*.

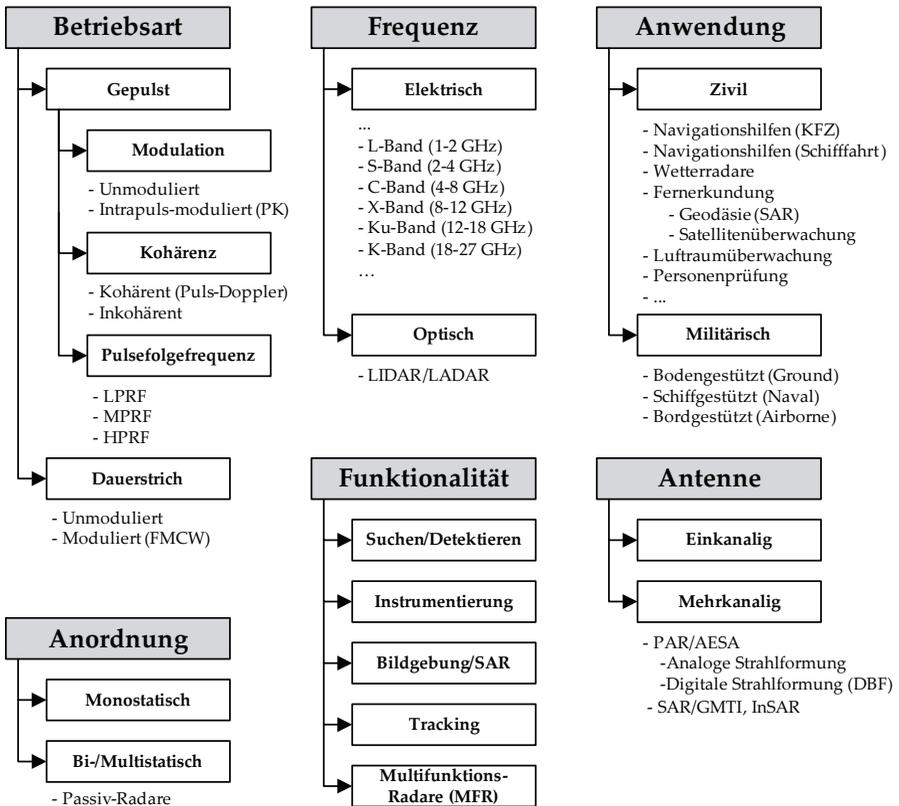


Bild 2.1: Klassifikation von Primärradargeräten.

Vogelgruppen auftreten. Aufgabe vieler Radare ist es dabei, (bewegte) kleine Zielobjekte auch in einer starken Clutter-Umgebung erfolgreich zu detektieren.

Radarsysteme lassen sich, wie in Bild 2.1 dargestellt, nach sehr unterschiedlichen Gesichtspunkten klassifizieren. Eine grundlegende Einteilung kann nach Funktionalität erfolgen: 1) Suchradare zur Detektion von Zielen (engl. *Search and Detect*), 2) Instrumentierungsradare zur Messung physikalischer Größen, 3) Bildgebende Radare zur Erzeugung hochauflösender Szenarien (engl. *Imaging*), 4) Radare zur Zielverfolgung bereits detektierter Ziele (engl. *Tracking*), und 5) Radare, die eine Vielzahl an Funktionalitäten vereinigen (engl. *Multifunction Array Radar*, MFR)[32]. Zivile Anwendungen sind beispielsweise Luftraumüberwachung (engl. *Airport Surveillance Radar*, ASR), Navigationshilfen im Schiffsverkehr, Leit-/Warnsysteme für Kraftfahrzeuge, Wetterradare, Fernerkundung der Erdoberfläche (engl. *Remote Sensing* → meist durch

2 Systemumgebung und -komponenten

eine synthetisch erzeugte Antennenapertur, engl. *Synthetic Aperture Radar* = SAR), Präzisionmessungen in industriellen Fertigungsprozessen, oder Personenprüfung auf Flughäfen. Im militärischen Sektor werden 1) Bodenradare (engl. *Ground Radar*), 2) Schiffsradare (engl. *Naval Radar*; *Shipborne*) und 3) Bordradare (engl. *Airborne Radar*) unterschieden. [10][30]

Da die Vielfalt an Applikationen im militärischen wie zivilen Bereich groß ist, bietet sich zunächst eine rein technische Klassifikation an, die für beide Bereiche Gültigkeit besitzt. Eine Unterteilung nach Betriebsart ergibt: 1) Pulsradare (unmoduliert oder intrapuls-moduliert mit Pulskompression im Empfänger) und 2) Dauerstrichradare (CW-Radare, im modulierten Fall engl. *Frequency Modulated Continuous Wave Radar*, FMCW). Besondere Vorzüge besitzen vor allem kohärente Pulsradare zur Trennung von Bewegt- und Festzielen, man spricht dann von einem Puls-Doppler Radar mit MTI/MTD (engl. *Moving Target Indication / Detection*) [33]; anderenfalls liegt ein inkohärentes Radar vor, das lediglich die Amplitude des Empfangssignals auswertet, ein Typ der in der Frühzeit der Radartechnik präsent war und heute kaum mehr Verwendung findet [21].

Für Pulsradare existiert zudem aufgrund ihrer sehr häufigen Verwendung eine eigene Klassifikation nach ihrer Pulsfolgefrequenz (engl. *Pulse Repetition Frequency*, PRF), da diese einen großen Einfluss auf die eindeutige Messbarkeit von R_d und f_d hat. Man unterscheidet drei Gruppen (engl. *PRF Regimes*): 1) LPRF (engl. *Low PRF*), 2) MPRF (engl. *Medium PRF*) und 3) HPRF (engl. *High PRF*). Weiterhin ist eine Einteilung nach f_i möglich. Normen für Radarbänder existieren von der NATO und dem IEEE [33]. Gemäß letzterer gilt: VHF (30-300 MHz), UHF (0.3-1 GHz), L (1-2 GHz), S (2-4 GHz), C (4-8 GHz), X (8-12 GHz), Ku (12-18 GHz), K (18-27 GHz), etc. Der Großteil aller Radaranwendungen arbeitet innerhalb der Grenzen des L- und X-Bandes. Eine weitere Kategorie im optischen Wellenlängenbereich stellen die Laser-Radare (LIDAR/LADAR) dar.

Um Einzelkanalsysteme von Mehrkanalsystemen abzugrenzen, wird im letzteren Fall explizit von (aktiven) Phased-Array Radaren (engl. *Phased Array Radar*, PAR) oder auch AESA-Radaren (engl. *Active Electronically Scanned Array*) gesprochen, diese Namensgebung bezieht sich auf die Beschaffenheit der Antenne [12]. Mehrkanalige SAR-Systeme können zur dreidimensionalen Bildgebung (InSAR) oder zur Boden-Bewegtzilerkennung in SAR-Bildern (SAR/GMTI) verwendet werden [10].

Die Anordnung von Sender und Empfänger ermöglicht eine weitere Unterscheidung: Befinden sich Sender und Empfänger am selben Ort, spricht man von einem monostatischen, im Falle einer örtlichen Trennung von einem bistatischen (ein Sender, ein Empfänger) oder multistatischen Radar (im verallgemeinerten Fall). In diesen Zusammenhang sind auch Passiv-Radare zu bringen, die bestehende Fremdsender (UKW, DVB-T, GSM, UMTS, etc.) verwenden und damit, ohne einen eigenen Sender zu besitzen, Radarfunktionalitäten realisieren [34]. Bildgebende SAR-Radare (engl. *Syn-*

thetic Aperture Radar) werden weiterhin nach Satelliten-basierten oder Flugzeug-basierten Anwendungen unterschieden. Radarsystemen verwandt, aber nicht unter dem Überbegriff Radar geführt, sind EW-Systeme (engl. *Electronic Warfare*) für ESM (engl. *Electronic Support Measures*): hierbei handelt es sich um passive Radarwarnsysteme, die Informationen über das Vorhandensein anderer Radarsysteme an angekoppelte aktive Systeme weiterleiten [35].

Es existieren noch weitere Arten von Radarsystemen, beispielsweise OFDM-Radare (*Orthogonales Frequenzmultiplexverfahren*) als Mischform aus Kommunikations- und Radargerät, oder UWB-Radare (engl. *Ultra Wide Band*) für medizinische oder sicherheitstechnische Applikationen mit extrem hohen Auflösungen auf kurze Entfernungen. Eine hilfreiche Übersicht der gängigen Radar-Terminologie findet sich in [33]. Die unterschiedlichen Einteilungsmöglichkeiten von Radarsystemen in Bild 2.1 beschränken sich, in Abgrenzung zu den IFF-Systemen (engl. *Identification Friend or Foe*), auf Primärradargeräte.

2.1.2 Systemüberblick Puls-Doppler Radar

Im Folgenden werden Funktionsweise und Partitionierung des Systems erläutert. Zur Orientierung dient Bild 2.2. Das Sendesignal wird in heutigen Systemen bevorzugt digital erzeugt und durch einen Digital-Analog-Wandler (engl. *Digital-to-Analog Converter*, DAC) umgesetzt. Die Wahl der Sendefrequenz kann dabei in gewissen Grenzen flexibel erfolgen (Frequenzagilität), etwa um ein physikalisch günstigeres und weniger störbehaftetes Frequenzband zu finden, um fluktuierende Zielobjekte besser detektieren zu können, oder um die eigene Sichtbarkeit zu erschweren [30]. Für eine in sich abgeschlossene, kohärente Verarbeitung mit dem Ergebnis Range-Doppler-Matrix wird aber eine konstante Sendefrequenz gefordert.

Die folgenden Ausführungen orientieren sich an [10][30]. Ein einzelner über einen Leistungsverstärker (engl. *Power Amplifier*, PA) geführter und über die Sendeantenne abgestrahlter Sendepuls mit der Frequenz $f_{hf} = f_t$ schreibt sich als

$$x_t(t) = A(t) \operatorname{Re} \left\{ e^{j\Phi(t)} e^{j(2\pi f_h t + \phi_0)} \right\}, \quad -T/2 < t < T/2, \quad (2.1)$$

wobei $A(t)$ die Amplitudenmodulation, $\Phi(t)$ die Phasenmodulation, und T die Pulsdauer darstellt. Ein Sendeburst $x_{t,p}$ (Folge von M Pulsen mit dem Pulsfolgeintervall $T_{PRI} = 1/f_{PRF}$) entsteht durch Faltung des Einzelpulses mit einer Folge von Dirac-Stößen:

$$x_{t,p}(t) = x_t(t) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(t - m \cdot T_{PRI}), \quad -M \cdot T_{PRI}/2 < t < M \cdot T_{PRI}/2. \quad (2.2)$$

2 Systemumgebung und -komponenten

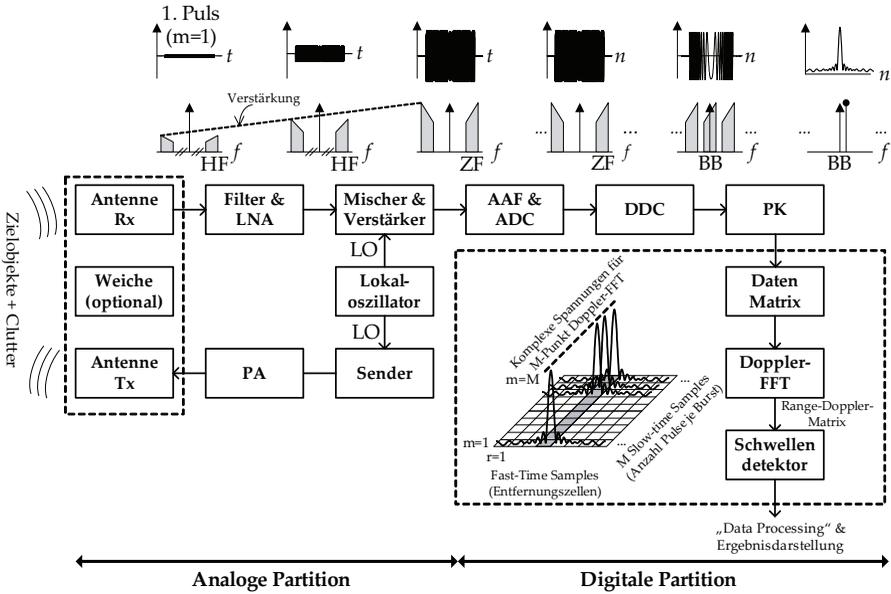


Bild 2.2: Schematischer Aufbau eines Puls-Doppler Radars.

Die reflektierte und empfangene Pulsfolge $x_{r,p}(t)$ stellt dann eine verzögerte und gedämpfte Version von $x_{t,p}(t)$ dar:

$$x_{r,p}(t) = A_r(R_d) \cdot x_{t,p}(t - 2 \cdot R_d/c). \quad (2.3)$$

Die Amplitude $A_r(R_d)$ wird durch die aus der Literatur bekannte Radargleichung (engl. *Radar Range Equation* = RRE) im Falle eines definierten Punkttreflektors ausgedrückt [10][16]. Das SNR für diesen Punkttreflektor in der Entfernung R_d berechnet sich im unmodulierten Fall zu

$$SNR(R_d) = \frac{P_t G \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_d^4 k T_0 F B L_s}, \quad (2.4)$$

wobei P_t die Spitzsendeleistung in W, G den kombinierten Antennengewinn im Sender und Empfänger, σ den mittleren Radarquerschnitt (engl. *Radar Cross Section*, RCS) in m^2 , R_d die Entfernung des Zielobjekts in m, k die Boltzmann-Konstante in Ws/K, T_0 die Standardtemperatur (300 K), F die Rauschzahl (einheitenlos), B die instantane Bandbreite in Hz und L_s die Systemverluste (ohne Einheit) beschreibt. Um eine andere Form von Gleichung 2.4 zu finden, werden zunächst die Pulsfrequenz $f_{PRF} = 1/T_{PRI}$ und das Tastverhältnis $\Gamma = T \cdot f_{PRF}$ definiert. Beleuchtet ein

Radarsystem einen Punktradar über einen längeren Zeitraum mit M Pulsen, lässt sich eine mittlere Sendeleistung P_m festlegen. Es gilt sowohl für den modulierten als auch unmodulierten Fall

$$SNR(R_d) = \frac{P_m T_{CPI} G \lambda^2 \sigma M}{(4\pi)^3 R_d^4 k T_0 F L_s}, \quad (2.5)$$

wobei $T_{CPI} = M \cdot T_{PRI}$ die kohärente Beleuchtungszeit innerhalb eines Bursts (engl. *Coherent Processing Interval* = CPI) darstellt. Mehrere CPIs bilden dann die gesamte Beleuchtungszeit in einem Scan. Gibt man ein minimales SNR zur sicheren Detektion vor, lässt sich durch Umformung von Gleichung 2.5 die maximal instrumentierbare Entfernung des Radars R_{max} bestimmen. Um R_{max} tatsächlich messen zu können, wird eine weitere Forderung an das System gestellt: f_{PRF} muss niedrig genug sein. Aus diesem Grund definiert man einen eindeutigen Entfernungsbereich R_{ua} (engl. *Unambiguous Range*), dieser beträgt

$$R_{ua} = \frac{c}{2 f_{PRF}}. \quad (2.6)$$

Ziele bis zu dieser Entfernung können vom Radar eindeutig gemessen werden. Je niedriger f_{PRF} , desto höher R_{ua} : LPRF Systeme (mit $100 \text{ Hz} < f_{PRF} < 15 \text{ kHz}$) sind hierfür am besten geeignet. Eine konträre Forderung wird jedoch an den eindeutig messbaren Doppler (engl. *Unambiguous Doppler*) gestellt. Da die Dopplermessung durch Abtastung mit der Rate der PRF erfolgt, ergibt sich nach dem Abtasttheorem ein Eindeutigkeitsbereich von

$$f_{d,ua} = \pm \frac{f_{PRF}}{2}. \quad (2.7)$$

Umso höher f_{PRF} gewählt wird, desto höher ist die Eindeutigkeit des Dopplers: HPRF Systeme (mit $10 \text{ kHz} < f_{PRF} < 300 \text{ kHz}$) sind für die Dopplermessung besser geeignet. MPRF Systeme (mit $8 \text{ kHz} < f_{PRF} < 30 \text{ kHz}$) sind zwischen LPRF und HPRF angesiedelt [21][30]. Mehrdeutigkeiten lassen sich durch die Wahl unterschiedlicher PRFs bis zu einem gewissen Grad auflösen, hierzu kommen rechenintensive Entfaltungsalgorithmen zum Einsatz [14][16].

Um f_d messen zu können, wird eine Verarbeitung mehrerer Empfangspulse benötigt. Typische Werte von f_d liegen bei eher niedrigen Werten unter 100 kHz (beispielsweise für $f_t = 10 \text{ GHz}$, $v_r = 30 \text{ m/s}$ ist $f_d = 2 \text{ kHz}$). Um die fundamentale Forderung der Frequenzmessung, nämlich mindestens eine Messdauer von $T_{mess} = 1/f_{mess}$ entsprechend einer Signalperiode vorzusehen, verwendet ein Puls-Doppler Radar viele um jeweils T_{PRI} in der Zeit versetzte Sendepulse [10]. Die durch Dopplerverarbeitung erzielbare Frequenz- oder Rayleighauflösung ist hier das Reziproke der kohärenten Beleuchtungszeit in einem Burst:

$$\Delta f = \Delta f_{Rayleigh} = \frac{f_{PRF}}{M} = 1/T_{CPI}. \quad (2.8)$$

2 Systemumgebung und -komponenten

Ein dopplerverschobenes Empfangssignal $x_r(t)$ wird zunächst in einem Bandpassfilter vorselektiert, um die Störleistung außerhalb des Nutzbandes zu reduzieren, anschließend folgt eine rauscharme Verstärkung durch den LNA (engl. *Low Noise Amplifier*). In einer Anzahl von Misch- und Verstärkerstufen (mindestens eine) wird das HF-Signal $x_r(t)$ auf eine ZF $f_{zf} = f_{hf} - f_{lo}$ umgesetzt. Für $A(t) = 1$ und $\Phi(t) = 0$ und eine einstufige Umsetzung ergibt sich durch Multiplikation mit dem Oszillatorsignal $x_{lo}(t)$:

$$x_{zf}(t) = x_r(t) \cdot x_{lo}(t) = \text{Re}\{e^{j(2\pi(f_{hf} + f_d)t + \phi_0)}\} \cdot \text{Re}\{e^{j(2\pi f_{lo}t)}\} = \text{Re}\{e^{j(2\pi(f_{hf} - f_{lo} + f_d)t + \phi_0)}\} + \underbrace{\text{Re}\{e^{j(2\pi(f_t + f_{lo} + f_d)t)}\}}_{=0 \text{ (Tiefpass)}}. \quad (2.9)$$

Der sich anschließende ADC arbeitet in der i -ten Nyquistzone (ff. = NZi) mit der Abtastrate f_s , wobei $B < f_s/2$, $(i-1) \cdot f_s/2 < f_{zf} < i \cdot f_s/2$, und $i = 1, 2, 3, \dots$, und digitalisiert das im AAF vorab bandbegrenzte Signal $x_{zf}(t)$ zu:

$$x_{zf}(n) = \text{Re}\{e^{j(2\pi(f_{zf} + f_d)t + \phi_0)}\} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n/f_s). \quad (2.10)$$

Mittels einer DDC (engl. *Digital Downconversion*) wird der verbleibende ZF-Träger entfernt und das komplexe Basisbandsignal $z(n)$ erzeugt. Weiterhin erfolgt meist eine Dezimation der Datenrate um den Faktor L_{dec} , so dass $f_{s,bb} < f_s$ und $f_{s,bb} = f_s/L_{dec}$. Das zur weiteren Verarbeitung verwendete Basisbandsignal des m -ten Einzelpulses wird im Folgenden definiert als

$$z_m(n) = A_m e^{j\Phi(n)} e^{j(2\pi f_d n / f_{s,bb} + m2\pi f_d / f_{PRF} + \phi_0)}, \quad 1 \leq n \leq N. \quad (2.11)$$

Damit besitzt der Puls N komplexe Samples. Der Term $2\pi f_d / f_{PRF}$ stellt dabei die Phasendifferenz zwischen zwei benachbarten Pulsen innerhalb der Pulsfolge dar. Die Steigung des Phasenfortschritts ist damit proportional f_d . Die instantane Nullphase in einem Puls kann als konstant angenommen werden, die Dopplerverschiebung lässt sich in einer anschaulichen Modellvorstellung als komplexer Sinuston $d(t) = e^{j2\pi f_d t}$ auffassen, der mit f_{PRF} abgetastet wird [30]. Um eine kohärente Verarbeitung zu ermöglichen, wird auch eine Forderung an $f_{s,bb}$ gestellt: Die komplexe Abtastrate muss ganzzahlig durch f_{PRF} teilbar sein [14]. Weiterhin können mittels A_m Fluktuationen von Puls zu Puls modelliert werden, oder die Amplitude ist konstant für alle M Pulse.

Intrapuls-Modulation gekoppelt mit Pulskompression im Empfänger ist das gängige Verfahren zur : 1) Erhöhung der Reichweite und Steigerung des SNR (im Empfänger),

2) Erhöhung der Entfernungsaufösung und 3) Reduktion der Spitzenleistung im Sender [36]. Im Folgenden wird vor allem auf [30][37] referenziert. Wir bedienen uns der komplexen Basisbanddarstellung und einer linearen Frequenzmodulation (engl. *Linear Frequency Modulation* = LFM, kurz Chirp). Der modulierte Sendepuls mit der Startfrequenz $f_a = 0$ Hz $-B/2$ schreibt sich dann als

$$s_t(t) = Ae^{j\phi(t)} = Ae^{j(\pi(B/T)t^2 + 2\pi f_a t + \phi_0)}, \quad -T/2 < t < T/2, \quad (2.12)$$

wobei $\pi B/T$ als Chirprate in Hz/s bezeichnet wird. Diese Waveform kennzeichnet der quadratische Phasenverlauf (= linearer Frequenzverlauf) $\frac{d\phi(t)}{dt} = 2\pi(B/T)t$. Der instantane Frequenzverlauf über dem Puls (in Hz) ist

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} = \pm(B/T)t + f_a. \quad (2.13)$$

Im Verarbeitungsblock PK erfolgt die Faltung von $s_t(t)$ mit dem zum Sendesignal passenden Korrelationsfilter (engl. *Matched Filter*, *MF*, oder mit Gewichtung w_{pk} als *Mismatched Filter*), dies wird als Impuls- oder kurz Pulskompression bezeichnet. Je nach gewählter Überabtastung (engl. *Oversampling Ratio*, *OSR*) besteht das aus dem zeitinvertierten, konjugiert komplexen Signal $s_t^*(-t)$ gebildete digitale PK-Filter aus $N_{pk} = N = PCF \cdot OSR = T \cdot f_{s,bb}$ komplexen Samples. Ein komprimierter, digitaler Puls $s_m(n)$ mit $R = 2N - 1$ Samples

$$s_m(n) = z_m(n) * (w_{pk} s_t^*(-n)) \quad \text{mit } w_{pk} \in \mathbb{R}^{1 \times N_{pk}}, \quad 1 \leq n \leq R, \quad (2.14)$$

entsteht durch die zeitlich korrekte Summation der über B verteilten Leistung. Das Symbol $*$ stellt den Faltungsoperator dar. Der komprimierte Puls ist gegenüber dem unkomprimierten (noch intrapuls-modulierten) Puls um den Faktor $T \cdot B$ in der Zeit komprimiert worden. Der dadurch erzielte Prozessgewinn PG_{pk} äussert sich als verbessertes SNR im Empfänger, wobei Fehlereinflüsse, die vom theoretischen SNR-Gewinn abweichen, im logarithmierten Verlustfaktor L_{pk} zusammengefasst werden:

$$PG_{pk}(\text{dB}) = 10 \log_{10}(T \cdot B) - L_{pk}(\text{dB}). \quad (2.15)$$

Allerdings verbleiben im Falle der LFM-Pulskompression im Gegensatz zum unmodulierten Rechteckpuls ($T \cdot B = 1$) unerwünschte Nebenkeulen in Entfernungsrichtung (engl. *Time/Range Sidelobes*). Diese Nebenkeulen können zur Detektion eines Falschziels führen, und so die gewonnene Entfernungsaufösung wieder einschränken [30][37]. Die Qualität der PK wird daher vor allem über das Verhältnis Haupt- zu Nebenkeule (engl. *Peak-Sidelobe-Level* = PSL) charakterisiert. Eine simple Methode zur Erhöhung des PSL ist eine empfangsseitige Gewichtung des Matched Filters mit w_{pk} ,

2 Systemumgebung und -komponenten

beziehungsweise die Wahl einer nichtlinearen Frequenzmodulation (NLFM) mit über Differentiation/Integration verknüpften nichtlinearen Verläufen $f(t)$ und $\phi(t)$ [36]. Weiterführende Literatur zu dieser Thematik, vor allem bezüglich weiterer Fehlereinflüsse der unterschiedlichen Modulationsarten (etwa *Range-Doppler Coupling*), findet sich in [10][30][37].

Im nächsten Verarbeitungsschritt werden die Zeitsamples pulswise in einer Datenmatrix \mathbf{S} angeordnet und für die anschließende Doppler-DFT/FFT vorbereitet. Dabei werden empfangene Samples auf der schnellen Zeitachse (dem Abtasttakt $f_{s,bb}$ entsprechend) als fast-time, Samples auf der langsamen Zeitachse (f_{PRF} entsprechend) als slow-time bezeichnet. In slow-time Richtung werden komplexe Zeitsignale mit f_{PRF} abgetastet, der Eindeutigkeitsbereich erstreckt sich von $-f_{PRF}/2$ bis $+f_{PRF}/2$. Dopplerfrequenzen die diesen Bereich überschreiten werden überfaltet. Innerhalb \mathbf{S} stellt $s_{m,r}$ die komplexe Spannung im m -ten Puls und r -ten Range Gate dar. Die Größe der Matrix bestimmt sich aus der Burstlänge ($M = \text{Anzahl Pulse}$) sowie der Anzahl Samples R im Aufzeichnungszeitraum. Sinnvoll ist weiterhin eine Fensterung mittels Gewichtung w_d in slow-time, da ansonsten die in der Realität unbekanntenen f_d -Werte zu spektralen Leckanteilen führen würden (engl. *Leakage Effect*) [10].

$$\mathbf{S}_{(m,r)} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & \cdots & s_{1R} \\ s_{21} & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{M1} & s_{M2} & \cdots & s_{MR} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{S} \in \mathbb{C}^{M \times R} \quad (2.16)$$

Berechnet man nun spaltenweise ($r = 1, 2, \dots, R$) jeweils eine DFT/FFT über die komplexen Spannungswerte der M Pulse (in der jeweils identischen Entfernungszelle), erhält man eine wiederum komplexwertige Range-Doppler-Matrix \mathbf{S}_D , die das Auffinden von Objekten getrennt nach Entfernung und Doppler ermöglicht. Nach Definition des slow-time Signals im r -ten Range Gate zu $\mathbf{s}_r = [s_{1r}, s_{2r}, s_{3r}, \dots, s_{Mr}]$ berechnen sich die komplexen Werte des Dopplerspektrums D_r gemäß

$$D_r(k) = \sum_{m=1}^M s_{m,r} w_d(m) e^{-j(2\pi(m-1)k/M)}, \quad \text{mit } k = 0, \dots, M-1 \text{ und } \mathbf{s}_r \in \mathbb{C}^{1 \times M}. \quad (2.17)$$

Bild 2.3 stellt die beschriebene Puls-Doppler Verarbeitung mit einer hypothetischen Dopplerverschiebung von $f_d = f_{PRF}/3$ (eindeutig) exemplarisch dar: ① zeigt die modulierte Sendepulsfolge, ② zeigt die Empfangspulsfolge (der Index p bedeutet Pulsfolge), ③ zeigt den Realteil des komplexen Basisbandsignals, ④ zeigt den Realteil der im Matched-Filter komprimierten Pulsfolge, ⑤ zeigt den Realteil der komplexen Dopplerschwingung $d(t)$, wobei $d(t)$ mit f_{PRF} abgetastet und in ⑥ den einzelnen Doppler-DFT/FFTs für jede Entfernungszelle zugeführt wird. Die erzeugte Betragsmatrix $|\mathbf{S}_D|$ (lineare Skalierung angedeutet) lässt sich durch eine Draufsicht beziehungsweise die x-, oder y- Queransichten in ⑦, ⑧, und ⑨ schematisch darstellen.

Die angedeuteten Dopplerfilterbänke in (7) zeigen die von T_{CPI} abhängige Frequenzauflösung $\Delta f_{Rayleigh}$. Nichtauswertung des zentralen Filters unterdrückt die Festziele. In (9) deuten ΔR (und PSL) die erzielte Entfernungsauflösung an.

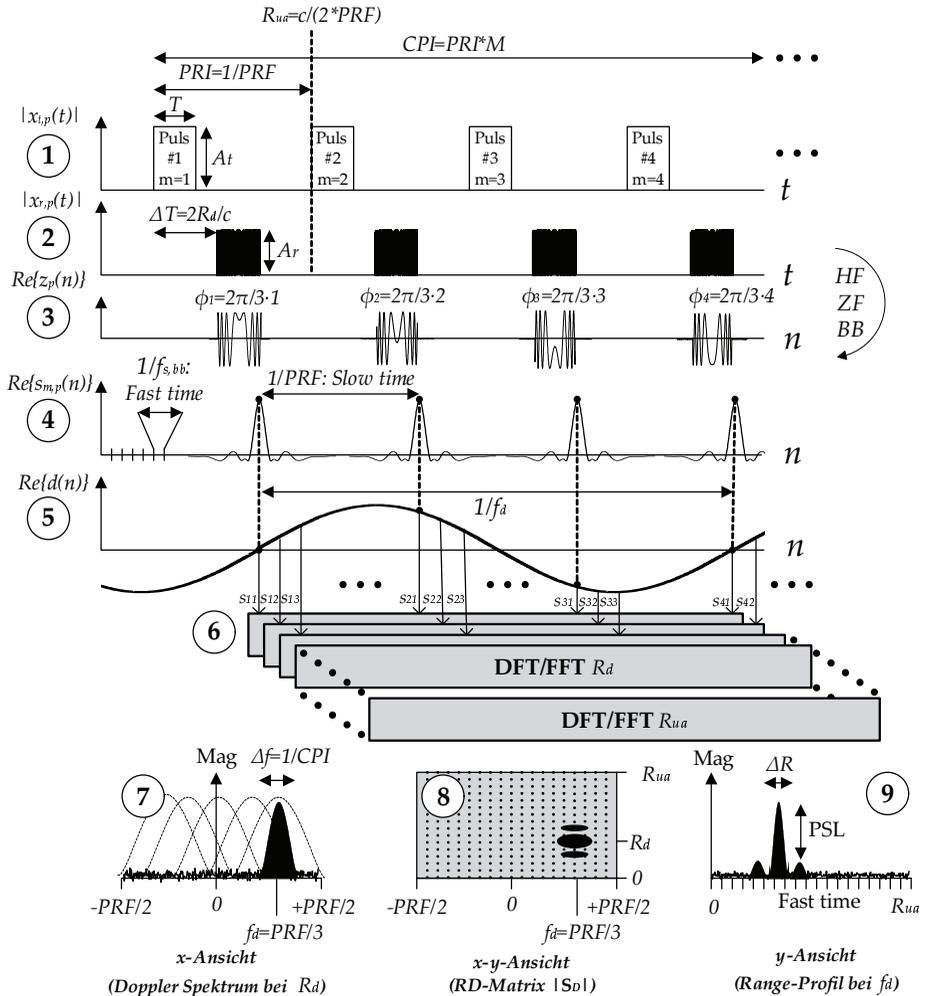


Bild 2.3: Messung einer eindeutigen Dopplerverschiebung $f_d = f_{PRF}/3$ eines Ziels bei Entfernung R_d in einem kohärenten Puls-Doppler Radar.

2.2 Der Radarempfänger

2.2.1 Empfängerarchitekturen und Abtastkonzepte

Bild 2.4 zeigt die Blockschaltbilder eines n-stufigen Heterodynempfängers mit digitaler IQ und eines direktmischenden Empfängers. Es folgt zuerst die Beschreibung des Heterodynempfängers. Die mehrfache Umsetzung des Hochfrequenzsignals, kombiniert mit kaskadierten analogen Filterstufen, erlaubt eine scharfe Trennung von Nutzband und Störbändern. Hier tritt das Problem der Spiegelfrequenzen auf. Dies sind Frequenzen die beim Abmischen auf die gleiche ZF-Lage wie das HF-Signal fallen, und somit eine in-Band-Störung erzeugen können:

$$\begin{aligned} f_{\text{spiegel}} &= f_{hf} + 2 \cdot f_{zf} & \text{wenn } f_{lo} > f_{hf} & \text{ (Überlagerung des LO),} \\ f_{\text{spiegel}} &= f_{hf} - 2 \cdot f_{zf} & \text{wenn } f_{lo} < f_{hf} & \text{ (Unterlagerung des LO).} \end{aligned} \quad (2.18)$$

Um dies zu verhindern, ist jeder Mischstufe ein Spiegelunterdrückungsfilter (engl. *Image Suppression Filter*, ISF) vorzuschalten sowie in den meisten Fällen ein Tiefpass zur Unterdrückung von Mischer-Harmonischen und der Summenfrequenz nachzuschalten. Mit steigender Spiegelablage $\Delta f_{\text{spiegel}} = |2 f_{zf}|$ verringern sich die Anforderungen an das ISF, eine möglichst hohe ZF $f_{zf} = f_{hf} - f_{lo}$ ist daher erstrebenswert. Am Ende der Frequenzumsetzung folgt ein Verstärker, das AAF und der ADC.

Die anschließende digitale Mischung ins komplexe Basisband erfolgt mit einem digitalen Oszillator $x_{d,lo}(n) = \sin[2\pi(f_{d,lo}/f_s)n] + j \cdot \cos[2\pi(f_{d,lo}/f_s)n]$. Im Falle von $f_{d,lo} = f_s/4$ vereinfacht sich diese Operation zu einer Multiplikation mit der sich periodisch wiederholenden Folge $[1 \ 0 \ -1 \ 0]$ in I und $[0 \ -1 \ 0 \ 1]$ in Q [14]. Dies gilt bei flexibler Wahl von ZF und ADC Takt $f_{zf}/f_s = 1/4$. Zwei identische FIR-Tiefpässe dienen im Anschluss zur Eliminierung der ungewünschten Replika. Alternativ lässt sich das zum digitalen ZF-Signal $x(n)$ gehörende analytische Signal über eine Hilberttransformation gewinnen [10][35]. Ein Hilbert-Filter mit der Impulsantwort $h_H(t) = \frac{1}{\pi t}$ generiert die fehlende Quadraturkomponente $\mathcal{H}[x(t)]$, und damit ein analytisches Signal $z(t)$ mit ausschließlich positiven Frequenzanteilen:

$$z(t) = x(t) + j\mathcal{H}[x(t)] \quad \text{mit} \quad \mathcal{H}[x(t)] = h_H(t) * x(t). \quad (2.19)$$

Die Fouriertransformierte von $h_H(t)$ ist:

$$\mathcal{F}(h_H(t)) = j\text{sgn}(f) = \begin{cases} +j & f < 0 \\ 0 & f = 0 \\ -j & f > 0 \end{cases} \quad \text{falls } (2.20)$$

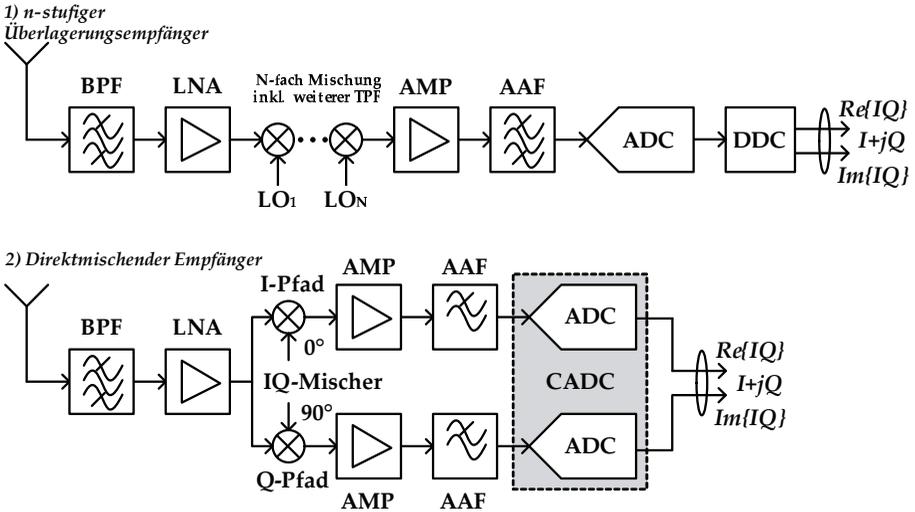


Bild 2.4: Typische Empfängerarchitekturen.

In diesem Zusammenhang bieten sich verschiedene Varianten der DDC an: Bei passender Wahl von f_{zf} und f_s kann ein Hilbertfilter sowie eine anschließende Dezimation (ganzzahliger Faktor) angewendet werden, um eine komplexe Unterabtastung ins Basisband zu realisieren [14][38]. Da $\mathcal{H}(x(n))$ eine exakt um $\pi/2$ phasenverschobene Version von $x(n)$ realisiert, tritt in diesem Fall auch über großen Bandbreiten kein IQ-Mismatch auf. Auch fällt in einem Heterodynempfänger der DC-Offset (neben anderen Störprodukten) in ungenutzte Sperrbänder.

Der Heterodynempfänger erfordert eine Vielzahl diskreter Komponenten, die zwingend off-chip zu realisieren sind; eine vollständige Integration als SoC oder SiP ist für diese klassische Architektur nicht möglich [18][39]. Der Einsatz einer *High-IF* Architektur eröffnet hier die Perspektive einer Teilintegration und wird daher in dieser Arbeit ausführlich beleuchtet werden. Im Gegensatz zum klassischen Heterodynempfänger verwendet diese Architektur einen ADC in einer hohen NZ. Der ADC realisiert gleichzeitig Digitalisierung und Mischung, eine analoge Mischstufe inklusive vor- und nachgeschalteter Filter und Verstärker (um Einfügedämpfungen auszugleichen) kann so eingespart werden [40]. Hohe Zwischenfrequenzen sind günstiger, da Bauteile (vor allem Filter wie das ISF) kleinere Abmessungen erreichen können und, wenn im gleichen Zug hohe Abstraten verwendet werden, die Anforderungen an das AAF sinken können [1]. Die Herausforderungen bei diesem Ansatz liegen in der geringeren Linearität des ADCs in höheren NZ im Vergleich zu niedrigen NZ [5][41]. Im direktmischenden Homodynempfänger werden im Gegensatz zum Hete-

2 Systemumgebung und -komponenten

Tabelle 2.1: Qualitative Gegenüberstellung des Homodyn- und Heterodynkonzpts.

	Homodyn	Heterodyn n-stufig	Heterodyn High-IF
Monol. Integration	ja, SoC/SiP	kritisch	Teilintegration
IQ Mismatch	kritisch	nicht vorhanden	nicht vorhanden
ISF	nicht nötig	zwingend diskret	zwingend diskret
Spiegelfrequenzen	nein	ISF	ISF
HD Analog	in-Band	ausser-Band	ausser-Band
HD ADC	in-Band	in-Band	in-Band
DC Offset	in-Band	ausser-Band	ausser-Band
$1/f$ -Rauschen	in-Band	ausser-Band	ausser-Band
Aperturjitter	unproblematisch	moderat	kritisch
Störsicherheit	niedrig	hoch	hoch
Systemdynamik	niedrig	hoch	mittel
Leistungsverbrauch	niedrig	hoch	mittel
Komplexität	niedrig	hoch	mittel

rodynempfänger keine diskreten Spiegelunterdrückungsfilter benötigt, daher ist der Empfänger zur monolithischen Vollintegration besser geeignet. Im Kommunikationssektor wurde diese Architektur in den vergangenen Jahren wiederbelebt und in *low-cost* Systemen (Mobile Stations) mit hohen Stückzahlen eingesetzt [24][39][42].

Ein wesentliches Problem dieser Architektur ist der mangelnde IQ-Amplituden- und IQ-Phasengleichlauf (engl. *IQ Mismatch*) zwischen den beiden analogen Signalpfaden, der zu einer Selbstinterferenz führt; der auszulöschende Spiegel wird nur mit endlicher Genauigkeit unterdrückt, so dass ein das analytische Signal verfälschender Restspiegel verbleibt. Da hohe instantane Bandbreiten wünschenswert sind, muss die Frequenzselektivität dieser Fehler zur Diskussion gestellt werden. Nicht nur der komplexe LO weicht von der idealen Konfiguration ab (Phase zwischen I/Q gleich 90° , Amplitudenverhältnis I/Q gleich 1), auch die Frequenzgänge der Basisbandkomponenten (Verstärker, Tiefpassfilter, ADC) sind niemals identisch. Hinzu kommt eine generelle Frequenzselektivität auf der HF. Der frequenzabhängige IQ-Mismatch ist, obwohl besonders problematisch, in der Literatur vergleichsweise wenig diskutiert worden [17][19][43].

Tabelle 2.1 stellt Homodyn- und Heterodynepfänger (zum Einsatz in Puls-Doppler Radaren) rein qualitativ gegenüber¹.

¹ Hinweis zur Zeile **HD ADC**: In sehr schmalbandigen Systemen kann in Heterodynepfängern die ZF so gewählt werden, dass ein Großteil der Hamonischen niedriger Ordnung ausserhalb des Nutzbandes fällt und dort digital gefiltert werden kann [44]. Dies ist jedoch nur möglich, wenn neben der erwähnten Schmalbandigkeit eine Flexibilität bei der Wahl der ZF gegeben ist. Leider entstehen durch die fehlende Zentrierung in der NZ erhöhte Anforderungen an die Aliasunterdrückung im AAF – und die Intermodulationsverzerrungen liegen weiterhin im Nutzband.

Es zeigt Bild 2.5 die Frequenzschemata beider Architekturen.

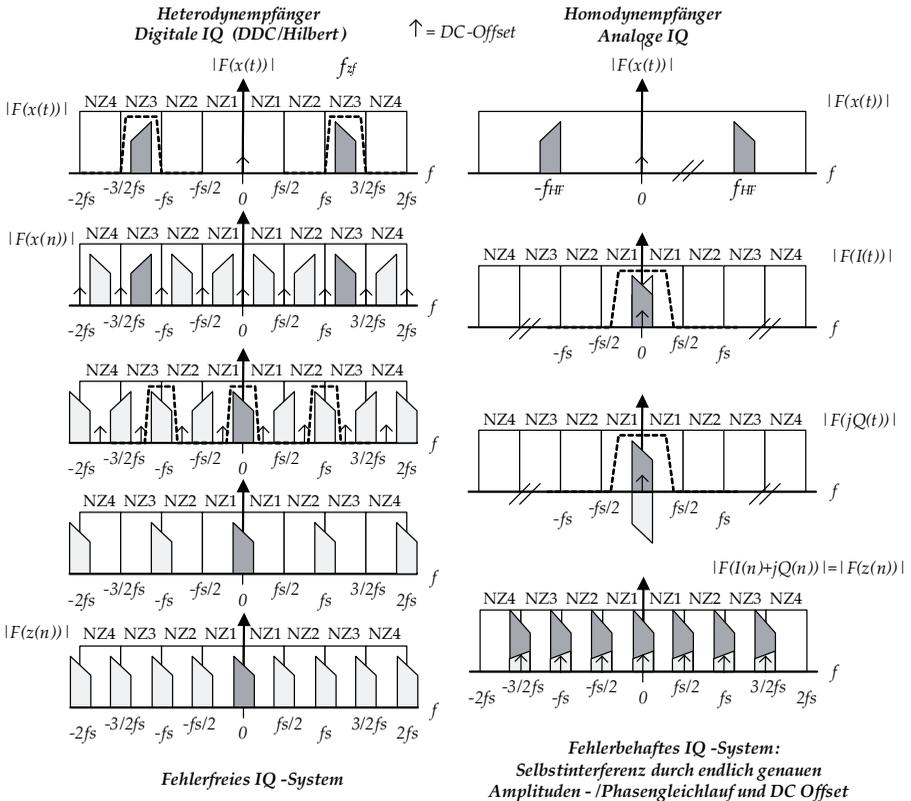


Bild 2.5: Frequenzschemata der diskutierten Empfängerarchitekturen.

In der Realität können in Homodynempfängern Genauigkeiten von $1^\circ - 5^\circ$ in Phase und $1\% - 5\%$ in Amplitude erreicht werden, dies entspricht einer analogen Spiegelunterdrückung (engl. *Image Rejection Ratio*, IRR^1) von $25\text{ dB} - 40\text{ dB}$ [19][45][46][47]. Spezielle analoge Techniken in Quadraturmischern versprechen bis zu 50 dB [48], sind jedoch auf vergleichsweise geringe Frequenzbereiche beschränkt, auch klammern sie die stets vorhandenen Ungenauigkeiten in den restlichen Basisbandkomponenten aus. Es existieren weitere bekannte Probleme: *Harmonische aus dem analogen*

1 Häufig wird die Spiegelunterdrückung IRR getrennt vom SFDR referenziert.

2 Systemumgebung und -komponenten

Empfängerteil fallen in das Nutzband; in einem Heterodynempfänger liegen diese Harmonischen ausserhalb des AAF und werden gefiltert, es verbleiben die Harmonischen des ADC. Weiterhin stellt der DC-Offset eine in-Band Störung bei 0 Hz dar, zudem kann Schrot-Rauschen (engl. *Flicker noise*, $1/f$ -noise) die Rauschleistung bei sehr niedrigen Frequenzen anheben [17][49]. Ein weiterer, signifikanter Nachteil des Homodynempfängers ist die reduzierte Störsicherheit oder HF-Selektivität. Gegenüber dem Superheterodynempfänger und seinem Block- und Filterkonzept können im Homodynempfänger starke ausser-Band-Störer (etwa Mehrton-Störer oder AM-Störer) in das Basisband demoduliert werden.

Eine Mischform beider Architekturen stellt der mehrstufige Heterodynempfänger mit analoger IQ dar, hier wird die letzte Mischstufe komplex realisiert und zwei ADCs (I und Q separat digitalisiert) im Basisband betrieben. Diese Architektur wurde vor allem vor dem Vorhandensein schneller ADCs häufig eingesetzt [9].

Die folgende Betrachtung orientiert sich an [10][44][50][51]. Um den Dynamikbereich eines Empfängers allgemein zu definieren, bedient man sich der Rauschzahl F . Sie stellt die Verschlechterung des SNR beim Durchlaufen einer Komponente im Empfänger dar. Logarithmiert wird das Verhältnis manchmal als Rauschmaß (engl. *Noise Figure*, NF) bezeichnet:

$$F = \frac{\frac{S_{jn}}{N_{in}}}{\frac{S_{out}}{N_{out}}} \quad \text{und} \quad NF = 10 \log_{10}(F). \quad (2.21)$$

Die Ketten- oder Gesamtrauschzahl des Empfängers berechnet sich zu

$$NF_{ges}(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left(1 + F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \right), \quad (2.22)$$

mit F_n als Rauschzahl und G_n als Verstärkung (linear) des n -ten Empfängerglieds. Die Leistung des thermischen Empfängerrauschens ist proportional zu B (vorausgesetzt wird stets ein angepasstes System mit Quellimpedanz=Lastimpedanz):

$$P_n(\text{linear}) = k T_s B. \quad (2.23)$$

Bei Raumtemperatur ($T_s = 300 \text{ K}$) und $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Ws/K}$ (Boltzmann-Konstante) beträgt Gleichung 2.23 umgeformt als Rauschleistungsdichte (engl. *Noise Spectral Density*, NSD) $P_n/B = -174 \text{ dBm/Hz}$. Es lässt sich weiterhin die Empfindlichkeit des analogen Empfängers (engl. *Minimum Discernible Signal*, MDS) festlegen als

$$MDS(\text{dBm}) = 10 \log_{10} \left(\frac{kT_s B}{1 \text{mW}} \right) \text{dBm} + NF_{ges} + SNR_{detect}, \quad (2.24)$$

wobei SNR_{detect} das zur Detektion nötige SNR darstellt. Für $SNR_{detect} = 0$ dB entspricht MDS_{dBm} dem Empfängerrauschen bei Raumtemperatur:

$$P_r(\text{dBm}) = -174 \text{ dBm} + 10 \log_{10}(B) + NF_{ges}. \quad (2.25)$$

Für $B = 10$ MHz und $NF_{ges} = 2$ dB ergibt sich ein Rauschboden von $P_r = -102$ dBm. Diese erzielbare Empfängerempfindlichkeit ist eine theoretische Größe für einen ausreichend linearen (analogen) Empfänger. In einem digitalen Empfänger muss diese Berechnung erweitert werden, indem man zunächst das Quantisierungsrauschen P_{qn} des ADCs berücksichtigt. Die Leistung P_{qn} für einen b -bit Wandler ist

$$P_{qn}(\text{dBm}) = 10 \log_{10} \left(\frac{Q^2}{12 \cdot R \cdot 1 \text{mW}} \right), \quad \text{mit } Q = V_{fs}/2^b. \quad (2.26)$$

Q ist hierbei die Stufenbreite, V_{fs} der Eingangsspannungsbereich (engl. *Full Scale*, FS) und R die Eingangsimpedanz des ADCs. Für $V_{fs} = 2$ V, $R = 50$ Ω und $b = 16$ gilt beispielsweise $P_{qn} = -88$ dBm. Die FS zugeordnete RMS-Leistung

$$P_{fs}(\text{dBm}) = 10 \log_{10} \left(\frac{(V_{fs}/2)^2}{2 \cdot R \cdot 1 \text{mW}} \right) \quad (2.27)$$

liegt hingegen für ADCs typischerweise zwischen 4 und 15 dBm. Im obigen Beispiel mit $V_{fs} = 2$ V und $R = 50$ Ω ist $P_{fs} = 10$ dBm. Der Dynamikbereich eines digitalen Empfängers (vor weiteren Prozessgewinnen wie Doppler-FFT und PK) lässt sich allgemein ableiten zu:

$$DR_d(\text{dB}) = 10 \log_{10}(P_{fs}/P_{qn}) + PG_{BW} = 1,76 + 6,02 \cdot b - 10 \log_{10}(B_{in}/B_{out}), \quad (2.28)$$

wobei $PG_{BW} = -10 \log_{10}(B_{in}/B_{out})$ den idealen Prozessgewinn durch Bandbreitenreduktion darstellt. Bild 2.6 zeigt, für diesen idealen Modellierungsfall, die Pegelverhältnisse mit beispielhaften Werten. Die Rauschleistung des analogen Empfängers wird wie allgemein üblich durch geeignete Wahl von G_{ges} über das Quantisierungsrauschen P_{qn} (auf den Wert $P_{r,adc}$) gelegt, um das LSB (engl. *Least Significant Bit*) auszusteuern. So kann der bei einem periodisch anliegenden Eingangssignal korrelierte Quantisierungsfehler, dekorreliert werden (engl. *Dithering*), so dass zumindest die ideale Quantisierung keinen Einfluss auf das SFDR hat [10][35][52]. In der Praxis erfüllen reale ADCs mit $12 < b < 16$ diese Forderung allein durch inhärente Rauschmechanismen (thermisches Eigenrauschen) [14].

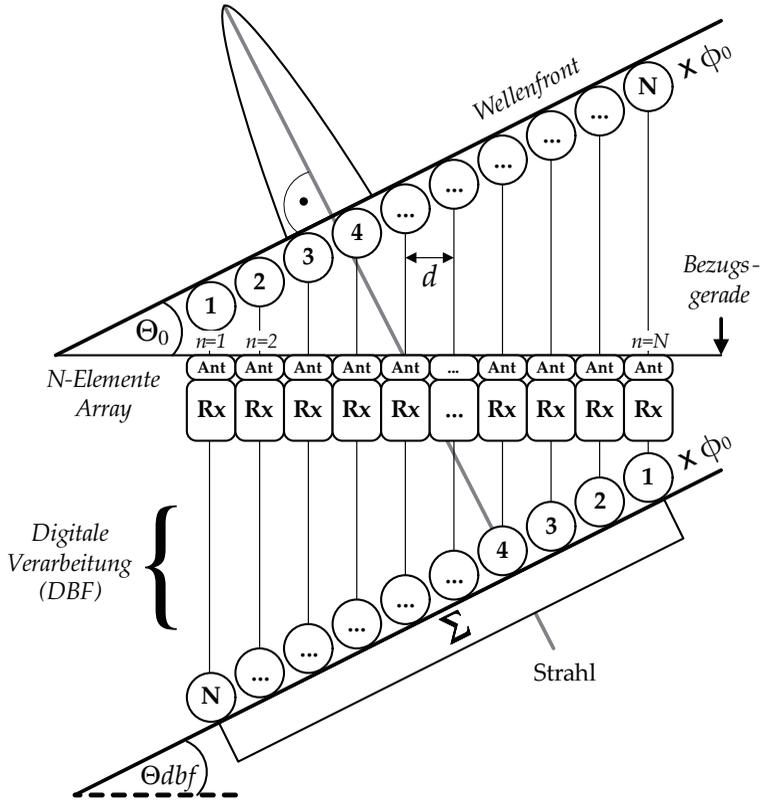


Bild 2.7: Prinzip der digitalen Strahlformung mit äquidistanten Empfangselementen.

Θ_0 ist. Diese rein rechnerisch erzeugte Richtcharakteristik bildet somit anschaulich die Funktion einer mechanischen Schwenkung der gesamten Antenne/Bezugsgeraden in Richtung des Maximums der Empfangs-Hauptkeule nach. Digitalseitig kann dies sehr einfach durch den Einsatz komplexer Drehzeiger erfolgen. Die phasenrichtig verzögerten Einzelsignale werden anschließend zu einem komplexen Summensignal (entsprechend einem Beam im Raum) aufsummiert:

$$E(\Theta_0, \Theta_{dbf}) = \sum_{n=1}^N w_n a_n e^{jn2\pi f_t(d/e)(\sin(\Theta_0) - \sin(\Theta_{dbf}))}. \quad (2.31)$$

Hier ist w_n die Amplitudengewichtung und a_n die komplexe Amplitude im n -ten Kanal. Die Ähnlichkeit von (2.31) zur DFT ermöglicht die Realisierung als FFT, allerdings mit Einschränkungen in der Flexibilität der Strahlschwenkung [16]. Innerhalb eines geformten Beams/Strahls können nun Entfernungs- und Dopplerzellen

2 Systemumgebung und -komponenten

(äquivalent einer Einzelkanalverarbeitung) ausgewertet werden. Die Anzahl gleichzeitig formbarer Beams ist gegenüber analoger Strahlformung erhöht und flexibler (jedoch von der verfügbaren Rechenleistung beschränkt). Ebenso wichtig ist der Grad der Ausleuchtung, die sendeseitig möglichst breit erfolgen muss. Die Summenleistung in Abhängigkeit des Schwenkwinkels Θ_{dbf} beschreibt das normierte Antennendiagramm (engl. *Beam Pattern*) bei gleichmäßiger Strombelegung des Arrays ($w_n = 1 \forall n$):

$$G(\Theta_0, \Theta_{dbf}) = 10 \log_{10} \left(\frac{\sin^2 [N\pi(d/\lambda)(\sin(\Theta_0) - \sin(\Theta_{dbf}))]}{N^2 \sin^2 [\pi(d/\lambda)(\sin(\Theta_0) - \sin(\Theta_{dbf}))]} \right). \quad (2.32)$$

Für $d = \lambda/2$ beträgt das Haupt-zu-Nebenkeulen-Verhältnis 13,2 dB und die 3dB-Keulenbreite bei Breitseite (engl. *Broadside*) approximiert $\Theta_B \approx 102/N^\circ$. Tatsächlich ist Θ_B reziprok vom Cosinus des Einfallswinkels abhängig [16]. Die Hauptkeule verbreitert sich demnach in Richtung $\pm 90^\circ$ (engl. *Endfire*), ein Verhalten das mechanisch geschwenkte Systeme nicht aufweisen [32]:

$$\Theta_B(\text{in}^\circ) = \frac{0,886 \cdot \lambda}{N \cdot d \cdot \cos \Theta_0} \cdot \frac{180^\circ}{\pi}. \quad (2.33)$$

Im Maximum von G ist die Dynamik gegenüber einem System mit einem Einzelpfänger um $10 \log_{10}(N)$ dB erhöht; eine Verdopplung der Elemente liefert einen 3dB SNR-Gewinn (Dekorrelation von Rauschen und Nichtlinearitäten vorausgesetzt). Ein zwei-dimensionales (planares) Array mit der Dimension $N_{az} \times N_{el}$ (N_{az} Elemente in Azimut und N_{el} Elemente in Elevation) hat ein zwei-dimensionales Antennendiagramm geformt aus G_1 und G_2 :

$$G(\Theta_{az}, \Theta_{el}) = G_1(\Theta_{az}) G_2(\Theta_{el}). \quad (2.34)$$

Um Mehrdeutigkeiten (engl. *Grating Lobes*) zu vermeiden gilt $d \leq \lambda/2$ als Forderung [12]. Für $d = \lambda/2$ beträgt der eindeutige Schwenkbereich ausreichende $\pm 90^\circ$. In der Realität sind Schwenkbereiche von $\pm 60^\circ$ realisierbar, diese liegen damit im Eindeutigkeitsbereich. Bild 2.8 zeigt zwei simulierte Antennendiagramme für $d = \lambda/2$, $N = 20$ und $\Theta_0 = 30^\circ$, sowohl mit gleichmäßiger Amplitudengewichtung als auch mit Hamming-Gewichtung [53].

Ein weiterer wichtiger Punkt betrifft den Einsatz großer instantaner Bandbreiten, wie sie häufig in modernen Systemen gefordert werden. Es tritt dann bei Anwendung einer digitalen Phasenverschiebung eine Verschlechterung der Winkelauflösung auf, da Θ_{dbf} stets auf eine zentrierte Trägerfrequenz ausgelegt ist [14]. Man definiert daher getrennt $f_{t,dbf}$ als die in der DBF-Verarbeitung verwendete (zentrierte) Trägerfrequenz

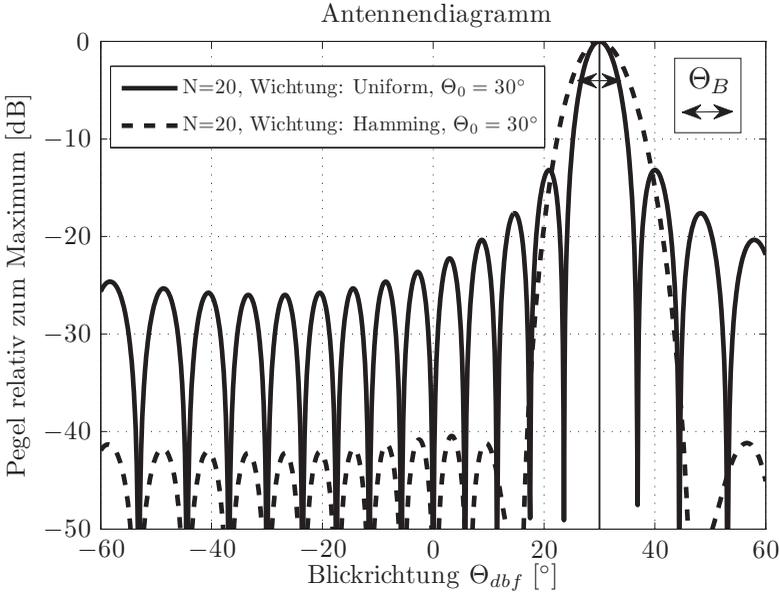


Bild 2.8: Exemplarische DBF Antennendiagramme.

und f_t als die physikalische Trägerfrequenz, die eine Frequenzabweichung beinhaltet. Gleichung (2.32) wird zu:

$$G(\Theta_0, \Theta_{dbf}) = 10 \log_{10} \left(\frac{\sin^2 [N\pi(d/c)(f_t \sin(\Theta_0) - f_{t,dbf} \sin(\Theta_{dbf}))]}{N^2 \sin^2 [\pi(d/c)(f_t \sin(\Theta_0) - f_{t,dbf} \sin(\Theta_{dbf}))]} \right). \quad (2.35)$$

Der Term $f_t \sin(\Theta_0) - f_{t,dbf} \sin(\Theta_{dbf})$ führt umgeformt zum Winkel- oder Schieffehler Θ_{err} (engl. *Mispointing Error* oder *Beam Squint*) [14]:

$$\Theta_{err}(\text{in}^\circ) \approx \frac{\delta f}{f_t} \tan(\Theta_0) \cdot \frac{180^\circ}{\pi} = \frac{|(f_t - f_{t,dbf})|}{f_t} \tan(\Theta_0) \cdot \frac{180^\circ}{\pi}. \quad (2.36)$$

Beträgt beispielsweise $f_t = 10,01$ GHz (Nutzband $B = 20$ MHz) und $f_{t,dbf} = 10$ GHz, also $\delta f = 10$ MHz, lässt sich der absolute, maximal auftretende Winkelfehler zu unter $0,1^\circ$ (im Schwenkbereich $\pm 60^\circ$) abschätzen. Gleichbedeutend gilt die Forderung $\Theta_B > \Theta_{err}$, denn solange der *Beam Squint* gegenüber der durch N und Taper-Funktion bestimmten 3dB-Breite vernachlässigbar ist, tritt keine Verschlechterung der Winkelgenauigkeit auf. In der Realität treten noch weitere Fehler auf, die der physikalischen

2 Systemumgebung und -komponenten

Realisierung des Arrays geschuldet sind, wie etwa Abweichungen im ideal angenommenen Kanalabstand d in m. DBF hat den Vorteil, dass diese Fehler rein digital, ohne zusätzliche Verluste oder analoge Hardware, kompensiert werden können [11].

Betrachtet man nun das Verhalten von Verzerrungsprodukten innerhalb eines Arrays mit digitaler Strahlformung, ergeben sich einige interessante Erkenntnisse. Wie bereits erwähnt, gelten die Dynamikbereichsgewinne durch Strahlformung zunächst nur unter der Annahme dekorrelierter Rauschanteile und Nichtlinearitäten. Harmonische weisen jedoch nicht die gleichen Phasenbezüge wie das Nutzsignal (Fundamentale) auf [54]. Innerhalb der Strahlformung verbleibt über dem Array für die Harmonischen (HD, engl. *Harmonic Distortion*) eine Restphasenverschiebung, die zu einer teildestruktiven Überlagerung führt [15][55][56][57]. Damit wird das durch die Harmonischen beschränkte SFDR in Abhängigkeit des Zielwinkels bei manchen Winkeln keine Steigerung erfahren (immer bei $\Theta = 0^\circ$), bei anderen Winkeln jedoch einen Gewinn erzielen. Es zeigt sich, dass neben Winkel $\Theta_0 = \Theta_{dbf} = 0^\circ$ noch andere Totwinkel auftreten, bei denen Harmonische korreliert sind [56][57]. Diese Problematik zeigt wie wichtig die Definition des SFDR im Einzelempfänger ist, wenn über dem ganzen Schwenkbereich ein gewisses SFDR zu erzielen ist.

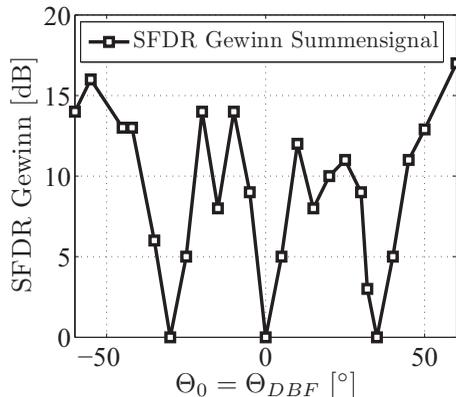


Bild 2.9: SFDR Gewinn in einem 6-Kanal Array, $d = \lambda/2$ m, $N = 6$. Die Korrelation von Harmonischen (hier HD3) von Kanal zu Kanal begrenzt bei gewissen Totwinkeln das erzielte SFDR im Summensignal.

Bild 2.9 zeigt den erzielten SFDR Gewinn im Summenkanal (gegenüber einem Einzelkanal). Die Messung erfolgte auf einem mehrkanaligen DBF Demonstrator (analoge IQ im Einzelempfänger) in Abständen von je 5° . Das SFDR wird in diesem Fall beschränkt durch korrelierte HD3. Es galt $d = \lambda/2$ m, $N = 6$. Dabei stimmt der Schwenkwinkel Θ_{dbf} stets mit dem physikalischen Einfallswinkel Θ_0 überein. Auch wurde der Pegel über der Messung konstant gehalten. Die Messung soll den relativen Verlauf des SFDR Gewinns verdeutlichen.

Eine Möglichkeit den Totwinkeln entgegenzuwirken, ist der gezielte Einsatz von deterministisch eingefügten frequenzabhängigen Phasenverschiebungen in den LO-Zuführungspfaden der Mischer, wobei diese Phasenverschiebungen über dem Array normalverteilt im Bereich $\pm\pi$ gewählt und später im DBF berücksichtigt werden [57]. Eine derartige Dekorrelation kann zu einem SFDR Gewinn über dem ganzen Schwenkbereich führen. Eine wichtige Einschränkung ist jedoch, dass (im Gegensatz zu Harmonischen und IMD2) für das trägernahe IMD3 diese Gewinne nicht vorhanden sind, da die zur Auslöschung nötige Restphase zu gering ist [56]. Das IMD3 bleibt damit auch in DBF Systemen eine der wesentlichen Kenngrößen.

2.3 Analog-zu-Digital Wandler

2.3.1 Funktionsweise und Typen

Der Analog-zu-Digital Wandler ist in heutigen Radar- und Kommunikationssystemen eine wichtige Schlüsselkomponente, die die Genauigkeit der nachfolgenden Verarbeitungsschritte mitbestimmt. Die Wahl des ADCs sollte zugeschnitten sein auf Systemanforderungen, Empfängerarchitektur und die Linearität der vorhergehenden analogen Komponenten. Aus der sehr umfangreichen Literatur sei für die folgenden Ausführungen vor allem verwiesen auf [51][58][59]. Ein b -Bit ADC realisiert die zeit- und wertemäßige Diskretisierung eines zeit- und wertkontinuierlichen Eingangssignals. Dabei erfolgt die zeitliche Diskretisierung meist in einem Abtast-Halte-Glied (engl. *Sample-and-Hold*, S/H) mit der Abtastrate f_s und die wertemäßige Diskretisierung im b -Bit Quantisierer. Hier wird ein normierter Eingangsspannungsbereich $\pm V_{fs}/2$ in 2^b Stufen unterteilt, wobei eine einzelne Stufenbreite Q_{id} einem Spannungsquantum von $2^{-(b-1)} V_{fs}$ entspricht. Q_{id} ist der Spannungswert des niederwertigsten Bits (engl. *Least Significant Bit*, LSB). Die Treppenfunktionen eines idealen und eines realen (fehlerbehafteten) 3-Bit Quantisierers sind in Bild 2.10 dargestellt.

Dabei ist $T(k)$ die tatsächliche und $T_{id}(k)$ die ideale Schaltschwelle für Code k , $Q(k)$ die tatsächliche und $Q_{id} = 2/2^b$ die ideale Stufenbreite. Man definiert:

2 Systemumgebung und -komponenten

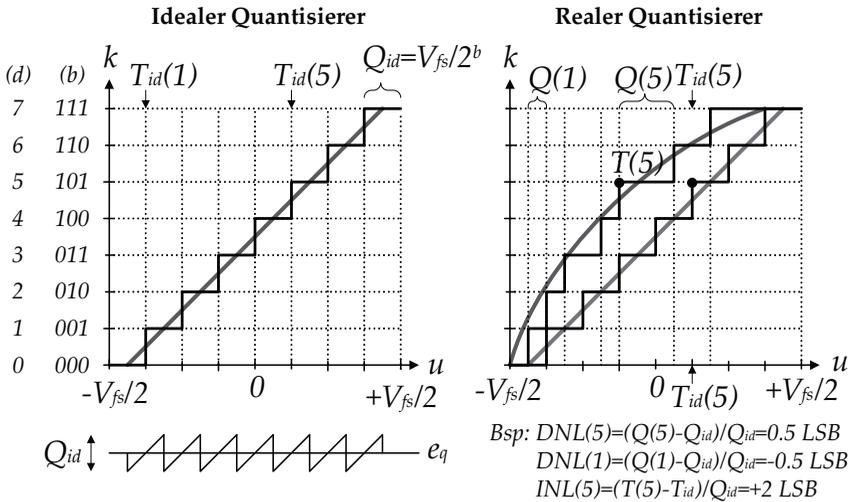


Bild 2.10: 3-Bit Quantisierer und DNL/INL Definition.

$$DNL(k) = \frac{Q(k) - Q_{id}}{Q_{id}}, \quad k = [0, 1, 2, \dots, 2^b - 1], \quad (2.37)$$

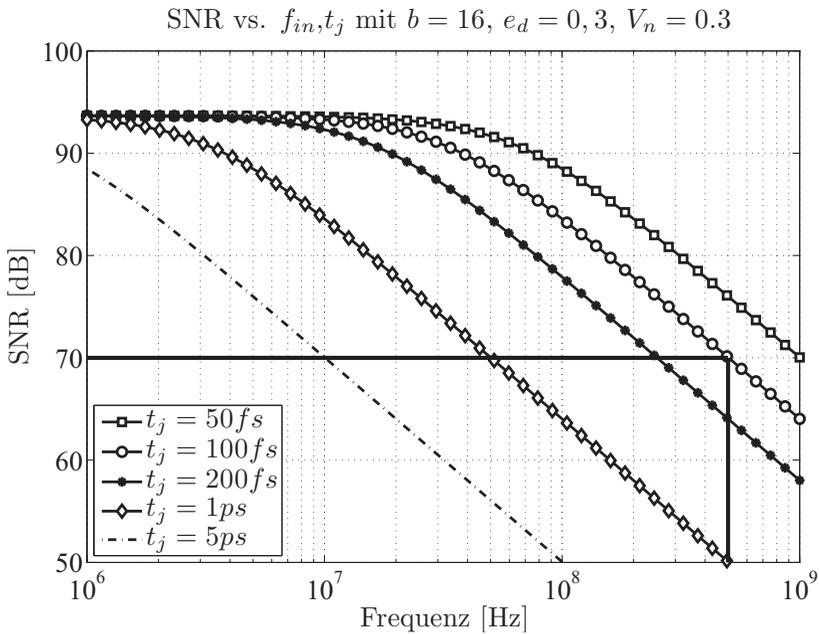
$$INL(k) = \frac{T(k) - T_{id}(k)}{Q_{id}} = \sum_{i=0}^k DNL(i), \quad k = [0, 1, 2, \dots, 2^b - 1]. \quad (2.38)$$

DNL/INL wird üblicherweise normiert in der Einheit LSB. Ungewünschte *missing codes* werden durch die Bedingung $|DNL(k)| < 1 \forall k$ vermieden. Typische ADCs haben ein rauschartiges DNL (engl. *Differential Nonlinearity*), das dekorrelierte Fehler erzeugt, also das SNR sehr geringfügig oder gar nicht verschlechtert. INL (engl. *Integral Nonlinearity*) ist hingegen stark von der Architektur abhängig, kann komplexe Formen annehmen, und erzeugt korrelierte Fehler, die sich als Harmonische äussern [58]. Dithering kann eingesetzt werden um das DNL eines Wandlers zu randomisieren, nicht aber das INL (etwa bei Vollaussteuerung) oder gar die Nichtlinearität im analogen Frontend des ADCs (S/H, Eingangsbeschaltung), siehe [60][61][62][63]. Per Definition ist das INL zunächst eine statische Kenngröße, deren Messung mit einem Histogramm-Test bei niedriger Eingangsfrequenz [59], einem Rampentest [64], Methoden via Sinefit [65], oder einer Fourierreihe [66][67] erfolgen kann.

Der Quantisierungsfehler e_q lässt sich unter gewissen (auch in der Praxis gültigen) Annahmen als dekorreliertes Rauschen modellieren [35][61][63]. Das von einem ADC mit b -bit nominaler Auflösung zur Verfügung gestellte SNR ist $6,02 \cdot b + 1,76$ dB (siehe Gleichung 2.28). Die Ungenauigkeit des Abtastzeitpunkts ist eine erste wichtige

Einschränkung. Der Aperturjitter beschreibt die Abweichung vom idealen Abtastzeitpunkt, der resultierende Fehler ist proportional zur Eingangsfrequenz f_{in} [51]. Bei der Bandpassabtastung in High-IF Architekturen ist dies besonders zu berücksichtigen. Eine erweiterte Formel zur Berechnung des SNR bietet sich an [51]:

$$\text{SNR} = -10 \log_{10} \left(\underbrace{\left(2\pi f_{in} t_j\right)^2}_{\text{Jitter}} + \underbrace{\frac{2}{3} \left(\frac{1+e_d}{2^b}\right)^2}_{\text{Quantisierung+DNL}} + \underbrace{\left(\frac{2\sqrt{2} \cdot V_n}{2^b}\right)^2}_{\text{Thermisches Rauschen}} \right). \quad (2.39)$$



Dabei ist f_{in} die analoge Eingangsfrequenz, t_j die Standardabweichung des Abtastzeitpunkts, wobei sowohl interner ADC Jitter als auch externer Taktjitter gemäß $t_j^2 = t_{j,int}^2 + t_{j,ext}^2$ eingehen. Hierbei wird die statistische Unabhängigkeit von $t_{j,int}$ und $t_{j,ext}$ unterstellt [14]. Es stellt e_d den durchschnittlichen Fehlerwert für das DNL und V_n das effektive Eingangsrauschen in LSB dar. Die Gleichung 2.39 gilt bei voller Nutzung

2 Systemumgebung und -komponenten

der Nyquistbandbreite und Vollaussteuerung. Für $b = 16$, $f_{in} = 500$ MHz, $t_j = 100$ fs, $e_d = 0,3$, und $V_n = 0,3$ ergibt sich ein SNR von 70 dB, wie in Bild 2.11 dargestellt. Heutzutage verfügbare Highspeed-ADCs können sehr niedrige $t_{j,int}$ -Werte < 100 fs erreichen [6]. Wird ein ebenso akurates Taktsignal verwendet (optional schmalbandig gefiltert), kann auch in High-IF Architekturen ein hohes SNR garantiert werden.

Problematisch ist an dieser Stelle die Abnahme des SFDR mit steigender Eingangsfrequenz (engl. *SFDR roll-off*). Dieser durch dynamische Nichtlinearitäten verursachte Effekt begrenzt effektiv das SFDR in hohen NZ. Obwohl der ADC prinzipiell bis zu seiner FPBW (engl. *Full Power Bandwidth*) nutzbar ist, beschränkt die Abnahme des SFDR die obere Grenze des nutzbaren Frequenzbereichs auf circa 10 bis 30 Prozent der FPBW. Die FPBW selbst sollte nicht überschritten werden, hier muss mit einer rapiden Abnahme des SNR gerechnet werden. Zur Verdeutlichung dient Bild 2.12. Im Umkehrschluss sind ADCs im Basisbandbetrieb wesentlich linearer, nur lassen sich dann architektur-bedingte Vorteile der Bandpassabtastung nicht nutzen.

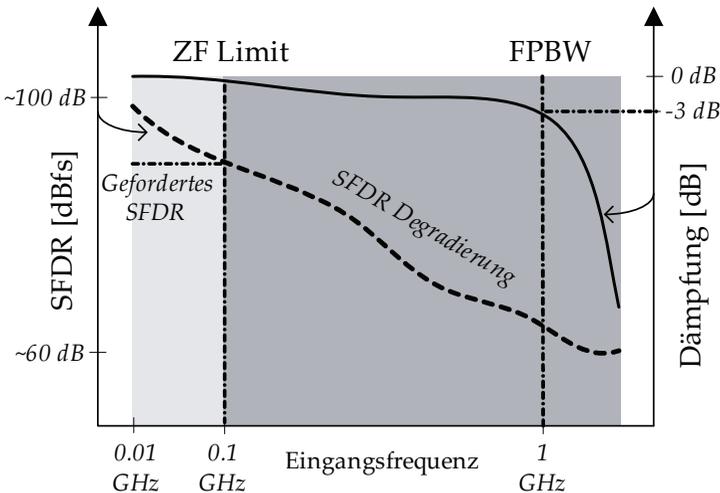


Bild 2.12: SFDR Degradierung gängiger Highspeed ADCs. Kursive Zahlen dienen zur praktischen Orientierung.

Die gängigsten ADC-Architekturen sind:

- *Flash ADCs* oder auch *Parallel ADCs* besitzen die schnellste, gleichzeitig einfachste Architektur. Eine Widerstandsleiter (engl. *Resistor Ladder*) aus 2^b iden-

tischen Widerständen bildet die Schaltschwellen für $2^b - 1$ parallele Komparatoren. Ein nachgeschalteter Encoder wandelt den Thermometer-Code in ein b -bit Wort. Die hohe Anzahl an Widerständen und Komparatoren führt jedoch für große b zu hoher Leistungsaufnahme, großer Chipfläche und vor allem zu einer zu hohen Treiberlast. Für geringe b kann ein Flash ADC jedoch sehr leistungseffizient sein [51][61].

- Die *Pipeline*-Architektur stellt die populärste Architektur im High-Speed Sektor $f_s < 1$ GSPS dar. In einem Pipeline ADC wird eine Anzahl Flash ADCs in Reihe geschaltetet, wobei meistens jedem ADC ein eigener S/H-Verstärker vorgeschaltet ist. Der quantisierte digitale Wert der i -ten Einzelstufe wird mit einem DAC in eine analoge Spannung gewandelt, um ein analoges Residuum zu berechnen, das (verstärkt) in die $(i+1)$ -te Einzelstufe geführt wird [52]. Die Pipelined-(Subranging)-Architektur basiert auf der früheren, einfacheren Subranging-Architektur, siehe hierzu [22]. Aufgrund der rekursiven Anordnung und der Vielzahl an Komponenten können Fehler auftreten, so dass Pipeline ADCs gängigerweise mit einer chip-internen digitalen Korrekturlogik versehen sind, um ein niedriges DNL/INL zu erzielen [68]. Kommerzielle Pipeline ADCs wie der AD9467 erreichen heutzutage 16 nominelle und ca. 12 effektive Bits bei $f_s = 250$ MSPS [69].
- *Folding/Interpolating ADCs = F/I ADCs* sind eine erweiterte Version des Flash ADC, um im *ultra-highspeed* Sektor zu noch höheren Abtastraten $f_s > 1$ GSPS bei gleichzeitig hohem b und reduziertem Leistungsverbrauch zu gelangen. Ziel ist die Reduktion der Anzahl an Komparatorstufen. Eine neue Veröffentlichung berichtet von 8 nominellen und ca. 7 effektiven Bits bei $f_s = 10$ GSPS [70].
- *Delta-Sigma ADCs* realisieren eine Kombination aus Überabtastung, Rauschformung (engl. *Noise Shaping*) in einem Modulator, single-bit oder multi-bit Quantisierung sowie digitaler Filterung inklusive Dezimation [22][58]. Nach der Dezimation spricht man von der reduzierten Abtastrate $f_{s,out}$ (engl. *Output Rate*). Während früher $\Delta\Sigma$ -ADCs auf Präzisionsmessungen (beispielsweise DC-Messungen in Temperatursensoren) und geringe Nutzbandbreiten beschränkt waren, erreichen heutige $\Delta\Sigma$ -ADCs bereits Nutzbandbreiten > 10 MHz ($f_{s,out} = 20$ MSPS) bei $b = 16$ Bit [71]. Vorteile der Architektur sind: Reduzierte Anforderungen an das AAF durch Basisbandbetrieb und Überabtastung, inhärente AAF-Funktion, niedriger Leistungsverbrauch, hohe Linearität.

Eine generelle Übersicht von ADCs aus Forschung und Industrie (bis Kalenderjahr 1999) findet sich in dem häufig zitierten Paper von Walden [72]. Flash, Folding, Interpolating, F/I, und Pipeline ADCs werden zudem manchmal unter dem Stichwort *Nyquist ADCs* zusammengefasst, um sie von den $\Delta\Sigma$ -ADCs abzugrenzen [58].

2.3.2 Kenngrößen und Charakterisierung

ADCs werden durch unterschiedliche Kenngrößen spezifiziert, die nachfolgend näher erläutert werden. Zur Messung dieser Kenngrößen wird bevorzugt eine DFT verwendet, alternativ kann auch ein Sinefit verwendet werden, dessen Ergebnis mit dem der DFT im kohärenten Falle übereinstimmt [59]. Der ADC wird mit einem reinen Sinuston angesteuert; in der Praxis muss ein schmalbandiges Bandpassfilter die vom Signalgenerator herrührenden Harmonischen filtern, um überhaupt in den hochpräzisen Bereich des ADCs zu gelangen. Die Amplitude des Tons sollte so gewählt werden, dass keine Clipping-Verzerrungen auftreten und dennoch eine annähernde Vollaussteuerung erreicht wird. Um zu verhindern, dass das dem Signal überlagerte Rauschen Clipping-Verzerrungen erzeugt, und um einen reproduzierbaren Test zu erreichen, wird für Nyquist ADCs gängigerweise ein Pegel von -1 dBfs (oder $-0,5$ dBfs), für Sigma-Delta ADCs ein Pegel von -2 dBfs oder weniger gewählt. Beim Sigma-Delta ADC tritt zwar kein hartes Clipping auf, der ADC kann jedoch instabil werden und sollte daher unter der MSA (engl. *Maximum Stable Amplitude*) betrieben werden. Die Problematik von Clipping wird in [73] thematisiert.

Das zum idealen Testsignal $x(t) = A \cos(2\pi f_{in}t + \phi)$ gehörende, fehlerbehaftete Digitalsignal $x(n)$ wird in einem Aufzeichnungsfenster mit $n = [0, 1, 2, 3, \dots, N-1]$ analysiert, so dass $N = 2^i (i \in \mathbb{Z})$ reellwertige Samples vorliegen. Die N-Punkte DFT liefert die komplexe Ausgangsfolge (= Fouriertransformierte)

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-j2\pi nk/N}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (2.40)$$

beziehungsweise das auf konkrete Frequenzen zwischen 0 und $f_s/2$ normierte Spektrum

$$X(n \cdot f_s/N) = X(f_n) \quad \text{in Hz.} \quad (2.41)$$

Das logarithmierte Leistungsspektrum von $X(f_n)$ ist $P_{log}(f_n) = 20 \log_{10}(|X(f_n)|)$ beziehungsweise in linearer Form $P_{lin}(f_n) = (|X(f_n)|^2)$, wobei die Samples $N/2$ bis $N-1$ redundante Information besitzen, es gilt zunächst $P_{log}, P_{lin} \in \mathbb{R}^{1 \times N}$. Die Testfrequenz f_{in} sollte dabei ein ungerades Vielfaches J der Binfrequenz $\Delta f_{bin} = f_s/N$ sein. Die Bedingung ist

$$f_{in} \stackrel{!}{=} J \frac{f_s}{N}, \quad J = 2i + 1, \quad i = [1, 2, 3, \dots]. \quad (2.42)$$

Kohärenz kann nur erzielt werden, wenn Takt- und Signalgenerator phasenstarr gekoppelt sind. Sollte dies nicht möglich sein, kann ein Fenster zur Gewichtung der Zeitbereichsdaten $x(n)$ eingesetzt werden, nur muss dann eventuell mit Einschränkungen der Messgenauigkeit gerechnet werden. Eine Übersicht gängiger Fensterfunktionen

gibt [53]. Sofern nicht explizit angegeben, wird in dieser Arbeit stets kohärent gearbeitet. Die Lage der i -ten (evtl. überfalteten) Harmonischen wird im Folgenden als $HD_{i,pos}$ angegeben, so bezeichnet zum Beispiel $HD_{1,pos}$ die Position der Fundamentalen (= 1. Harmonische):

$$HD_{i,pos} = \frac{(\pm i f_{in} + N f_s) \bmod f_s}{\Delta f_{bin}}. \quad (2.43)$$

Es folgt eine Auflistung der wichtigsten Kenngrößen (siehe auch [58][59]). Die Angabe erfolgt hierbei entweder in der Einheit dBfs (zu lesen engl. dB-*full-scale*), dadurch werden die Werte relativ auf den ADC Eingangsspannungsbereich bezogen, oder in dBc (zu lesen engl. dB-*carrier*), dadurch werden die Werte auf die Leistung des verwendeten Testsignals bezogen.

- $P_{HD,i}$ bezeichnen in dieser Arbeit äquivalent die Leistungen der unterschiedlichen Harmonischen **HD2**, **HD3**, ... , **HDi**. In den meisten Fällen sind die Harmonischen niedriger Ordnung die SFDR-beschränkenden Störgrößen.
- **SNR** ist definiert als das Verhältnis von Signal- zu Rauschleistung ohne Harmonische. Sowohl DC-Offset (Bin 0) als auch Fundamentale¹ bis einschließlich HDi (typischerweise $i = 5$) werden ausgeblendet und die verbleibende Rauschleistung in den restlichen Bins aufsummiert. Ausblendebereiche von wenigen Bins um DC-Offset, Fundamentale und HD2 bis HDi sind üblich, und können, sofern bei der Berechnung berücksichtigt, den Einfluss des Phasenrauschens eines unzureichenden Generators eliminieren.

$$SNR(\text{dBfs}) = -10 \log_{10} \left(\sum_{n=0}^{N/2-1} P_{in}^2(n) \right) \quad (2.44)$$

$$\text{mit } P_{in}(0) = 0, \quad P_{in}(HD_{i,pos}) = 0 \quad \forall i = [1, 2, \dots, 5].$$

- **SINAD** (= **SNDR**) ist definiert als das Verhältnis von Signal- zur Rauschleistung inklusive aller Verzerrungsprodukte. Die Berechnung des SINAD in dBfs erfolgt hier unter Ausklammerung des DC-Offset ($P_{in}(0) = 0$) und der Fundamentalen ($P_{in}(HD_{1,pos}) = 0$). Der Unterschied zum SNR liegt also darin, dass die Signalleistung nicht nur auf die Rauschleistung, sondern auf die Summenleistung aus Rauschen und nichtlinearer Verzerrung bezogen wird. SNR und SINAD/SNDR sollten daher gemeinsam angegeben und bewertet werden.

$$SINAD(\text{dBfs}) = -10 \log_{10} \left(\sum_{n=0}^{N/2-1} P_{in}^2(n) \right) \quad (2.45)$$

$$\text{mit } P_{in}(0) = 0, \quad P_{in}(HD_{1,pos}) = 0.$$

1 Die fundamentale Schwingung (HD1) bezeichnet das Signal.

2 Systemumgebung und -komponenten

- **SFDR** ist definiert als das Verhältnis zwischen Signal und größtem Störer im Spektrum. Der größte Störer hat üblicherweise, aber nicht zwingend, einen harmonischen Bezug zur Fundamentalen. Das SFDR ist ein Maß für die statische und dynamische Linearität des ADCs. Das Zweitton- oder Multiton-SFDR ist die Erweiterung auf mehrere Testtöne.
- **THD** (engl. *Total Harmonic Distortion*) ist definiert als die Summenleistung der Harmonischen HD2 bis einschließlich HD_i (wie beim SNR üblicherweise $i = 5$). Die Leistung der i -ten Harmonischen wird mit $P_{HD,i}$ bezeichnet:

$$\text{THD(dBfs)} = 20 \log_{10} \sqrt{(10^{P_{HD,2}/20})^2 + (10^{P_{HD,3}/20})^2 + \dots + (10^{P_{HD,5}/20})^2}. \quad (2.46)$$

- **ENOB** (engl. *Effective Number of Bits*) gibt die effektiven Bits eines Wandlers bezogen auf seine nominal erreichbare Auflösung an. Wichtig hierbei ist, dass ENOB sich auf das SINAD bezieht, also ebenfalls alle Fehlereinflüsse in einer Kenngröße vereint. Obwohl ENOB häufig als Nennwert zur Abschätzung verwendet wird, vor allem um Vergleiche zwischen unterschiedlichen ADCs anzustellen, bieten erst die drei Kenngrößen SNR/SINAD/SFDR den vollen Informationsgehalt der *ADC-Performance*. Die Definition für ENOB lautet:

$$\text{ENOB} = \frac{\text{SINAD} - 1,76}{6,02}. \quad (2.47)$$

- **IMD** (Intermodulationsverzerrungen): Im Falle eines Zweitons auftretende Verzerrungen bei Frequenzen $(n \cdot f_1 \pm m \cdot f_2)$ [74][75]. Gemessen wird die Leistung eines Intermodulationstons in dBc, bezogen auf die Leistung eines Signaltones. Trägernahe, nicht filterbare IMD3 treten aufgrund einer kubischer Nichtlinearität bei Frequenzen $2 \cdot f_2 - f_1$ und $2 \cdot f_1 - f_2$ auf.
- **IP3** (engl. *Cubic Intercept Point*): Obwohl als ADC-Kenngröße nicht in identischer Weise wie bei analogen Komponenten verwendbar (hartes Clipping statt kontinuierlichem Übergang in die Verzerrung), lässt sich dem ADC bei Vorgabe einer Impedanz (50 Ohm) auch im Zweitton-Testfall ein IP3 zuordnen, siehe hierzu auch [50]. Der IP3 wird klassisch entweder als IIP3 (eingangsbezogen, ohne Leistungsverstärkung) oder OIP3 (ausgangsbezogen, inklusive Leistungsverstärkung) angegeben. Da ein ADC keine Verstärkung besitzt, sind IIP3 und OIP3 identisch. Die Umrechnung des IP3 auf den Intermodulationsabstand IMD3 erfolgt mit

$$\text{IP3}_{ADC}(\text{dBm}) = P_{in}(\text{dBm}) - \text{IMD3}(\text{dBc})/2. \quad (2.48)$$

- **NOISEFLOOR** ist definiert als der im Spektrum der DFT auftretende Rauschboden. Die N-Punkte DFT als Filterbank mit N um jeweils f_s/N Hz versetzte Filter liefert einen Prozessgewinn, so dass:

$$\text{NOISEFLOOR}(\text{dBfs}) = \text{SNR}_{\text{dBfs}} + 10 \log_{10} \left(\frac{N}{2} \right). \quad (2.49)$$

- **NSD** (engl. *Noise Spectral Density*) ist die Rauschleistungsdichte des ADCs. Um sie zu bestimmen, muss dem ADC eine Eingangsimpedanz zugeordnet werden (typisch $R = 50 \Omega$):

$$\begin{aligned} \text{NSD}(\text{dBm/Hz}) = 10 \log_{10} \left(\frac{(V_{f_s/2})^2}{2 \cdot R \cdot 1 \text{mW}} \right) - |P_{\text{sig}}(\text{dBfs})| - \\ - \text{SNR}(\text{dBc}) - 10 \log_{10}(f_s/2). \end{aligned} \quad (2.50)$$

- **NF** (engl. **Noise Figure**) Rauschzahl F_{ADC} oder NF_{ADC} des ADCs (als letzte Komponente des analogen Empfängerzugs) sind von R abhängig (siehe [50]) und bestimmen sich zu

$$F_{\text{ADC}} = 1 + 10^{\left(\frac{-\text{NSD} - N_{\text{in}}(\text{dBm/Hz})}{10} \right)}, \quad \text{mit } N_{\text{in}} = -174 \text{ dBm/Hz}, \quad R = 50 \Omega, \quad (2.51)$$

$$NF_{\text{ADC}} = 10 \log_{10}(F_{\text{ADC}}). \quad (2.52)$$

- **FPBW** (engl. *Full Power Bandwidth*) ist die Frequenz, bei der das am ADC anliegende Signal gegenüber einer sehr niedrigen Ausgangsfrequenz um 3 dB gedämpft wurde. Innerhalb dieser Bandbreite kann der ADC in verschiedenen NZ betrieben werden, oberhalb der FPBW muss mit starker Abnahme des Signalpegels gerechnet werden. Es sei erwähnt, dass die in Datenblättern angegebene FPBW den ADC alleine betrifft, in der Praxis führt die externe Eingangsbeschaltung des ADC (Baluns) zu weiteren Verlusten, so dass die volle FPBW niemals ganz zur Verfügung steht [76][77].

2.3.3 Exemplarische Charakterisierung und Fazit

Bild 2.13 zeigt einen typischen ADC FFT-Test für reale Messdaten. Der verwendete ADC besitzt 12 nominale Bits [78]. Die Übersicht der wichtigsten Kenngrößen erlaubt die Beurteilung der Leistungsfähigkeit des Wandlers und seiner Eignung für eine gewünschte Applikation¹. Die meisten Größen sind abhängig von Eingangspegel und -frequenz sowie der Abtastrate, so dass diese Parameter anzugeben sind.

¹ Obwohl nicht ganz durchgängig in der Literatur und in Datenblättern gehalten, sollten in reinem dB angegebene Größen als dBc verstanden werden [79]. Werte in dBfs unter zusätzlicher Angabe des Signalpegels in dBfs sind daher eindeutig und ausreichend.

2 Systemumgebung und -komponenten

Man erkennt im ganzen Spektralbereich 0 bis $f_s/2 = 125$ MHz die durch den ADC verursachten Störungen. Der Eingangspegel beträgt $-0,5$ dBfs, die Abtastfrequenz $f_s = 250$ MHz. Die Eingangsfrequenz f_{in} wurde mit $155,258$ MHz in NZ2 (125 MHz bis 250 MHz) platziert, die digitale Darstellung für den ADC-Test erfolgt, wie üblich, in NZ1. Das SNR des ADCs liegt um den FFT-Prozessgewinn $10\log_{10}(N/2)$ über dem Rauschboden. Der Prozessgewinn ist wichtig, weil das SNR alleine sehr häufig nicht ausreicht, um auch kleine, SFDR-beschränkenden Störprodukte im Spektralbereich ausfindig zu machen. Hier erweist sich eine FFT mit $N = 2^{16}$ Stützstellen als ausreichend. Das SFDR wird in diesem Beispiel durch die dritte Harmonische (HD3) beschränkt. HD2 erweist sich ebenfalls als dominant. Darüber hinaus findet man eine Reihe an weiteren Störern (Harmonische höherer Ordnung), deren stärkster mit HD+ markiert ist. Das aus dem SINAD abgeleitet ENOB beträgt $10,3$ Bits und ist damit $1,7$ Bits von der nominalen 12-Bit Auflösung entfernt. Der DC-Offset bei circa -40 dBfs wird, wie oben beschrieben, für die Berechnung der Kenngrößen ausgeklammert. Ohnedies liegt der DC bei einer Bandpassabtastung günstigerweise im Sperrband und kann im Zuge der DDC eliminiert werden.

Die in dieser Arbeit verfolgten, modellbasierten Ansätze sollen es ermöglichen, genau diese kritischen ADC-Kenngrößen zu verbessern, indem die potentiellen in-Band Störer (wie HD2 und HD3, aber auch Harmonische höherer Ordnung) reduziert werden. Idealerweise verbleibt dann neben dem gewünschten Signal nur noch ein reiner *weisser* Rauschboden. Die Verbesserung des SFDR/HD2/HD3/THD/SINAD führt so zu einer gesteigerten Systemdynamik, beispielsweise bei der Dopplerauswertung im kohärenten Radar-Pulsbetrieb.

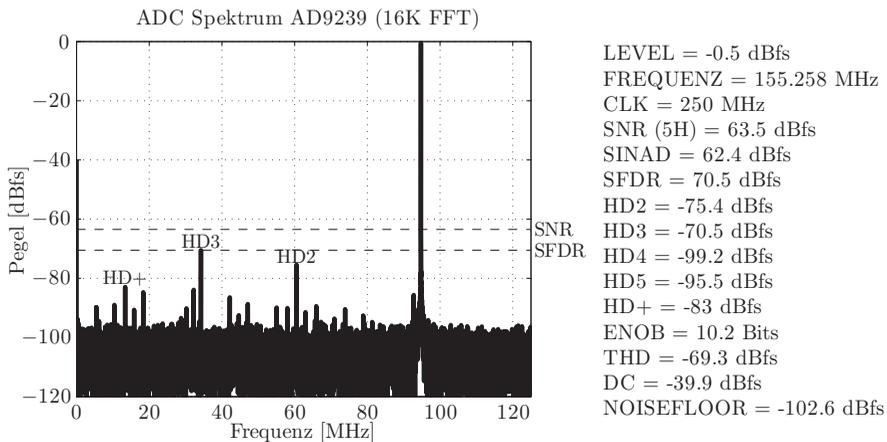


Bild 2.13: Test eines 12-Bit-ADCs im Labor: FFT-Spektrum des AD9239.

3 Modellbildung

3.1 Modellierung nichtlinearer dynamischer Systeme

3.1.1 Das Volterra-Modell nichtlinearer Systeme

Schwach nichtlineare, zeitinvariante Systeme mit schwindendem Gedächtnis lassen sich durch eine Volterra¹-Reihe beschreiben [80]. Dabei bedeutet

- **Schwach nichtlinear:** Der lineare Systemanteil dominiert gegenüber dem nicht-linearen Systemanteil in einer Weise, dass ein rückwirkender Einfluss des nicht-linearen Anteils auf den linearen, aufgrund des *Größenunterschiedes* zwischen beiden, vernachlässigbar ist. Für die allermeisten praktischen Systeme ist diese Annahme gültig, ansonsten wäre die lineare Signalverarbeitung generell in Frage gestellt.
- **Zeitinvariant:** Der Ausgangswert $y(t)$ ist keine Funktion des Anregungszeitpunktes $t_0 > 0$.
- **Gedächtnis:** Der Ausgangswert $y(t)$ hängt von vergangenen Eingangswerten $x(t), x(t - \delta t), x(t - 2\delta t), \dots$ ab, es handelt sich um ein dynamisches System.
- **Schwindendes Gedächtnis:** Das System vergisst zu einem endlichen Zeitpunkt seine Anregungshistorie.

Die zeit-kontinuierliche Darstellung der Volterra-Reihe p -ter Ordnung

$$\begin{aligned}
 y(x(t)) &= h_0 + T_1[x(t)] + T_2[x(t)] + T_3[x(t)] + \dots + T_p[x(t)] = \\
 &= h_0 + \int_{-\infty}^{\infty} h_1(\tau_1)x(t - \tau_1) d\tau_1 + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau_1, \tau_2)x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 + \\
 &\quad + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3)x(t - \tau_1)x(t - \tau_2)x(t - \tau_3) d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 + \dots \\
 &\quad \dots + \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_p(\tau_1, \dots, \tau_p) \prod_{i=1}^p x(t - \tau_i) d\tau_i
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

1 Vito Volterra (1860-1940) - Italienischer Physiker und Mathematiker.

3 Modellbildung

zeigt die Volterra-Kerne i -ter Ordnung h_i , die über i -dimensionale Faltungsintegrale mit dem Eingangssignal $x(t)$ verknüpft sind. Ein Volterra-Operator $T_i[\cdot]$ beschreibt die Dynamik i -ter Ordnung. $T_1[\cdot]$ ist als linearer Operator das aus der LTI-Theorie (engl. *Linear Time Invariant Systems*) bekannte Faltungsintegral. Die Erweiterung der LTI-Systeme auf nichtlineare Systeme führt zu höherdimensionalen Impulsantworten $h_{i>1}$. Die Volterra-Reihe wurde vereinzelt auch als Taylor-Reihe mit Gedächtnis bezeichnet. Die Überführung von Gleichung 3.1 in ein zeit-diskretes System p -ter Ordnung (ff. $h_0 = 0$) liefert

$$\begin{aligned}
 y(x(n)) = & \sum_{k_1=0}^{M_1-1} h_1(k_1)x(n-k_1) + \sum_{k_1=0}^{M_1-1} \sum_{k_2=0}^{M_2-1} h_2(k_1, k_2)x(n-k_1)x(n-k_2) + \\
 & + \sum_{k_1=0}^{M_1-1} \sum_{k_2=0}^{M_2-1} \sum_{k_3=0}^{M_3-1} h_3(k_1, k_2, k_3)x(n-k_1)x(n-k_2)x(n-k_3) + \dots + \quad (3.2) \\
 & \dots + \sum_{k_1=0}^{M_1-1} \dots \sum_{k_p=0}^{M_p-1} h_p(k_1, \dots, k_p) \prod_{i=1}^p x(n-k_i),
 \end{aligned}$$

wobei M_i die Gedächtnistiefe im i -ten Kern darstellt. Eine Gedächtnistiefe von M bedeutet ein effektives Gedächtnis von $M-1$ Samples. Die Koeffizientenanzahl und damit die Komplexität (engl. *Computational Complexity*, CC) der Reihe bestimmt sich zu

$$CC_{\text{Volterra}} = \sum_{i=1}^p M_i^i = M_1 + (M_2)^2 + (M_3)^3 + \dots + (M_p)^p. \quad (3.3)$$

Der exponentielle Anstieg begrenzt den Einsatz von Gleichung 3.2 auf Systeme vergleichsweise niedriger Ordnung p und niedriger Gedächtnislänge M_i . Ein Volterra-System mit $p=3$, $M_1 = M_2 = M_3 = 10$ besitzt bereits 1110 unbekannte Koeffizienten, die sowohl die Identifikation als auch Implementierung erschweren, wenn nicht unmöglich machen. Nichtsdestotrotz ist Gleichung 3.2 generell linear in den Parametern und bekannte least square Lösungsansätze können theoretisch zur Identifikation eingesetzt werden [56][81][82][83].

Während h_1 eine Impulsantwort $h_1 = [h_1(0) \ h_1(1) \ h_1(2) \ \dots \ h_1(M_1-1)]$ darstellt, lässt sich ein Kern zweiter Ordnung als Matrix $\mathbf{H}_2 \in \mathbb{R}^{M_2 \times M_2}$ oder äquivalenter Koeffizientenvektor $\mathbf{h}_2 \in \mathbb{R}^{1 \times M_2^2}$ schreiben. Für $M_1 = M_2 = 3$ werden beispielsweise 2 vergangene Samples berücksichtigt:

$$\mathbf{H}_2 = \begin{pmatrix} h_{00} & h_{01} & h_{02} \\ h_{10} & h_{11} & h_{12} \\ h_{20} & h_{21} & h_{22} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{h}_2 = [h_{00} \ h_{01} \ h_{02} \ h_{10} \ h_{11} \ h_{12} \ h_{20} \ h_{21} \ h_{22}]. \quad (3.4)$$

3.1 Modellierung nichtlinearer dynamischer Systeme

Um ein Beispiel der Interpretation zu nennen: Der um 0 Samples verzögerte Eingangswert mal den um 0 Samples verzögerten Eingangswert wird dem Koeffizient h_{00} zugeordnet, et cetera. Um Gleichung 3.2 zunächst in eine Form mit symmetrischen Kernen zu bringen, bedient man sich einer Permutation der Koeffizienten [81][84]. Ein Kern ist symmetrisch, sobald eine beliebige Vertauschung seiner Indizes den Kern-Inhalt nicht verändert. Da h_{01} und h_{10} derselben Kombination zugeordnet werden können, ist eine Rekombination durch Permutation möglich. Die entstandenen Rekombinationen werden lediglich einem Koeffizienten zugeordnet und redundante Terme entfernt, man erhält die Dreiecksform des Kerns:

$$\mathbf{H}_2 = \begin{pmatrix} h_{00} & 0 & 0 \\ h_{10} & h_{11} & 0 \\ h_{20} & h_{21} & h_{22} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{h}_2 = [h_{00} \ h_{10} \ h_{11} \ h_{20} \ h_{21} \ h_{22}]. \quad (3.5)$$

Für einen Kern dritter Ordnung $\mathbf{H}_3 \in \mathbb{R}^{M_3 \times M_3 \times M_3}$ und $M_1 = M_2 = M_3 = 3$ ergeben sich weitere Kombinationen. Man erkennt zunächst die räumliche Ausdehnung von \mathbf{H}_3 als Kubus (der Darstellung halber aus 3 Submatrizen $\mathbf{H}_{3a-c} \in \mathbb{R}^{M_3 \times M_3}$ zusammengesetzt) mit insgesamt $M_3^3 = 27$ Samples:

$$\mathbf{H}_{3a} = \begin{pmatrix} h_{000} & h_{010} & h_{020} \\ h_{100} & h_{110} & h_{120} \\ h_{200} & h_{210} & h_{220} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{H}_{3b} = \begin{pmatrix} h_{001} & h_{011} & h_{021} \\ h_{101} & h_{111} & h_{121} \\ h_{201} & h_{211} & h_{221} \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{H}_{3c} = \begin{pmatrix} h_{002} & h_{012} & h_{022} \\ h_{102} & h_{112} & h_{122} \\ h_{202} & h_{212} & h_{222} \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{h}_3 = [[h_{000} \ h_{010} \ \dots \ h_{220}][h_{001} \ h_{011} \ \dots \ h_{221}][h_{002} \ h_{012} \ \dots \ h_{222}]]. \quad (3.6)$$

So ist es beispielsweise möglich h_{101} , h_{110} , h_{011} in einem Koeffizienten h_{110} zu vereinen. Damit sind 17 Koeffizienten redundant. Die Dreiecksform eines symmetrischen \mathbf{H}_3 zeigt sich im ursprünglichen Kubus als

$$\mathbf{H}_{3a} = \begin{pmatrix} h_{000} & 0 & 0 \\ h_{100} & h_{110} & 0 \\ h_{200} & h_{210} & h_{220} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{H}_{3b} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_{111} & 0 \\ 0 & h_{211} & h_{221} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{H}_{3c} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_{222} \end{pmatrix}. \quad (3.7)$$

Die Anpassung der Indizes in Gleichung 3.2 führt zum diskreten Volterra-Filter mit symmetrischen Kernen [61][82]:

3 Modellbildung

$$\begin{aligned}
 y(x(n)) = & \sum_{k_1=0}^{M_1-1} h_1(k_1)x(n-k_1) + \sum_{k_1=0}^{M_1-1} \sum_{k_2=k_1}^{M_2-1} h_2(k_1, k_2)x(n-k_1)x(n-k_2) + \\
 & + \sum_{k_1=0}^{M_1-1} \sum_{k_2=k_1}^{M_2-1} \sum_{k_3=k_2}^{M_3-1} h_3(k_1, k_2, k_3)x(n-k_1)x(n-k_2)x(n-k_3) + \dots + \quad (3.8) \\
 & \dots + \sum_{k_1=0}^{M_1-1} \dots \sum_{k_p=k_{p-1}}^{M_p-1} h_p(k_1, \dots, k_p) \prod_{i=1}^p x(n-k_i).
 \end{aligned}$$

Ferner lässt sich zeigen, dass, obwohl die Komplexität von Gleichung 3.8 geringer als Gleichung 3.2 ist, eine Beschränkung auf kleine Werte von M_i und p weiterhin gegeben ist [84][85]. Die Anzahl an Koeffizienten beträgt nun

$$CC_{\text{Volterra, symm}} = \sum_{i=1}^p \frac{(M_i + i - 1)!}{(M_i - 1)! i!}. \quad (3.9)$$

Für eine häufig zitierte komplexwertige Darstellung von Gleichung 3.8 und die damit verknüpften Einschränkungen (nur ungerade Kernel-Ordnungen zulässig, nur IMD wird modelliert, die Permutation ist nicht mehr uneingeschränkt möglich) sei verwiesen auf [86][87]. Da die dort getroffenen Annahmen für Zwecke einer digitalen Vorverzerrung (engl. *Digital Predistortion*, DPD) gültig, für die Korrektur von ADC Nichtlinearitäten in einem Empfänger ungültig sind (alle Störprodukte fallen in das Nyquistband zwischen 0 und $f_s/2$, gerade wie ungerade Kernel-Ordnungen sind vorhanden und kritisch), wird im Folgenden stets die Bandpassdarstellung verwendet.

3.1.2 Varianten des Volterra-Modells

Für $M_i = 1 \forall i = 1, \dots, p$ wird aus Gleichung 3.8 die bekannte Taylor-Reihe p -ter Ordnung zur Beschreibung eines statischen (= gedächtnislosen) nichtlinearen Systems. Sie beschreibt das grundsätzliche Verhalten nichtlinearer Systeme und wird für klassische IMD und IP3 Messungen in analogen Systemen verwendet [50][75][88]:

$$y(x(t)) = h_1x(t) + h_2x^2(t) + \dots + h_px^p(t) = \sum_{i=1}^p h_ix^i(t). \quad (3.10)$$

Die Anregung mit $x(t) = u(t) = \cos(2\pi ft)$ und $p = 3$ ergibt

$$\begin{aligned}
 y(t) &= h_1 \left(\frac{e^{j2\pi ft} + e^{-j2\pi ft}}{2} \right) + h_2 \left(\frac{e^{j2\pi ft} + e^{-j2\pi ft}}{2} \right)^2 + h_3 \left(\frac{e^{j2\pi ft} + e^{-j2\pi ft}}{2} \right)^3 = \\
 &= \underbrace{\left(\frac{h_2}{2} \right)}_{A_0} + \underbrace{\left(\frac{3h_1 h_3}{4} \right)}_{A_1} \cos(2\pi ft) + \underbrace{\left(\frac{h_2}{2} \right)}_{A_2} \cos(2 \cdot 2\pi ft) + \underbrace{\left(\frac{h_3}{4} \right)}_{A_3} \cos(3 \cdot 2\pi ft).
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

Bekanntlich entstehen bei einer Anregung am Ausgang des Systems DC-Offset, Fundamentale und Harmonische bei Frequenzen $2 \cdot f$ bis $p \cdot f$. Verzerrungen ungerader Ordnung speisen Leistung in die Fundamentale zurück, Verzerrungen gerader Ordnung erzeugen einen zusätzlichen DC-Offset. Der Zusammenhang zwischen Polynomkoeffizienten h_i und Pegel A_i der erzeugten Harmonischen i -ter Ordnung lässt sich für Gleichung 3.10 und ein System der Ordnung $p = L$ allgemein angeben [89][90]:

$$A_i = \sum_{i=1}^L \left(\frac{1 \overbrace{(\pm)}^{i \text{ gerade: } +, i \text{ ungerade: } -} (-1)^i}{2} \right) \frac{1}{2^{i-1}} \binom{i}{0.5(i-1)} h_i. \tag{3.12}$$

Bei Anregung mit zwei frequenzmäßig unterschiedlichen Sinustönen $\cos(2\pi f_1 t)$ und $\cos(2\pi f_2 t)$ ergeben sich zusätzliche Intermodulationsprodukte (IMD) bei $m f_1 \pm n f_2$, wobei $m, n = 0, 1, 2, \dots, p$. Für $p = 3$ ergeben sich neben HD2 auch IMD2 bei $f_1 + f_2$ (Summenfrequenz) und $f_1 - f_2$ (Differenzfrequenz), weiterhin die besonders kritischen trägernahen IMD3 (= in-Band IMD3) bei $2 f_1 - f_2$ und $2 f_2 - f_1$, die HD3 sowie weitere trägerferne IMD3 bei $2 f_1 + f_2$ und $2 f_2 + f_1$ [75]. Die Volterra-Reihe ist als größtmögliche Verallgemeinerung der Taylor-Reihe zu betrachten: IMD und HD sind nicht mehr verkoppelt und können ausgeprägte Frequenzselektivität besitzen.

Da die Taylor-Reihe (sowohl mit reellen als auch mit komplexen Koeffizienten) ein für breitbandige Systeme (ADCs, Analog-Digital-Empfänger) ungenügendes Modell darstellt, werden weitere Modelle, die auf Gleichung 3.8 basieren, aber nicht deren exponentiell anwachsende Komplexität besitzen, untersucht.

Um die Komplexität der Volterra-Reihe zu reduzieren, bedient man sich einer Separierung der Kerne. Ein Volterra-Kern p -ter Ordnung ist separierbar (= *in Faktoren zerlegbar*), wenn er als ein Produkt von Kernen niedrigerer Ordnung ausgedrückt werden kann [84][91]. Erfolgt dies durch Kerne 1. Ordnung, gilt

$$h_p(k_1, k_2, \dots, k_p) = h_1(k_1) h_2(k_2) \dots h_p(k_p). \tag{3.13}$$

3 Modellbildung

Dieser Ansatz führt zu den Box-Modellen, die eine Trennung von Systemdynamik und Nichtlinearität realisieren. Aus Gleichung 3.8 und Gleichung 3.13 folgt

$$\begin{aligned}
 y(x(n)) &= \sum_{k_1=0}^{M_1-1} h_1(k_1)x(n-k_1) + \sum_{k_1=0}^{M_1-1} \sum_{k_2=k_1}^{M_2-1} h_1(k_1)h_2(k_2)x(n-k_1)x(n-k_2) + \\
 &\quad \sum_{k_1=0}^{M_1-1} \sum_{k_2=k_1}^{M_2-1} \sum_{k_3=k_2}^{M_3-1} h_1(k_1)h_2(k_2)h_3(k_3)x(n-k_1)x(n-k_2)x(n-k_3) + \dots \\
 &\quad \dots + \sum_{k_1=0}^{M_1-1} \dots \sum_{k_p=k_{p-1}}^{M_p-1} \prod_{i=1}^p h_i(k_i)x(n-k_i) = \\
 &\quad \sum_{k_1=0}^{M_1-1} h_1(k_1)x(n-k_1) + \sum_{k_2=0}^{M_2-1} \left(h_2(k_2)x(n-k_2) \right)^2 + \\
 &\quad \sum_{k_3=0}^{M_3-1} \left(h_3(k_3)x(n-k_3) \right)^3 + \dots + \sum_{k_p=0}^{M_p-1} \left(h_p(k_p)x(n-k_p) \right)^p \\
 &\implies \sum_{i=1}^p \left(\sum_{k=0}^{M_i-1} h_i(k_i)x(n-k_i) \right)^p.
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

Weist man in (3.14) also jeder Ordnung $i = 1, 2, \dots, p$ unterschiedliche Filter h_i zu, ergibt sich ein *paralleles Wiener-Modell*, das aus p Wiener-Zweigen besteht, von denen jeder ein FIR Filter gefolgt von einer statischen Nichtlinearität aufweist. Vertauscht man die Reihenfolge der Blöcke ergibt sich ein *paralleles Hammerstein-Modell*, das in jedem Einzelzweig einen FIR Filter gefolgt von einer statischen Nichtlinearität aufweist. Dies ändert den mathematischen Ansatz, da die nichtlinearen Operationen nicht kommutativ sind. Der Zustand nach Vertauschung lässt sich jedoch wiederum durch lineare Faltungsoperationen ausdrücken:

$$\begin{aligned}
 y(x(n)) &= \sum_{k_1=0}^{M_1-1} h_1(k_1)x(n-k_1) + \sum_{k_2=0}^{M_2-1} \left(h_2(k_2)x^2(n-k_2) \right) + \\
 &\quad \sum_{k_3=0}^{M_3-1} \left(h_3(k_3)x^3(n-k_3) \right) + \dots + \sum_{k_p=0}^{M_p-1} \left(h_p(k_p)x^p(n-k_p) \right) \tag{3.15} \\
 &\implies \sum_{i=1}^p \left(\sum_{k=0}^{M_i-1} h_i(k_i)x^p(n-k_i) \right).
 \end{aligned}$$

Dadurch wird der Volterra-Kern dritter Ordnung, in Matrixform dargestellt in Gleichung 3.7, zum Hammerstein-Kern

3.1 Modellierung nichtlinearer dynamischer Systeme

$$\mathbf{H}_{3a} = \begin{pmatrix} h_{000} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{H}_{3b} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_{111} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{H}_{3c} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_{222} \end{pmatrix}. \quad (3.16)$$

Die Koeffizientenanzahl der Box-Modelle (engl. *Memory Polynomials*) in Gleichungen 3.14 und 3.15 sind gegenüber Gleichung 3.2 und 3.8 erheblich reduziert:

$$CC_{\text{box}} = \sum_{i=1}^p M_i. \quad (3.17)$$

Die vier Modelle sind in den Bildern 3.1 und 3.2 nochmals gegenübergestellt. Sowohl Gleichung 3.14 als auch Gleichung 3.15 können zur Modellierung dynamischer, nichtlinearer Systeme eingesetzt werden, nur sind beide Formen nicht so generell wie Gleichung 3.8. Dafür lässt sich ein Kompromiss zwischen Komplexität, Implementierbarkeit, und der nötigen Modellierungsgenauigkeit finden.

Tabelle 3.1 stellt die Komplexität der unterschiedlichen Modelle noch einmal gegenüber. Vor allem für große Gedächtnislängen M (wie sie in ADCs auftreten) bieten Box-Modelle Vorteile.

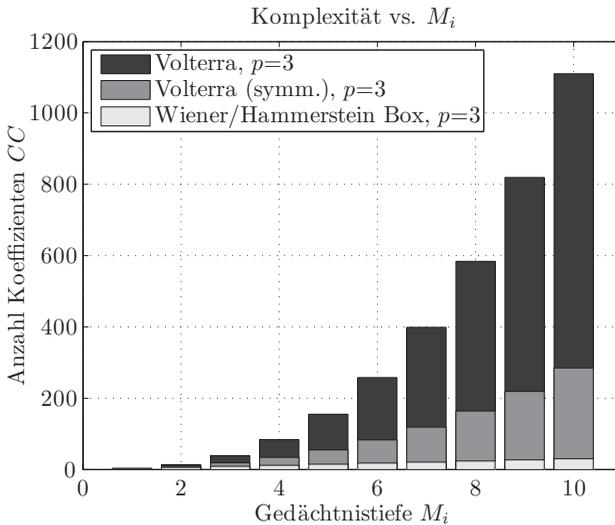


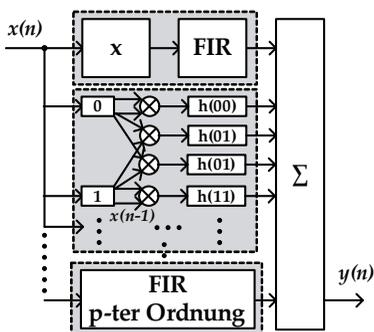
Bild 3.1: Komplexität unterschiedlicher Modelle.

3 Modellbildung

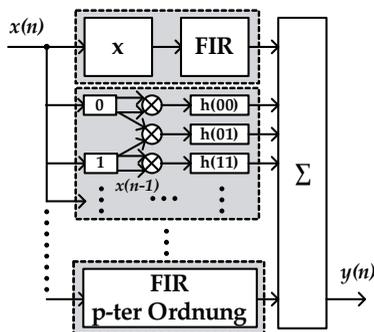
Tabelle 3.1: Modell-Komplexität CC für unterschiedliche p und M .

$p=3$ Verzögerung	$M=1$	$M=2$	$M=3$	$M=4$	$M=5$	$M=6$	$M=7$
Volterra	3	14	39	84	155	258	399
Volterra (symm.)	3	9	19	34	55	83	119
Hammerstein-Box	3	6	9	12	15	18	21
Wiener-Box	3	6	9	12	15	18	21
$p=5$ Verzögerung	$M=1$	$M=2$	$M=3$	$M=4$	$M=5$	$M=6$	$M=7$
Volterra	5	62	363	1364	3905	9330	19607
Volterra (symm.)	5	20	55	125	251	461	791
Hammerstein-Box	5	10	15	20	25	30	35
Wiener-Box	5	10	15	20	25	30	35

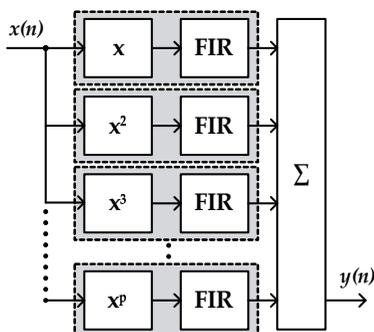
a) Volterra Modell



b) Symmetrisches Volterra Modell



c) Paralleles Hammerstein Modell



d) Paralleles Wiener Modell

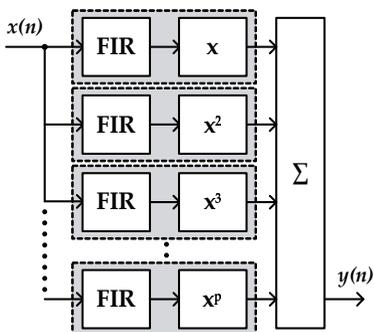


Bild 3.2: Blockschaltbilder unterschiedlicher Modelle.

3.2 Fehlermodelle für unterabtastende Analog-zu-Digital Wandler

3.2.1 Integrale Nichtlinearität als 2-dimensionales Modell

Anknüpfend an den letzten Abschnitt wird zunächst ein Modell diskutiert, das die INL in drei Komponenten zerlegt [92][93][94][95]:

$$INL(k, f) = INL_{HCF}(k) + INL_{LCF}(k, f) + INL_{noise}(k, f). \quad (3.18)$$

Dabei ist

- INL_{HCF} die *High Code Frequency Component* (HCF), deren Form in Bezug auf den Codebereich mit $k = 0$ bis $2^b - 1$ eine schnelle Änderung darstellt und nur durch ein Polynom der Ordnung $p_{HCF} \gg p_{LCF}$ oder äquivalent durch eine LUT zu beschreiben ist, wobei INL_{HCF} lediglich vom Code k abhängt,
- INL_{LCF} die *Low Code Frequency Component* (LCF), deren Form über den Codebereich mit $k = 0$ bis $2^b - 1$ Stufen eine langsame Änderung darstellt und durch ein Polynom niedriger Ordnung p_{LCF} zu beschreiben ist, dessen Polynomkoeffizienten eine Funktion der Eingangsfrequenz f sind,
- INL_{noise} der überlagerte Messfehler (= Modellierungsfehler).

INL_{HCF} realisiert eine Codezuordnung (engl. *Code Remapping*) als Funktion des Eingangscodes. Für das quantisierte Eingangssignal $x_q(n)$ im normierten Bereich ± 1 ergeben sich die Ausgangssignale

$$\begin{aligned} y_{HCF}(n) &= INL_{HCF}(x_q(n)2^{-(b-1)} + 2^{b-1}), \\ y_{LCF}(n, f) &= a_1(f)x_q(n) + a_2(f)x_q^2(n) + a_3(f)x_q^3(n) + \dots + a_{p_{LCF}}(f)x_q^{p_{LCF}}(n), \\ y_{INL}(n, f) &= y_{HCF}(n) + y_{LCF}(n, f). \end{aligned} \quad (3.19)$$

In der Realität auftretende INL-Formen hängen stark von der ADC-Architektur ab. INL_{HCF} erzeugt bei einer Sinusanregung HD hoher Ordnung, INL_{LCF} hingegen HD niedriger Ordnung, wobei alle HD per Modelldefinition in-phase mit der Fundamentalen sind (je nach Vorzeichen der Koeffizienten a_1 bis $a_{p_{LCF}}$ entweder 0° oder 180° Phasenverschiebung). Die LS-Lösung für INL_{LCF} führt nach Wahl der Polynomordnung p_{LCF} zu den Polynomkoeffizienten a_1 bis $a_{p_{LCF}}$. Für eine Anzahl Testfrequenzen N_{test} mit f_1 bis f_{max} innerhalb $(NZ - 1) \cdot f_s/2 < f < NZ \cdot f_s/2$ lässt sich eine 2-dimensionale Modellmatrix \mathbf{INL} bilden. Dabei entspricht $INL_i(0)$ bis $INL_i(2^b - 1)$ den extrahierten INL-Daten beim i -ten Testton:

3 Modellbildung

$$\mathbf{INL} = \begin{pmatrix} INL_1(0) & INL_2(0) & \cdots & INL_{N_{test}}(0) \\ INL_1(1) & INL_2(1) & \cdots & INL_{N_{test}}(1) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ INL_1(2^b-2) & INL_2(2^b-2) & \cdots & INL_{N_{test}}(2^b-2) \\ INL_1(2^b-1) & INL_2(2^b-1) & \cdots & INL_{N_{test}}(2^b-1) \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{2^b \times N_{test}}. \quad (3.20)$$

Die dazugehörige Matrix mit Polynomkoeffizienten ist \mathbf{P}_{fit} , wobei die i -te Zeile den Frequenzverlauf des i -ten Koeffizienten a_i darstellt [96]:

$$\mathbf{P}_{fit} = \begin{pmatrix} a_1(f_1) & a_1(f_2) & \cdots & a_1(f_{N_{test}}) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ a_{p_{LCF}-1}(f_1) & a_{p_{LCF}-1}(f_2) & \cdots & a_{p_{LCF}-1}(f_{N_{test}}) \\ a_{p_{LCF}}(f_1) & a_{p_{LCF}}(f_2) & \cdots & a_{p_{LCF}}(f_{N_{test}}) \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{p_{LCF} \times N_{test}} \quad (3.21)$$

Zur experimentellen Bewertung des Modells wurde zunächst ein frei verfügbares ADC-Simulationsmodell und der dazugehörige ADC untersucht [97]. Gewählt wurde der AD9239 ($f_s = 250$ MSPS, $b = 12$, FPBW = 700 MHz). Das Simulationsmodell liefert für eine Anregungsfrequenz von 256,25 MHz in NZ3 das in Bild 3.3 und Bild 3.4 dargestellte DNL und INL ($N = 2^{20}$ Samples, Histogramm-Methode nach [59][64]). Das DNL wurde vom Hersteller als weisser Rauschprozess mit $\sigma \leq 0.1$ LSB und $e_d = 0$ modelliert.

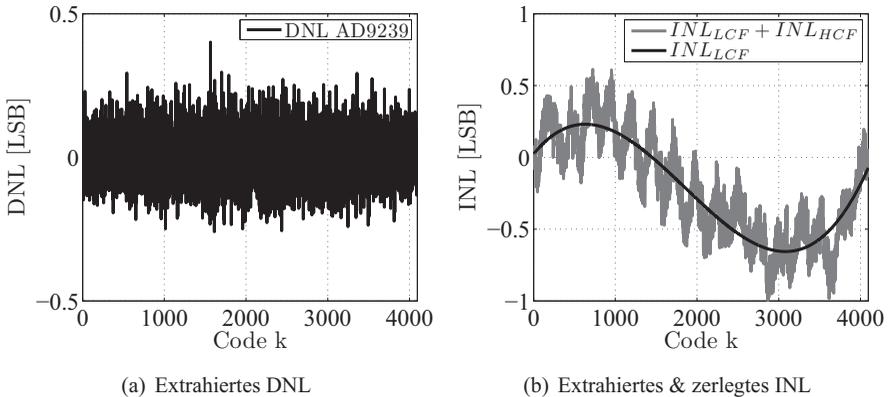


Bild 3.3: Simulativ extrahierte DNL und INL bei einer Testfrequenz $f = 256,25$ MHz. Simulationsparameter: $f_s = 250$ MSPS, $b = 12$, $p_{LCF} = 3$.

3.2 Fehlermodelle für unterabtastende Analog-zu-Digital Wandler

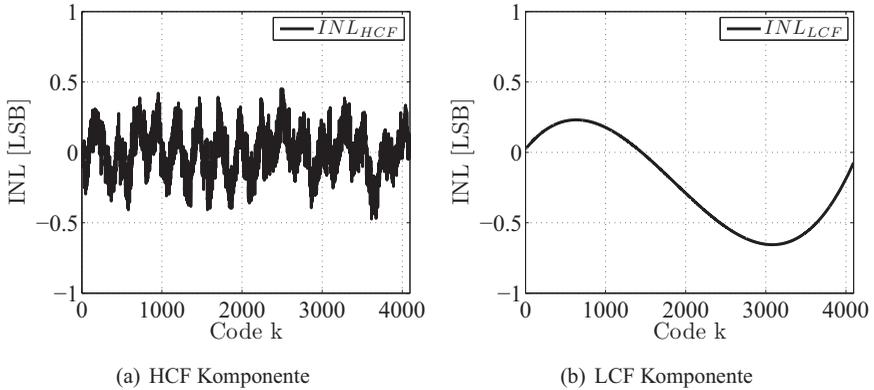


Bild 3.4: INL_{HCF} und INL_{LCF} bei einer Testfrequenz $f = 256,25$ MHz. Simulationsparameter: $f_s = 250$ MSPS, $b = 12$, $p_{LCF} = 3$.

Bezüglich der Extraktion des HCF/LCF wurden in der Literatur verschiedene Methoden aufgegriffen und beschrieben [66][65][95]. Das zur untersuchten Frequenz $f = 256,25$ MHz gehörende Spektrum ist in Bild 3.5 dargestellt. Teilbild 3.5 a) zeigt im Spektrum die schwarz markierten Harmonischen bis zur Ordnung $p_{LCF} = 3$ (verursacht durch INL_{LCF}) und die grau markierten höherer Ordnung $p_{LCF} > 3$ (verursacht durch INL_{HCF}). Die Sortierung der entfaltenen Harmonischen HD2-HD80 nach ihrer Ordnung zeigt Teilbild 3.5 b). Eine Modellierung bis einschließlich HD60 ist hier ausreichend, darüber finden sich die dekorrelierten Rauschanteile.

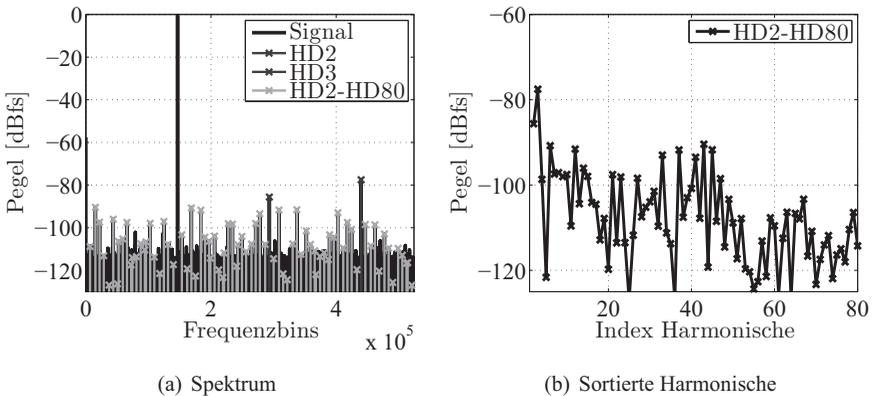


Bild 3.5: ADC Harmonische, $f = 256,25$ MHz, $f_s = 250$ MSPS, $b = 12$, $p_{LCF} = 3$.

3 Modellbildung

Das 2-dimensionale INL-Modell für $N_{test} = 20$, $p_{LCF} = 3$, $NZ = 3$ in Bild 3.6 a) zeigt in NZ3 einen mit steigender Frequenz zunehmenden Ausschlag des LCF-Polynoms. Die Beträge der dazugehörigen Polynomkoeffizienten als Funktion der Frequenz sind in Teilbild 3.6 b) dargestellt.

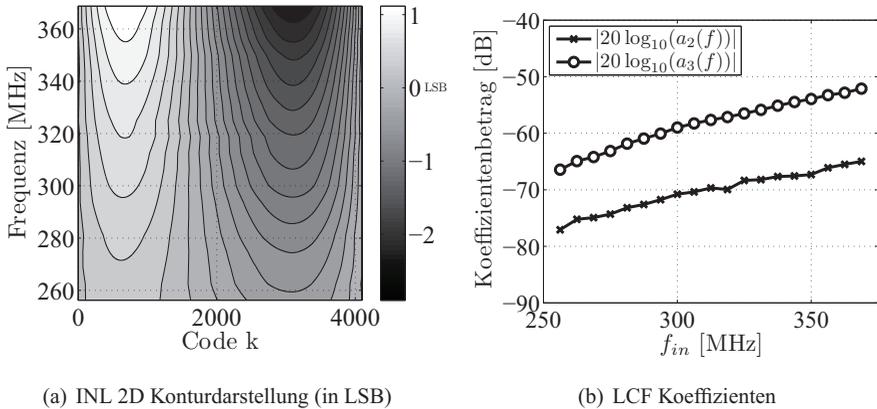


Bild 3.6: 2-dimensionale Darstellung des INL Modells (Höhenlinien in LSB) und dazugehörige Polynomkoeffizienten als Funktion der Frequenz.

Das Modell beschreibt das Verhalten eines derartigen Wandlers (SFDR vs. f_{in}), allerdings bleibt die Phase der erzeugten Harmonischen über der Frequenz konstant 0° oder 180° . Folglich wurden symmetrische FIR-Filter zur Modellierung der Frequenzabhängigkeit von INL_{LCF} verwendet. Vergleichsmessungen am AD9239 und anderen ADCs zeigen, dass das Modell in Gleichung 3.18 ungenügend zur Modellierung von Nichtlinearitäten in höheren NZ ist [94][98]. Die Effekte des S/H im ADC-Frontend sowie die externe Eingangsbeschaltung können ab einer gewissen absoluten Eingangsfrequenz nicht mehr vernachlässigt werden: die Harmonischen im ADC Spektrum rühren nicht mehr ausschließlich vom INL her. Den Beweis hierfür liefert die frequenzabhängige Phasenverschiebung, die ein klares Indiz für ein gedächtnisbehaftetes System darstellt. Für die Messung am AD9239 wurden bei verschiedenen Frequenzen innerhalb NZ3 die Relativphasen zwischen Harmonischen und Fundamentaler berechnet, zum Beispiel $\Phi_{d,2} = \phi_2 - \phi_0$ (für HD2). Dabei behalten an $f_s/2$ gefaltete Harmonische ihren Phasenbezug zur Fundamentalen.

Da die Nullphase der Fundamentalen ϕ_0 aufgrund des Messaufbaus von Messung zu Messung zufällig war, und dies zu $\phi_i = \phi_0 \cdot i$ in der i -ten Harmonischen führt, wurden die Mehrdeutigkeiten über eine Modulo-Berechnungsvorschrift aufgelöst. Der

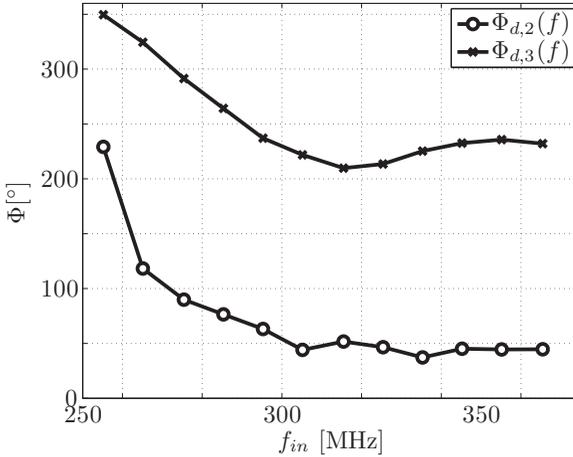


Bild 3.7: Relative Phasenverschiebungen zwischen Harmonischen und Fundamentalen: Vermessung des AD9239 ($f_s = 250$ MSPS) in NZ3.

Zustand nach Auflösung ist in Bild 3.7 dargestellt. Der Verlauf von $\phi_{d,2}$ und $\phi_{d,3}$ deutet auf ein stark gedächtnisbehaftetes, nichtlineares Systemverhalten hin. Diese Messung zeigt das Verhalten von ADCs bei Bandpassabtastung in höheren NZ und weiter, dass zur frequenzabhängigen Modellierung (und Korrektur) Filterstrukturen mit einer Vielzahl an Koeffizienten (engl. *multi-tap*) vorzusehen sind, welche keiner Symmetrie zu unterliegen haben.

3.2.2 Kombiniertes Fehlermodell mit ADC-Frontend

Der Einfluß der dynamischen Nichtlinearität zeigt sich besonders bei der Abtastung von Bandpasssignalen. Um einen ADC \geq NZ2 betreiben und gleichzeitig ein hohes SFDR garantieren zu können, ist eine hohe inhärente Linearität der S/H-Schaltung erforderlich. Technologische Limitierungen begrenzen hier den Zugriff auf hohe NZ. Einen sekundären Beitrag zur dynamischen Nichtlinearität liefert auch die notwendigerweise am Eingang zu platzierende Transformatorschaltung, um dem S/H ein differentielles Eingangssignal zur Verfügung zu stellen. Für das in Bild 3.8 dargestellte ADC-Blockschema finden sich in der Literatur verschiedene Modellierungsansätze [41][54][84], u.a.

$$y(t) = x(t) + \beta \frac{dx(t)}{dt} \left(1 - \frac{|x(t)|}{A} \right). \quad (3.22)$$

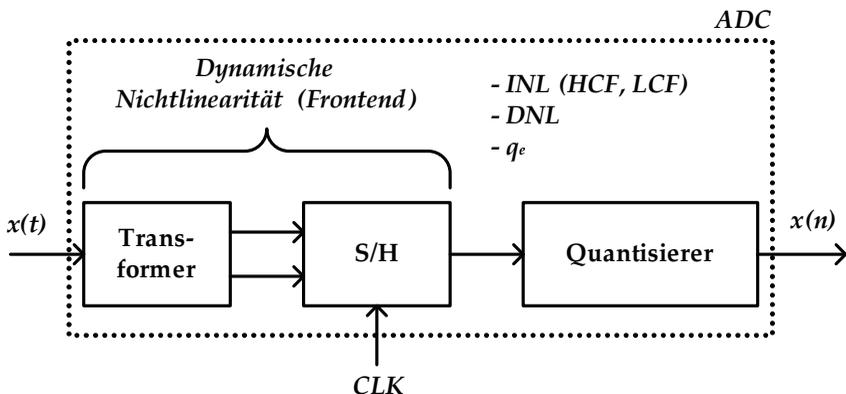


Bild 3.8: System-Level Blockschaltbild eines unterabtastenden ADCs.

In einer verallgemeinerten Form lässt sich die Stärke der erzeugten Nichtlinearität mit der Änderung des Eingangssignals (entsprechend Ableitungen erster und höherer Ordnung) verknüpfen:

$$\begin{aligned}
 y(t) = & x(t) + \beta_1 \left(a_{12}x(t) + a_{13}x^2(t) + a_{14}x^3(t) + \dots + a_{1p}x^{(p-1)}(t) \right) \frac{dx(t)}{dt} + \\
 & + \beta_2 \left(a_{22}x(t) + a_{23}x^2(t) + a_{24}x^3(t) + \dots + a_{2p}x^{(p-1)}(t) \right) \frac{dx^2(t)}{dt^2} + \dots \\
 & \dots + \beta_l \left(a_{l2}x(t) + a_{l3}x^2(t) + a_{l4}x^3(t) + \dots + a_{lp}x^{(p-1)}(t) \right) \frac{dx^l(t)}{dt^l}.
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

wobei a_{lp} die mit der l -ten Ableitung verknüpfte Gewichtung der p -ten Nichtlinearitätsordnung darstellt, und die β_l weitere Gewichtungsfaktoren für die jeweils l -te Ableitung darstellen. Das nun endlich lineare, diskrete Ausgangssignal $y(n)$ lässt sich bei sinusförmiger Anregung modellieren zu:

$$y(n) = x(n) + \sum_{i=1}^p A_{d,i}(f) \cos \left[i(2\pi f_{in}t + \phi_0) + \Phi_{d,i}(f) \right] + q_e(n), \tag{3.24}$$

wobei $x(n)$ das ideale Eingangssignal, $q_e(n)$ den Quantisierungsfehler (modelliert als ein weisser Rauschprozess), $A_{d,i}(f)$ die Amplitudengewichtung, ϕ_0 die Nullphase der Fundamentalen und $\Phi_{d,i}(f)$ die dynamische Phasenverschiebung der i -ten Harmonischen darstellt. Die i -te Harmonische besitzt dabei eine Nullphase von $i \cdot \phi_0$.

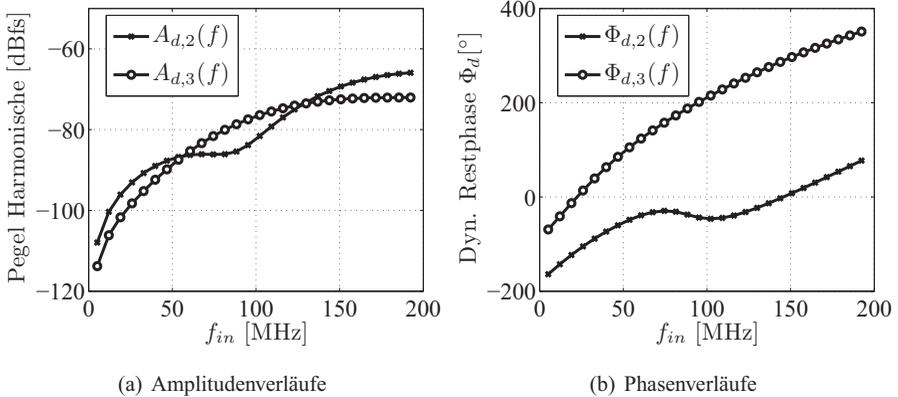


Bild 3.9: Simulierte Amplituden- und Phasenverläufe aufgrund einer dynamischen ADC Nichtlinearität (beispielhafte Modellparameter).

Für das folgende Simulationsbeispiel wurde $l = 2$ und $p = 4$ gewählt. Die ersten vier NZ eines ADCs mit $f_s = 100$ MHz wurden mit beispielhaften Modellparametern simuliert. Für $\beta_1 = \beta_2 = 1e^{-2}$, $a_{12} = -1e^{-2}$, $a_{22} = 0$, $a_{32} = 1e^{-2}$, $a_{42} = -1e^{-2}$, $a_{13} = 1e^{-2}$, $a_{23} = 1e^{-2}$, $a_{33} = 0$, $a_{43} = -1e^{-2}$ ergeben sich die in Bild 3.9 dargestellten frequenzabhängigen Verläufe $A_{d,2}(f)$, $A_{d,3}(f)$ und $\Phi_{d,2}(f)$, $\Phi_{d,3}(f)$.

Man erkennt, dass bei sehr niedrigen Frequenzen der Einfluss der dynamischen Nichtlinearität vernachlässigbar klein ist (beispielsweise bei $A_{d,2}(f) \rightarrow 0$ Hz); der statische HCF-Anteil limitiert hier in realen Wandlern das SFDR. Hin zu größeren Frequenzen nimmt das SFDR im Sinne eines Operators mit Gedächtnis ab; der dynamische Anteil bestimmt dann maßgeblich das SFDR. Um für unterabtastende ADCs ein geeignetes Fehlermodell zu finden, das zum Einsatz innerhalb einer digitalen Nachkorrektur in Frage kommt, erfolgt eine Vereinigung der Modelle nach Gleichungen 3.18, 3.23, 3.24. Als Motivation dient ein Gedankenexperiment, welches das Verhalten einer ADC-Harmonischen im Zeigerdiagramm für vier unterschiedliche Frequenzen f_1 bis f_4 erläutert (die Darstellung wurde aus [60] angeregt).

Die exemplarische Harmonische in Bild 3.10 setzt sich wie folgt zusammen:

- INL_{HCF} liefert einen Beitrag auf der reellen Achse des Zeigerdiagramms, der für f_1 bis f_4 konstant ist. Die Phase ist ebenfalls konstant (hier 180°).
- INL_{LCF} liefert einen Beitrag auf der reellen Achse des Zeigerdiagramms, der sich von f_1 bis f_4 ändert. Die Phase ist konstant (hier 0°).
- Das ADC-Frontend liefert einen weiteren Beitrag im Zeigerdiagramm, der sich sowohl in Amplitude als auch in Phase von f_1 bis f_4 ändert.

3 Modellbildung

Erfolgt eine Bandpassabtastung, ist mit dem Vorhandensein aller drei Fehlermechanismen zu rechnen. Das kombinierte Fehlermodell vereinigt die Operatorbeiträge von LCF und ADC-Frontend, so dass

$$T_{dyn}[x(n, n-1, n-2, \dots)] = T_{LCF}[x(n, n-1, \dots)] + T_{Frontend}[x(n, n-1, \dots)] \quad (3.25)$$

und

$$\begin{aligned} y(n) &= x(n) + T_{INL}[x(n)] + T_{Frontend}[x(n)] + q_e(n) \\ &= x(n) + T_{HCF}[x(n)] + T_{LCF}[x(n, n-1, \dots)] + T_{Frontend}[x(n, n-1, \dots)] + q_e(n) \\ &= x(n) + T_{HCF}[x(n)] + T_{dyn}[x(n, n-1, \dots)] + q_e(n). \end{aligned} \quad (3.26)$$

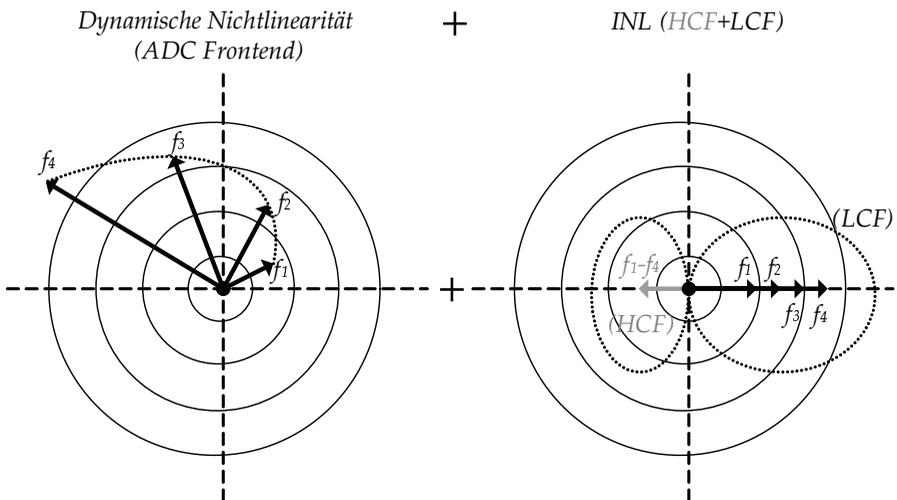


Bild 3.10: Zeigerdiagramm: Zusammensetzung einer exemplarischen Harmonischen aus INL_{HCF} , INL_{LCF} und dynamischer Nichtlinearität im ADC-Frontend für vier ansteigende Frequenzen.

3.3 Vergleichende Modelle für komplexe Analog-zu-Digital Wandler

3.3.1 Endlicher IQ-Gleichlauf als Selbstinterferenz

Separates Abtasten der I- und Q-Komponenten in einem Homodynempfänger (oder Heterodynempfänger mit letzter Stufe als *analog IQ*) erfordert einen CADC. Wie bereits in Abschnitt 2.2.1 erwähnt, führt die endliche Gleichheit der Empfangszüge zu einer Selbstinterferenz [19][20][39]. Um zu einem Modell zu gelangen, das die Fehlereinflüsse aus dem Empfänger (IQ-Mischer, Verstärker, und Tiefpassfilter) und dem CADC beschreibt, dient folgende Analyse, siehe [38]. Nach der Abmischung eines HF-Signals $\cos(2\pi f_{hf}t)$ ins Basisband mit dem durch $g = (1 + \varepsilon)$ (in Amplitude) und ϕ_e (in Phase) fehlerbehafteten Oszillatorsignal $u(t) = \cos(2\pi f_{io}t) - j(1 + \varepsilon)\sin(2\pi f_{io}t + \phi_e)$, folgt nach Entfernung der Summenfrequenzen

$$\begin{aligned} I(t) &= \frac{1}{2} \cos(2\pi(f_{hf} - f_{io})t) + D_I = \frac{1}{2} \cos(2\pi f_{bb}t) + D_I \\ Q(t) &= \frac{g}{2} \sin(2\pi(f_{hf} - f_{io})t - \phi_e) + D_Q = \frac{g}{2} \sin(2\pi f_{bb}t - \phi_e) + D_Q. \end{aligned} \quad (3.27)$$

und damit das komplexe, fehlerbehaftete Basisbandsignal $z'(t) = I(t) + jQ(t)$:

$$\begin{aligned} z'(t) &= \frac{1}{2} [\cos(2\pi f_{bb}t) + j\frac{g}{2} \sin(2\pi f_{bb}t - \phi_e)] + D_{IQ} \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{e^{j2\pi f_{bb}t} + e^{-j2\pi f_{bb}t}}{2} \right) + \frac{g}{2} \left(\frac{e^{j(2\pi f_{bb}t - \phi_e)} - e^{-j(2\pi f_{bb}t - \phi_e)}}{2} \right) + D_{IQ} \\ &= \frac{1}{4} \left[e^{j2\pi f_{bb}t} + e^{-j2\pi f_{bb}t} + g \cdot e^{j(2\pi f_{bb}t - \phi_e)} - g \cdot e^{-j(2\pi f_{bb}t - \phi_e)} \right] + D_{IQ} \\ &= \frac{1}{4} \left[(1 + g \cdot e^{-j\phi_e}) e^{j2\pi f_{bb}t} + (1 - g \cdot e^{j\phi_e}) e^{-j2\pi f_{bb}t} \right] + D_{IQ}. \end{aligned} \quad (3.28)$$

$D_{IQ} = D_I + jD_Q$ ist hierbei der DC-Offset. Für $g = 1$ (also IQ-Amplitudenfehler $\varepsilon = 0$) und IQ-Phasenabweichung $\phi_e = 0$ erhält man das gewünschte fehlerfreie Signal $z(t) = e^{j2\pi f_{bb}t}$. Die Definition der Parameter $K_1 = 1/4(1 + g \cdot e^{-j\phi_e})$ und $K_2 = 1/4(1 - g \cdot e^{j\phi_e})$ zeigt die Auswirkung des mangelnden IQ-Gleichlaufs als gewichtete Selbstinterferenz durch den konjugierten Signalanteil. Im komplexen Spektrum erscheinen nun Spiegelfrequenzen, aus Radarsicht potenzielle Falschziele (bei der negativen Dopplerverschiebung der jeweils ursprünglichen Signale). Ein sich vom Radar entfernendes Ziel mit f_d verdeckt durch die Selbstinterferenz ein sich näherndes Ziel mit $-f_d$ und umgekehrt [21][46]. Oder die automatisch angehobene Detektionsschwelle verhindert eine Erkennung echter Ziele [9]. Für ein DBF-System gelten ähnliche Einschränkungen: Im Antennendiagramm entsteht ein *Spiegelabbild der*

3 Modellbildung

Hauptkeule beim jeweils negativen Schwenkwinkel [99]. Das in der Literatur propa-
gierte Basisbandmodell ist:

$$z'(t) = K_1 \cdot e^{j2\pi f_{bb}t} + K_2 \cdot e^{-j2\pi f_{bb}t} = K_1 \cdot z(t) + K_2 \cdot z^*(t). \quad (3.29)$$

Obwohl hier neue Frequenzen entstehen, handelt es sich nicht um ein nichtlineares Sy-
stemmodell: es bietet sich der in der neueren Literatur aufgegriffene Terminus *widely-*
linear an [100]. Die Spiegelunterdrückung beträgt in der geschlossenen Lösung

$$IRR = 10 \log_{10} \left(\frac{|K_1|^2}{|K_2|^2} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{1 + 2(1 + \varepsilon) \cos(\phi_e) + (1 + \varepsilon)^2}{1 - 2(1 + \varepsilon) \cos(\phi_e) + (1 + \varepsilon)^2} \right). \quad (3.30)$$

Bild 3.11 stellt das $IRR(\varepsilon, \phi_e)$ graphisch dar. Man erkennt die enormen Anforderun-
gen an den IQ-Amplituden- und Phasengleichlauf im inneren Bereich (> 60 dB). Di-
gitale Korrekturmethode bieten die Möglichkeit in diesen *Zielbereich* zu gelangen.
Eine handliche Näherungsformel für Gleichung 3.30 lässt sich unter der Annahme
kleiner (realistischer) Fehler $\varepsilon, \phi_e \ll 1$ herleiten. K_1 und K_2 und damit IRR nehmen
folgende, näherungsweise Form an:

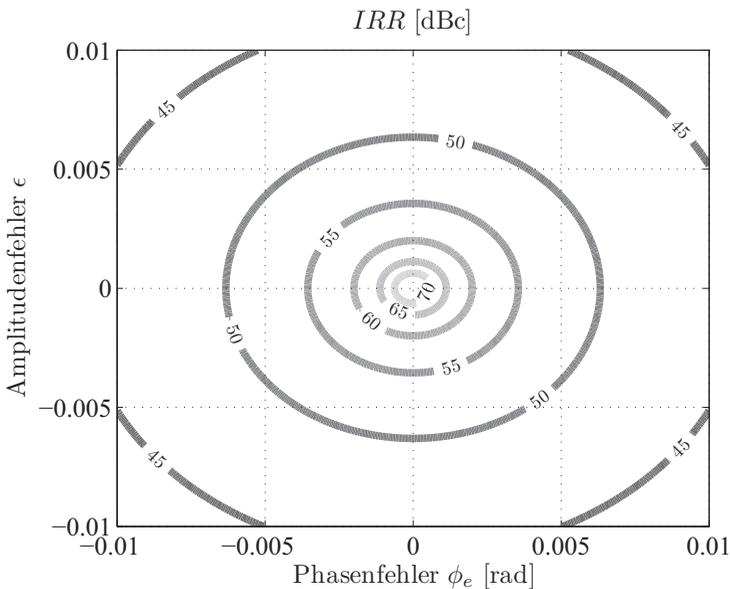


Bild 3.11: IRR als Funktion von IQ-Amplitudengleichlauf und IQ-Phasengleichlauf.

3.3 Vergleichende Modelle für komplexe Analog-zu-Digital Wandler

$$\begin{aligned}
 \widehat{K}_1 &= \frac{1}{2}(1 + (1 + \varepsilon)(1 - j\phi_e)) = \frac{1}{2}(1 + 1 - j\phi_e - \underbrace{j\phi_e\varepsilon}_{\approx 0}) = 1 + \varepsilon - j\phi_e \approx 1, \\
 \widehat{K}_2 &= \frac{1}{2}(1 - (1 + \varepsilon)(1 + j\phi_e)) = \frac{1}{2}(1 - 1 - j\phi_e - \varepsilon - \underbrace{j\phi_e\varepsilon}_{\approx 0}) = -\frac{1}{2}(\varepsilon + j\phi_e), \quad (3.31) \\
 \widehat{IRR} &= 10 \log_{10} \left(\frac{1}{\left| -\frac{1}{2}(\varepsilon + j\phi_e) \right|^2} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{4}{\varepsilon^2 + \phi_e^2} \right).
 \end{aligned}$$

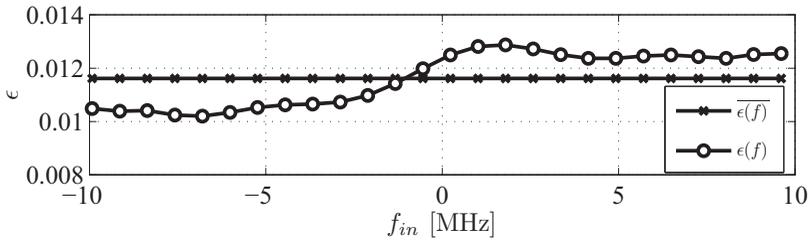
Der Näherungsfehler beträgt < 0.1 dB für realistisch kleine Fehler $\varepsilon < 3\%$ und $\phi_e < 2.8^\circ$. Aus Gleichung 3.29 leitet sich das frequenzselektive Fehlermodell ab [38][101]. Die konjugierte-/nichtkonjugierte Faltung des Signals mit den komplexen Impulsantworten $h_{K1}(t)$ und $h_{K2}(t)$ führt zum frequenzabhängigen IQ-Amplitudenfehler $\varepsilon(f)$ und IQ-Phasenfehler $\phi_e(f)$, also $IRR(f)$.

$$\begin{aligned}
 z'(t) &= h_{K1}(t) * z(t) + h_{K2}(t) * z^*(t), \\
 Z'(f) &= G_1(f) \cdot Z(f) + G_2(f) \cdot Z(-f). \quad (3.32)
 \end{aligned}$$

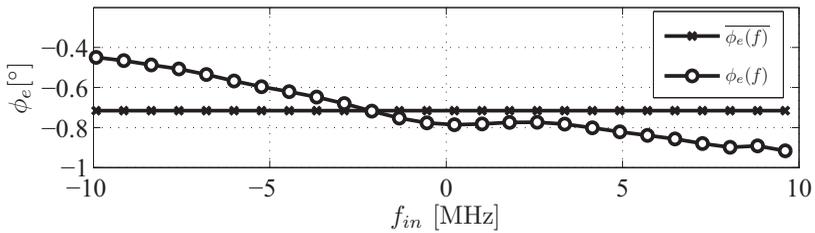
Damit werden zum Beispiel $|G_2(f)|$ und $\arg(G_2(f))$ keine Einschränkungen hinsichtlich ihrer Symmetrie um 0 Hz unterstellt; zwei reellwertige, leicht voneinander abweichende Impulsantworten in I und Q würden zur Achsensymmetrie des Amplitudenverlaufs $|G_2(f)|$ und Punktsymmetrie des Phasenverlaufs $\arg(G_2(f))$ führen. Aufgrund der vielfältigen Fehlereinflüsse von der HF bis zum CADC lässt sich eine solche Symmetrie nicht *a priori* unterstellen. Bild 3.12 a-c zeigt gemessene Fehlerverläufe für einen Radar-Testempfänger mit CADC (2×10 MHz komplexe Nutzbandbreite). Für Pulskompressionsradare stellt der IRR-Mittelwert über der entsprechenden Bandbreite eine realistische Ausgangsgröße für das im Dopplerspektrum verbleibende Spiegel-signal dar.

Die Problematik liegt hier vor allem darin, dass bereits für geringe Nutzbandbreiten (> 1 MHz in modernen Systemen) die Effekte gemäß Gleichung 3.32 für *reine single-carrier Systeme* (= klassisches Pulskompressionsradar mit direktmischendem Empfänger oder analoger IQ) nicht mehr vernachlässigbar sind [17][43][46]. Will man das Fehlerverhalten so gut wie möglich beschreiben (Konvergenz des Residuenfehlers bei optimaler Wahl der Filterordnung), ist für $h_{K2}(f)$ mindestens ein multi-tap FIR Filter vorzusehen. Frequenzunabhängige Gewichtungsfaktoren würden die Modellierung (und folglich auch eine daraus abgeleitete Korrektur) der Verläufe aus Bild 3.12 mit maximalen Restabweichungen von ca. 0,2% in Amplitude und $0,3^\circ$ in Phase, also im schlechtesten Fall $IRR = 51$ dB, und im Mittel $IRR \approx 60$ dB bedeuten.

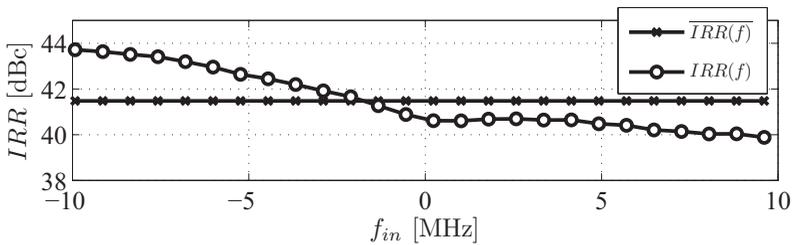
3 Modellbildung



(a) IQ Amplitudenfehler



(b) IQ Phasenfehler



(c) IRR

Bild 3.12: Typischer IQ-Fehlerverlauf in einem kompakten Zero-IF Empfänger, gemessen über einer 20 MHz Bandbreite.

3.3.2 Referenzmessungen auf einem Zero-IF Empfänger

In diesem Abschnitt sollen vergleichende Messergebnisse, die von selbstentwickelten, kompakten Zero-IF Empfängern stammen, präsentiert und diskutiert werden. Dies dient u. a. dem Zweck einen Bezugspunkt zu dem später in dieser Arbeit verfolgten *High-IF* Empfängerdemonstrator herzustellen, und auf einige spezifische Limitierungen des Zero-IF Konzepts vor allem aus praktischer Sicht hinzuweisen. Die Verarbeitungskette des Empfängers folgt dem klassischen Ansatz eines Homodynempfängers: LNA, IQ-Mischer, Basisbandverstärker und CADC (Delta-Sigma) zur Abtastung im Basisband. Bild 3.13 zeigt zunächst gemessene IRR Kurven für fünf baugleiche Empfänger. Hierzu wurde eine konstante LO-Frequenz im S-Band eingestellt und jeweils die HF automatisiert innerhalb der Grenzen ± 10 MHz um die Mittenfrequenz variiert. Dies geschah mit einem automatisierten Messaufbau, der hochqualitative R&S Generatoren SMA100A und SMA100B verwendet. Anhand dieser IRR Messungen wird ersichtlich, dass die Frequenzabhängigkeit der IQ-Fehler von Empfänger zu Empfänger zum einen unterschiedlich stark ausfallen kann, und zum anderen Symmetrieanahmen hinsichtlich 0 Hz (Basisband) nicht zu unterstellen sind [46]. Für diese Messungen wurde die LO-Frequenz konstant gehalten. Die IQ-Fehler haben aber weiterhin bei verschiedenen LO-Frequenzen unterschiedliche Formverläufe. Ansätze zur frequenzabhängigen Korrektur wurden, aufgrund des hohen Interesses an vollintegrierten Empfängerlösungen, in vergangener Zeit in verschiedenen Publikationen diskutiert [17][19][43][45][100][46]. Die ersten Publikationen, die sich grundlegend mit der Thematik aus Sicht einer digitalen Korrektur beschäftigen, reichen jedoch relativ weit zurück [102][103].

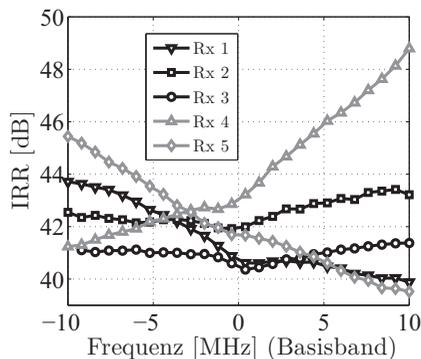


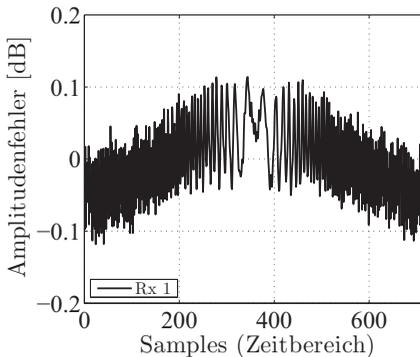
Bild 3.13: IRR als Funktion der Frequenz (20 MHz Bandbreite): Messung auf fünf baugleichen Zero-IF Empfängern bei konstanter LO Frequenz im S-Band.

3 Modellbildung

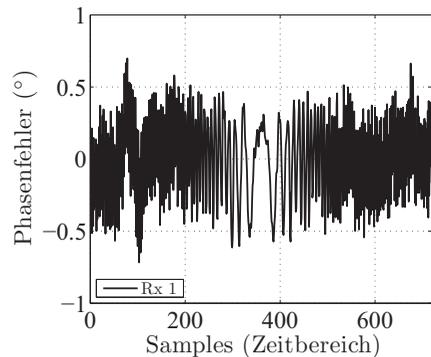
Ein Vorteil der Basisbandabtastung mit einem Delta-Sigma ADC ist die Realisierung des AAF als Tiefpass. Durch Überabtastung und abschließende Verwendung eines digitalen Dezimationsfilters sind die Anforderungen an diesen AAF-Tiefpass relativ entspannt. Im Gegensatz zu einem steilflankigen Bandpassfilter führt dies zu niedrigen Gruppenlaufzeitverzerrungen und geringer Amplitudenwelligkeit. Für eine Pulskompression bedeutet das auch ohne digitale Equalization bereits ein hochqualitatives Ergebnis.

Zur Messung der linearen Verzerrungen in Amplitude und Phase wurde über einer Modulationsbandbreite von $B = 20$ MHz (LFM) ein linearer Fit auf die komplexe instantane Amplitude und ein quadratischer Fit auf die komplexe instantane Phase ausgeführt. Bezüglich derartiger Pulsmessungen wird verwiesen auf [104].

Bild 3.14 a) und b) zeigen exemplarisch die gemessenen Fehler über einem unkomprimierten Empfangspuls. Hierzu wurden die Ergebnisse von 50 Pulsen mit $T = 20$ μ s und $f_d = 0$ Hz gemittelt, um den Rauscheinfluss zu reduzieren. Die Verarbeitungsrate betrug 40 MHz (2-fache Überabtastung). Nach einer notwendigen (statischen) DC-Offset Korrektur in I und Q wurde ein maximaler Amplitudenfehler unter 0,1 dB und ein mittlerer Amplitudenfehler von 0,05 dB sowie ein maximaler Phasenfehler unter $0,8^\circ$ und ein mittlerer Phasenfehler von $0,26^\circ$ gemessen. Der an einen linearen Chirp erinnernde Formverlauf hat seinen Grund in der IQ-Imbalance. In Systemen mit ZF-Abtastung folgen die Formverläufe der linearen Amplituden- und Phasenverzerrungen einem kontinuierlichen Verlauf, da die Hilberttransformation fehlerfrei ist und keine derartige Selbstinterferenz auftritt.



(a) Lineare Amplitudenverzerrung



(b) Lineare Phasenverzerrung

Bild 3.14: Gemessene lineare Amplituden- und Phasenverzerrungen über einer Modulationsbandbreite B von 20 MHz.

3.3 Vergleichende Modelle für komplexe Analog-zu-Digital Wandler

Die Messung korrespondiert mit den Ergebnissen der Pulskompression, welche in Bild 3.15 unter Anwendung einer empfangsseitigen Hamming-Gewichtung dargestellt ist. Die in der Simulation unter idealen Verhältnissen erzielbaren 42 dB Abstand zwischen Haupt- und Nebenkeule konnten so auch in der Messung erreicht werden. Dieses Ergebnis, ohne digitale Equalization auskommend, verdeutlicht einen inhärenten Vorteil dieser Architektur für Pulsradare. Nichtsdestotrotz sind die heutigen Möglichkeiten einer Equalization im digitalen Empfänger so flexibel, dass auch für Systeme mit AAF-Bandpass (zum Beispiel Keramikfilter) sehr niedrige Werte für die Gruppenlaufzeitverzerrungen und damit ein hohes PSL (engl. *Peak-to-Sidelobe Level*) erzielt werden können [37].

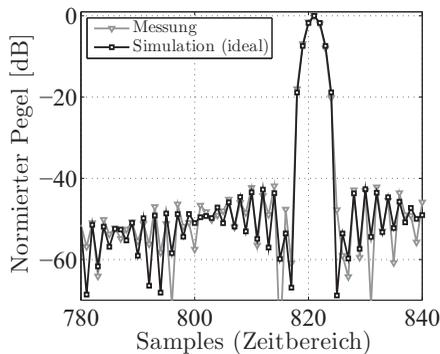


Bild 3.15: Ergebnis der Pulskompression im Zeitbereich ($T = 20 \mu\text{s}$, $B = 20 \text{ MHz}$).

Für die vollständige Puls-Doppler-Verarbeitung bestehen jedoch weiterhin mehrere SFDR-beschränkende Fehlereinflüsse. Die nachfolgend diskutierte Range-Doppler Verarbeitung wurde mit einem der fünf kompakten Zero-IF Empfänger realisiert. Die Modulation erfolgte mit dem Vektorsignalgenerator SMBV100A von R&S, welcher einen kohärenten Puls-zu-Puls-Betrieb und arbiträre Intrapulsmodulation ermöglicht. Für die Untersuchung galten die Rahmenbedingungen in Tabelle 3.2.

Die in Bild 3.16 a) dargestellte Matrix verdeutlicht die in einem Zero-IF Empfänger auftretenden Fehlermechanismen. Hierzu wurden die Ergebnisse von 27 Matrizen gemittelt, um den Einfluss des Rauschens zu reduzieren. Das Signal/Ziel erscheint wie gewünscht bei $f_d = 100 \text{ kHz}$ mit der entsprechenden Ausdehnung in Range (um die Hauptkeule bei Entfernungszelle 62), und das Spiegelsignal bei $f_d = -100 \text{ kHz}$ mit einem Abstand von ca. 50 dB. Dieser Wert berücksichtigt bereits den durch die Modulation erzielten Prozessgewinn auf dem vom Empfänger zur Verfügung gestellten IRR

3 Modellbildung

Tabelle 3.2: Parameter der exemplarischen Range-Doppler Verarbeitung mit einem kompakten Zero-IF Empfänger.

Parameter	Wert	Beschreibung/Bemerkung
B	20 MHz	Nutzbandbreite
T	1 μ s	Pulsdauer
PCF	20	Pulskompressionsfaktor $T \cdot B$
T_{PRI}	3 μ s	Pulswiederholintervall
f_{PRF}	333 kHz	Pulsfolgefrequenz
f_{hf}	3 GHz	Träger/-Sendefrequenz
f_{lo}	3 GHz	LO-Frequenz
f_d	+100 kHz	Ablage zu f_{hf}
Δf	1,85 kHz	Rayleigh-Auflösung f_{PRF}/M
M	180	Anzahl Pulse
Modulation	LFM	Chirp
Gewichtung MF		Hamming (Mismatched Filter)
Gewichtung ST		Chebyscheff (Slow-Time)
Mittelung	27	Range-Doppler Matrizen

(theoretisch $10 \log_{10}(\text{PCF}) = 13$ dB); das Spiegelsignal ist im Gegensatz zum Signal nicht an das Matched Filter angepasst und wird weiter unterdrückt. Im unmodulierten Fall wäre das IRR um den genannten Wert schlechter. Man erkennt in der Matrix weiterhin den DC-Offset bei 30 dB, der sich über alle Entfernungszellen erstreckt [9], sowie durch die Linearität des IQ Mischers begrenzte Harmonische HD2 (bei ± 133 kHz) und HD3 bei (bei 33 kHz), jeweils überfaltet an $f_{PRF}/2$ (zur Entstehung siehe auch [14][30][105]). Ein weiterer Fehlereinfluss ist der erhöhte Rauschpegel bei allen Dopplerfrequenzen innerhalb $\pm f_{PRF}/2$ im Bereich der Hauptkeule des Signals. Dies rührt vom Phasenrauschen des verwendeten Vektorsignalgenerators her, auch hier findet eine Überfaltung an $f_{PRF}/2$ statt [21]. Das $1/f$ -Rauschen stellt ein weiteres Problem bei der Vermessung niedriger Dopplerfrequenzen dar.

Bild 3.16 b) zeigt die Anwendung einer einfachen digitalen DC- und IQ-Korrektur (frequenz-unabhängig), welche ein verbessertes SFDR erzielt. Das IRR inklusive Prozessgewinn ist 70 dB über der ganzen Matrix. Die dynamische DC-Komponente limitiert die Detektion bei 0 Hz und Vielfachen von $f_{PRF}/2$ (Clutterkarten, Tangentialziele) in diesem Fall auf ca. 60 dB, was sich mit der Literaturangabe in [21] deckt. In [46] wird ein Ansatz zur Korrektur von statischem und dynamischem DC-Offset diskutiert, zwei digitale Hochpassfilter in I und Q (entspricht einem komplexen Notch-Filter) eliminieren die DC-Interferenz (und schwächen den Einfluss des $1/f$ -Rauschens), führen aber durch die eingeführte spektrale Modifikation zu nachteilig erhöhten Range-Sidelobes nach der Pulscompression. Die Teilbilder 3.16 c) und d) zeigen jeweils vor und nach Korrektur den Schnitt durch die Range-Doppler-Matrix bei Entfernungszelle 62.

3.3 Vergleichende Modelle für komplexe Analog-zu-Digital Wandler

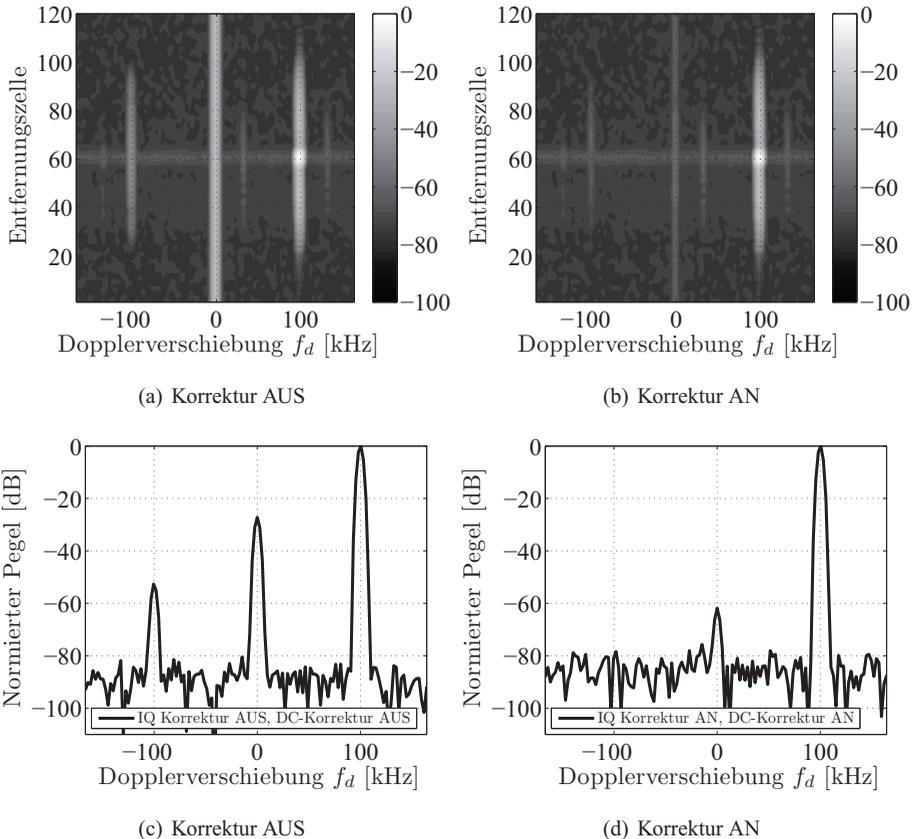


Bild 3.16: Range-Doppler Matrix vor und nach statischer IQ- und DC-Korrektur sowie Doppler-Spektrum in der Entfernungszelle des Ziels ($f_d = 100$ kHz, $f_{PRF} = 333$ kHz, LFM, $B = 20$ MHz, $T = 1$ μ s, Anzahl Pulse $M = 180$).

Dies beleuchtet die Vielzahl an vorhandenen Herausforderungen in einem Zero-IF Empfänger, gerade bei hohen Dynamikbereichsanforderungen. Ein kritischer Punkt ist an an dieser Stelle sicher auch die *reduzierte Störsicherheit* des direktmischenden Konzepts. Auf der anderen Seite stehen die (technologischen) Vorteile eines monolithisch integrierten Empfängers, so dass eine fortgeführte Beschäftigung eher im Bereich *low-cost* zu erwarten ist [11][17][46].

Der später in dieser Arbeit verfolgte Ansatz eines High-IF Empfängers umgeht die in diesem Abschnitt diskutierten Probleme und bietet dennoch die Möglichkeit einer Teilintegration und Verkleinerung.

4 Verfahren zur ADC Dynamikbereichserweiterung

4.1 Stand der Technik

Es folgt zunächst ein Abriss der in vergangener Zeit entstandenen Publikationen auf dem Gebiet der ADC Nachkorrektur. Den *system-level* Ansätzen hat sich die Fachliteratur in den letzten 5-10 Jahren verstärkt zugewandt.

Aus der früheren Literatur ist als Grundlagenwerk vor allem [84] anzuführen, das in vielfältiger Weise nichtlineare Verzerrungen behandelt. Ein Stand der Technik im Kalenderjahr 2005 findet sich in [106], hier wurde auch die kritische Rolle des ADCs hervorgehoben und eine wachsende Forschungsaktivität prognostiziert. Dieser Stand lässt eine grobe Unterteilung der Forschungsgebiete zu:

- **Dithering:** Dient zur Randomisierung von Quantisierungsfehlern und kann ein rauschähnliches DNL erzwingen, was zu SFDR-Steigerungen bei sehr niedrigen Pegeln führen kann. Nachteilig ist, dass die Methodik die kritischen Fehlerquellen INL und dynamische ADC Nichtlinearität nicht abdeckt. Die Methode ist auch effektiv um einen *weissen* Quantisierungsfehler bei ADCs mit niedriger Anzahl Bits zu erzeugen. Sollten in einem nachgeschalteten Prozessor weniger nominale Bits zur Verfügung gestellt werden, kann das Dithering am ADC Eingang entsprechend höher gelegt werden. [35][52][63]
- **LUT-basierte Korrektur:** Der Einsatz einer LUT zur Korrektur des INL kann zu Verbesserung des SFDR führen wenn dynamische Effekte vernachlässigbar sind. Eine dynamische LUT ist hierbei ein Sonderfall, sie kann einen größeren Frequenzbereich abdecken und besteht aus mehreren LUTs, die in Abhängigkeit der geschätzten Signableitung umgeschaltet werden. Dieser Ansatz erweist sich für high-speed ADCs mit hoher Anzahl nominaler Bits als zu komplex.
- **Modellinversion:** Bezeichnet den auch in dieser Arbeit diskutierten Ansatz eines mathematischen Fehlermodells, das invers dem ADC in Reihe geschaltet wird. Problematisch ist hier die Wahl des Modells und die Modellidentifikation. Das gewählte Korrekturmodell muss das Verhalten über der Frequenz und der Eingangsamplitude abdecken.

4 Verfahren zur ADC Dynamikbereichserweiterung

- **Architektur-basiert:** Bezeichnet Korrekturmethode(n) auf Schaltungsebene, die sehr eng mit der ADC Architektur verknüpft sind. In diesem Zusammenhang gibt [68] Aufschluss über die derzeit verfolgten Ansätze im Bereich der Mixed-Signal Chipentwicklung.
- **Übergeordnete Dekorrelation in Phased Arrays:** In Mehrkanal-Empfängern muss die resultierende Nichtlinearität im Summensignal gesondert betrachtet werden. In [54][55][56] wurden wesentliche Aspekte beleuchtet.

Die Veröffentlichungen [107][108][109][110] diskutieren im Zeitraum 2005-2008 allgemein Radar-spezifische Systemüberlegungen und Ansätze zur Dynamikbereichserweiterung. Das Potential digitaler Korrekturverfahren wurde hier bereits frühzeitig hervorgehoben.

Die Autoren von [67][111] stellten zunächst eine Methode der INL-Extraktion (mittels einer FFT und Spektralanalyse) vor, und wendeten später eine statische LUT Korrektur auf einen echten F/I Wandler an [112]. Obwohl die dynamische Nichtlinearität nicht betrachtet (also ihr Einfluss vernachlässigt) wurde, belegten ausführliche Messergebnisse eindrucksvoll die erzielten Gewinne.

Die Korrektur der dynamischen ADC Nichtlinearität durch Schätzung der Signalableitung in höheren Nyquistzonen erfolgte in [28]. Auch die Problematik von adaptiven Verfahren zur ADC Nachkorrektur (Statistische Beschaffenheit und spektrale Reinheit des Anregungssignals, fehlendes Referenzsignal zur Fehlerminimierung) wurde hier beleuchtet.

In [73] und [85] wurden jüngst Ansätze der ADC Korrektur verfolgt, die auf einer Trennung von Signal- und Störbändern mittels einer digitalen Filterbank oder FFT aufbauen. Diese Ansätze orientieren sich am Systemkonzept von multi-carrier SDR Systemen mit vielen eng benachbarten, schmalbandigen Nutzkanälen. Diese Ansätze sind für single-carrier Radarsysteme nicht zielführend, da hier ein vollständig gefülltes Nutzband (durch kontinuierliche Intrapulsmodulation) vorliegt, das durch die im ADC selbst erzeugten *in-Band* Störungen überlagert wird.

Eine frequenzabhängige Nachkorrektur basierend auf dem 2-dimensionalen INL Modell wurde in [113][114][115][116] verfolgt. Wie von den Autoren in [94] erwähnt, ist dieses Modell nicht unmittelbar für eine Bandpassabtastung in höheren Nyquistzonen anwendbar, da die dynamische Nichtlinearität des ADC Frontends vom Modell nicht berücksichtigt wird. Dieser Umstand konnte in [98][117] durch weitere Untersuchungen belegt werden.

Die dynamische ADC Nichtlinearität wurde auch in [118] thematisiert und mit Hilfe von Wavelets modelliert. Es wurde jedoch keine auf diesem Modell basierende Korrektur angewendet, da der Fokus auf der Erzeugung von Verhaltensmodellen lag.

4.2 Identifikation inverser Korrekturmodelle

Die Inverse $G[\cdot]$ eines nichtlinearen Systems mit Operator $T[\cdot]$ ist definiert als das System, welches in Reihe geschaltet mit dem ursprünglichen System, die Beiträge der nichtlinearen Operatoren $T_{i>1}[\cdot]$ zu Null sowie den (multiplikativen) Beitrag von T_1 zu 1 setzt. Mit dem Eingangssignal $x(t)$ ergibt sich zunächst das nichtlineare Ausgangssignal $y(t)$, das nach Durchlaufen des inversen Systems wiederum zu $x(t)$ führt.

$$\begin{aligned} y(t) &= T_1[x(t)] + T_2[x(t)] + \dots + T_p[x(t)], \\ x(t) &= G_1[y(t)] + G_2[y(t)] + \dots + G_p[y(t)]. \end{aligned} \quad (4.1)$$

Um die unbekanntenen Koeffizienten in den Operatoren $G_j[\cdot]$ zu extrahieren, definiert man zunächst den aus Einzelvektoren \mathbf{w}_1 bis \mathbf{w}_p zusammengesetzten Koeffizientenvektor \mathbf{w} , der eine Gesamtanzahl von L_{ges} Koeffizienten des gewählten Modells getrennt nach der zugehörigen Nichtlinearitäts-Ordnung aufweist. L_{ges} ist die Summe aller Koeffizienten L_1 (Länge des Vektors \mathbf{w}_1) bis L_p (Länge des Vektors \mathbf{w}_p). So bezeichnet w_{11} den ersten Koeffizienten des linearen Operators.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_1 &= [w_{11} \ w_{12} \ w_{13} \ \dots \ w_{1L_1}] \in \mathbb{R}^{1 \times L_1}, \\ \mathbf{w}_2 &= [w_{21} \ w_{22} \ w_{23} \ \dots \ w_{2L_2}] \in \mathbb{R}^{1 \times L_2}, \\ &\vdots \\ \mathbf{w}_p &= [w_{p1} \ w_{p2} \ w_{p3} \ \dots \ w_{pL_p}] \in \mathbb{R}^{1 \times L_p}, \\ \mathbf{w} &= [\mathbf{w}_1 \ \mathbf{w}_2 \ \mathbf{w}_3 \ \dots \ \mathbf{w}_p]^T \in \mathbb{R}^{L_{ges} \times 1} \quad \text{mit} \quad L_{ges} = \sum_{i=1}^p L_i. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Weiter wird das gewünschte *fehlerfreie* Ausgangssignal mit N Samples einem Vektor \mathbf{d} zugewiesen:

$$\mathbf{d} = [d(1) \ d(2) \ d(3) \ \dots \ d(N-1) \ d(N)]^T \in \mathbb{R}^{N \times 1}. \quad (4.3)$$

Das gemessene *fehlerbehaftete* Signal im Vektor \mathbf{y} mit N Samples

$$\mathbf{y} = [y(1) \ y(2) \ y(3) \ \dots \ y(N-1) \ y(N)]^T \in \mathbb{R}^{N \times 1} \quad (4.4)$$

wird gemäß dem gewählten Modell in der Systemmatrix $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{L_{ges} \times N}$ verschaltet, welche aus Einzelmatrizen \mathbf{A}_1 (lineare Dynamik) bis \mathbf{A}_p (Dynamik p -ter Ordnung) besteht. Das Modell mit der Lösung $\mathbf{w}_{LS} \approx \mathbf{w} = (\mathbf{A} \cdot \mathbf{A}^T)^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{d}$ nimmt folgende Form an, wobei in exemplarischer Weise nur \mathbf{A}_1 und \mathbf{A}_2 vollständig ausgeführt sind¹.

¹ Ein Vektor \mathbf{y}_{Δ_j} beschreibt unter der Annahme kohärenter Signalverhältnisse eine zyklische Rotation gegenüber $\mathbf{y}_{\Delta_0} = \mathbf{y}$ um j Samples, dies bildet für $j = 0, \dots, L_i - 1$ alle gewünschten Verzögerungen und deren (vom gewählten Modell bestimmte) Kombinationen innerhalb der Ordnungen $i = 1, \dots, p$ ab.

4 Verfahren zur ADC Dynamikbereichserweiterung

$$\mathbf{d} = \mathbf{A}\mathbf{w} = \mathbf{A} \begin{pmatrix} \mathbf{w}_1 \\ \mathbf{w}_2 \\ \dots \\ \mathbf{w}_p \end{pmatrix} = [\mathbf{A}_1 \mathbf{A}_2 \dots \mathbf{A}_p] \begin{pmatrix} w_{11} \\ w_{12} \\ \dots \\ w_{1L_1} \\ w_{21} \\ w_{22} \\ \dots \\ w_{2L_2} \\ \dots \\ w_{pL_p} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d(1) \\ d(2) \\ d(3) \\ \dots \\ d(N-2) \\ d(N-1) \\ d(N) \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{A}_1 = \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{y}_{\Delta 0} & \mathbf{y}_{\Delta 1} & \mathbf{y}_{\Delta 2} & \dots & \mathbf{y}_{\Delta_{L_1-1}} \end{bmatrix}}^{\text{Lineare Dynamik}}, \dots, \mathbf{A}_p = \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{y}_{\Delta 0}^p & \dots & \mathbf{y}_{\Delta 0}^p \cdot \mathbf{y}_{\Delta_{L_p-1}} \end{bmatrix}}^{\text{Dynamik } p\text{-ter Ordnung}},$$

$$\mathbf{A}_2 = \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{y}_{\Delta 0}^2 & (\mathbf{y}_{\Delta 0} \cdot \mathbf{y}_{\Delta 1}) & (\mathbf{y}_{\Delta 0} \cdot \mathbf{y}_{\Delta 2}) & \dots & \text{Kombinationen gemäß Modell} & \dots & (\mathbf{y}_{\Delta 0} \cdot \mathbf{y}_{\Delta_{L_1-1}}) \end{bmatrix}}^{\text{Quadratische Dynamik}},$$

$$\text{mit } \mathbf{y}_{\Delta j}, j = 0, \dots, L_i - 1, \mathbf{A}_1 = \begin{pmatrix} y_1 & y_N & y_{N-1} & \dots & y_{N-j+1} \\ y_2 & y_1 & y_N & \dots & y_{N-j+2} \\ \dots & \dots & \dots & \ddots & \dots \\ y_{N-1} & y_{N-2} & y_{N-3} & \dots & y_{N-j-1} \\ y_N & y_{N-1} & y_{N-2} & \dots & y_{N-j} \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{L_1 \times N},$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{pmatrix} y_1 \cdot y_1 & y_1 \cdot y_N & y_1 \cdot y_{N-1} & \dots & y_1 \cdot y_{N-j+1} \\ y_2 \cdot y_2 & y_2 \cdot y_1 & y_2 \cdot y_N & \dots & y_2 \cdot y_{N-j+2} \\ \dots & \dots & \dots & \ddots & \dots \\ y_{N-1} \cdot y_{N-1} & y_{N-1} \cdot y_{N-2} & y_{N-1} \cdot y_{N-3} & \dots & y_{N-1} \cdot y_{N-j-1} \\ y_N \cdot y_N & y_N \cdot y_{N-1} & y_N \cdot y_{N-2} & \dots & y_N \cdot y_{N-j} \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{L_2 \times N}. \quad (4.5)$$

Das Anregungssignal $y(t)$ muss alle Frequenzkomponenten im gewünschten Band beinhalten und zudem einen hohen Grad an *spektraler Reinheit* aufweisen, siehe auch [41][83]. Problematisch ist das im ADC-Kontext aus mehreren Gründen: Um im Signal $y(n)$ lediglich die Nichtlinearität des hochauflösenden ADCs zu sehen, muss das Anregungssignal selbst frei von Harmonischen und Spurs sein [83]. Zwischen einem hochwertigem Signalgenerator (zum Beispiel SMA100A von R&S) und dem DUT (engl. *Device Under Test*) ist daher ein hochselektives Bandpassfilter zu platzieren. Dieser Zusammenhang erschwert auch die Anregung mit einem Multiton oder einer PN-Folge, da die im Generator erzeugten IMD nicht zu filtern sind. Im Fall der PN-Folge ergibt sich ein weiteres Hindernis. Die digital generierte Folge stellt das ideale (fehlerfreie) Signal $d(n)$ dar: Um es bandbegrenzt in einer spezifischen NZ zu platzieren, ist ein DAC sowie eine Mischstufe nötig, die Genauigkeit von w_{LS}

wäre dann von der Linearität des DAC und der Mischstufe begrenzt. Zur Berechnung des obigen Gleichungssystems können gängige Verfahren der Matrixinversion verwendet werden [56][82]. Eine Approximation, die sich mit vertretbarem Aufwand in Hardware realisieren lässt, kann bekanntermaßen durch adaptive Algorithmen (engl. *Least Mean Squares*, LMS, *Recursive Least Squares*, RLS) in iterativer Weise erfolgen. Im ADC-Kontext ergeben sich diesbezüglich grundlegende Probleme: Zunächst sind das Referenzsignal \mathbf{d} und die Signalstatistik unbekannt, weiterhin erfüllen adaptive Verfahren, die mit einer Vielzahl an Taps arbeiten erfahrungsgemäß nicht die gewünschten Konvergenzkriterien [82][83]. Dabei ist das Ziel in dieser Arbeit: Der linearisierte ADC muss für operationelle Radarmodes (LFM, NLFM, etc.) über der gesamten instantanen Nutzbandbreite (>20 MHz) ein verbessertes SFDR liefern.

Um solche Einschränkungen zu vermeiden, und um überhaupt hochauflösende High-speed ADCs untersuchen zu können, werden als Testsignal $x(t)$ bandpassgefilterte Einzel- bzw. Zweitöne verwendet, die in einer NZ versetzt zur Anregung dienen. Das fehlerfreie Referenzsignal $d(n)$ kann dann mit einem 3-Parameter-Sinefit aus dem gemessenen Signal $y(n)$ abgeleitet werden [59]. Das kohärente Eingangssignal ist $x(n) = A \cos(2\pi f_{in}/f_s \cdot n + \phi_0)$ mit $n = 1, 2, \dots, N$, wobei $f_{in} = J \cdot f_s/N$, $J = 2i + 1$, $i = 1, 2, 3, \dots$ und $N = 2^m$. Als zufällig angenommen wird ϕ_0 . Das LS Problem ist

$$\mathbf{y} = \mathbf{S}\mathbf{b} = \begin{pmatrix} \cos[2\pi f_{in}/f_s \cdot 1] & \sin[2\pi f_{in}/f_s \cdot 1] & 1 \\ \cos[2\pi f_{in}/f_s \cdot 2] & \sin[2\pi f_{in}/f_s \cdot 2] & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos[2\pi f_{in}/f_s(N-1)] & \sin[2\pi f_{in}/f_s(N-1)] & 1 \\ \cos[2\pi f_{in}/f_s \cdot N] & \sin[2\pi f_{in}/f_s \cdot N] & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(N-1) \\ y(N) \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

mit der dazugehörigen Lösung $\mathbf{b}_{LS} \approx (\mathbf{S}^T \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^T \mathbf{y}$. Der im Sinne der L2-Norm optimal angepasste Sinus $y_{fit}(n) = d(n)$ wird durch die geschätzten Parameter \hat{b}_1 , \hat{b}_2 und \hat{b}_3 beschrieben:

$$\begin{aligned} y_{fit}(n) &= \hat{b}_1 \cos(2\pi f_{in}/f_s \cdot n) + \hat{b}_2 \sin(2\pi f_{in}/f_s \cdot n) + \hat{b}_3 \\ &= \sqrt{\hat{b}_1^2 + \hat{b}_2^2} \cos\left(2\pi f_{in}/f_s \cdot n + \tan^{-1}\left(-\frac{\hat{b}_2}{\hat{b}_1}\right)\right) + \hat{b}_3. \end{aligned} \quad (4.7)$$

Der Residuenfehler $r_e(n) = y(n) - y_{fit}(n)$ beinhaltet für $n = 1, \dots, N$ die im ADC erzeugten Verzerrungsprodukte. Die Lösung minimiert den quadratischen Fehler:

$$\text{Minimiere } \sum_{n=1}^N \left(y(n) - \hat{b}_1 \cos(2\pi f_{in}/f_s \cdot n) - \hat{b}_2 \sin(2\pi f_{in}/f_s \cdot n) - \hat{b}_3 \right)^2. \quad (4.8)$$

Für den obigen Ablauf wird die Eingangsfrequenz als bekannt vorausgesetzt. Falls die Frequenz unbekannt ist, erweitert sich das Problem zum 4-Parameter-Sinefit, hier wird jedoch ein hochwertiger initialer Schätzwert für die Frequenz gefordert; die Genauigkeit ist in diesem Fall aufgrund der iterativen Lösung eingeschränkt [59][119].

4.3 Statisches Korrekturmodell

4.3.1 Methodik der HCF-Extraktion

Im Anschluss an die Definition des Residuenvektors

$$\mathbf{r}_e = [r_e(1) \ r_e(2) \ r_e(3) \ \cdots \ r_e(M)] \in \mathbb{R}^{N \times 1} \quad (4.9)$$

lässt sich nicht nur das SINAD/SNDR/ENOB des ADCs berechnen, sondern auch das INL_{HCF} [65][117]. Hierzu definiert man für einen b -Bit Wandler den Wertebereich von $y(n)$ innerhalb 0 und $2^b - 1$. Für jeden Code k wird ein separater Vektor $\mathbf{r}_{hit,k}$ erstellt, der die Positionen des aufgetretenen Codes im Messvektor \mathbf{y} angibt. Die Variable C_k beschreibt dabei die Anzahl aufgefunder Instanzen des Codes k . Die in $\mathbf{r}_{hit,k}$ abgelegten Positionen werden zur Lokalisierung der entsprechenden Werte im Residuenvektor \mathbf{r}_e verwendet.

Um den Einfluss des Rauschens zu minimieren, werden zudem benachbarte Codes bei der Mittelung verwendet (Parameter μ). Der Hintergedanke ist, dass sich die INL_{HCF} Form nicht von Code k zu $k+1$ sprunghaft ändert, sondern über einen relativ ausgedehnten Codebereich $k - \mu < k < k + \mu$ einen kontinuierlichen Verlauf hat. Oft lassen sich innerhalb INL_{HCF} Einzelsegmente mit linearem Anstieg ausmachen. Die Generierungsvorschrift für $\mathbf{r}_{hit,k}$ lautet:

$$\mathbf{r}_{hit,k} = \text{FIND} \left[y(n) \geq (k - \mu) \text{ AND } y(n) \leq (k + \mu) \right] \quad (4.10)$$

$$\forall k = [0, 1, 2, \dots, 2^b - 1], \ n = [1, 2, \dots, N].$$

Ein Schätzwert für INL_{HCF} für den Code k wäre damit der Mittelwert

$$INL_{HCF}(k) = \frac{1}{C_k} \sum_{C_k} (\mathbf{r}_e(\mathbf{r}_{hit,k})), \quad k = [0, 1, 2, \dots, 2^b - 1]. \quad (4.11)$$

Das beschriebene Verfahren lässt sich für R Frequenzen innerhalb des Nutzbandes wiederholen, um ein über der Frequenz gemitteltes $INL_{HCF,mean}$ zu erhalten:

$$INL_{HCF,mean}(k) = \frac{1}{R} \sum_{i=1}^R INL_{HCF,i}(k). \quad (4.12)$$

Die Form von INL_{HCF} gibt zum einen Aufschluss über die Architektur des untersuchten Wandlers, zum anderen kann eine Korrektur des INL_{HCF} innerhalb einer LUT mit geeigneter Auflösung erfolgen. Das korrigierte Ausgangssignal $y_{HCF}(n)$ berechnet sich zu

$$y_{HCF}(n) = y(n) - INL_{HCF,mean}(y(n)). \quad (4.13)$$

4.3.2 Diskussion der HCF-Korrektur und Fazit

Der Verfahrensablauf wird anhand eines 16-Bit ADCs (ADC1613D125) näher dargestellt [120]. Dabei gilt $A_{in} = -1$ dBfs, $f_s = 125$ MSPS, $f_{in} = 113,14$ MHz (NZ2) und $N = 8192$. Der ADC wird also mit -1 dBfs angesteuert. Zur Extraktion wurde die verbleibende INL_{LCF} Komponente mit einem innerhalb der Codegrenzen angepassten Polynom mit $P_{LCF} = 3$ entfernt. Bild 4.1 zeigt den Einfluss von μ auf die Extraktion ($\mu = 50, 200, 500, 1200$). Im Falle eines zu kleinen μ ist das INL_{HCF} von Rauschen kontaminiert und daher nicht sinnvoll verwendbar, im Falle eines zu großen μ führt die zu starke Mittelung zu einer Verformung der Segmente.

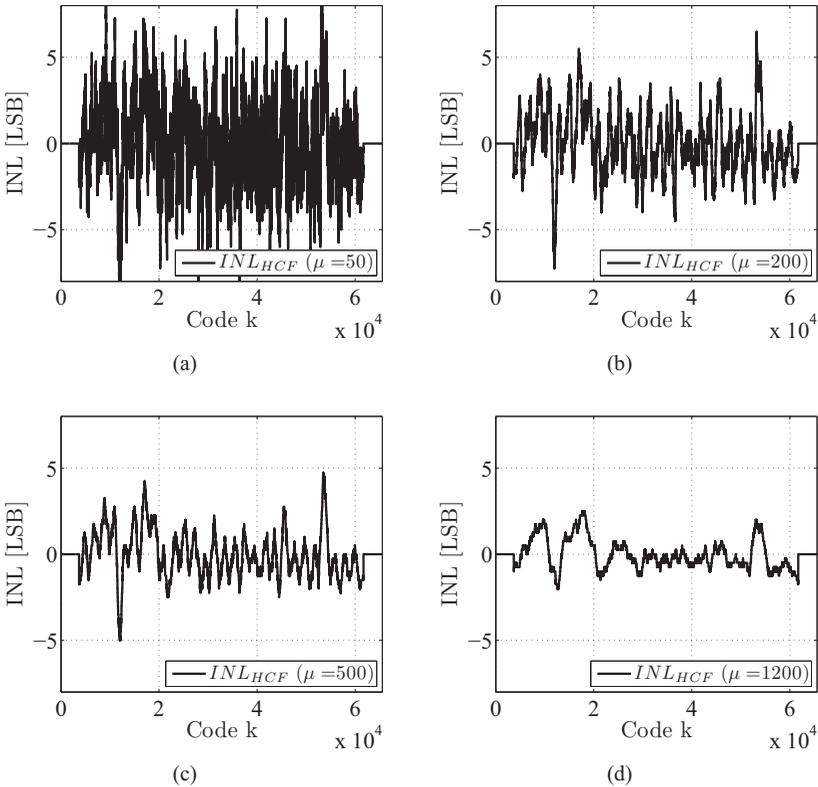


Bild 4.1: Einfluss des Mittelungsparameters μ auf die Qualität des extrahierten INL_{HCF} . Parameter: $f_s = 125$ MSPS, $f_{in} = 113,14$ MHz, $b = 16$, $N = 8192$ Samples. a) $\mu = 50$, b) $\mu = 200$, c) $\mu = 500$, d) $\mu = 1200$.

4 Verfahren zur ADC Dynamikbereichserweiterung

Das mit $\mu = 500$ extrahierte INL_{HCF} wird im Folgenden zur Korrektur verwendet. Bild 4.2 stellt die Pegel von HD2-HD250 vor und nach Korrektur gegenüber. Wie zu erwarten bleiben HD2 und HD3 aufgrund der verursachenden dynamischen Nichtlinearität von der Korrektur nahezu unbeeinflusst. Die Pegel HD4-HD100 zeigen die durch INL_{HCF} verursachten und wesentlich reduzierten Harmonischen (korrelierte Fehler). Die darüberliegenden Harmonischen HD100-HD250+ (dekorrelierte Fehler) stellen den Rauschboden dar (SNR plus Prozessgewinn). Das Optimum für μ lässt sich anhand der Qualität der LUT Kompensation bei dieser Frequenz in Bild 4.3 bewerten. Eine Mittelung über $\mu = 500$ benachbarte Codes erweist sich hier als ausreichend.

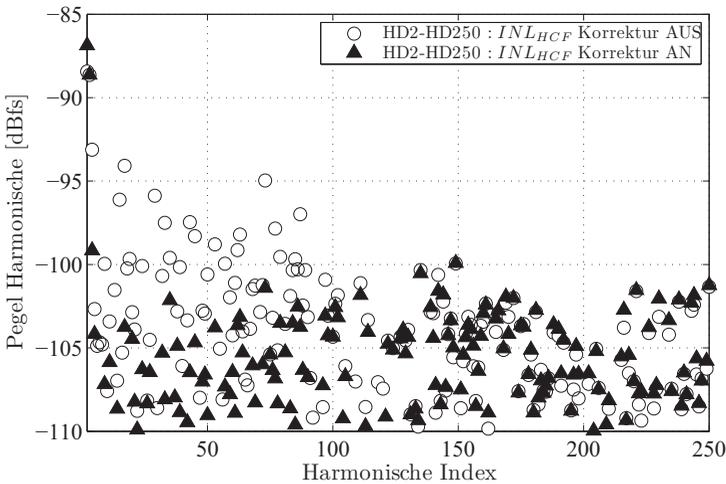


Bild 4.2: Sortierte Harmonische HD2-HD250 vor und nach INL_{HCF} Korrektur.

Da INL_{HCF} bei lediglich einer Frequenz extrahiert wurde, können gegenüber anderen Frequenzen Restabweichungen entstehen. Tabelle 4.1 zeigt zunächst die erzielten Verbesserungen für HD4-HD250 bei benachbarten Frequenzen in NZ2 und NZ3. Hierbei wird immer der schlechteste Wert für HD4-HD250 zu Grunde gelegt. Die erzielten Verbesserungen für Harmonische hoher Ordnung variieren zwischen 0,6 und 7,8 dB. Δ_{NZ} [dB] bezeichnet die erzielte Dynamikbereichserweiterung in der NZ, nämlich die Differenz zwischen dem schlechtesten dBfs-Wert vor und nach Korrektur.

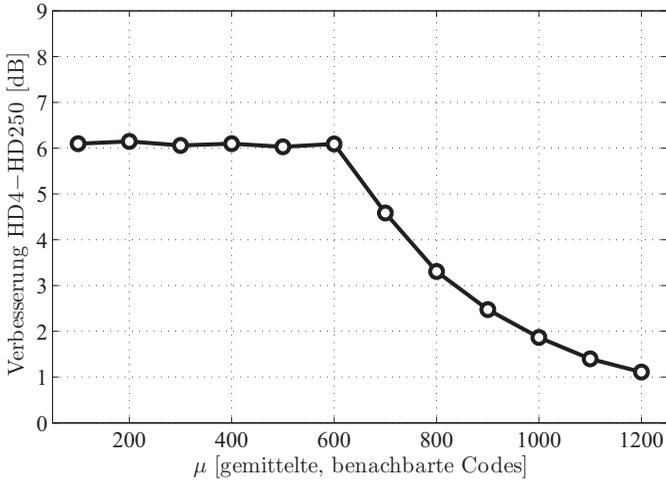


Bild 4.3: Reduktion HD4-HD250 als Funktion des Mittelungsparameters μ .

Tabelle 4.1: Korrekturergebnisse HD4-250 bei $A_{in} = -1$ dBfs in NZ2 und NZ3.
 INL_{HCF} -Extraktion bei 113,14 MHz.

	f_{in} [MHz]	HD4-250 [dBfs] Vor Korrektur	HD4-250 [dBfs] Nach Korrektur	Δ [dB]	Δ_{NZ} [dB]
NZ2	70,572	-94,1	-96,5	2,4	4,4
	78,202	-93,0	-99,4	6,4	
	83,085	-88,7	-93,1	4,4	
	88,120	-91,9	-98,3	6,4	
	93,156	-92,4	-94,5	2,2	
	98,191	-93,2	-98,3	5,1	
	103,074	-93,5	-95,6	2,0	
	108,110	-93,6	-96,7	3,1	
	113,145	-93,1	-99,3	6,1	
	118,180	-92,2	-96,6	4,4	
NZ3	133,134	-95,0	-96,4	1,4	4,0
	138,170	-89,7	-93,7	4	
	143,205	-91,6	-99,0	7,4	
	148,241	-91,2	-97,7	6,5	
	153,276	-90,5	-94,0	3,5	
	158,159	-91,1	-96,9	5,8	
	163,195	-91,1	-98,9	7,8	
	168,230	-92,3	-97,9	5,5	
	173,265	-90,3	-95,2	4,9	
	178,301	-93,7	-94,2	0,6	

4 Verfahren zur ADC Dynamikbereichserweiterung

Um zu einem verbesserten Ergebnis zu gelangen, wurde $INL_{HCF,mean}$ mit $R = 25$ Tönen in NZ2 erzeugt. Tabelle 4.2 zeigt die über der jeweiligen NZ erzielten Gewinne bei Pegeln von -1 dBfs bis -10 dBfs. Die Qualität der Korrektur hängt auch von der Genauigkeit der LUT ab, siehe hierzu Bild 4.4 (b). Eine Erhöhung der Auflösung gegenüber b war nicht nötig, die Korrektur konnte in ganzen LSBs ($b = 16$ Bit) durch ein gerundetes $INL_{HCF,mean}$ erfolgen, welches selbst in Bild 4.4 a) zu sehen ist. Das kompensierte INL_{HCF} sorgte wie erwartet für eine Verbesserung von HD4-HD250 bei allen Eingangspiegeln.

Tabelle 4.2: Korrekturergebnisse HD4-250 bei unterschiedlichen Pegeln in NZ2-NZ5 unter Verwendung von $INL_{HCF,mean}$.

	A_{in} [dBfs]	HD4-250 [dBfs] Vor Korrektur	HD4-250 [dBfs] Nach Korrektur	Δ [dB]	Δ_{NZ} [dB]
NZ2	-1	-91,0	-92,7	1,7	7
	-2	-89,3	-92,8	3,5	
	-3	-90,8	-98,4	7,6	
	-4	-85,7	-96,8	11,1	
	-5	-91,9	-97,3	5,4	
	-10	-92,3	-99,7	7,4	
NZ3	-1	-90,6	-94,9	4,3	8,3
	-2	-90,3	-96,8	6,5	
	-3	-90,5	-97,9	7,4	
	-4	-84,9	-93,2	8,3	
	-5	-92,5	-96,5	4,0	
	-10	-91,4	-98,1	6,7	
NZ4	-1	-90,7	-92,8	2,1	6,2
	-2	-88,4	-95,0	6,6	
	-3	-89,3	-96,0	6,7	
	-4	-86,6	-94,1	7,5	
	-5	-92,7	-95,4	2,7	
	-10	-90,8	-98,1	7,3	
NZ5	-1	-87,5	-92,2	4,7	7,4
	-2	-89,0	-94,7	5,7	
	-3	-89,7	-94,5	4,8	
	-4	-84,8	-93,2	8,4	
	-5	-91,7	-97,0	5,3	
	-10	-92,1	-96,8	4,7	

Die in Abschnitt 3.2.2 motivierte Modellzerlegung erweist sich im Kontext der ADC-Linearisierung auch in der Praxis als gerechtfertigt. Obwohl INL_{HCF} bei niedrigen

Frequenzen in NZ2 extrahiert wurde, bleiben die entsprechenden Korrekturergebnisse für HD4+ in höheren NZ3-5 nahezu erhalten. Auch zeigt sich, dass im Falle einer Bandpassabtastung die SFDR-beschränkenden Harmonischen HD2/HD3 eine dynamische Ursache haben und von einer LUT-Kompensation unbeeinflusst bleiben.

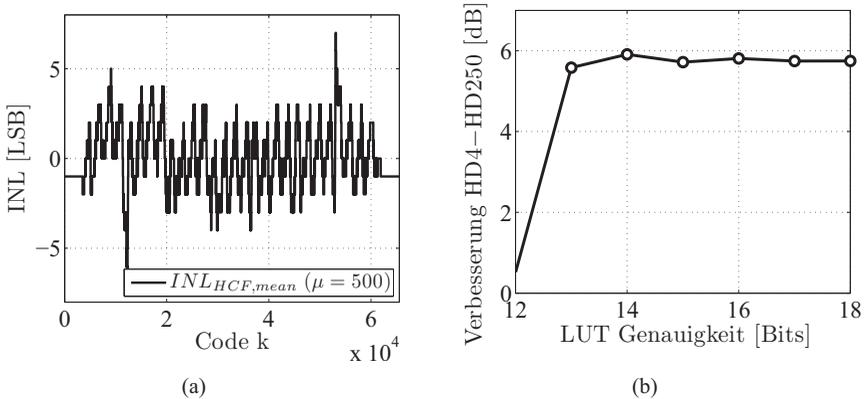


Bild 4.4: a) Zur Korrektur verwendetes, auf $b = 16$ Bit gerundetes $INL_{HCF,mean}$, und b) Minimalanforderungen an die LUT-Genauigkeit der HCF-Korrektur.

4.4 Dynamisches Korrekturmodell

Im folgenden Abschnitt wird das dynamische Korrekturmodell näher ausgeführt. Die Verfahrensbeschreibung und Verifikation erfolgt repräsentativ anhand des LTC2208 ($f_s = 120$ MSPS, $b = 16$) [121]. Im Verlauf der Arbeit wird die Allgemeingültigkeit der gewählten Strategie durch weiterführende Untersuchungen an anderen ADCs bewertet werden.

4.4.1 Wahl der NZ und lineare Dämpfung

Bild 4.5 zeigt zunächst die lineare Dämpfung des LTC2208 für verschiedene Varianten der Eingangsbeschaltung. Übergeordnetes Ziel der Untersuchung ist es, den ADC in einer möglichst hohen NZ zu betreiben, um die Vorteile eines *High-IF* Empfängers nutzen zu können. Um diesen Ansatz zu verfolgen, sollte die Dämpfung so gering wie

4 Verfahren zur ADC Dynamikbereichserweiterung

möglich sein. Eine Optimierung durch Verwendung eines Transmission Line Baluns führt in NZ7 (360-420 MHz, $f_{zf} = 390$ MHz) zu einer Dämpfung von ca. 1,5 dB gegenüber -1 dBfs bei niedrigen Frequenzen. Die Nutzbandbreite wird im Folgenden zu 40 MHz festgelegt (67% der Nyquistbandbreite $f_s/2$, um das AAF realisieren zu können). Die Amplitudenvariation beträgt in diesem definierten Nutzband weniger als 0,4 dB.

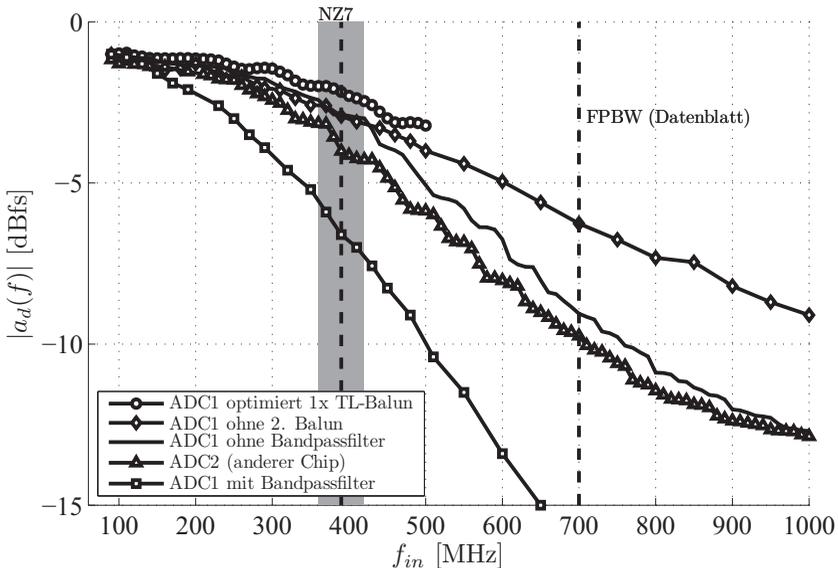


Bild 4.5: Lineare Dämpfung des LTC2208 für 2 Bausteine mit unterschiedlichen Bestückungsvarianten (Optimierung für Betrieb bei möglichst hohen Eingangsfrequenzen). Der grau markierte Bereich kennzeichnet NZ7.

4.4.2 Struktur des Korrekturmodells

Frequenzvervielfachung und Interpolation

Eine zu berücksichtigende Tatsache ist die Vergrößerung der Bandbreite in nichtlinearen, digitalen Systemen (mindestens $3 \cdot B$ für ein nichtlineares System der Ordnung $p = 3$). Eine digitale Nachentzerrung beinhaltet selbst digitale Nichtlinearitäten.

Die dort erzeugten Verzerrungsprodukte müssen auf einer dementsprechend erhöhten Abtastrate $f_s \cdot p$ verarbeitet werden, wenn die ganze Nutzbandsbreite korrigiert zur Verfügung stehen soll. Dies bedingt den Einsatz einer zusätzlichen Interpolationsstufe in den Operatorzweigen $G_2[\cdot]$ bis $G_p[\cdot]$, sowie einer abschließenden Dezimationsstufe [98]. In diesem Zusammenhang wird sich später eine aus Implementierungssicht günstige Polyphasenzerlegung anbieten.

Bild 4.6 zeigt exemplarisch den Zusammenhang für eine quadratische Nichtlinearität. Die der digitalen Quadrierung vorgeschaltete Interpolation (Nullstopfen und Tiefpassfilterung bei Durchgangsfrequenz $f_g = f_s/2$) schafft den nötigen verdoppelten Frequenzbereich $B \cdot 2$ für die nachfolgende Filterung (im Falle eines parallelen Hammerstein Systems ein FIR-Filter).

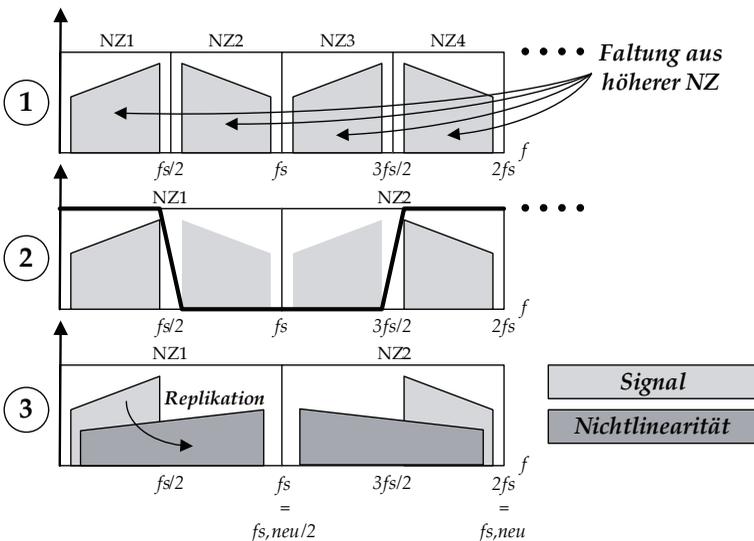


Bild 4.6: Frequenzschema: Interpolation eines unterabgetasteten Signals um den Faktor 2 zur Vermeidung von Aliasing durch eine nachgelagerte quadratische Nichtlinearität.

Blockschaltbild und Beschreibung

Bild 4.7 zeigt das verwendete Korrekturmodell als paralleles Hammerstein-Modell mit vorgelagerter Interpolation. Das fehlerbehaftete Signal $y(n)$ am ADC-Ausgang

4 Verfahren zur ADC Dynamikbereichserweiterung

durchläuft zunächst die in Abschnitt 4.3.2 diskutierte LUT zur INL_{HCF} -Kompensation. Das erzeugte Signal $y_{HCF}(n)$ wird mit der Impulsantwort h_1 gefaltet. h_1 dient auch zum Ausgleich der in den nichtlinearen Zweigen auftretenden zeitlichen Verzögerung. Das Ausgangssignal $y_d(n)$ wird mit einem frequenzabhängigen Korrektursignal $y_{nl}(n)$ addiert, das sich selbst aus den Ausgangssignalen der einzelnen nichtlinearen Zweige bildet. Das linearisierte Ausgangssignal wird mit $y_{lin}(n)$ bezeichnet.

Ein Korrekturzweig i -ter Ordnung hat demnach die Grundform:

- a) Abtastratenerhöhung um Faktor i ,
- b) Interpolationsfilter,
- c) Nichtlinearität,
- d) Korrekturfilter,
- e) Abtastratenreduktion um Faktor i .

Der Korrekturfilter p -ter Ordnung h_p erzeugt die inverse Gewichtung für das durch y^p replizierte nichtlineare Nutzband. Nach der Gewichtung erfolgt eine Abtastratenreduktion (ohne Tiefpassfilterung), dies bildet die im ursprünglichen ADC Spektrum vorhandene Überfaltung nach. Die Signale in den einzelnen Zweigen formen das Korrektursignal $y_{nl}(n)$, das auf der ursprünglichen Abtastrate von $y(n)$ und damit $y_d(n)$ arbeitet. Die Addition von $y_d(n)$ und $y_{nl}(n)$ führt zum Ausgangssignal $y_{lin}(n)$.

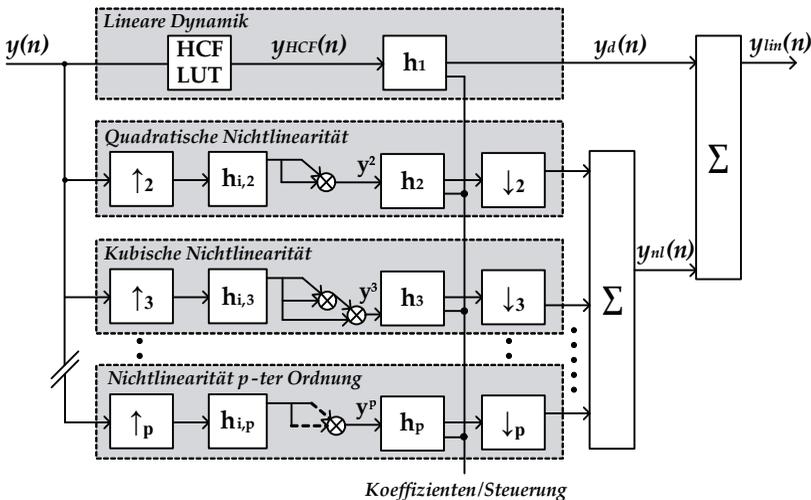


Bild 4.7: Blockschaltbild des dynamischen Korrekturmodells mit p Zweigen.

Modifikation des Modells für in-Band IMD3 aus dem HF-Frontend

Die Betrachtung der Empfängerkette führt zu einer notwendigen Modifikation des Korrekturmodells. Denn auch wenn die Linearisierung des ADCs gelingt, dieser also nicht mehr die Systemdynamik beschränkt, verbleiben in einem Superhet-Konzept trägernahe IMD3 aus dem HF-Frontend, welche die Dynamik letztlich beschränken. Deren Untersuchung erfordert mindestens die Anregung mit einem Zweiton, da die Einton Verzerrungen aus dem HF-Frontend im Sperrbereich des AAF liegen. Um die verbleibenden IMD3 zu berücksichtigen, müssen nun auch ausschließlich IMD3 invers repliziert werden. Um dies zu erreichen, erfolgt eine Tiefpassfilterung im kubischen Parallelpfad ($p = 3$). Die Beschreibung erfolgt anhand Bild 4.8. Nach dem Durchlaufen der Nichtlinearität existieren im Spektrum neben den in-Band IMD3 (markiert durch Pfeile), die HD3 sowie die ausser-band IMD3 (markiert durch Punkte). Weiter entsteht ein geringer linearer Anteil durch die Kennlinie ungerader Ordnung. Digitale Tiefpassfilterung durch $h_{tp,3}$ und anschließende Dezimation führen zu den gewünschten in-Band IMD3. Durch die Filterung mit dem Korrekturfilter $h_{imd,3}$ werden dann die inversen in-Band IMD3 repliziert. Dabei wird die Annahme getroffen, dass die zu linearisierende Empfängerkomponente innerhalb der Kette den dominierenden Beitrag zum finalen IMD3 liefert (etwa ein ZF-Verstärker mit hoher Verstärkung und hohem Leistungsverbrauch) und auf einer konstanten ZF betrieben wird, der ADC also immer in der gleichen NZ arbeitet. Die Banddefinition ist derart, dass von einer schwachen bis nicht vorhandenen Frequenzabhängigkeit der IMD3 ausgegangen werden kann. Das Filter $h_{imd,3}$ (reell-wertig) stellt also zunächst eine frequenzunabhängige Gewichtung in Amplitude und Phase dar. Entgegen kommt dieser Annahme, dass erfahrungsgemäß die Nichtlinearität rein analoger Komponenten kein derart komplexes und frequenzabhängiges Verhalten wie ein ADC aufweist.

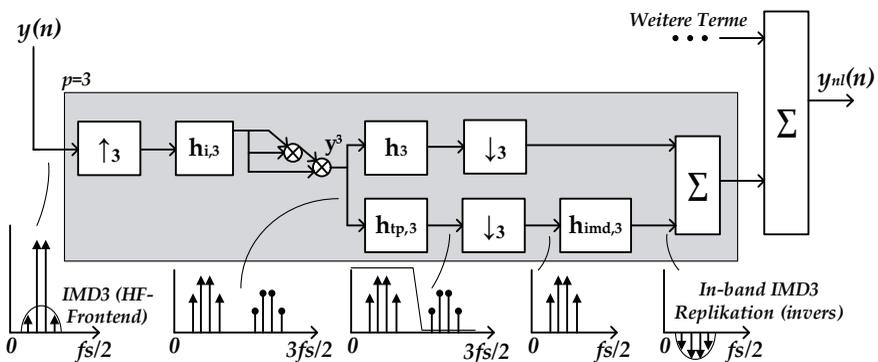


Bild 4.8: Inverse Replikation von in-Band IMD3 aus dem HF-Frontend.

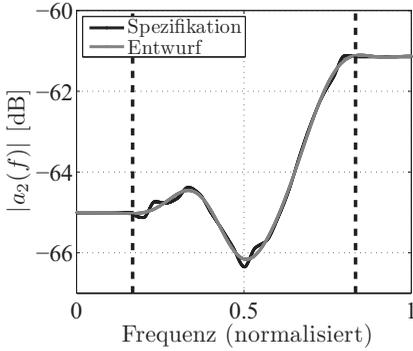
4.4.3 Methodik der Koeffizientenextraktion

Beschreibung des Entwurfsverfahrens

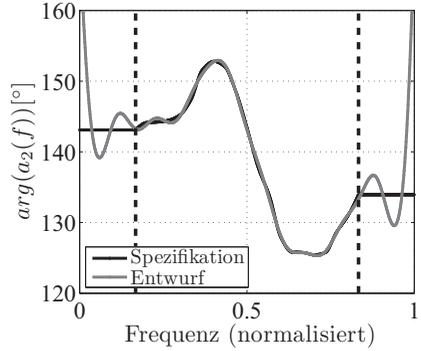
Im Folgenden wird die Koeffizientenextraktion der Korrekturfilter beschrieben. Aus den Untersuchungen in Abschnitt 3.2 (Seite 50 ff.) ging hervor, dass für h_2, h_3, \dots , multi-tap Filter mit nichtlinear-phasiger Frequenzantwort angesetzt werden müssen. Eine optimale Synthese der Systeminverse führt in Bezug auf die einzelnen Korrekturfilter h_2, h_3, \dots , zu einer Vielzahl an vorgelagerten Fragestellungen bezüglich

- Anzahl Testtöne: Diese muss ausreichend hoch gewählt werden, um die im ADC-Frontend vorhandenen Gedächtniseffekte abzudecken.
- Anzahl Filtertaps: Diese hängt mit der Anzahl Testtöne zusammen und muss ebenfalls hoch genug sein um die Fehlerverläufe nachbilden zu können.
- Domäne: Das Korrekturmodell bleibt dabei stets reellwertig, die Beschreibung von frequenzabhängigen Phasenverschiebungen erfolgt durch einen nicht zwingend symmetrischen, nichtlinear-phasigen FIR Filter.
- Filterentwurf: Der Filterentwurf erfolgt als WLS (engl. *Weighted Least Squares*), um zwischen den ungenutzten und genutzten Frequenzbereichen optimal differenzieren zu können.
- *Don't-care* Bereiche: Um die nötige Genauigkeit in Amplitude und Phase zu erreichen, müssen dem Korrekturfilter Freiheitsgrade in einem ungenutzten Frequenzband zur Verfügung stehen. Im obigen Beispiel mit $B = 40$ MHz und $f_s/2 = 60$ MHz, stehen links und rechts jeweils 10 MHz zur Verfügung. Die Gewichtung dieser *don't-care* Bereiche ist optimal festzulegen.
- Abdeckung: Die punktuelle Anregung des Systems bei frequenzmäßig versetzten Testpunkten erfordert nach dem Filterentwurf die Untersuchung der nicht angeregten Zwischenbereiche.

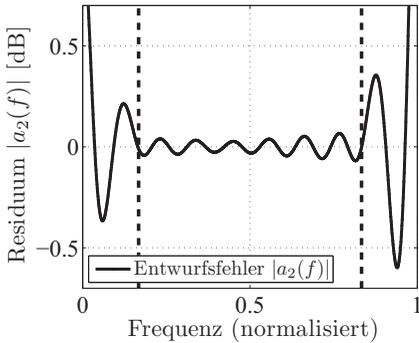
Ausgangspunkt sind also die in Vektorform vorliegenden Amplitudenverläufe $a_{2,d}$ und $a_{3,d}$ sowie Phasenverläufe $\phi_{2,d}$ und $\phi_{3,d}$, jeweils mit der Dimension $\mathbb{R}^{1 \times R}$ (R Testtöne). Für den LTC2208 wurden ein Datenset von $R = 20$ Testtönen, jeweils mit Frequenzabstand $\delta f = 2$ MHz aufgezeichnet. Pro Frequenzpunkt wurden 16K Samples verwertet. Ein exemplarisches Entwurfsergebnis für h_2 ($N_T = 59$ Taps) ist in Bild 4.9 dargestellt. Die Gewichtung der *don't-care* Bereiche, die durch die gestrichelten Linien bei $0,166 (f_s/2)$ und $0,833 (f_s/2)$ begrenzt werden, war 10 Prozent gegenüber dem inneren Nutzband. Die Interpolation zwischen den Testpunkten erfolgte mittels kubischer Spline-Interpolation mit Faktor 1000 (Entwurfsraster mit $20 \cdot 1000$ Punkten).



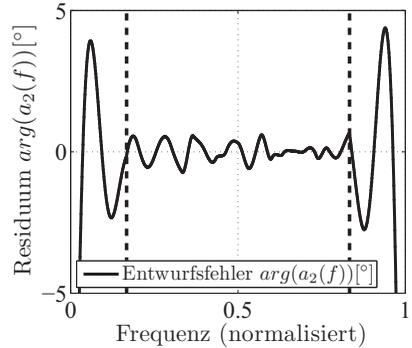
(a) Amplitudengang



(b) Phasengang



(c) Amplitudenfehlervektor



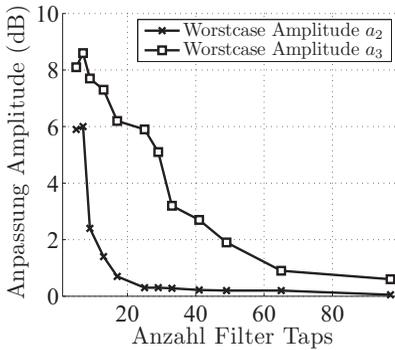
(d) Phasenfehlervektor

 Bild 4.9: Exemplarischer Filterentwurf für einen Korrekturfilter h_2 .

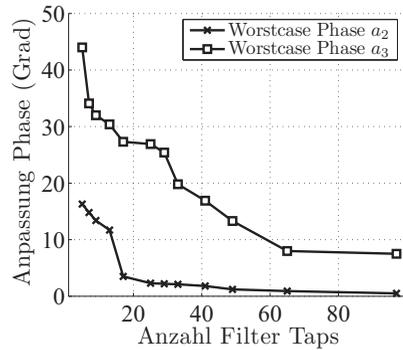
Aus den in Teilbildern 4.9 c) und d) dargestellten Entwurfsfehlern in Amplitude und Phase lässt sich die erzielte Unterdrückung der HD2 über dem Nutzband bestimmen. Bekanntlich führt die Überlagerung zweier um 180° versetzter Sinustöne zu einer von Amplitudenabweichung ε und Phasenabweichung ϕ_e abhängigen, endlichen Unterdrückung. Die näherungsweise Form gilt (in einer der IQ-Problematik in Abschnitt 3.3. vergleichbarer Weise) für kleine Werte von ε und ϕ_e . Für $\varepsilon = 0,1$ (10 Prozent) und $\phi_e = 3^\circ$ ergibt sich ein Gewinn von 18,9 dB.

$$\begin{aligned}
 \Delta_{dB} &= 10 \log_{10} \left(1 - 2(1 + \varepsilon) \cdot \cos(\phi_e) + (1 + \varepsilon)^2 \right) \\
 &\approx 10 \log_{10} \frac{1}{\varepsilon^2 + \phi_e^2}, \quad \phi_e \text{ in rad}
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

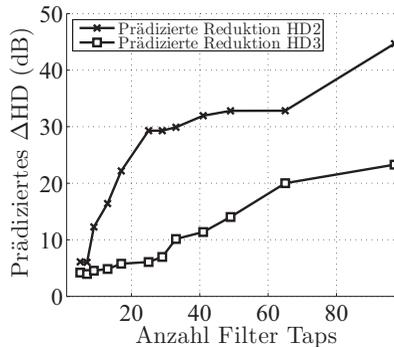
4 Verfahren zur ADC Dynamikbereichserweiterung



(a)



(b)



(c)

Bild 4.10: Exemplarischer Filterentwurf für h_2 und h_3 : a) und b) Fehlerbetrachtung, c) prädizierte Unterdrückung von HD2 und HD3.

Gleichung 4.14 gibt zudem einen intuitiven Aufschluss über die Qualität der effektiv erzielten SFDR Steigerung im Falle einer Kalibration: Abweichungen vom Kalibrationszustand (beispielsweise durch Änderung der Umgebungstemperatur¹ oder durch Alterungseffekte) führen unter Umständen zu einer Verschlechterung des erzielten Gewinns aufgrund veränderter Amplituden- und Phasenverhältnisse.

Im Anschluss wurden die Entwurfsfehler und die nach Gleichung 4.14 erwartete Unterdrückung in Abhängigkeit der Gedächtnistiefe der Korrekturfilter untersucht. Hierzu wird stets der worst-case Fehler über der 40 MHz Bandbreite angegeben. Bild 4.10 zeigt die Anpassung in Amplitude und Phase für den quadratischen und kubischen Korrekturfilter bei variiert Anzahl Taps (zwischen 5 und 97). Man erkennt deutlich

¹ Diesbezüglich wird auf die Ergebnisse in Abschnitt 4.5.5, S.92-95 verwiesen.

den asymptotischen Fehlerverlauf. Um die Gedächtniseffekte von h_2 optimal zu modellieren, wurden als Untergrenze 40 Taps festgelegt, entsprechend mindestens 30 dB Unterdrückung. Für h_3 waren vergleichsweise mehr Taps nötig, die Untergrenze wurde mit 62 Taps festgelegt, entsprechend mindestens 20 dB Unterdrückung.

Im Folgenden wurden die Gedächtnistiefen fix auf 59 (für h_2) und 87 (für h_3) gesetzt. Es sei erwähnt, dass für eine Implementierung dieser Korrekturfilter eine Polphasenzerlegung weitere Optimierungsmöglichkeiten bietet (Filtertaps mit Wert 0 werden nicht berechnet). Schließlich wurde die dynamische Korrektur auf Rohdaten angewendet und das SFDR über der Bandbreite untersucht. Dabei wurde der Kalibrationszyklus mit unterschiedlicher Anzahl Testtöne ($R = 2, 3, 8$ und 20) durchgeführt und der erzielte Gewinn mit erhöhter Anzahl Testtöne bewertet.

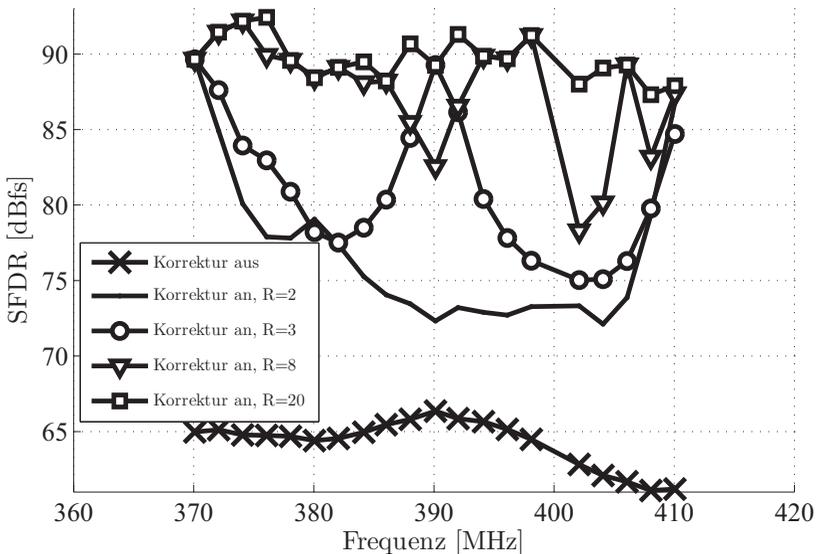


Bild 4.11: LTC2208 - Dynamische Korrektur in NZ7 bei $A_{in} = -1$ dBfs: Variation der Anzahl Testtöne R für den Filterentwurfsprozess.

Nach Bild 4.11 liefern 2 beziehungsweise 3 Testtöne unzureichende Abdeckung. 8 Testtöne liefern bereits ein besseres Ergebnis, man erkennt jedoch noch immer *reduzierte Gewinne in den Zwischenbereichen*. 20 Testtöne (2 MHz separiert über 40 MHz) liefern für diesen Wandler optimale Ergebnisse und stellen den Radarmodes die volle Bandbreite mit verbessertem SFDR zur Verfügung.

4 Verfahren zur ADC Dynamikbereichserweiterung

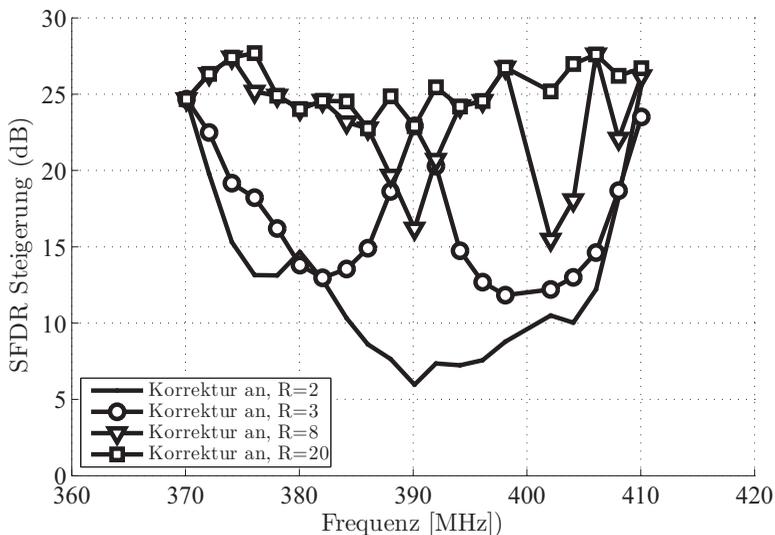


Bild 4.12: LTC2208 - Relative SFDR Steigerung: Variation der Anzahl Testtöne R für den Filterentwurfsprozess.

In diesem ersten Beispiel einer dynamischen Nachentzerrung hat sich das SFDR über der gesamten Bandbreite von 66 dBfs auf 87 dBfs verbessert. Die relative SFDR Steigerung, nochmals in Bild 4.12 dargestellt, bewegt sich in einem signifikanten Bereich > 20 dB und ermöglicht den Zugriff auf NZ7 mit erhöhtem SFDR.

Sowohl die Testabdeckung der R Testtöne als auch die Entwurfsparameter im Filterentwurf spielen demnach eine wichtige Rolle. Der vorgeschlagene Kalibrationszyklus wird anhand Bild 4.13 beschrieben. Nach der Festlegung globaler Parameter (Anzahl Samples N pro Frequenzpunkt, Anzahl Testtöne R , Abtastrate f_s , NZ) wird der ADC/Empfänger physikalisch solange mit Tönen angeregt bis das gewünschte Set an Rohdaten vorliegt. Die Rohdaten werden in einem Rechner eingelesen. Eine Evaluierung mittels FFT und Sinefit erlaubt die Extraktion der nichtlinearen Charakteristik. Die Festlegung der Entwurfsparameter (Gedächtnistiefen, erhöhtes Entwurfsmuster, Gewichtung der *don't-care* Bereiche) und die nachgelagerte Dateninterpolation führen zum eigentlichen Filterentwurf (mittels WLS). Es erfolgt eine Anpassung der Entwurfsparameter bis der resultierende Fehlervektor den Genauigkeitsanforderungen entspricht. Im Anschluss folgt die Überprüfung der Kompensation durch Bewertung des SFDR. Sollte die Qualität der Kompensation noch unbefriedigend sein, kann der Zyklus mit erhöhter Anzahl Testtöne wiederholt werden. Dieser Vorgang wäre optimalerweise an das bestehende Kalibrationskonzept unter Verwendung des angekoppelten Exciters als interne Signalquelle anzupassen.

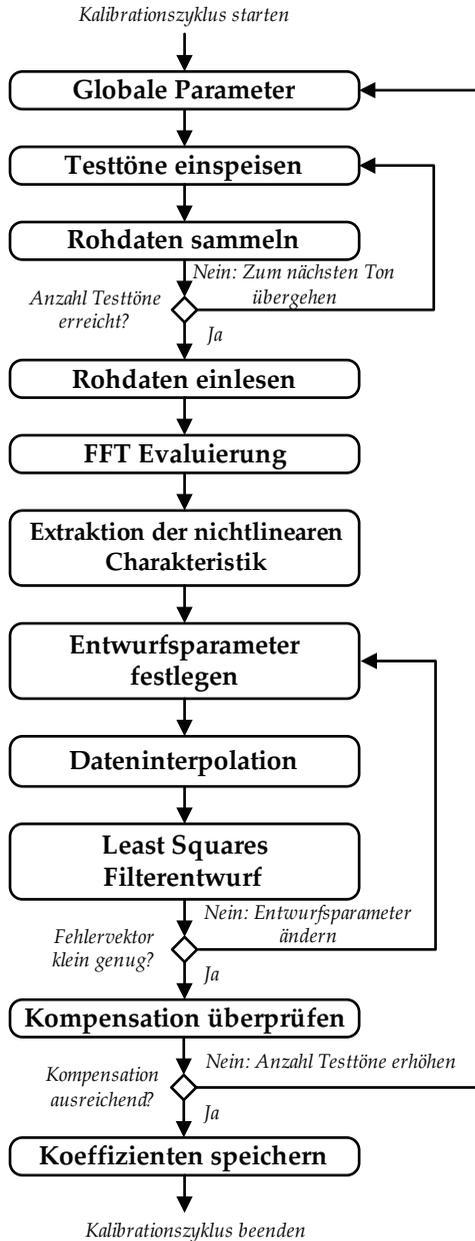


Bild 4.13: Ablauf des Kalibrationszyklus.

4.5 Verifikation des dynamischen Korrekturmodells

In diesem Abschnitt werden die erzielten Korrekturergebnisse durch verschiedene Tests verifiziert. Die Testfälle untersuchen den Einfluss der:

- **Frequenz**, um über der ganzen Nutzbandbreite den Betrieb in einer hohen NZ zu ermöglichen,
- **Eingangsamplitude**, um sowohl bei Vollaussteuerung als auch bei niedrigen Pegeln die SFDR Steigerungen nachzuweisen,
- **Zeit**, um eine Aussage hinsichtlich der Reproduzierbarkeit und Stabilität der Ergebnisse treffen zu können,
- **Zweitton-Anregung**, um die Wahl eines Korrekturmodells mit reduzierten Parametern zu rechtfertigen,
- **Temperatur**, um den Einfluss schwankender Umgebungstemperatur auf die erzielten SFDR Steigerungen zu bewerten.

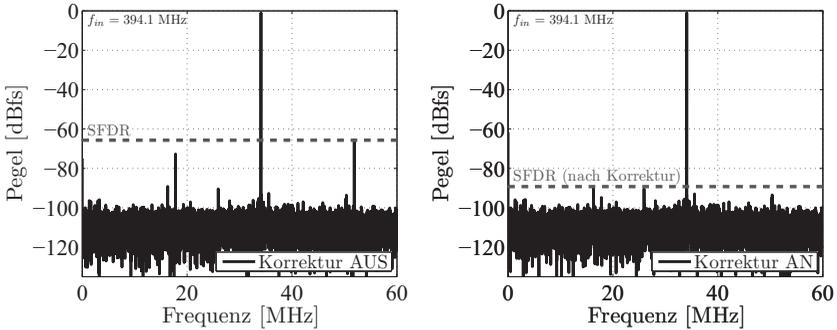
Auch folgt eine Bewertung des kombinierten Korrekturmodells (anknüpfend an die statische HCF-Korrektur in Abschnitt 4.3) und eine Gegenüberstellung zweier vergleichbarer 16-Bit Wandler ($f_s \approx 120$ MSPS) unterschiedlicher Hersteller. Das letztere Experiment soll, gestärkt durch weitere Ergebnisse, die Generalisierbarkeit der Methodik als *system-level* Korrektur aufzeigen. Eine derartige, von schaltungsspezifischen Eigenheiten auf Transistorebene unabhängige Korrektur, ermöglicht einen flexiblen Einsatz in Radarempfängern.

Als Einschränkung der Methodik wird weiter anhand zweier Ultra-Highspeed-ADCs ($f_s > 1$ GSPS, Einsatzgebiet beispielsweise ESM) gezeigt, dass extrem große Bandbreiten und erratisches Systemverhalten den gewinnbringenden Einsatz einer digitalen Linearisierung in derartigen Applikationen erschweren.

4.5.1 Untersuchung der Frequenzabhängigkeit in hohen NZ

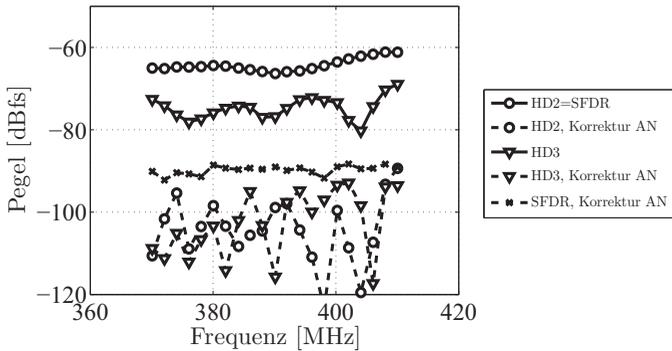
Bild 4.14, zeigt in a) und b) Spektren für den LTC2208 ($f_s = 120$ MSPS) vor und nach dynamischer Korrektur bei $f_{in} = 394,1$ MHz und $A_{in} = -1$ dBfs. Die Darstellung erfolgt in NZ1 (nach Abtastung in NZ7). Teilbild 4.14 c) zeigt die Pegelverhältnisse für HD2 und HD3. Man erkennt, dass das Korrekturmodell sowohl HD2 als auch HD3 über der gesamten Nutzbandbreite unter den Pegel verbleibender Reststörer gebracht hat. Das SFDR nach Korrektur bleibt letztlich beschränkt von Störern, die unter Umständen keinen harmonischen Bezug zur Fundamentalen und ihre Ursache in weiteren technologischen Limitierungen haben.

4.5 Verifikation des dynamischen Korrekturmodells



(a) LTC2208 in NZ7, $f_{in} = 394,1$ MHz, Dynamische Korrektur AUS

(b) LTC2208 in NZ7, $f_{in} = 394,1$ MHz, Dynamische Korrektur AN

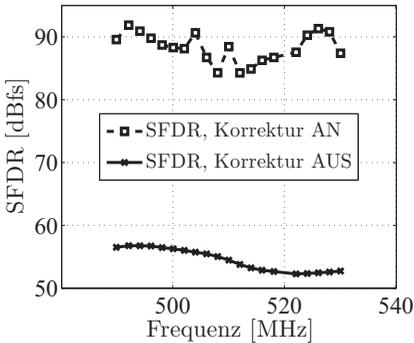


(c) LTC2208 in NZ7: Pegelverhältnisse als Funktion der Frequenz

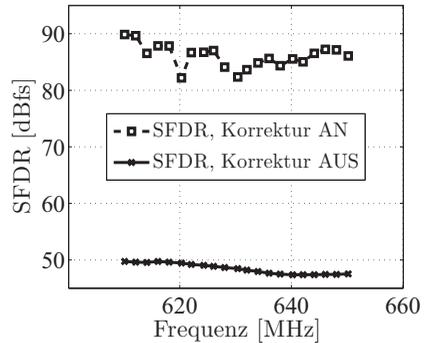
Bild 4.14: Dynamische Korrektur LTC2208 in NZ7: Exemplarische Spektren und Pegelverhältnisse, Anregung durchgehend bei $A_{in} = -1$ dBfs.

Obwohl SNR-Verluste in einem für die Applikation angemessenen Bereich bleiben müssen (Rückverweis auf Bild 4.5), ist an dieser Stelle von Interesse den Wandler mindestens bis zu seiner FPBW (700 MHz) zu untersuchen. Die Gewinne in NZ9 und NZ11 decken sich mit denen in niedrigeren NZ. Das SFDR vor und nach dynamischer Korrektur ist hierfür in Bild 4.15 beziehungsweise b) dargestellt und zeigt Gewinne über 20 dB. Zumindest aus Sicht des Korrekturalgorithmus besteht damit keine Begrenzung hinsichtlich der Korrektur bei noch höheren Eingangsfrequenzen. In diesem Zusammenhang erweist sich NZ9 mit $f_{zf} = 510$ MHz als aus praktischer Sicht interessanter Betriebsfall: Der später in Kapitel 5 vorgestellte Gesamtempfänger wird durch Verwendung dieser hohen ZF eine analoge Mischstufe eliminieren können und gleichzeitig ein SFDR > 80 dBfs erzielen.

4 Verfahren zur ADC Dynamikbereichserweiterung



(a) Erzieltes SFDR in NZ 9



(b) Erzieltes SFDR in NZ 11

Bild 4.15: Dynamische Korrektur LTC2208: Ergebnisse bei höchsten Eingangsfrequenzen nahe der FPBW in NZ9 und NZ11.

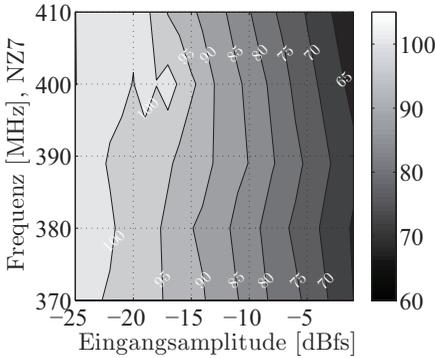
4.5.2 Untersuchung der Amplitudenabhängigkeit

Es folgt die Bewertung des SFDR in Abhängigkeit der Eingangsamplitude. Nachdem die Modellidentifikation bei Vollaussteuerung (-1 dBfs) erfolgte, sollten die Gewinne erwartungsgemäß auch bei niedrigeren Pegeln erhalten bleiben. Dies ist der Fall, wenn die ADC Nichtlinearität dem Gesetz einer schwachen Nichtlinearität folgt (engl. *m-th Order Law*): Eine Reduktion des Signalpegels um -1 dB führt zu einer Reduktion der quadratischen Störterme um -2 dBfs (also 1 dBc), der kubischen Störterme um -3 dBfs (also 2 dBc) [74][75]. Für den nachfolgend diskutierten Fall in NZ7 zeigt Bild 4.16 der Reihe nach:

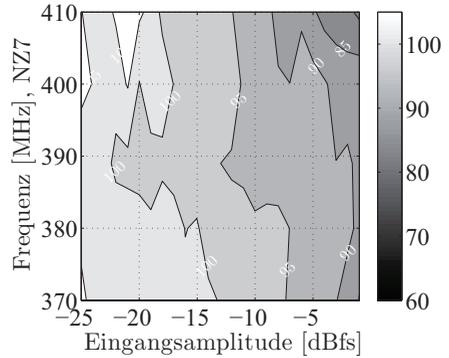
- a) SFDR Höhenlinien vs. Frequenz vs. Eingangsamplitude, vor Korrektur. Bei Vollaussteuerung liegt das SFDR im schlechtesten Fall bei 65 dBfs, bei -25 dBfs hat sich das SFDR auf -100 dBfs erhöht (entsprechend 75 dBc).
- b) SFDR Höhenlinien vs. Frequenz vs. Eingangsamplitude, nach Korrektur. Das SFDR erreicht im schlechtesten Fall 85 dBfs bei Vollaussteuerung und verbessert sich weiterhin bei allen reduzierten Pegeln.
- c) Pegelverhältnisse vs. Eingangsamplitude bei beispielhafter Anregungsfrequenz $f_m = 370$ MHz. Bei Vollaussteuerung werden ≈ 24 dB Gewinn erzielt. Bei niedrigen Pegeln können ebenso Gewinne verzeichnet werden, die im Bereich -25 dBfs gegen 0 gehen (die SFDR Auswertung ist dann durch den aus SNR und Prozessgewinn geformten Rauschboden beschränkt, in diesem Fall ≈ 110 dBfs RMS). Ein um 10 dB reduzierter Pegel erzeugt hier wie erwartet ein um 20 dB reduziertes SFDR (quadratische Nichtlinearität).

4.5 Verifikation des dynamischen Korrekturmodells

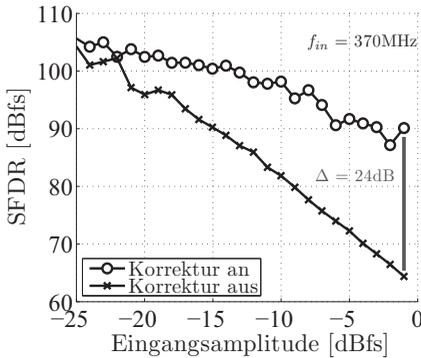
- d) Relative SFDR Steigerung (Höhenlinien) vs. Frequenz vs. Eingangsamplitude. In der ganzen Frequenz-Amplituden-Fläche können Gewinne verzeichnet werden. Das SFDR in dBfs wurde um 20-25 dB verbessert.



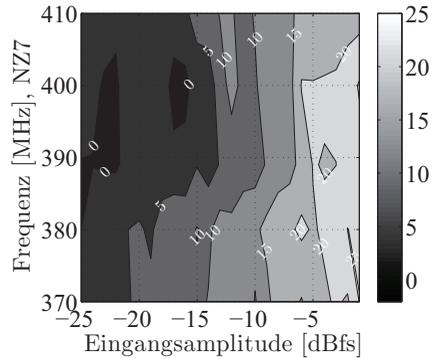
(a) SFDR Höhenlinien in dBfs, Korrektur aus



(b) SFDR Höhenlinien in dBfs, Korrektur an



(c) SFDR vs Amplitude, 370 MHz



(d) SFDR Steigerung (Höhenlinien) in dB

Bild 4.16: Dynamische Korrektur LTC2208 in NZ7: Ergebnisse als Funktion der Eingangsamplitude und -frequenz.

Die Messungen lassen eine wichtige Schlussfolgerung zu: Das m -th Order Law besitzt für die dynamische Nichtlinearität dieses Wandlers Gültigkeit. Der ADC zeigt damit, dem gewählten Modellierungsansatz folgend, *analoges Anregungsverhalten*. Der in Bild 4.16 untersuchte Wandler LTC2208 weist weiterhin ein sehr niedriges HCF

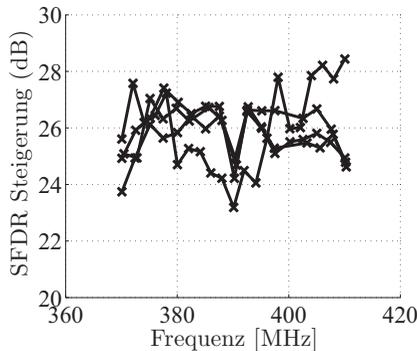
4 Verfahren zur ADC Dynamikbereichserweiterung

aufgrund interner Korrekturmechanismen auf, so dass eine HCF-Korrektur an dieser Stelle nicht nötig war. Bei -25 dBfs in Teilbild c) sind alle Störterme vollständig im Rauschboden verschwunden.

Eine HCF-Charakteristik würde zu Sprüngen im SFDR in Abhängigkeit der Amplitude führen. Durch die Überlagerung von HCF und dynamischer Nichtlinearität ergibt sich meistens folgender Fall: Bei Volllaussteuerung und hohen Pegeln folgen die Störterme dem bekannten Gesetz, bei niedrigsten Pegeln bleibt das SFDR aufgrund der teilweise angeregten HCF-Kennlinie in erster Näherung konstant.

4.5.3 Untersuchung der Reproduzierbarkeit

Bild 4.17 zeigt den relativen Gewinn in NZ7 für vier überlagerte Messungen, die über einen Zeitraum von einer Woche durchgeführt wurden. Die dynamische Korrektur lieferte reproduzierbare und stabile Ergebnisse. Eine wichtige Schlussfolgerung ist, dass ein Training, als Teil der bestehenden Empfängerkalibration, in einem zeitlichen Abstand erfolgen kann, der den operationellen Betrieb nicht beeinträchtigt. Eine derartige *in-system* Kalibration führt überdies zur Immunität gegenüber jeglicher Art von Alterungseffekten. Im bestehenden Beispiel konnten die Korrekturkoeffizienten sogar noch Monate später, also weit über den obigen Zeitraum hinaus, erfolgreich eingesetzt werden.



(a) NZ 7

Bild 4.17: Dynamische Korrektur LTC2208 in NZ7: Über einen Zeitraum von einer Woche gemessene SFDR Steigerungen zur Bewertung der Reproduzierbarkeit.

4.5.4 Untersuchung der Zweiton-Anregung

Im Folgenden wird die Eignung des gewählten Korrekturmodells durch einen Test mit zwei Tönen geprüft. Die erfolgreiche Reduktion der IMD-Produkte (Steigerung des SFDR im Zweiton-Fall) ist ein Indiz für die Symmetrie der Volterra-Kerne. Der Zweiton erfolgt durch Verwendung eines Leistungskopplers und zweier Signalgeneratoren R&S SMA100A. Beide Töne wurden vorab mit steilflankigen Bandpassfiltern des Herstellers K&L gefiltert. Um Clipping zu vermeiden, werden beide Töne auf maximal -7 dBfs justiert. Die gegenübergestellten Spektren in 4.18 zeigen den Gewinn bei -12 dBfs, $f_1 = 370$ MHz und $f_2 = 373$ MHz. Das Zweiton-SFDR wird im inneren 40-MHz-Nutzband (grau hinterlegt) bewertet. Der Differenzton fällt in diesem Beispiel in den don't care Bereich, wo der Korrekturfilter nicht festgelegte Gewichtungen aufweist. Das Ergebnis für die in-Band IMD rechtfertigt hier die Wahl des reduzierten Kompensationsmodells. Es sei erwähnt, dass das Einton-SFDR den für den ADC härtesten Testfall darstellt. Im Zweiton-Fall ist häufig das dem ADC vorgeschaltete HF-Frontend der *limitierende Faktor*, denn der dem ADC zugeordnete IP3 liegt wesentlich höher und stellt so eine hohe Anforderung an die analoge Empfängerkette. Nicht selten erfolgen Zweiton-Tests einer vollständigen Empfängerkette bei -15 dBfs und niedriger (generell niedrigere absolute Leistungspegel). Es konnte nachgewiesen werden, dass Verbesserungen über der gesamten Nutzbandbreite bei hohen wie niedrigen Pegeln zu erzielen sind. In Tabelle 4.3 sind die entsprechenden Ergebnisse im Zweiton Fall für unterschiedliche Frequenzkombinationen (Tondifferenzen $f_{\Delta t} = |f_2 - f_1|$ und Eingangspiegel in NZ7 aufgelistet. Die Gültigkeit des *m-th Order Law* konnte hier in guter Näherung beobachtet werden.

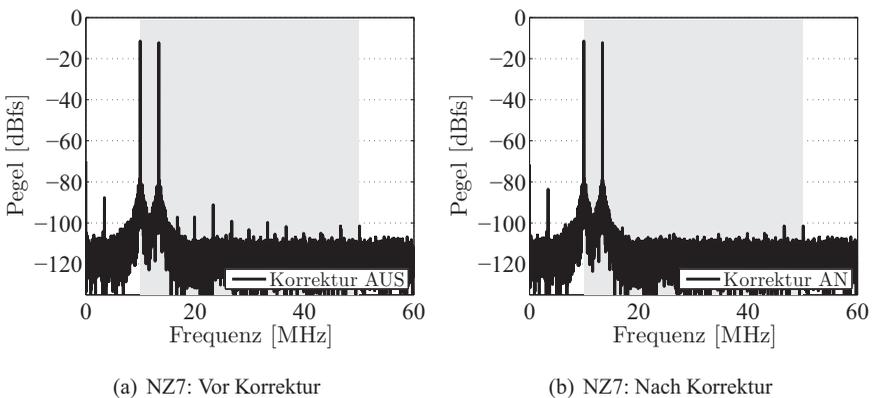


Bild 4.18: Dynamische Korrektur LTC2208 in NZ7: Spektren vor und nach Korrektur zur Bewertung des Zweiton-SFDR im 40 MHz Nutzband.

4 Verfahren zur ADC Dynamikbereichserweiterung

Tabelle 4.3: Erzielte Zweiton SFDR Steigerungen in NZ7 im 40 MHz Nutzband.

Set	f_1 [MHz]	f_2 [MHz]	$f_{\Delta tt}$ [MHz]	A_{in} [dBfs]	$SFDR_{orig}$ [dBfs]	$SFDR_{corr}$ [dBfs]	$\Delta SFDR$ [dB]
1	369,2	372,0	2,8	-9,8	86,9	98,3	11,4
2	369,5	371,6	2,1	-12,5	91,5	101,9	10,4
3	370,0	373,3	3,3	-12,0	91,6	101,6	10,0
4	371,2	375,3	4,1	-12,8	93,1	101,7	8,6
5	372,0	373,7	1,7	-11,8	92,9	101,4	8,5
6	375,1	376,7	1,6	-9,9	89,9	98,5	8,6
7	375,3	379,0	3,7	-15,0	95,9	102,7	6,8
8	383,9	388,9	5,0	-7,5	81,2	93,2	12,0
9	386,0	387,2	1,2	-10,3	84,4	92,8	8,4
10	393,1	395,7	2,6	-9,5	81,1	91,5	10,4
11	393,1	395,7	2,6	-9,0	80,2	90,0	9,8
13	393,1	395,7	2,6	-7,0	75,6	85,6	10,0
14	405,2	407,0	1,8	-10,3	80,6	92,6	12,0
15	405,2	407,0	1,8	-8,3	75,5	86,0	10,5

Die Korrektur in NZ9 lieferte vergleichbare Ergebnisse. Bild 4.19 zeigt die Ergebnisse für $f_1 = 497,9$ MHz und $f_2 = 500,2$ MHz bei Variation des Eingangspegels. Dabei stellt Teilbild 4.19 a) das Zweiton-SFDR im Nutzband vor und nach Korrektur, und Teilbild 4.19 b) die relative Steigerung, jeweils als Funktion der Eingangsamplitude dar. Teilbild 4.19 a) zeigt vor allem, dass die beschränkende quadratische Nichtlinearität wie prognostiziert bei einer Abnahme von 10 dB im Signalpegel um 20 dB sinkt.

Die später in Kapitel 5 dargestellte Empfänger-Charakterisierung wird beleuchten, dass im Zweiton-Fall die limitierende Größe die analoge Empfängerkette ist. An dieser Stelle werden dann die kritischen analogen Empfängerkomponenten (und ihr IMD3) im dynamischen Korrekturmodell berücksichtigt.

4.5.5 Untersuchung der Temperaturabhängigkeit

Eine starke Änderung der Umgebungstemperatur kann, wie bereits erwähnt, zu einer Reduktion der SFDR Steigerung führen. Um diesen Sachverhalt bewerten zu können, wurde die Hardware zunächst bei 25 °C kalibriert, und im Temperaturschrank gezielt in einem Temperaturfenster von 0 bis 65 °C untersucht. Bild 4.20 zeigt der Reihe nach: a) SFDR vs. Frequenz vs. Umgebungstemperatur, vor Korrektur; b) SFDR vs.

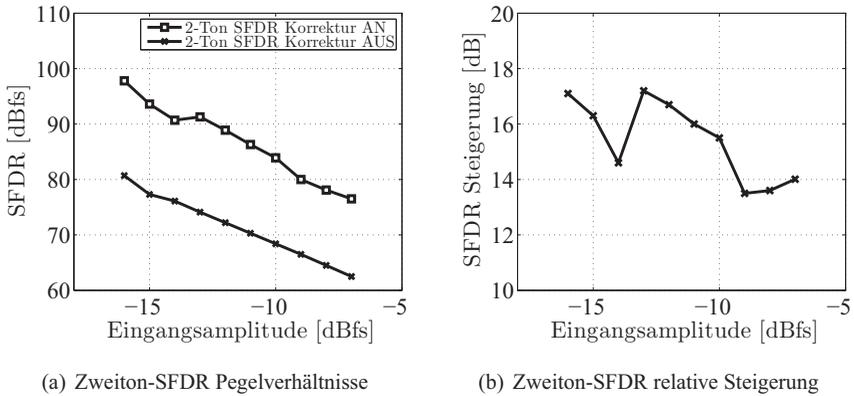


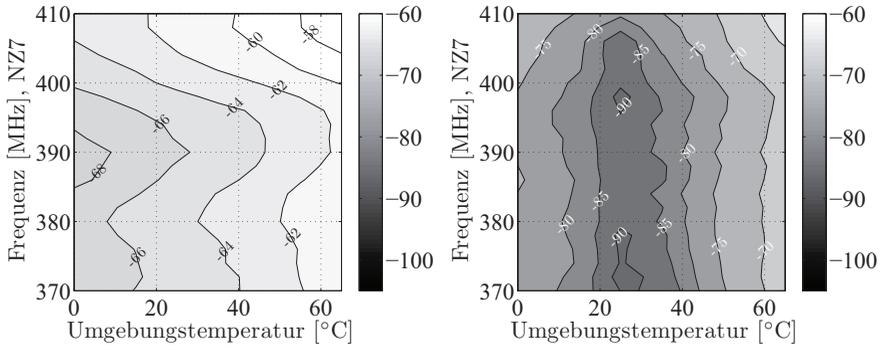
Bild 4.19: Dynamische Korrektur LTC2208 in NZ9: Bewertung von Pegelverhältnissen und relativer Steigerung des Zweitton-SFDR im Nutzband, $f_1 = 497,9$ MHz und $f_2 = 500,2$ MHz.

Frequenz vs. Umgebungstemperatur, nach Korrektur; c) relative SFDR Steigerung (Höhenlinien) vs. Frequenz vs. Umgebungstemperatur. Der Eingangspegel bei allen Frequenzen und Messungen war -1 dBfs. Man erkennt die größten Gewinne im Bereich der Kalibrationstemperatur 25 °C. Bei anderen Temperaturen nimmt der Gewinn schrittweise ab. Die HD2 erwies sich als SFDR-beschränkend. In einem Temperaturfenster von 55 °C konnten mindestens 10 dB SFDR Steigerung erzielt werden, wie in Teilbild 4.20 c) ersichtlich.

Um HD2 und HD3 getrennt zu beurteilen, wurden die Pegel dieser Harmonischen weiterhin vor und nach Korrektur separat in Bild 4.21 dargestellt. Interessanterweise weist HD3, als besonders kritische in-Band Harmonische (im Falle einer Zentrierung des Nutzbandes in der NZ), eine geringere Temperaturabhängigkeit als HD2 auf. HD3 wurde über dem untersuchten Temperaturbereich um 15-20 dB reduziert.

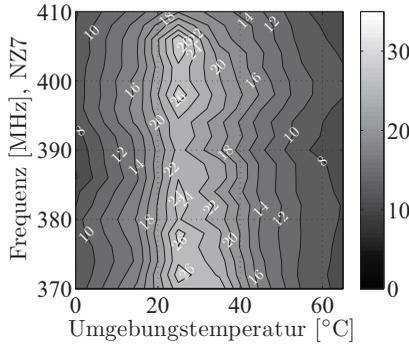
Die Bewertung dieser Ergebnisse erlaubt nur schwerlich allgemeingültige Aussagen. Hier können nur systemspezifische Vorschläge gemacht werden. Es ist vorstellbar, dass in einem System eine Kalibration in 2-3 größeren Temperaturbereichen durchgeführt wird, also ein Set an wiederladbaren Filterkoeffizienten hinterlegt wird. Vorstellbar ist weiterhin, dass, wenn höchste SFDR Steigerungen erzielt werden sollen, eine Temperaturstabilisierung der Elektronik angedacht wird (wenn nicht bereits vorhanden). Nichtsdestotrotz zeigen die Ergebnisse, in welcher Größenordnung *High-IF* Empfänger auch in der Praxis von einer digitalen Nachkorrektur profitieren können. Die Anbindung an die bestehende Kalibrationsmethodik des Empfängers erscheint aus diesem Blickwinkel empfehlenswert.

4 Verfahren zur ADC Dynamikbereichserweiterung



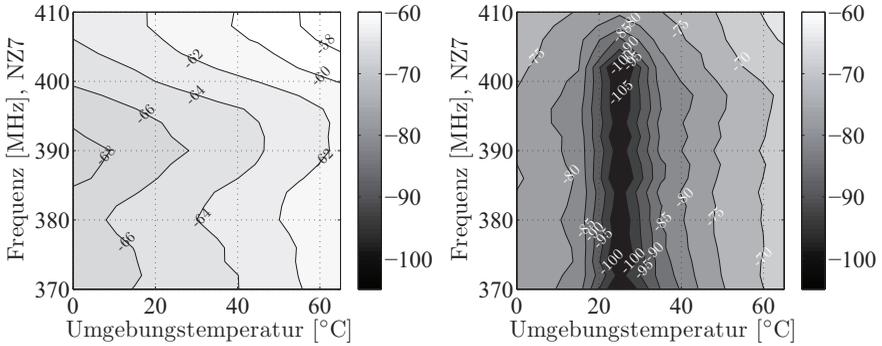
(a) SFDR (dBfs) Höhenlinien vor Korrektur

(b) SFDR (dBfs) Höhenlinien nach Korrektur



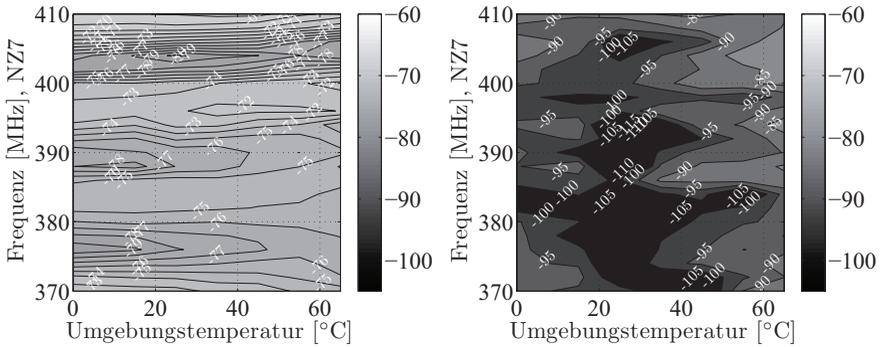
(c) Relative SFDR Steigerung (dB)

Bild 4.20: Dynamische Korrektur LTC2208 in NZ7: Bewertung der SFDR Steigerungen in Abhängigkeit der Umgebungs-temperatur (Eingangsamplitude durchgehend $A_{in} = -1$ dBfs).



(a) HD2 (dBfs) Höhenlinien vor Korrektur

(b) HD2 (dBfs) Höhenlinien nach Korrektur



(c) HD3 (dBfs) Höhenlinien vor Korrektur

(d) HD3 (dBfs) Höhenlinien nach Korrektur

Bild 4.21: Dynamische Korrektur LTC2208 in NZ7: Getrennte Bewertung von HD2 und HD3 vor und nach Korrektur (Eingangsamplitude durchgehend $A_{in} = -1$ dBfs).

4.6 Verifikation des kombinierten Korrekturmodells

4.6.1 Exemplarische Bewertung

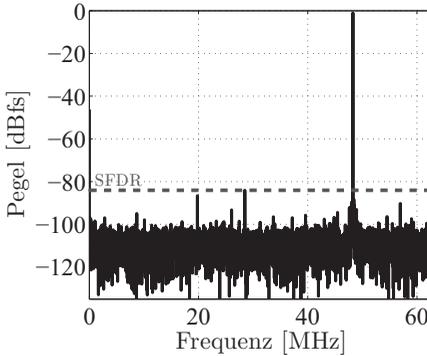
Als Ergänzungen zu den bereits in Abschnitt 4.3 präsentierten Ergebnissen der statischen HCF-Korrektur mit dem ADC1613D125, gibt Tabelle 4.4 die finalen SFDR Steigerungen in NZ3 und NZ5 als Funktion der Eingangsamplitude wieder.

Tabelle 4.4: Kombiniertes Korrekturmodell: SFDR Steigerungen ADC1613D125 in NZ3 und NZ5 bei unterschiedlichen Eingangsamplituden.

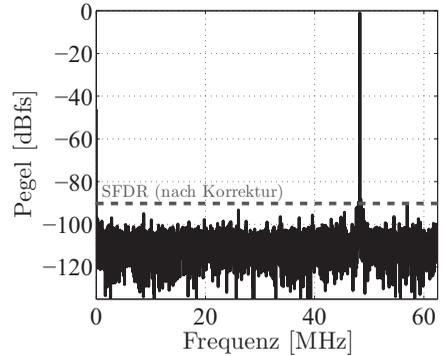
	A_{in} [dBfs]	$SFDR_{orig}$ [dBfs]	$SFDR_{corr}$ [dBfs]	Δ [dB]
NZ3	-1	79,6	96,9	17,3
	-2	80,2	91,5	11,3
	-3	83,2	97,7	14,5
	-4	84,5	97,4	12,9
	-5	85,5	96,8	11,3
	-10	90,1	99,2	9,1
NZ5	-1	74,4	91,8	17,4
	-2	77,2	94,1	16,9
	-3	78,9	94,0	15,1
	-4	80,2	93,5	13,3
	-5	80,2	93,4	13,2
	-10	81,4	96,5	15,1

Die wahlweise Zuschaltung von statischer und dynamischer Korrektur ist in Bild 4.22 verdeutlicht. Teilbild 4.22 a) zeigt das Spektrum vor Korrektur, Teilbild 4.22 b) zeigt das Spektrum mit deaktivierter statischer Korrektur und aktivierter dynamischer Korrektur, Teilbild 4.22 c) zeigt das Spektrum mit aktivierter statischer Korrektur und deaktivierter dynamischer Korrektur, und Teilbild 4.22 d) letztlich das Spektrum nach kombinierter Korrektur.

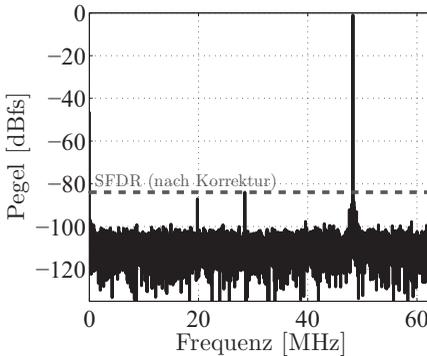
Die zunächst im Modellierungsteil dieser Arbeit dargestellte, theoretische Annahme einer zerlegbaren ADC-Nichtlinearität erweist sich (hier im exemplarischen Fall für $f_{in} = 173,26$ MHz und $A_{in} = -1$ dBfs) demnach auch in der Realität als gerechtfertigt. Die erzielte SFDR Steigerung beträgt in diesem Beispiel ca. 10 dB.



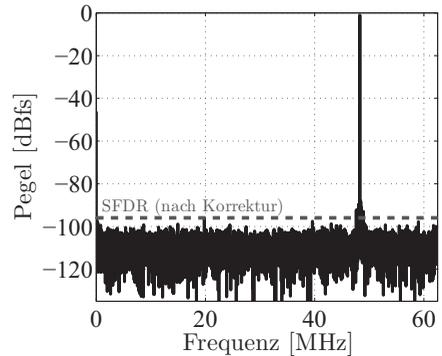
(a) Stat. Corr. AUS, Dyn. Corr. AUS



(b) Stat. Corr. AUS, Dyn. Corr. AN



(c) Stat. Corr. AN, Dyn. Corr. AUS



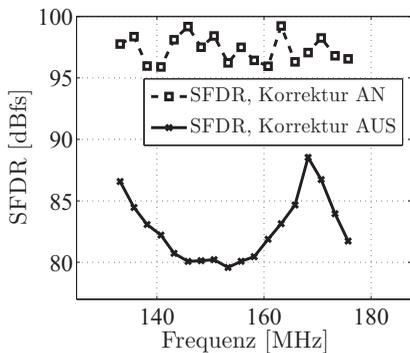
(d) Stat. Corr. AN, Dyn. Corr. AN

Bild 4.22: Bewertung des kombinierten Korrekturmodells für den ADC1613D125 in NZ3 anhand von vier Spektren mit $f_{in} = 173,26$ MHz und $A_{in} = -1$ dBfs.

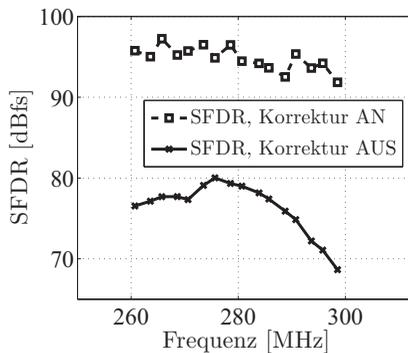
4.6.2 Gegenüberstellung zweier vergleichbarer ADCs

Die Flexibilität der beschriebenen Methodik soll anhand einer Gegenüberstellung zweier vergleichbarer Wandler dargestellt werden. Eine Korrektur auf Systemebene (engl. *system-level*) ist im Gegensatz zur Korrektur auf Transistorebene (engl. *circuit-level*) idealerweise unabhängig von schaltungsspezifischen Eigenheiten. Die untersuchten Wandler sind die bereits betrachteten ADCs LTC2208 (Linear Tech, $f_s = 120$ MSPS, $b = 16$ Bit) und ADC1613D125 (NXP, $f_s = 125$ MSPS, $b = 16$ Bit). Beide ADCs wurden in NZ3 und NZ5 untersucht (Bild 4.23).

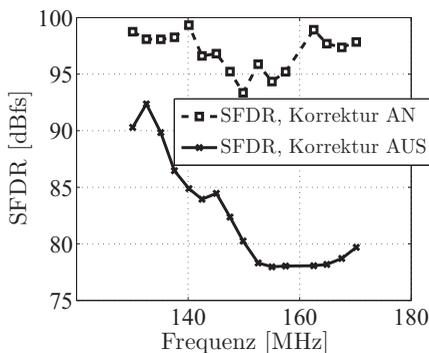
4 Verfahren zur ADC Dynamikbereichserweiterung



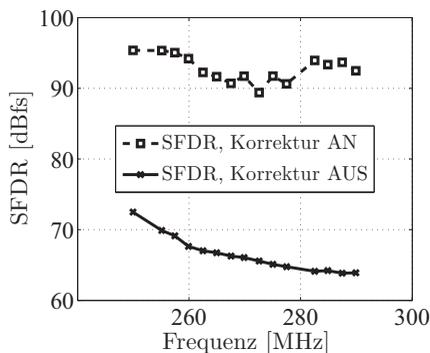
(a) NXP ADC1613D125 NZ3



(b) NXP ADC1613D125 NZ5



(c) Linear LTC2208 NZ3



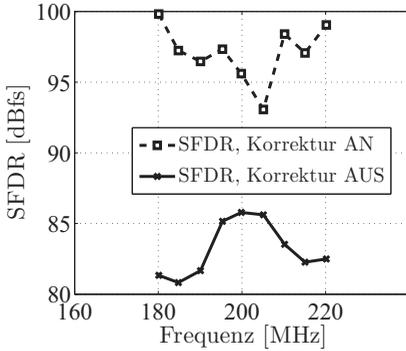
(d) Linear LTC2208 NZ5

Bild 4.23: Gegenüberstellung der Korrekturergebnisse zweier vergleichbarer Wandler unterschiedlicher Hersteller in NZ3 und NZ5.

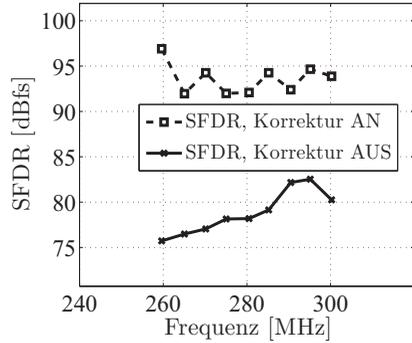
4.6.3 Anwendung auf einen weiteren ADC in allen NZ

LTC2209, 16 Bit, $f_s = 160$ MSPS

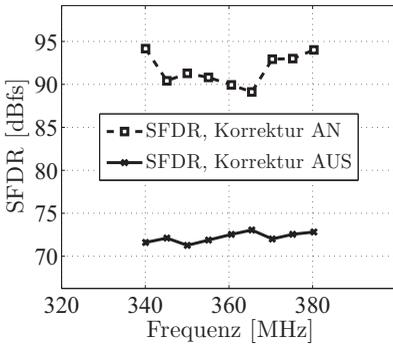
Es folgen Korrekturergebnisse mit einem weiteren 16-Bit ADC (LTC2209). Der ADC wurde bis zu seiner FPBW (700 MHz) in allen für einen *High-IF* Empfänger interessanten Bereichen NZ3-NZ8 untersucht. Die SFDR Steigerungen bewegen sich in der Praxis wieder im Bereich 10 dB bis 20 dB. Das SFDR von 85 dBfs bei $f_{in} = 600$ MHz übertrifft beispielsweise die zum Zeitpunkt dieser Arbeit verfügbaren 16-Bit Wandler mit $120 \text{ MSPS} < f_s < 240 \text{ MSPS}$ und demonstriert so die Erweiterung gegebener technologischer Grenzen durch digitale Signalverarbeitung.



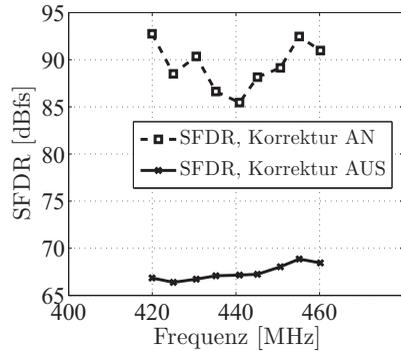
(a) SFDR in NZ3



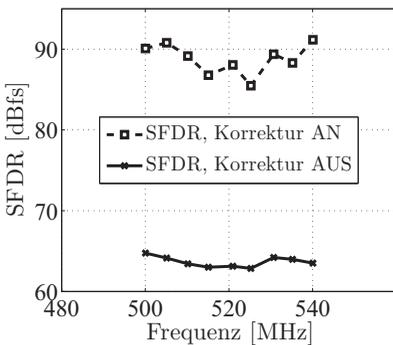
(b) SFDR in NZ4



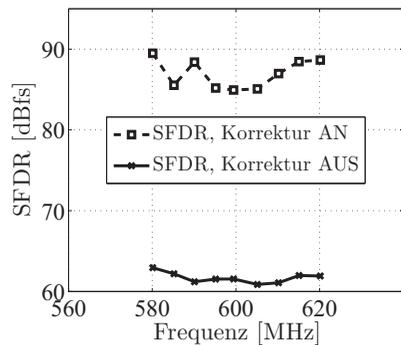
(c) SFDR in NZ5



(d) SFDR in NZ6



(e) SFDR in NZ7



(f) SFDR in NZ8

Bild 4.24: Korrekturergebnisse LTC2209 ($f_s = 160$ MSPS, $b = 16$ Bit): Pegelverhältnisse in NZ3 bis NZ8, $A_m = -1$ dBfs.

4.7 Untersuchung von Ultra-Highspeed GSPS-Wandlern

4.7.1 Beschreibung der Problematik

In diesem Abschnitt soll auf architektur-bedingte Schwierigkeiten bei der Linearisierung von extrem breitbandigen Wandlern (GHz-Bereich) hingewiesen werden. Zu diesem Zweck wurden zwei unterschiedliche ADCs untersucht, zunächst ein Wandler mit $f_s = 2,7$ GSPS und $b = 10$, weiterhin ein Wandler mit $f_s = 1,8$ GSPS (2-fach interleaved) und $b = 12$. Derartige ADCs sind für ESM/EW Anwendungen von Interesse. Das dynamische Kompensationsmodell geht von einem quasi-analogen Verhalten der ADC Linearität aus. Folgen die Harmonischen einem erratischen Verhalten und treten weiterhin Resonanzeffekte auf, die bei punktuellen Frequenzen/Amplituden starke Sprünge im SFDR erzeugen, ist eine Nachkorrektur nicht erfolgreich anwendbar. Das Problem hat seinen Grund in der großen Bandbreite der Wandler. Interleaved ADCs (engl. *Time-Interleaved ADC*, TI-ADC) führen in diesem Zusammenhang zu einer weiteren Schwierigkeit: Die Überlagerung paralleler ADC Nichtlinearitäten kann, ungeachtet der SFDR-beschränkenden Problematik der durch mangelnden Gleichlauf erzeugten Spiegelfrequenzen¹, zu kompliziertem und nicht systematisch nachvollziehbarem Verhalten über der Amplitude oder der Frequenz führen.

Es ist daher nicht verwunderlich, dass bezüglich derartiger ADCs keine durchschlagende Fachliteratur zum Thema digitale Nachkorrektur vorhanden ist. Für Modellierungsansätze, die ein oben beschriebenes erratisches Verhalten ebenfalls ausschließen, sei jedoch verwiesen auf [124].

4.7.2 Demonstration eines erratischen Systemverhaltens

Erster Breitband ADC mit $f_s = 2,7$ GSPS und $b = 10$, single-core

Der ADC wurde in NZ2 über einer Nutzbandbreite von 1 GHz innerhalb der Grenzen 1500 bis 2500 MHz bei verschiedenen Eingangsamplituden untersucht. Der Rauschpegel (SNR+Prozessgewinn) zur Beurteilung der Störpegel betrug ausreichende -90 dBfs. Bild 4.25 zeigt unmittelbar das beobachtete Verhalten bei $f_{in} = 1,7$ GHz und variiertem A_{in} von -10 bis -1 dBfs. Teilbild 4.25 a) zeigt der Übersichtlichkeit halber HD2 und HD3, Teilbild 4.25 b) hingegen HD4 und HD5. Ausgehend von -1 dBfs zeigt HD3 bei einer Pegelreduktion um -1 dB einen Anstieg um 5 dB. HD2 nimmt ebenfalls zu, bleibt insgesamt jedoch bis -5 dBfs relativ konstant. HD5 ist weiterhin

¹ Methoden zur Korrektur dieser Fehler sowie eine Literaturübersicht zur Thematik TI-ADCs werden in [122][123] behandelt.

4.7 Untersuchung von Ultra-Highspeed GPS-Wandlern

bei -1 dBfs die SFDR-beschränkende Größe. Eine Pegelreduktion um lediglich -1 dBfs erzeugt einen Sprung der HD5 um beinahe 10 dB. Die Darstellung lässt sich in ähnlicher Weise über der ganzen Bandbreite fortsetzen (siehe Bild 4.26).

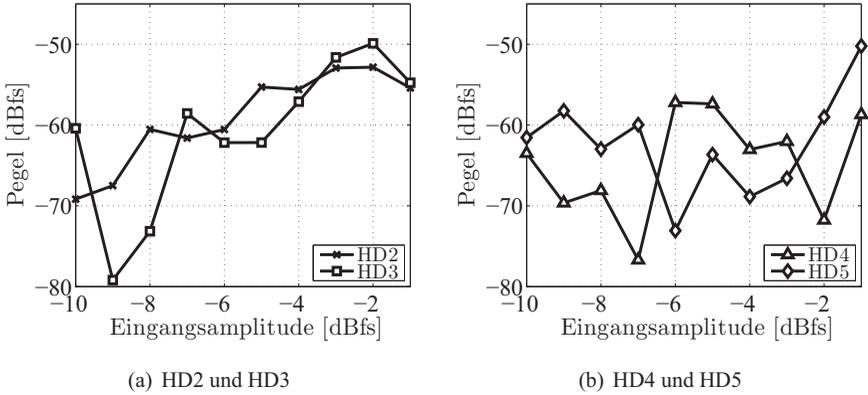


Bild 4.25: Verhalten der ADC Nichtlinearität ($f_s = 2,7$ GSPS, $f_{in} = 1,7$ GHz) für HD2 bis HD5 bei verschiedenen Eingangsamplituden.

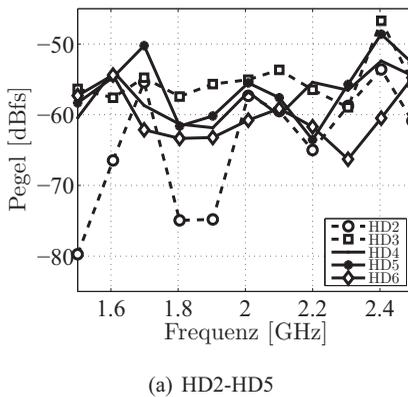


Bild 4.26: Verhalten eines breitbandigen ADCs ($f_s = 2,7$ GSPS) für HD2 bis HD5 über einer Nutzbandbreite von 1 GHz in NZ2.

4 Verfahren zur ADC Dynamikbereichserweiterung

Das Verhalten über der Bandbreite in NZ2 erweist sich als ebenso erratisch, wie für $A_{in} = -1$ dBfs in Bild 4.26 dargestellt. Bei 1,7 GHz dominiert zum Beispiel HD5, bei 2 GHz HD3, bei 2,4 GHz dominiert wieder sprunghaft HD3 (und darunter HD5).

Zweiter Breitband ADC mit $f_s = 1,8$ GSPS und $b = 12$, 2-fach TI-ADC

In Bild 4.27 ist das Verhalten von HD2-HD5 über der Amplitude für zwei Eingangsfrequenzen dargestellt. Die insgesamt untersuchte Nutzbandsbreite beträgt 600 MHz in NZ2, innerhalb der Grenzen 1,05 GHz und 1,65 GHz. Der Rauschpegel (SNR plus Prozessgewinn) zur Beurteilung der Störpegel betrug ausreichende -90 dBfs. Im Gegensatz zum vorherigen ADC folgt HD3 in Teilbild a) bei Anregung mit $f_{in} = 1,22$ GHz und $A_{in} = -1$ dBfs in guter Näherung einem analogen Verhalten. Problematisch erweist sich hier jedoch auch die große Bandbreite. Teilbild b) zeigt bei Anregung mit $f_{in} = 1,42$ GHz und $A_{in} = -1$ dBfs, dass bereits 200 MHz entfernt HD2 punktuell dominiert und HD3 demgegenüber stark reduziert ist. Von -1 dBfs bis -10 dBfs zeigt HD3 relativ zufälliges Verhalten, variierend um ca. -70 dBfs.

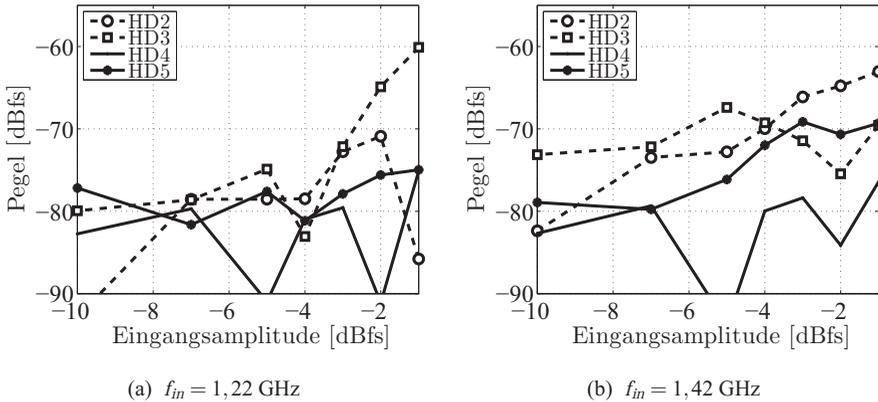
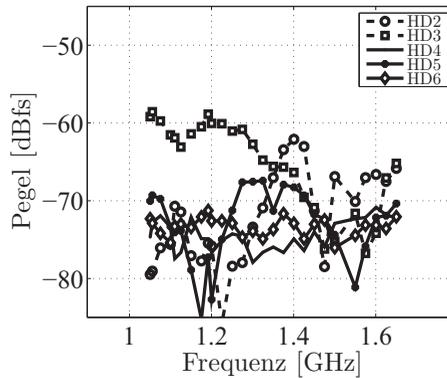


Bild 4.27: Verhalten der ADC Nichtlinearität ($f_s = 1,8$ GSPS) für HD2-HD5 bei zwei Frequenzen und verschiedenen Eingangsamplituden.

Bild 4.28 zeigt in Analogie zu dem vorher untersuchten single-core ADC die Pegelverhältnisse über der Bandbreite. Während also im unteren Frequenzbereich (ca. 300 MHz) eine Linearisierung zunächst möglich scheint, tritt ab der Bandmitte wieder ein erratisches Verhalten zu Tage. Das interne Interleaving erschwert die Beurteilung in

4.7 Untersuchung von Ultra-Highspeed GPS-Wandlern

dieser Hinsicht noch weiter, da Auslöschungseffekte zwischen Einzel-ADCs und Resonanzen über dieser relativ großen Bandbreite nicht ausgeschlossen werden können.



(a) HD2-HD5

Bild 4.28: Verhalten eines breitbandigen 2-fach TI-ADC ($f_s = 1,8$ GSPS) für HD2 bis HD6 über einer Nutzbandbreite von 600 MHz.

5 Empfängerdemonstrator für Puls-Doppler Anwendungen

In diesem Kapitel wird ein realisierter *High-IF* Empfänger für Radaranwendungen präsentiert. Im Speziellen ist der Empfänger auf einen Einsatz in Puls-Doppler Radaren mit mehreren Empfangskanälen ausgelegt. Ein derartiges System besteht oft aus mehreren Zeilenempfängern, von denen jeder Zeilenempfänger zur Abmischung und Digitalisierung eines durch analoge Strahlformung entstandenen Summensignals verwendet wird. Die präsentierten Ergebnisse sollen die Vorteile von schlankeren Architekturen und digitalen Korrekturmethode in der Praxis aufzeigen.

5.1 High-IF Empfängerdemonstrator

5.1.1 Motivation

Höhere Zwischenfrequenzlagen sind aus Sicht der analogen Partition günstig, sie ermöglichen die Realisierung kompakterer Empfänger. Ein High-IF Empfänger bietet damit das Potential zur **Reduktion** von:

- einer **analogen Mischeinheit**, umfassend die Filter zur Spiegelunterdrückung, weitere Tiefpassfilter und Verstärker zum Ausgleich von Einfügedämpfungen,
- **Komplexität**, aufgrund erleichterter Realisierung von analogen Filtern und vereinfachter Frequenzplanung,
- **Leistungsaufnahme, Gewicht und Kosten**.

Dabei wird versucht, die Nachteile der High-IF Architektur durch den Einsatz digitaler Korrekturverfahren zu beseitigen. Im Idealfall könnte das einstufige High-IF Konzept eine vergleichbare Leistungsfähigkeit wie das zweistufige Superhet Konzept erreichen. Der hier vorgestellte Radarempfänger dient dabei zur Demonstration einer Reihe von Ideen, die einen systemtechnischen Fortschritt versprechen:

- Bandpassabtastung in einer **hohen Nyquistzone** (NZ9) mit $f_{zf} = 510$ MHz, die technologischen ADC Grenzen auslotend (vgl. FPBW 700 MHz).

5 Empfängerdemonstrator für Puls-Doppler Anwendungen

- **Linearisierung** einer Empfängerkette über einer Modulationsbandbreite $B = 24$ MHz. Das Ziel-SFDR des neuen Konzepts orientiert sich am zweistufigen Empfängerkonzept mit Abtastung in NZ2.
- **Reduzierte Verlustleistung** durch herabgesetzte Bestromung in der letzten Verstärkerstufe (ZF), allerdings gekoppelt mit einer digitalen Linearisierung.
- Kontinuierliche Verarbeitung in **Echtzeit** (keine Blockverarbeitung).
- **Ganzheitliches** Empfängerkonzept mit aufeinander abgestimmten Stärken beziehungsweise Schwächen im digitalen wie analogen Bereich (engl. *holistic system design*). [125]

5.1.2 Implementierungsaspekte der Algorithmik

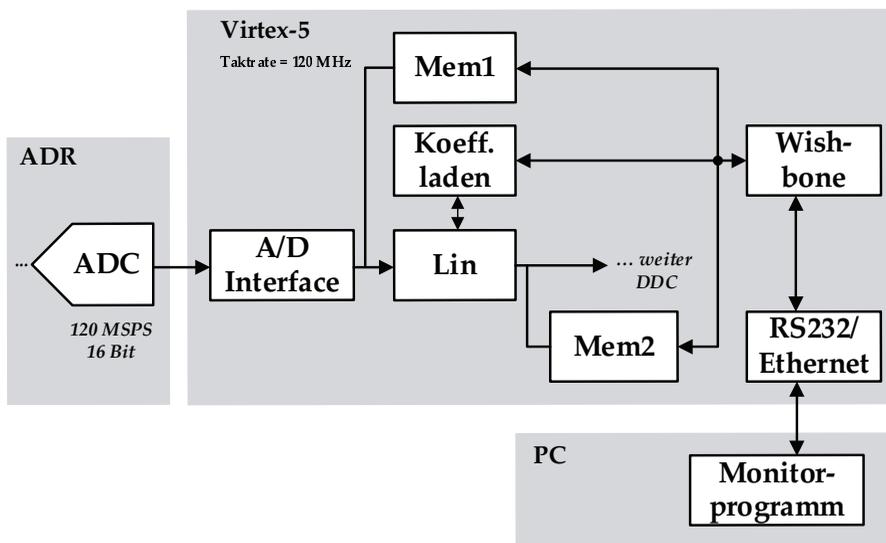


Bild 5.1: Hardware-Umgebung.

Die Korrekturalgorithmik wurde auf einem Xilinx FPGA der Familie Virtex-5 implementiert. Der bestehende Digitalempfänger sollte zur Demonstration der Echtzeitfähigkeit der Korrektur eingesetzt werden. In diesem Zusammenhang wurde eine möglichst effiziente Implementierung angestrebt, die durch Parallelisierung von

Rechenvorgängen, eine Verarbeitung mit reduzierter Taktrate und eine Reduktion der Anzahl an verwendeten Filtertaps ermöglicht. Um lediglich die Linearisierung als eigenständigen Block hinsichtlich der Implementierbarkeit zu beurteilen, wurde, bis auf Speicher- und Schnittstellenfunktionalitäten, auf weitere Verarbeitungsschritte im FPGA verzichtet. Andere Verarbeitungsschritte wie Equalization, DDC oder Pulskompression erfolgten in Software.

Bild 5.1 zeigt schematisch die Hardware-Umgebung. Der vom ADC gelieferte Datenstrom wird im nachgeschalteten Virtex-5 FPGA zunächst über eine Schnittstelle geführt (*A/D Interface*). Dabei entspricht die Taktrate des FPGAs der Abtastrate des ADCs ($f_s = 120$ MSPS). Ein Speicherblock *Mem1* dient zur Speicherung dieser unverarbeiteten Rohdaten. Der Korrekturblock *Lin* liefert an seinem Ausgang das linearisierte Ausgangssignal, welches auf einen Speicherblock *Mem2* geführt wird. Die weiteren Verarbeitungsschritte wie DDC oder EQ werden hier ausgeklammert und erfolgen optional in Software. Zur Beurteilung der Linearisierung genügt ein Vergleich von *Mem1* und *Mem2*. Der nachgeschaltete WishBone Bus, eine frei verfügbare Busarchitektur, und die RS232-Schnittstelle verbinden das FPGA mit einem Auswerteprogramm. Über WishBone können auch Sätze von Koeffizienten neu geladen werden. Die Zerlegung eines FIR Filters in Polyphasenfilter findet in der praktischen Implementierung von Filterstrukturen häufige Anwendung. Eine Polyphasenzerlegung der Ordnung L lässt sich allgemein formulieren [38]:

$$H(z) = \sum_{m=0}^{L-1} z^{-m} \cdot E_m(z^L) \quad (5.1)$$

$$E_m(z) = \sum_{n=0}^{\lfloor (N+1)/L \rfloor} h(Ln+m) \cdot z^{-m}, \quad h(n) = 0 \text{ für } n > N. \quad (5.2)$$

Die in VHDL (engl. *Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language*) realisierte dynamische Korrektur hat den in Bild 5.2 dargestellten Aufbau (siehe hierzu auch [126]). Um die Filterstrukturen mit finiten Wortlängen zu realisieren wurden im Kern die Koeffizienten mit 18 Bits, die Eingangsdaten sowie die interne Berechnung mit 18 Bits quantisiert, der linearisierte Ausgangsdatenstrom jedoch wieder mit der ursprünglichen Auflösung des ADCs (16 Bit). Hierfür wurde ein bitgenaues Matlab Modell erstellt, welches auch die Polyphasenzerlegung abbildet. Weitere Implementierungsdetails wie etwa der Ausgleich von Latenzzeiten zwischen den Pfaden und Berechnungsschritten finden sich ebenso in [126]. Zur ausführlichen Behandlung von Quantisierungseffekten in der digitalen Signalverarbeitung wird verwiesen auf [127]. Die Implementierung des Kerns erfolgte final mit 86 verbrauchten DSP48E Slices/Elementen auf einem Virtex-5 (SX50T), welcher selbst 288 derartiger Slices zur Verfügung stellt. Ein DSP48E Slice dient in aktuellen Xilinx FPGAs (mit DSP-Funktionalität) zur Realisierung einer Multiplikator-Akkumulator-Struktur,

5 Empfängerdemostrator für Puls-Doppler Anwendungen

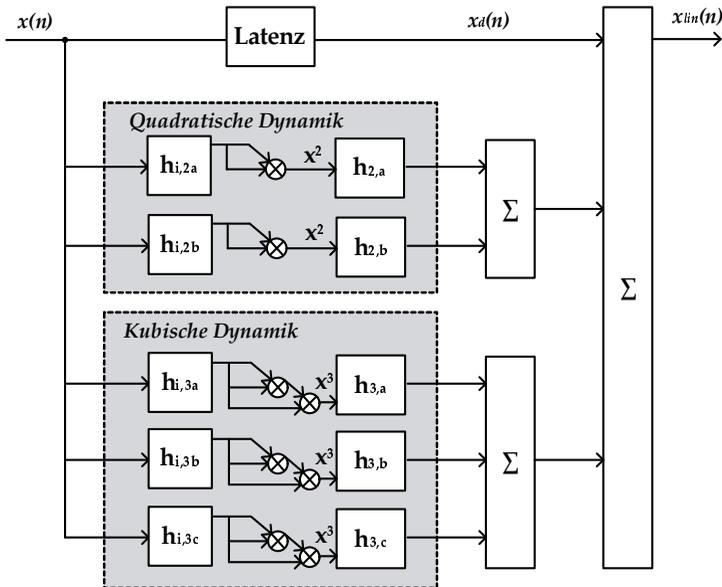


Bild 5.2: Blockschaltbild der Polyphasenzerlegung im digitalen Korrekturblock.

die zur Berechnung von Filterstrukturen notwendig ist. Diese vergleichsweise geringe Zahl verbrauchter DSP Slices erklärt sich sowohl aus der abschliessenden Dezimation als auch aus der Elimination von Filtertaps mit Wert 0.

Tabelle 5.1. vergleicht die realisierte Implementierung mit einem kostengleichen Kintex FPGA. Die Tabelle lässt erkennen, dass 30% der DSP Slices in der 65 nm CMOS Technologie des Virtex-5, und nur 10% in der 28 nm CMOS Technologie des Kintex 7 für die hier diskutierte Linearisierung des Empfängers verbraucht wurden.

Daraus lassen sich einige Schlussfolgerungen ableiten:

- Die Linearisierung des Empfängers benötigt kein zusätzliches FPGA in einem digitalen Empfänger, sondern kann als Teil der ohnehin vorhandenen digitalen Vorverarbeitung (DDC, EQ, etc.) platziert werden.
- Die fortschreitende Miniaturisierung im FPGA-Bereich ermöglicht mehr DSP-Funktionalitäten im digitalen Empfänger. Die Virtex-7 Familie von Xilinx bietet bereits heute bis zu 3600 DSP Slices in nur einem FPGA.
- Neue FPGA-Generationen besitzen neben reduziertem Leistungsverbrauch wesentlich mehr DSP Slices als ihre Vorgänger (Faktor 3-4), und dies häufig bei identischem Preis. In der Systemtechnik muss aufgrund der fortschreitenden

Entwicklung daher abgewogen werden, welche Teile der Radarsignalverarbeitung besser in einem FPGA, welche in einem Prozessor zu realisieren sind.

Tabelle 5.1: Implementierte Algorithmen: Verbrauchte DSP Slices anhand zweier kostengleicher FPGAs (Stand 2013).

Hardware-Aufwand	DSP48E verfügbar	DSP48E verbraucht	Rel. Verbrauch
Virtex-5 (SX50T), 65 nm CMOS	288	86	≈ 30 %
Kintex-7 (K325T), 28 nm CMOS	840	86	≈ 10 %

Weiterhin wurde der Leistungsverbrauch des Kerns mit dem Xilinx XPower Estimator (XPE), Version 14.1., auf dem Virtex-5 (SX50T) zu maximal 0,4 W abgeschätzt (worst-case). Auch dieser Wert, der einer Leistungersparnis durch einen vereinfachten analogen Empfängerteil mit reduzierter Bestromung gegenzurechnen ist, wäre bei dem Einsatz der aktuellen 7-er Generation zu korrigieren.

5.1.3 Beschreibung und Blockschaltbild des Demonstrators

Es folgt die Beschreibung der einzelnen Empfängerkomponenten anhand des in Bild 5.3 schematisch dargestellten Blockschaltbildes.

Das HF-Frontend umfasst zunächst das Systemfilter, zur ersten Unterdrückung von ausser-Band-Störern, eine STC (engl. *Sensitivity Time Control*) zur zeitabhängigen Dämpfungskontrolle, den LNA, die einzige Mischstufe, wobei am LO-Eingang das am LO-Verstärker verstärkte Oszillatorsignal anliegt, und ein Diplexer (absorbierendes Filter) zur Unterdrückung von Nichtlinearitäten und Reflexionen. Anschließend folgt ein für NZ9 ausgelegtes AAF, ein weiteres Tiefpassfilter, und der ZF-Verstärker, welcher sowohl den Großteil der Gesamtverstärkung als auch den größten Beitrag zum Leistungsverbrauch des Empfängers liefert. Ein anschließender Begrenzer (engl. *Limitter*) mit Tiefpassfilter schützt den nachfolgenden ADC auf dem Digitalempfänger vor Zerstörung durch zu hohe Eingangspegel. Auf der finalen ZF 510 MHz arbeitet der Digitalempfänger mit dem aus ADC Eingangsbeschaltung und ADC bestehenden A/D-Interface. Der verwendete ADC ist der aus den Untersuchungen in Abschnitt 4.4 bekannte LTC2208 ($b = 16$, $f_s = 120$ MSPS). Das auf dem Digitalempfänger vorhandene Xilinx FPGA Virtex-5 beinhaltet die funktionalen Blöcke Linearisierung (Block Lin), Equalization (Block EQ), DDC und Dezimation (Block DEC).

5 Empfängeremonstrator für Puls-Doppler Anwendungen

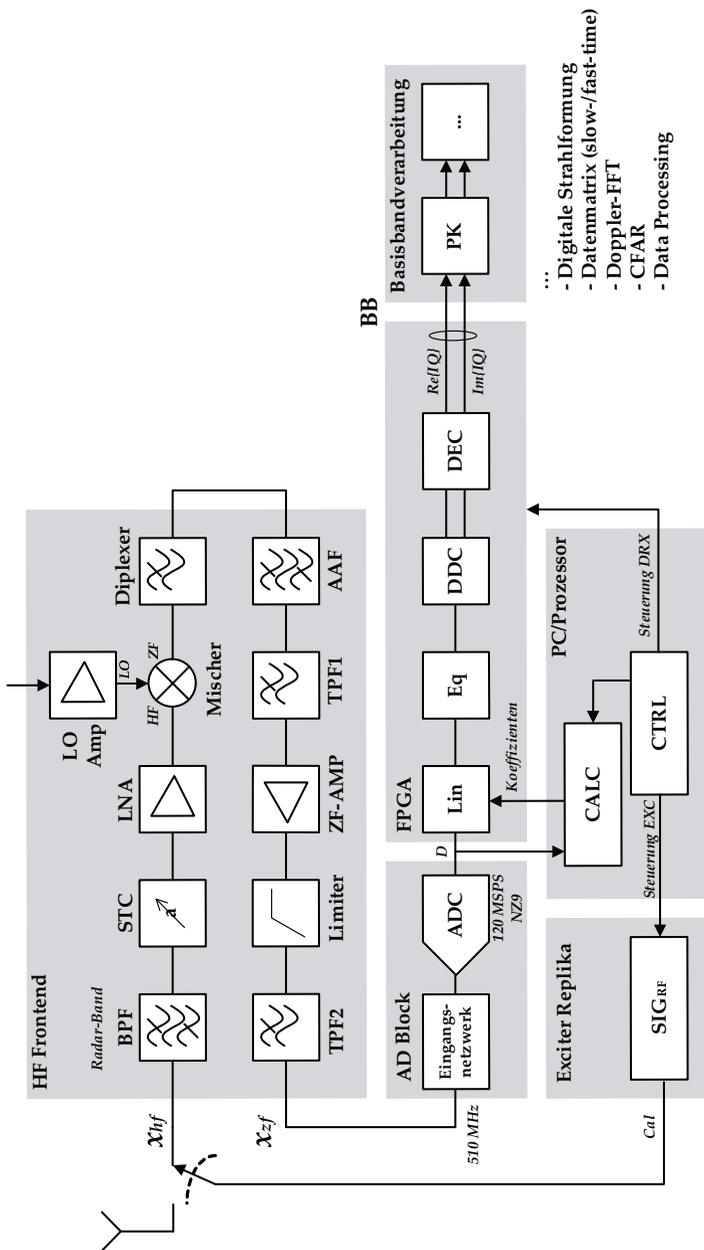


Bild 5.3: Blockschaltbild des *High-IF* Empfängeremonstrators mit Kalibrationsumgebung. HF-Betrieb im Radarband, Abtastung auf $f_{zf} = 510$ MHz (NZ9).

Weitere Schritte der Basisbandverarbeitung können in Software erfolgen, die weitere Partitionierung wird in dieser Arbeit nicht behandelt. Somit enden die Untersuchungen in diesem Kapitel mit dem Vorliegen der (vorverarbeiteten) IQ Daten, wobei Pulsbetrieb und Applikation eines Matched Filters noch diskutiert werden. Ein der Antenne folgender Schalter deutet das Aktivieren des Kalibrationsmodus an. Hierzu wird ein Signalgenerator als Exciter-Ersatz zur Erzeugung der Trainingssignale verwendet. Die Berechnung der Korrekturkoeffizienten erfolgt hingegen auf einem PC, wie bereits in Abschnitt 4.4.3 (S.84-85) beschrieben. Hierzu wird ein Satz von Rohdaten aufgenommen, um im Block *CALC* die für Block *Lin* benötigten Korrekturkoeffizienten zu berechnen oder bestehende zu laden.

Das HF-Frontend selbst wurde zu Demonstrationszwecken in einem diskreten Aufbau realisiert [125]. Die an das Frontend gestellten Anforderungen sowie die erzielten Messergebnisse der analogen Charakterisierung sind in Tabelle 5.2 wiedergegeben.

Tabelle 5.2: Anforderungen und Ergebnisse der analogen Charakterisierung des HF-Frontends. Angaben gelten für das definierte HF-Band im Überlagerungsfall.

	Spez.	Messung	Bemerkungen
Operation (HF Bandbreite)	-	-	Ausschnitt Radarband
Zwischenfrequenz [MHz]	510	510	24 MHz Nutzbandbreite
$P_{verlust}$ [W]	< 10	8,8	
Verstärkung [dB]	27	26,8-27,1	
Rauschzahl [dB]	< 10	8,3-9,7	
Einton-SFDR [dBc]	> 80	> 84	$P_{in} = -15$ dBm
ADC Aussteuerung [dBfs]	-3	-3	-3 dB in NZ9 (12 dBm FS)
Zweitton-SFDR [dBc]	> 80	82,1-83,3	$P_{in} = -33$ dBm je Ton
OIP3 [dBm]	> 35	35,1-35,6	$P_{in} = -33$ dBm je Ton
$P_{in,max}$ [dBm]	23	23	zerstörungsfrei
$P_{out,max}$ [dBm]	< 20	19	
LO-Leistung [dBm]	24	24	Ausgang LO-Verstärker
Alias-Unterdrückung [dB]	> 70	76	AAF 510 \pm 12 MHz

Im Folgenden werden die einzelnen Komponenten des HF-Frontends und ihre Bedeutung für die Qualität des gesamten Empfängers näher ausgeführt:

Systemfilter – Wichtig ist an dieser Stelle die Spiegelproblematik: Der LO kann der HF wahlweise über- oder unterlagert werden. Im Fall der Unterlagerung erstreckt sich

5 Empfängerdemonstrator für Puls-Doppler Anwendungen

der LO-Frequenzbereich demnach von $[(f_a \text{ bis } f_b)-510]$ MHz, bei Überlagerung von $[(f_a \text{ bis } f_b)+510]$ MHz, wie in Bild 5.4 b) dargestellt. Damit erstrecken sich nach Gleichung 2.18 die Spiegelbänder bei Unterlagerung von $[(f_a \text{ bis } f_b)-1020]$ MHz und bei Überlagerung von $[(f_a \text{ bis } f_b)+1020]$ MHz. Damit ist beispielsweise im Fall der Überlagerung die obere Kante des definierten Nutzbandes (Ausschnitt im Radarband) ausreichend von der unteren Kante des Spiegelbandes entfernt. Das hier verwendete Systemfilter stellt einen guten Kompromiss zwischen Verfügbarkeit und Spiegelunterdrückung dar. Kommerzielle, noch hochwertigere Filter können die Spiegelunterdrückung in Bereiche > 70 dB bringen. Die Unterdrückung der Spiegelfrequenzen kann durch den Einsatz eines speziellen Spiegelunterdrückungsmischers noch weiter erhöht werden. Dieses Beispiel soll aufzeigen, dass die gewählte ZF von 510 MHz (auch für eine relativ breite HF-Band-Definition) ausreichend hoch für eine gute Unterdrückung von Spiegelfrequenzen auf der HF ist.

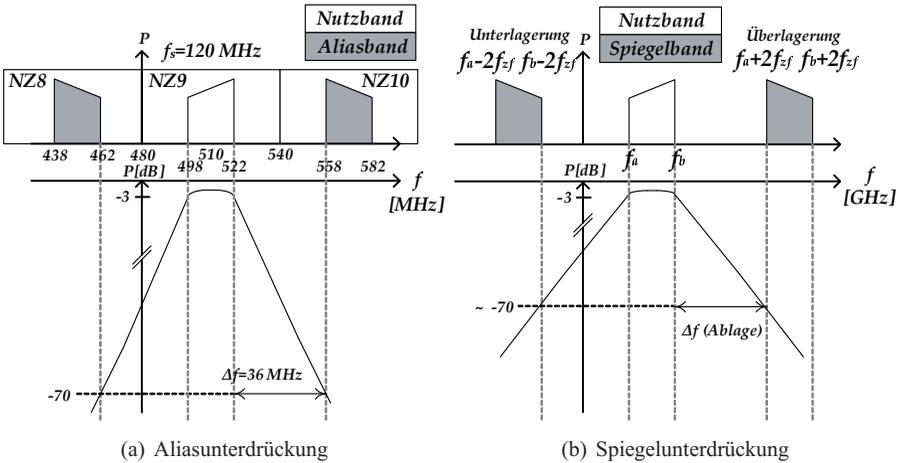


Bild 5.4: High-IF Empfängerdemonstrator: Verdeutlichung der Alias- und Spiegelverhältnisse im Frequenzbereich.

STC (mit Dämpfungsglied) – Es kam ein über DIP-Schalter beziehungsweise PC-Schnittstelle konfigurierbares 6-Bit Dämpfungsglied zum Einsatz. Die erzeugte STC-Kurve sollte einen niedrigen mittleren Fehler im Dämpfungswert aufweisen und sogenannte Glitches, die beim Schaltvorgang auftreten, vermeiden. Ungenauigkeiten in der STC können einen negativen Einfluss auf die Qualität der Pulskompression haben und damit zu Falschdetektionen in Entfernungsrichtung führen [7]. Die STC

dient später zur Steigerung der Systemdynamik in geeigneten Radar-Modes; sie wird jedoch für die Untersuchungen in dieser Arbeit nicht näher ausgeführt.

Eingangsstufe inklusive LNA – Die an den LNA gestellten Anforderungen konnten durch den Einsatz von parallel betriebenen Verstärkern als Balanced-Amplifier erfüllt werden. Die gesamte Eingangsstufe (Systemfilter, STC, LNA, Filter) erreicht eine Verstärkung von minimal 9,7 dB und einen OIP₃ von 25,4 dBm.

Mischstufe – Die Mischstufe muss über eine möglichst niedrige Einfügedämpfung und einen möglichst hohen IP₃ verfügen. Um die Linearitätsanforderungen zu erreichen wurde der Eingangspegel des LOs mit +24 dBm festgelegt. Für diesen hohen Pegel wurde ein breitbandiger LO-Verstärker verwendet, der 26 dB Verstärkung liefert. Das Phasenrauschen des zur LO-Erzeugung verwendeten Signalgenerators sollte ebenfalls möglichst niedrig sein. Die Verwendung eines hochqualitativen R&S SMA100A oder SMA100B stellt jedoch für die in dieser Arbeit verfolgten Zwecke einen guten Ersatz für einen im späteren System verwendeten Radar-Exciter dar. Der dem Mischer nachgeschaltete Diplexer dient zur breitbandigen Anpassung und vermeidet, als absorbierendes Filter, das Auftreten von Reflexionen zurück in den Mischer. Weiterhin unterdrückt der Diplexer ungewollte Mischprodukte.

Anti-Aliasing Filter – Für die störsichere Bandpassabtastung des in NZ9 auf 510 MHz zentrierten Nutzbandes ist eine analoge Unterdrückung der durch Abtastung entstehenden Alias-Bänder notwendig. Das AAF wurde in Eigenentwicklung durch zwei, durch einen Trennverstärker entkoppelte, Keramik-Filter realisiert. Ein weiterhin nachgeschalteter Tiefpass dient zur Unterdrückung von Filterresonanzen. Das AAF erreicht die geforderte Unterdrückung von >70 dB für das definierte Nutzband von 24 MHz und $f_s/2 = 60$ MHz, also zwischen der Nutzbandkante bei 522 MHz und der Aliasbandkante bei 558 MHz mit einem Abstand von 36 MHz (siehe hierzu Bild 5.4 a). Das Filter verfügt zudem über einen kontinuierlichen Verlauf der Gruppenlaufzeit, was eine digitale Kompensation ermöglicht.

ZF-Verstärker – Hier kam der hochlineare Verstärker HELA-10B des Herstellers MiniCircuits zur Verwendung. Dieser Baustein vereint zwei Verstärker, die als push-pull-Amplifier zur Unterdrückung von IMD₂ betrieben werden, in einem Gehäuse. Problematisch ist hier die für eine hohe Linearität notwendige Leistungsaufnahme. Im Vorfeld durchgeführte Messungen ergaben eine Verstärkung von 20,7 dB, eine Rauschzahl kleiner 4,7 dB und einen OIP₃>36,6 dBm.

Begrenzer – Um den ADC vor einer möglichen Zerstörung bei hohen Eingangsspegeln (beispielsweise bis 24 dBm) zu schützen, begrenzt der dem ADC vorgeschaltete Begrenzer den maximalen Ausgangspegel auf +20 dBm. Ein nachgeschalteter Tiefpass dient zur Reduktion von Harmonischen, um auch im Einton-Fall den geforderten OIP₃ von 35 dBm oder besser zu erreichen.

5 Empfängerdemonstrator für Puls-Doppler Anwendungen

Eine Fotografie des HF-Frontends mit Zuordnung der Einzelkomponenten findet sich in Bild 5.5, der dazugehörige Messaufbau ist in Bild 5.6 zu sehen.

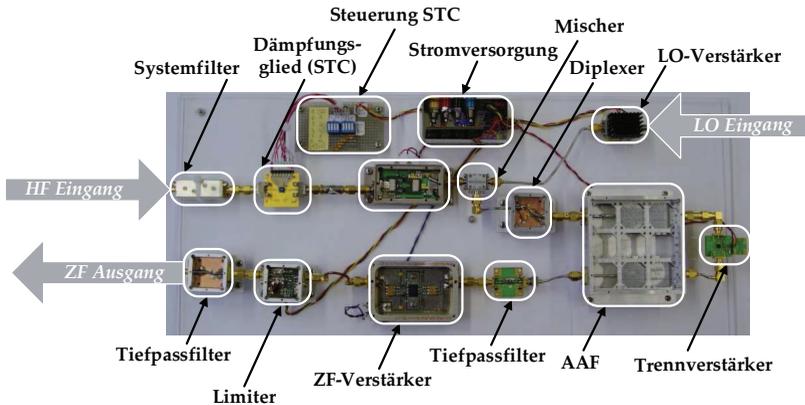


Bild 5.5: HF-Frontend für kompakte Radarempfänger.

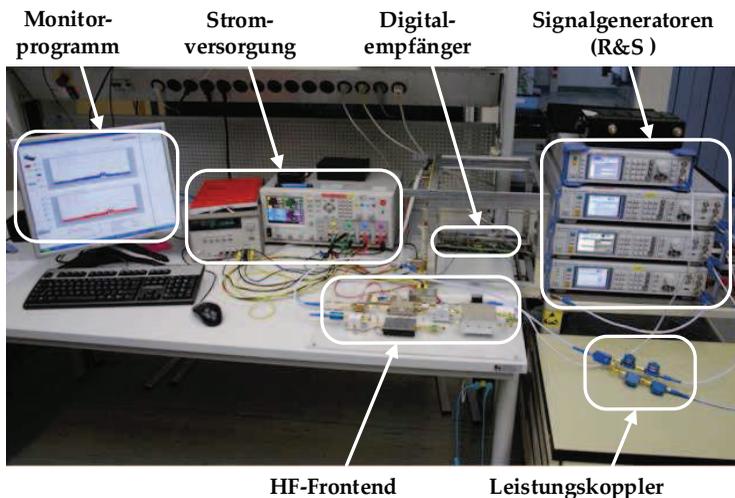


Bild 5.6: High-IF Empfängerdemonstrator: Messaufbau.

Der für die Charakterisierung des gesamten Empfängers verwendete Messaufbau in Bild 5.6 wird im Folgenden erläutert. Vier untereinander gekoppelte Signalgeneratoren von R&S dienen zur Generierung von zwei HF-Signalen (SMA100A), einem LO-Signal (SMA100B) und einem Taktsignal für den ADC (SMA100A). Ein Leistungskoppler wurde zur Kombination der beiden HF-Signale für den Zweiton-Test verwendet. Das HF-Frontend und der Digitalempfänger sind auf der ZF miteinander verbunden. Die Stromversorgung dient auch zur Beurteilung des Leistungsverbrauchs im HF-Frontend. Der Digitalempfänger selbst verfügt über eine Schnittstelle, die es auf einem Rechner ermöglicht neben den Rohdaten des ADCs auf die linearisierten Daten zuzugreifen. Innerhalb des Auswerteprogramms stehen Analysefunktionen im Zeit- und Frequenzbereich zur Verfügung. Außerdem ist es möglich Sätze von Rohdaten abzuspeichern, wie sie zur Kalkulation der Korrekturkoeffizienten, zum Beispiel in Matlab oder entsprechender Software, benötigt werden.

5.2 Ergebnisse

5.2.1 Gepulste Messungen und lineare Entzerrung

Zunächst folgen einige Ergebnisse im Betriebsfall mit modulierten Radarpulsen. Dies ermöglicht die Beurteilung der linearen Verzerrungen, die sich aus der Gruppenlaufzeitverzerrung/Phasenverzerrung (vor allem aufgrund des AAF) und Amplitudenverzerrung (aufgrund des Zusammenwirkens aller analogen Komponenten inklusive ADC) zusammensetzen. Eine beispielhafte Messung zeigt die Auswirkung solcher linearer Verzerrungen in Bild 5.7 a). Man erkennt dort die über einer Bandbreite $B = 20$ MHz auftretende Verformung des Pulses mit der Dauer $T = 20$ μ s. Gezeigt ist lediglich die I-Komponente des komplexen Basisbandsignals.

Bei einer Abtastrate von $f_s = 120$ MHz umfasst ein solcher Puls $f_s \cdot T = 2400$ Samples. Bild 5.7 b) zeigt den Einsatz einer Equalization, hier und im Folgenden realisiert durch einen FIR Filter mit 32 Taps. Der Amplitudenverlauf über dem Puls bleibt nun deutlich konstanter. Die Positionierung dieser Funktionalität kann wahlweise auch im Durchlassbereich der digitalen ZF erfolgen (als Teil einer Hilberttransformation).

Die Qualität der Pulskompression hängt von einem möglichst linearen Phasenverlauf (konstante Gruppenlaufzeit) und einer möglichst niedrigen Amplitudenwelligkeit ab. Die Beurteilung dieser Größen erfolgt, wie üblich, durch Beaufschlagung des Empfängers mit einer LFM-Waveform der Dauer T , Bandbreite B und $f_d = 0$ Hz [104]. Dies geschah hier mittels der optionalen Chirp-Modulation des SMA100A. Zur Berechnung der Amplitudenverzerrung wird die instantane Amplitude berechnet und über der Dauer T mit einer idealen Gerade verglichen. Der lineare Amplitudenabfall (engl. *Droop*) wird gängigerweise mittels einer linearen Regression entfernt. Die

5 Empfängerdemonstrator für Puls-Doppler Anwendungen

instantane Phase der LFM-Waveform führt in analoger Weise zur Phasenverzerrung, nur wird hier zum Vergleich eine Parabel als ideale Referenz angepasst. Bild 5.8 a) zeigt die auf dem Empfänger gemessenen Amplitudenverzerrungen, jeweils vor und nach Equalization. Bild 5.8 b) zeigt hingegen die Phasenverzerrungen, wiederum vor und nach Equalization. Der verbleibende Amplitudenfehler beträgt im Mittel weniger als 0,1 dB, der verbleibende Phasenfehler weniger als 1° .

Die Beurteilung dieser beiden Größen stellt den Bezug zur Höhe der durch die Puls-kompression erzeugten Entfernungsnebenkeulen her (siehe [21]). Die tatsächliche An-

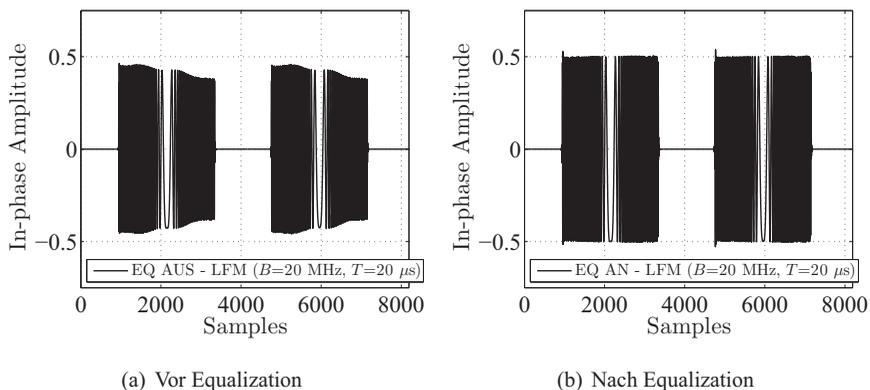


Bild 5.7: LFM-Puls ($B = 20$ MHz, $T = 20$ μs, PCF = 400, $f_d = 0$ Hz) mit und ohne Equalization. Die Einspeisung erfolgte auf der HF im Radarband.

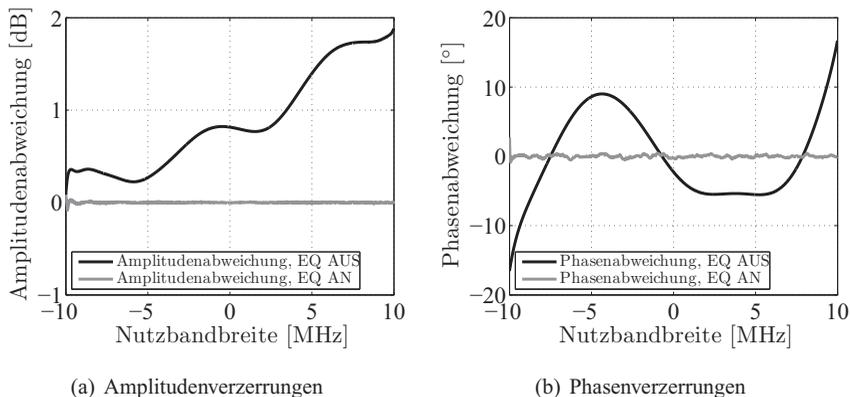
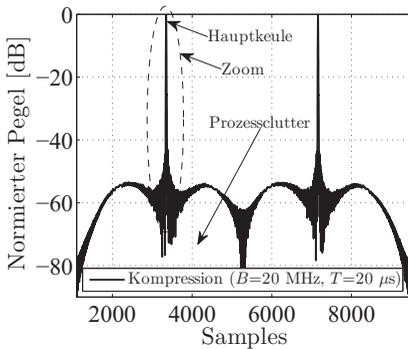


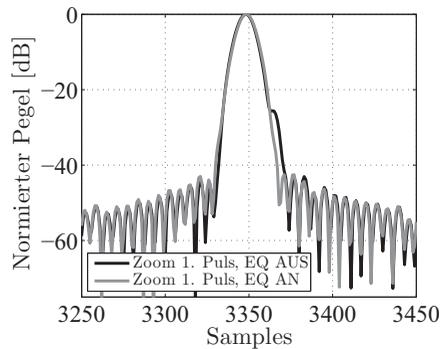
Bild 5.8: Darstellung linearer Amplituden- und Phasenverzerrungen durch HF-Frontend-Komponenten, AAF und ADC, mit und ohne Equalization.

wendung der Pulscompression stellt gewissermaßen die Verifikation dieser Messungen dar. Die Anwendung eines Matched Filters erfolgt durch kontinuierliche Faltung mit der zeitinvertierten, konjugiert komplexen Sendewaveform. Eine empfangsseitige Gewichtung der LFM-Waveform mit einem Hamming-Fenster wird, wie bereits erwähnt, häufig zur Reduktion des PSL eingesetzt. Für NLFM-Waveforms, die ebenso häufig verwendet werden, gelten gleich hohe Anforderungen an die Phasenlinearität und den Amplitudengang des Empfängers.

Bild 5.9 a) zeigt zunächst zwei komprimierte LFM-Pulse (Hamming-Gewichtung im Pulscompressionfilter) mit dem typischen Verlauf des Prozessschlutters im näheren Bereich der Hauptkeule. Der Zoom auf die Hauptkeule in Bild 5.9 b) zeigt die positive Auswirkung der Equalization auf das Ergebnis der Pulscompression. Das PSL konnte durch Einsatz eines 32-Tap EQ-FIR von 25 dB auf ca. 42 dB verbessert werden. Der erzielte Wert bewegt sich damit im Bereich des idealerweise (rein simulativ) erzielbaren Bereichs > 40 dB. Die Korrektur profitiert von der Realisierung des AAF als Keramikfilter, welche zu einem relativ kontinuierlichen Verlauf der Gruppenlaufzeit führt.



(a)



(b) Zoom auf Hauptkeule

Bild 5.9: a) Zwei komprimierte LFM-Pulse ($B = 20$ MHz, $T = 20$ μ s, PCF = 400, $f_d = 0$ Hz) und b) Zoom auf die Hauptkeule des ersten Pulses: Ergebnis der Pulscompression mit und ohne Equalization.

5.2.2 Linearisierung der vollständigen Empfängerkette

Leistungsreduktion des ZF-Verstärkers und erzielte Zweiton-Dynamik

Wie bereits angedeutet, stellt der ZF-Verstärker im Leistungsbudget des gesamten Empfängers den größten Verbraucher dar. Ziel der folgenden Untersuchung war es, den Arbeitspunkt des Verstärkers durch gedrosselte Bestromung zu verschieben, um zunächst eine reduzierte Leistungsaufnahme bei verschlechterter Linearität zu erhalten, um dann im Anschluss durch Verwendung der bestehenden dynamischen Nachkorrektur die verschlechterte Linearität wiederum zu verbessern. Im idealen Fall erhält man eine Konstellation, die den Leistungsverbrauch senkt und *gleichzeitig* ermöglicht, über das technologische Limit bei voller Bestromung hinauszugehen.

Tabelle 5.3 fasst die Ergebnisse des durchgeführten Experiments zusammen. Zu diesem Zweck wurde zunächst anhand dreier Konstellationen (bezeichnet mit Fall 1 bis Fall 3) schrittweise der Leistungsverbrauch des ZF-Verstärkers von 4,6 W auf 1,0 W reduziert. Der Leistungsverbrauch des restlichen HF-Frontends betrug 3,4 W, so dass im ursprünglichen Zustand (Fall 1) 8 W, im am stärksten reduzierten Zustand (Fall 3) lediglich 4,4 W verbraucht wurden. Dies entspricht einer Ersparnis von 45 %. Im gleichen Zuge verschlechterte sich jedoch die Linearität. Der OIP3 sank dabei von 32 dBm (Fall 1) auf 28 dBm (Fall 3).

Die Einführung einer weiteren Konstellation (Fall 4) stellt das Ergebnis mit aktivierter Linearisierung dar. Der Grad der Bestromung blieb dabei mit Fall 3 identisch. Für das Training wurde ein Satz von versetzten Ein- und Zweitönen in den Empfänger eingespeist und gesammelt, um die Korrekturkoeffizienten zu berechnen. Die resultierende Erhöhung des IP3 betrug 6 dBm (gegenüber Fall 1), 8 dBm (gegenüber Fall 2), und 10 dBm (gegenüber Fall 3). Das entspricht den auch bisher beobachteten Verbesserungen, diesmal jedoch 10-15 dB für das IMD3 der ganzen Empfängerkette.

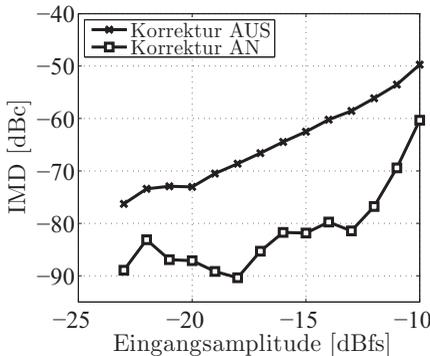
Die Reduktion des Leistungsverbrauchs durch Fall 4 kann mit mindestens 40 % angegeben werden. Hierzu wurde, wie bereits erwähnt, die Algorithmik im FPGA (DSP-Elemente, Taktverteilung) mittels des Xilinx Power Estimators für das bestehende FPGA zu 0,4 W abgeschätzt. Dieser Wert wurde entsprechend gegengerechnet¹. Die angegebenen IMD-Werte in Tabelle 5.3 vor und nach Korrektur sowie die erzielten IP3s basieren auf worst-case Messungen über der 24 MHz Bandbreite.

Ebenfalls gut zu beobachten war die Abnahme der IMD3-Produkte mit der 3-fachen Steigung des Eingangspegels. Bild 5.10 soll zur weiteren Verdeutlichung der erzielten Gewinne dienen. Für einen Frequenzsatz auf der HF (entsprechend 506,9 MHz und 511,6 MHz auf der ZF) zeigt Teilbild a) IMD3 als Funktion des Eingangspegels.

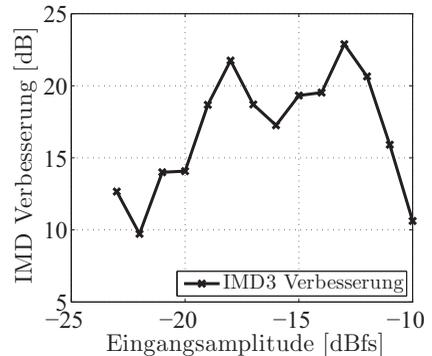
¹ Es sei erwähnt, dass sich dieser Wert bei Verwendung einer aktuellen FPGA-Generation (Kalenderjahr 2013: Xilinx 7er Serie) weiter reduziert.

Tabelle 5.3: Optimierung des Leistungsverbrauchs und Steigerung der Linearität des gesamten Empfängers anhand von vier Konstellationen. IMD-Werte sind worst-case über der 24 MHz Bandbreite.

Linearisierung	Fall 1 AUS	Fall 2 AUS	Fall 3 AUS	Fall 4 AN
DC-Spannung (ZF-AMP)	12 V	8 V	4 V	4 V
DC-Strom (ZF-AMP)	390 mA	320 mA	250 mA	250 mA
DC Leistung (ZF-AMP)	4,6 W	2,6 W	1,0 W	1,0 W
DC Leistung (restl. Frontend)	3,4 W	3,4 W	3,4 W	3,4 W
DC Leistung (Linearisierung)	0,0 W	0,0 W	0,0 W	0,4 W
DC Leistung (ges. Frontend)	8,0 W	5,0 W	4,4 W	4,8 W
Leistungersparnis	0 %	25 %	45 %	≈ 40%
IMD3 bei -10 dBfs	55,8 dBc	54,3 dBc	49,7 dBc	60,3 dBc
IMD3 bei -15 dBfs	68,6 dBc	67,1 dBc	62,5 dBc	81,8 dBc
IMD3 bei -18 dBfs	75,1 dBc	74,5 dBc	68,6 dBc	89,9 dBc
Erzielter OIP3	32 dBm	30 dBm	28 dBm	38 dBm
Erzieltes Δ IP3	-	-2 dBm	-4 dBm	+ 6 dBm



(a) Pegelverhältnisse



(b) Relative Verbesserung

Bild 5.10: Pegelverhältnisse für einen beispielhaften Frequenzsatz auf der HF (entsprechend $f_1 = 506,9$ MHz und $f_2 = 511,6$ MHz auf der ZF): a) vor und nach Linearisierung sowie b) relative IMD Verbesserung.

5 Empfängeremonstrator für Puls-Doppler Anwendungen

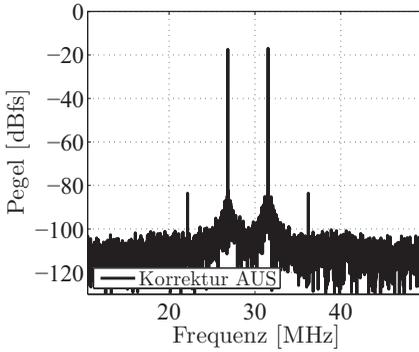
Im Bereich der Spezifikation (-15 dBfs nach Tabelle 5.2) beträgt das IMD3 nach Korrektur bereits 80 dBc. Auch für niedrigere Pegel gelten die erhöhten IMD3 Werte, jedoch nähert man sich aufgrund der Skalierung immer mehr dem Rauschboden, welcher eine akurate Messung der verbleibenden IMD3 erschwert.

Bei hohen Pegeln > -12 dBfs zeigt sich ein interessanter Effekt: Durch den Einsatz der Linearisierung können auch bei deutlich höheren Eingangspiegeln noch Gewinne erzielt werden. Selbst im Bereich > -10 dBfs werden gegenüber deaktivierter Linearisierung noch 10 dB Verbesserung im IMD3 erzielt. Beim Treiben des Verstärkers in die starke Sättigung treten auch starke Intermodulationsprodukte höherer Ordnung (IMD5, IMD7) auf. Die Linearisierung bietet so auch bei höheren Eingangspiegeln eine erhöhte Robustheit gegenüber Intermodulationsverzerrungen. Die erzielte Dynamik wird über dem gesamten definierten HF-Band erreicht, der ZF-Verstärker wird stets im Bereich 510 MHz angeregt.

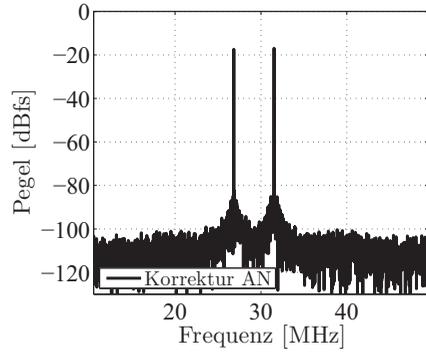
Durch den vollständigen Empfängeraufbau war es weiter möglich, die IMD3-Gewinne über der gesamten Bandbreite im kontinuierlichen Betriebsfall zu untersuchen. Die Ergebnisse waren sehr gut reproduzierbar. Die digitale Linearisierung könnte durch Ankopplung an bestehende Kalibrationskonzepte effektive Anwendung in der Praxis finden. Bild 5.11 zeigt drei derartige exemplarische Messungen vor und nach Korrektur.

Die Auswertung dieser Spektren erfolgte im digitalen Durchlassbereich zwischen 0 und $f_s/2$. Das trägernaher Phasenrauschen wird durch die verwendeten Generatoren bei Einspeisung im Radarband (Überlagerungsfall) erzeugt, ist jedoch bei ausreichendem Frequenzabstand der beiden Testtöne zur Beurteilung der Linearität vernachlässigbar¹.

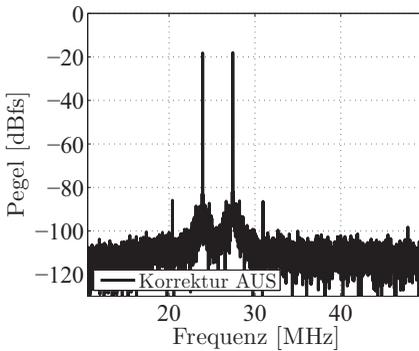
¹ Ein spezifisch realisierter Radar-Exciter bietet für eine tatsächliche Realisierung des Konzepts deutlich geringere Phasenrauschwerte, auch ergeben sich in der Praxis trägernaher Korrelationsgewinne, aber nur wenn Sende- und Empfangs-LO auf der gleichen Frequenz arbeiten (Selbstkohärenz, siehe hierzu auch [10, S. 422]).



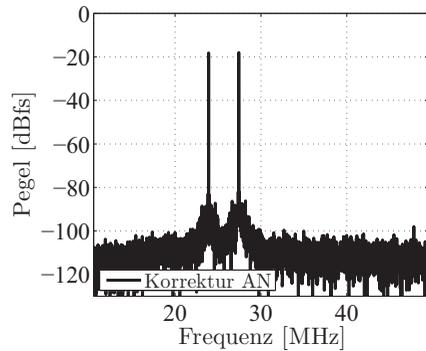
(a) Frequenzsatz 1, Korrektur AUS



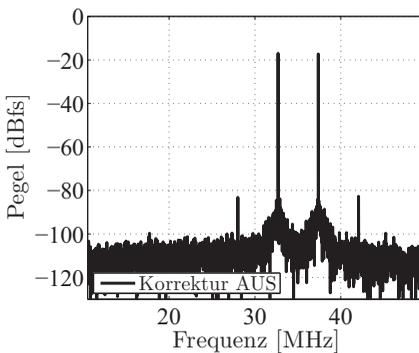
(b) Frequenzsatz 1, Korrektur AN



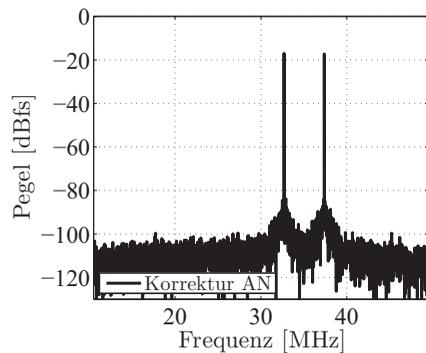
(c) Frequenzsatz 2, Korrektur AUS



(d) Frequenzsatz 2, Korrektur AN



(e) Frequenzsatz 3, Korrektur AUS



(f) Frequenzsatz 3, Korrektur AN

Bild 5.11: High-IF Empfängerdemostrator: Exemplarische Spektren vor und nach Korrektur bei Anregung mit drei Zweiton-Frequenzsätzen auf der HF.

5 Empfängeremonstrator für Puls-Doppler Anwendungen

Eine abschließende Grafik stellt den Zusammenhang zwischen erzieltm IP3 und dem tatsächlichen Leistungsverbrauch des analogen Empfängers dar. Bild 5.12 zeigt anhand von Fall 1 bis Fall 3 anschaulich, dass die strikte Erhöhung der Bestromung (Leistungsaufnahme) zu keiner entsprechenden (linearen) Erhöhung der Linearität (=IP3) führt, auch können andere, vorgelagerte Analogkomponenten begrenzend wirken. Es ist also ab einem bestimmten Punkt rein technologisch schwierig sowohl hohen IP3 Anforderungen als auch systemtechnischen Beschränkungen hinsichtlich Entwärmung/Leistungsverbrauch gerecht zu werden. Fall 4 zeigt das Potential eines Ansatzes auf, der bei der Optimierung einer derartigen Problematik helfen kann: Der linearisierte Betrieb erzielt gegenüber dem Ausgangspunkt eine IP3 Steigerung von 6 dBm und 40% reduzierten Leistungsverbrauch.

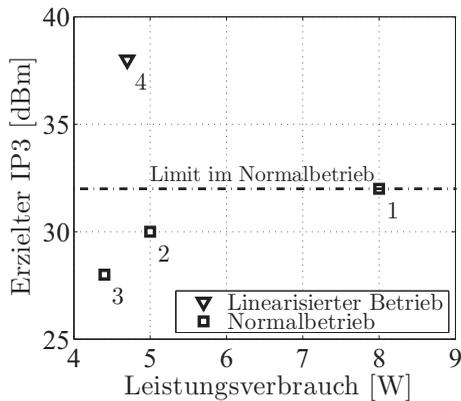


Bild 5.12: Erzielter OIP3 und entsprechender Gesamt-Leistungsverbrauch für die vier besprochenen Konstellationen (siehe Tabelle 5.3).

Finale SFDR Performance in NZ9 und Echtzeit-Spektren

Wie bereits erwähnt, versucht der hier verfolgte Einsatz des ADCs in einer sehr hohen Nyquistzone (NZ) die derzeitigen technologischen Möglichkeiten auszureizen.

Bild 5.13 zeigt, in Übereinstimmung mit vorhergehenden Korrekturergebnissen für den gleichen ADC, dass durch die digitale Nachkorrektur ein SFDR von 90 dBfs bei einer Eingangsamplitude von -5 dBfs über dem definierten 24 MHz Nutzband erzielt werden konnte. Bei höheren wie bei niedrigeren Pegeln konnte das gleiche

Verhalten und vergleichbare Gewinne wie bei den Voruntersuchungen erzielt werden. Damit erfüllen sich die an den Analog-Digital-Empfänger gestellten Anforderungen für ein SFDR > 80 dBc bei einer absoluten HF-Eingangsleistung von -15 dBm. Eine Optimierung der ADC Eingangsbeschaltung für diese hohen Frequenzen ($510 \text{ MHz} \pm 12 \text{ MHz}$) hatte einen leicht verbesserten SFDR Ausgangspunkt zur Folge, jedoch erst durch die digitale Linearisierung und die entsprechende Dynamikbereichserweiterung von 10 bis 15 dB konnten die Anforderungen erfüllt werden. Als Randbemerkung sei erwähnt, dass ein derartiges Vorgehen auch mehr Robustheit gegenüber Bauteilschwankungen im Einzelempfänger bietet. Auch ADCs mit vom typischen Datenblattwert abweichenden SFDR könnten somit in einen erhöhten Bereich und damit eventuell in den Betriebsbereich spezifizierter Grenzen gebracht werden.

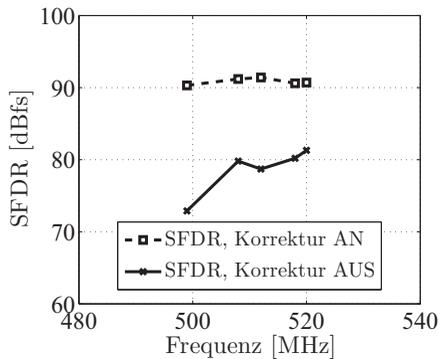


Bild 5.13: High-IF Empfängerdemostrator: Erzieltes SFDR nach Linearisierung in NZ9, $A_{in} = -5$ dBfs.

Es folgen Darstellungen des Auswerteprogramms, welches zur Beurteilung der erzielten Gewinne im Echtzeitbetrieb zum Einsatz kam. Zunächst folgt Bild 5.14, wo ein Eingangssignal im Radarband bei $A_{in} = -3$ dBfs zu einem SFDR ≈ 90 dBfs führt. Die Verbesserung vor und nach Korrektur betrug 17,6 dB: HD2 und HD3 wurden deutlich reduziert. In diesem Zusammenhang mag auch eine kurze Beurteilung der anderen Kenngrößen von Interesse sein. Sowohl SINAD als auch THD konnten verbessert werden. Es folgt das SNR: Bei Abtastung eines Signals mit $A_{in} = -3$ dBfs und $f_{in} \approx 510$ MHz wurde ein durch den ADC Aperturjitter reduziertes SNR von 64 dBc gemessen. Rechnet man (zur reinen Abschätzung) diesen Wert zurück, ergibt sich ein effektiver Aperturjitter von 200 fs, der die hohe Qualität des verwendeten High-speed ADCs sowie der externen ADC-Taktquelle belegt. Der zusätzliche Gewinn durch Bandbreitenreduktion (z.B. 10 MHz bezogen auf $f_s/2 = 60$ MHz) liefert

5 Empfängeremonstrator für Puls-Doppler Anwendungen

am Empfänger Ausgang ein Gesamt-SNR von $64 \text{ dB} + 10 \log_{10}(f_s/(2B)) = 64 \text{ dB} + 7,8 \text{ dB} = 71,8 \text{ dB}$. Dieser Wert stellt für die Gesamtauslegung innerhalb eines empfindlichen Radarsystems einen qualitativen, praktisch relevanten Ausgangspunkt dar¹.

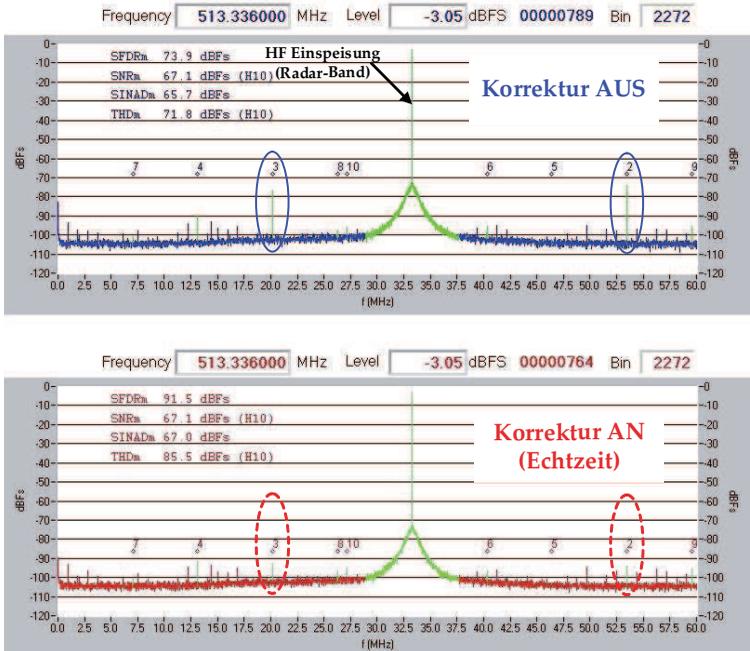


Bild 5.14: Systemdynamik des High-IF Empfängers vor und nach digitaler Korrektur (CW-Anregung auf der HF).

Bild 5.15 zeigt hingegen die Steigerung der Dynamik im Fall eines modulierten Radarpulses, wiederum im Echtzeitbetrieb. Um die Beurteilung im spektralen Bereich überhaupt zu ermöglichen, wurde neben einer Fensterung im Zeitbereich auch eine passende Frequenzablage gewählt. Man erkennt für einen Chirp mit $B \leq 10 \text{ MHz}$ die Funktionalität der dynamischen Nachkorrektur. Auch für größere Bandbreiten werden, wie prognostiziert, die potentiellen in-Band Störer (der HD3 zugeordnete Störchirp liegt bei $f_d = 0 \text{ Hz}$ zum Beispiel voll im Band) in der von der Einton-Charakterisierung erwarteten Weise um 10-15 dB unterdrückt. Das spezifizizierte Radarnutzband kann mit der erhöhten SFDR Performance betrieben werden.

¹ Der Wert gilt vor allen weiteren Prozessgewinnen wie etwa DBF, PK oder Doppler-Filterung.

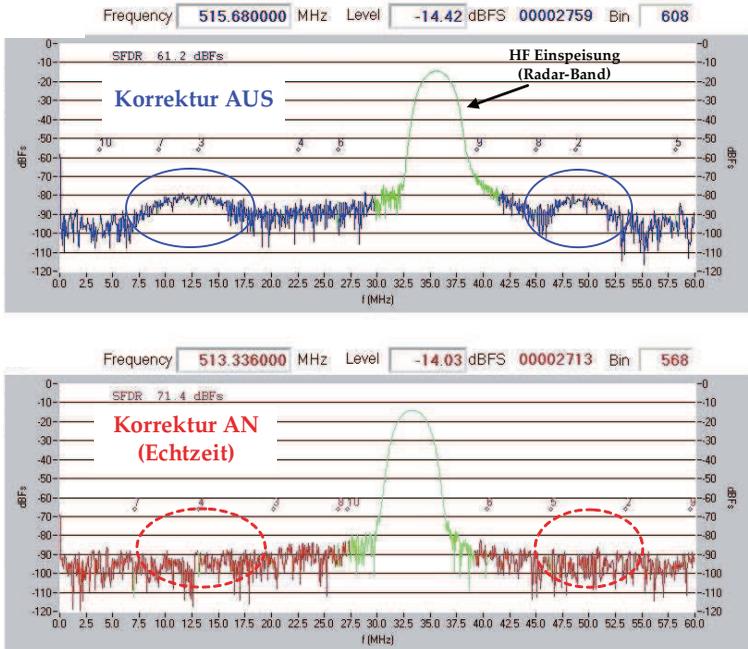


Bild 5.15: Systemdynamik des High-IF Empfängers vor und nach digitaler Korrektur. LFM-Chirp im Radarband (Frequenzablage und Zeitbereichs-Fensterung zur Beurteilung des SFDR).

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass das Prinzip der digitalen Nachentzerrung für kompaktere High-IF Empfänger der nächsten Generation aus verschiedenen Blickwinkeln Vorteile bieten kann: Der Betrieb in einer sehr hohen ZF kann mit erhöhtem SFDR erfolgen, dadurch werden Vorteile dieser hohen ZF (weniger Komponenten im HF-Frontend, leichtere Realisierung von Filtern u.a. zur Spiegelunterdrückung) in einem Gesamtzusammenhang ausschöpfbar. Die beschriebene Reduktion des Leistungsverbrauchs kann mit einem über die technologischen Grenzen hinweg gesteigerten IP3 verbunden werden, was aus Systemsicht besonders für Mehrkanalsysteme mit einer Vielzahl an Einzelementen (Phased-Array, DBF) vielversprechend ist (ein Beispiel wären reduzierte Anforderungen an das Kühlkonzept).

Die High-IF Architektur vermeidet ebenso inhärente Nachteile der analogen Hilberttransformation beziehungsweise eines vollintegrierbaren Homodynempfängers (wie DC-Offset als Interferenz bei 0 Hz, mangelnder IQ-Gleichlauf als Falschziele bei den invertierten Dopplerfrequenzen, $1/f$ -Rauschen als degradiertes SNR bei der Vermessung sehr niedriger Dopplerfrequenzen, in-Band IMD2 als *verringerte Störsicherheit*,

5 Empfängeremonstrator für Puls-Doppler Anwendungen

evtl. keine trägernahen Korrelationsgewinne aufgrund eines unterschiedlichen SendelOs). Der *High-IF* Empfänger in Verbindung mit den wachsenden Möglichkeiten der digitalen Signalverarbeitung und Korrekturmethode ermöglicht gegenüber dem mehrstufigen Überlagerungsempfänger eine vereinfachte Architektur und dadurch bedingt eine schrittweise Integration. So stellt er auf dem Weg zum immerhin theoretisch denkbaren und wohl auch in Zukunft verfolgten SDR-Empfänger, einen realistischen Zwischenschritt für leistungsfähige Puls-Doppler Radarsysteme dar.

6 Schlussbetrachtung

Der Wunsch nach günstigeren und kompakteren Einzelempfängern zum Einsatz in leistungsfähigen AESA Radarsystemen bedingt die Untersuchung neuer Architekturansätze. Die steigenden Anforderungen an Nutzbandbreite, SNR, SFDR, IMD, Störfestigkeit und Flexibilität stehen dabei im konträren Verhältnis zu Formfaktor, Gewicht und Leistungsverbrauch. Innerhalb dieses Spannungsfeldes nimmt der ADC eine limitierende Schlüsselrolle am Übergang zwischen analoger und digitaler Signalverarbeitung ein. Das vor allem aus der Kommunikationstechnik bekannte Entwurfsprinzip *Software Defined Radio* sieht bereits vor ehemals analoge Funktionen vermehrt durch digitale Pendanten zu ersetzen, um von erhöhter Flexibilität und Genauigkeit zu profitieren. Der *Zero-IF* Empfänger, Objekt vermehrten Interesses in Industrie und Forschung, stellt aufgrund seiner vollständigen Integrierbarkeit eine Lösung für *low cost* Systeme mit großen Stückzahlen dar. Die Nachteile der Architektur können teilweise digital kompensiert werden, jedoch nicht vollständig, so dass aufgrund vieler offener Fragestellungen und der generell höheren Anforderungen an Puls-Doppler Radare, eine weitere Orientierung im *High-IF* Konzept angestrebt wird.

Digitalisierung auf einer hohen Zwischenfrequenz (*High-IF*) ermöglicht gegenüber dem *status quo* des mehrstufigen Heterodynempfängers ebenfalls eine Reduktion der Komplexität, wobei die Vorteile einer Unterabtastung erhalten bleiben. Durch den Betrieb des ADCs in einer hohen NZ kann eine analoge Mischstufe inkl. Filtern und Verstärkern eingespart werden. Der ADC rückt damit näher an die Antenne. Dabei verringern sich, je höher die Zwischenfrequenz gewählt wird, die Anforderungen an Spiegelunterdrückungsfiler. Die Problematik ist, dass auch das SFDR aufgrund der ADC Nichtlinearität mit steigender Eingangsfrequenz abnimmt.

Digitale Korrekturmethode, die auf dem Verständnis und der Modellierung der zugrundeliegenden analogen Fehlermechanismen beruhen, erschließen hier neue Methoden der Dynamikbereichserweiterung. *Digitally Assisted Analog* bezeichnet dabei einen seit geraumer Zeit vermehrt diskutierten Systemansatz, der die gegebenen analogen Beschränkungen mit dem Potential effizienterer Digitaltechnik ganzheitlich und gewinnbringend verknüpft. Eine digitale Linearisierung sowohl des ADCs als auch der vorangehenden analogen Komponenten, ermöglicht neue, über den Stand der Technik hinausreichende Arten der Systemoptimierung.

Die vorliegende Arbeit liefert hierzu einen interdisziplinären Beitrag. Zunächst wurden die Systembezüge zum Puls-Doppler Radar, der Empfängerarchitektur und der

6 Schlussbetrachtung

Rolle des ADCs hergestellt, gefolgt von einer Einführung in die Modellierung nichtlinearer dynamischer Systeme, dem Volterra-Modell nichtlinearer Systeme und den davon abgeleiteten Varianten. Im Anschluss wurden die aus der Literatur bekannten ADC-Modelle und Korrekturverfahren hinsichtlich ihrer Eignung für höhere NZ untersucht. Dies geschah u.a. durch vergleichende Tests an ADCs. Das daraus resultierende, kombinierte Fehlermodell besteht aus einer statischen INL_{HCF} -Komponente, die frequenzunabhängige Fehler im Quantisierer beschreibt, und einer rein dynamischen Komponente, die die INL_{LCF} -Komponente des Quantisierers und die dynamische Komponente des ADC-Frontends umfasst. Der Modellierungsteil schließt mit der Betrachtung komplexer ADCs und einer vergleichenden Diskussion aller dominanten Fehlereinflüsse in *Zero-IF* Empfängern, basierend auf Referenzmessungen.

Im Verfahrensteil wurden zunächst eine neuartige Methodik zur INL_{HCF} -Extraktion vorgestellt, sowie die Einschränkungen einer rein statischen Korrektur anhand eines echten ADCs in höheren NZ aufgezeigt. Das schließlich verwendete dynamische Korrekturmodell basiert auf einem interpolierenden parallelen Hammerstein-System und stellt einen gerechtfertigten Kompromiss zwischen Realisierbarkeit, Identifizierbarkeit und Modellierungsgenauigkeit dar. Die Modellidentifikation erfolgt über einen ausführlich beschriebenen Kalibrations- und Filterentwurfsprozess. Die Untersuchungen beinhalten eine umfangreiche messtechnische Verifikation der Korrekturergebnisse, zum Beispiel konnten für einen kommerziell verfügbaren High-Speed ADC ($f_s = 120$ MSPS, $b = 16$ Bit) in NZ7 (360-420 MHz) signifikante SFDR Gewinne von mindestens 10 dB in einem Temperaturbereich von 55 °C nachgewiesen werden. Die Korrektur konnte erfolgreich an unterschiedlichen ADCs für Radaranwendungen verifiziert, und dadurch die Flexibilität der Methodik als *system-level* Korrektur nachgewiesen werden. Eine Abgrenzung der Methodik erfolgte allerdings in Bezug auf Ultra-Highspeed Wandler mit $f_s > 1$ GSPS, welche häufig für EW Anwendungen genutzt werden. Exemplarische Untersuchungen an zwei derartigen Wandlern zeigten ein der Architektur und großen Bandbreite geschuldetes erratic Systemverhalten, das eine digitale Nachkorrektur verhinderte.

Ein Gesamtkonzept folgt im realisierten einstufigen *High-IF* Empfängerdemonstrator, bestehend aus HF-Frontend und digitalem Empfänger inkl. implementierter Korrekturalgorithmik. Der für Puls-Doppler Anwendungen ausgelegte einstufige Empfänger arbeitet auf einer Zwischenfrequenz von 510 MHz, die Digitalisierung erfolgt mit $f_s = 120$ MSPS in NZ9. Das über der Nutzbandbreite erzielte SFDR betrug im ADC Spektrum 90 dBfs bei einer Eingangsamplitude von -3 dBfs, und erreicht damit die Leistungsfähigkeit einer zweistufigen Empfängervariante. Die Linearisierung der vorgeschalteten Analogkomponenten, insbesondere des ZF-Verstärkers, führte neben der bereits erfolgten Einsparung einer Mischstufe zu einer weiteren Effizienzsteigerung des Empfängers. Es konnte eine Verlustleistungsreduktion von 40 % bei gleichzeitiger Steigerung des IP3 um 6 dBm erzielt werden. Die verifizierte störfreie Eintön- und Zweitön-Dynamik geht, unter Berücksichtigung der Rahmenbedingungen für kom-

paktere Empfänger, über den derzeitigen Stand der Technik hinaus. Die Identifikation der Korrekturkoeffizienten ist für eine tatsächliche Produktrealisierung an das bestehende Kalibrationskonzept mit Radar-Exciter anzukoppeln.

Ziel war es zu zeigen, dass digitale Korrekturmethode effektiv und flexibel zur Optimierung konträrer Leistungsmerkmale (Zwischenfrequenz vs. Linearität, Leistungsverbrauch vs. Linearität) innerhalb Puls-Doppler Radarempfänger eingesetzt werden können. Die Arbeit spannt diesbezüglich auch einen Bogen von Systemansätzen der Kommunikationstechnik hin zur Radartechnik. Ein zukünftiges Ziel liegt darin, derartige Überlegungen und Algorithmen weiter in die Systemkonzepte einfließen zu lassen, um die Möglichkeiten der analogen und digitalen Welt frühzeitig aufeinander abzustimmen. Die fortschreitende Miniaturisierung im Digitalbereich und das Aufkommen noch leistungsfähigerer FPGAs schaffen diesbezüglich den nötigen Freiraum.

Verwendete Abkürzungen

A/D	Analog-Digital (Schnittstelle)
AAF	Anti-Aliasing-Filter
ADC	Analog-zu-Digital-Wandler
AESA	Active Electronically Scanned Array
AM	Amplitudenmodulation
ASR	Airport Surveillance Radar
BB	Basisband
BPF	Bandpassfilter
CADC	Komplexer Analog-zu-Digital-Wandler
C-Band	Radarband zwischen 4 und 8 GHz
CC	Computational Complexity
CFAR	Constant False Alarm Rate Detector
CLK	ADC-Takt
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CPI	Coherent Processing Interval (dt. kohärentes Verarbeitungsintervall)
DAC	Digital-zu-Analog-Wandler
dB	Dezibel (logarithmisches Leistungsverhältnis)
dBc	Dezibel bezogen auf die Signalleistung
dBfs	Dezibel bezogen auf den ADC-Aussteuerbereich
DBF	Digitale Strahlformung
DC	Gleichspannung
DDC	Digital Downconversion
DFT	Diskrete Fouriertransformation
DNL	Differentielle Nichtlinearität
DPD	Digital Predistortion
DSP	Digitale Signalverarbeitung
DUT	Device under Test
DVB-T	Digital Video Broadcasting - Terrestrial

6 Schlussbetrachtung

ECCM	Electronic Counter-Countermeasures
ECM	Electronic Countermeasures
EM	Elektromagnetisch
ENOB	Effective Number of Bits (dt. effektive Auflösung)
EQ	Equalization
ESM	Electronic Support Measures
EW	Electronic Warfare
FFT	Schnelle Fouriertransformation
FI-ADC	Folding/Interpolating ADC
FIR	Finite Impulse Response Filter (dt. Transversalfilter)
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave Radar (dt. Dauerstrichradar)
FPBW	Full Power Bandwidth
FPGA	Field Programmable Gate Array
FS	Full Scale (digitale Vollaussteuerung)
GMTI	Ground Moving Target Detection
GSM	Global System for Mobile Communication
GSPS	Giga Samples per Second
HCF	High Code Frequency Component
HD	Harmonic Distortion (dt. harmonische nichtlineare Verzerrung)
HD2	2. Harmonische
HD3	3. Harmonische
HF	Hochfrequenz
High-IF	Hohe Zwischenfrequenzablage
HPRF	High Pulse Repetition Frequency
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IF	Intermediate Frequency (= ZF)
IFF	Freund-Feind-Erkennung
IMD	Intermodulationsverzerrungen
IMD2	IMD 2. Ordnung
IMD3	IMD 3. Ordnung
INL	Integrale Nichtlinearität
InSAR	Interferometric Synthetic Aperture Radar
IP	Intercept Point
IP3	Cubic Intercept Point
IRR	Image Rejection Ratio

ISF	Image Suppression Filter (dt. Spiegelunterdrückungsfilter)
L-Band	Radarband zwischen 1 und 2 GHz
LCF	Low Code Frequency Component
LFM	Lineare Frequenzmodulation
LIDAR	Light Detection and Ranging
LMS	Least-Mean-Squares-Algorithmus
LO	Lokalszillator
LPRF	Low Pulse Repetition Frequency
LS	Least Squares
LSB	Least Significant Bit
LTI	Lineares zeitinvariantes System
LUT	Lookup-Tabelle
MDS	Minimum discernible signal
MF	Matched Filter
MFR	Multifunction Array Radar (dt. Multifunktions-Radar)
MPRF	Medium Pulse Repetition Frequency
MSA	Maximum Stable Amplitude
MSPS	Mega Samples per Second
MTD	Moving Target Detection
MTI	Moving Target Indication
NATO	North Atlantic Treaty Organization
NF	Rauschzahl
NLFM	Nichtlineare Frequenzmodulation
NSD	Spektrale Rauschleistungsdichte
NZ	Nyquist Zone
OFDM	Orthogonales Frequenzmultiplexverfahren
OSR	Oversampling Ratio
PAR	(Active) Phased Array Radar
PCF	Pulskompressionfaktor
PK	Pulskompression
PN	Pseudo Noise
PRF	Puls Repetition Frequency (dt. Pulsfolgefrequenz)
PRI	Pulse Repetition Interval (dt. Pulswiederholrate)
PSL	Peak-Sidelobe-Level

6 Schlussbetrachtung

RADAR	Radio Detection and Ranging
RCS	Radar Cross Section (dt. Rückstrahlquerschnitt)
RRE	Radar Range Equation (dt. Radargleichung)
RF	Radio Frequency (= HF)
RLS	Rekursiver Least-Mean-Squares-Algorithmus
S/H	Sample and Hold (dt. Abtast-Halte-Glied)
SAR	Synthetic Aperture Radar
S-Band	Radarband zwischen 2 und 4 GHz
SDR	Software Defined Radio
SFDR	Spurious Free Dynamic Range (dt. störungsfreier Dynamikbereich)
SINAD	Signal-to-Noise and Distortion Ratio
SiP	System-in-Package
SNDR	Signal-to-Noise and Distortion Ratio (= SINAD)
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SoC	System-on-Chip
STC	Sensitivity Time Control
THD	Total Harmonic Distortion
TI-ADC	Time-Interleaved ADC
TPF	Tiefpassfilter
UHF	Ultra High Frequency (0,3 - 3 GHz)
UKW	Ultrakurzwelle (30-300 MHz)
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UWB	Ultra-wideband
VHF	Very High Frequency (30-300 MHz) = UKW
WLS	Weighted Least Squares
X-Band	Radarband zwischen 8 und 12 GHz
Zero-IF	Direktmischung (Zwischenfrequenzlage = 0 Hz)
ZF	Zwischenfrequenz (= IF)

Literaturverzeichnis

- [1] J. Wepman, "Analog-to-digital converters and their applications in radio receivers," *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, no. 5, May 1995.
- [2] R. H. Hosking, *SDR Handbook*. Pentek, 2011.
- [3] Y. Papantonopoulos, "High-speed ADC technology paves the way for software defined radio," *EE Times*, June 2007.
- [4] F. K. Jondral, *Funksignalanalyse*. B. G. Teubner Stuttgart, 1991.
- [5] B. Brannon and C. Cloninger, "Redefining the role of ADCs in Wireless," *Applied Microwave and Wireless*, vol. 13, 2001.
- [6] B. Brannon, "Understanding state of the art in ADCs," *RF Design*, 2008.
- [7] V. Gregers-Hansen, "Topics in Radar Signal Processing: Overview and Coherent Processing Techniques," *Microwave Journal*, March 1984.
- [8] M. Zimmer, "Analog/Digital-Umsetzer für digitale Hochfrequenzempfänger und ihre technische Realisierbarkeit," Ph.D. dissertation, Ruhr-Universität Bochum, 1983.
- [9] H. Deitersen, "A Flexible Digital Receiver Architecture for Radar Applications," in *Int. Radar Symposium, 2006. IRS*, May 2006.
- [10] M. A. Richards, J. A. Scheer, and W. A. Holm, Eds., *Principles of Modern Radar: Basic Principles*. SciTech Publishing, 2010.
- [11] W. J. Chappell and C. Fulton, "Digital Array Radar panel development," in *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology 2010 (ARRAY)*, Oct. 2010.
- [12] E. Brookner, *Practical Phased Array Antenna Systems*. Artech House, 1991.
- [13] H. Hashemi, X. Guan, A. Komijani, and A. Hajimiri, "A 24-GHz SiGe phased-array receiver-LO phase-shifting approach," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 2, February 2005.
- [14] M. Skolnik, Ed., *Radar Handbook*, 3rd ed. McGraw-Hill, 2008.
- [15] D. J. Rabideau and L. C. Howard, "Mitigation of digital array nonlinearities," in *IEEE International Radar Conference, 2001*, 2001.

- [16] M. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, 3rd ed. McGraw-Hill, 2001.
- [17] Y. Ding and M. Trinkle, "Dynamic range considerations for wideband Zero-IF receivers," in *4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA*, 2009.
- [18] Z. Wang, "Wireless receiver architectures for SOC," in *5th International Conference on ASIC*, June 2003.
- [19] L. Anttila, "Digital Front-End Signal Processing with Widely-Linear Signal Models in Radio Devices," Ph.D. dissertation, Tampereen Teknillinen Yliopisto (TUT), 2011.
- [20] P. Rykaczewski, "Quadratureempfänger für Software Defined Radios," Ph.D. dissertation, Universität Karlsruhe (TH), 2006.
- [21] J. A. Scheer and J. L. Kurtz, Eds., *Coherent Radar Performance Estimation*. Artech House, 1993.
- [22] W. Kester, "Which ADC Architecture is right for your application?," *Analog Dialogue*, vol. 39, 2005.
- [23] M. Valkama, A. Springer, and G. Hüber, "Digital signal processing for reducing the effects of RF imperfections in radio devices: An overview," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, June 2010.
- [24] G. Fettweis, "Dirty RF: A New Paradigm," in *IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, 2005.
- [25] B. Murmann, C. Vogel, and H. Köppl, "Digitally Enhanced Analog Circuits: System Aspects," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, June 2008.
- [26] B. Murmann, "A/D converter trends: Power dissipation, scaling and digitally assisted architectures," in *IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC 2008)*, Sept. 2008.
- [27] F. Dielacher, C. Vogel, P. Singerl, S. Mendel, and A. Wiesbauer, "A holistic design approach for systems on chip," in *IEEE International SOC Conference (SOCC 2009)*, Sept. 2009.
- [28] P. Nikaeen and B. Murmann, "Digital Correction of Dynamic Track-and-Hole Errors Providing SFDR > 83 dB up to $f_{in}=470$ MHz," in *IEEE 2008 Custom Integrated Circuits Conference (CICC)*, 2008.
- [29] W. Gerlitzki, *Ortung - Zur Geschichte der Telefunken-Radartechnik in Ulm 1954 - 1990*. Daimler-Benz Aerospace AG Sensorsysteme, 1995.
- [30] A. K. Ludloff, *Praxiswissen Radar und Radarsignalverarbeitung*, 4th ed. Vieweg+Teubner Verlag, 2008.

- [31] G. W. Stimson, *Introduction to Airborne Radar*, 2nd ed. SciTech Publishing, 1998.
- [32] D. R. Billetter, *Multifunction Array Radar*. Artech House Inc., 1989.
- [33] IEEE, *686-1997 - IEEE Standard Radar Definitions*, IEEE Std., 1990.
- [34] A. Schröder, M. G. Edrich, and V. Winkler, "Multi-illuminator Passive Radar performance evaluation," in *13th International Radar Symposium (IRS)*, 2012, pp. 61–64.
- [35] J. Tsui, *Digital Techniques for Wideband Receivers*, 2nd ed. SciTech Publishing, 2004.
- [36] S. Boukeffa, Y. Jiang, and T. Jiang, "Sidelobe reduction with nonlinear frequency modulated waveforms," in *IEEE 7th Int. Colloquium on Signal Processing and its Applications (CSPA)*, March, 2011.
- [37] F.-X. Hofele, "Neue Radarsignal-Generierung und neue Radarsignalverarbeitungsalgorithmen für ein Seeziel-Radar," Ph.D. dissertation, TU Berlin, 2003.
- [38] M. Valkama and M. Renfors, "Advanced I/Q Signal Processing for Communication Systems," in *SDR-03 Technical Conference*, Orlando, FL, November 2003.
- [39] M. Windisch, "Estimation and Compensation of I/Q Imbalance in Broadband Communication Receivers," Ph.D. dissertation, TU Dresden, 2007.
- [40] M. Trinkle, "SNR Considerations for RF Sampling Receivers for Phased Array Radars," in *International Radar Symposium (IRS)*, May 2006.
- [41] P. Nikaeen, "Digital Compensation of Dynamic Acquisition Errors at the Front-end of ADCs," Ph.D. dissertation, Stanford Univ., 2008.
- [42] A. Pascht, T. Bitzer, T. Bohn, and F. Endress, "Estimation and Compensation of IQ-Imbalances in Direct Down Converters," in *11th IEEE Int. Symposium on Electron Devices (EDMO)*, 2003.
- [43] G. Vallant, M. Epp, W. Schlecker, U. Schneider, L. Anttila, and M. Valkama, "Analog IQ Impairments in Zero-IF radar receivers: analysis, measurements and digital compensation," in *IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I²MTC)*, Graz, Austria, May 2012.
- [44] B. Brannon, "Basics of Designing a Digital Radio Receiver (Radio 101)," *Analog Devices Technical Document*, 1998.
- [45] P. Rykaczewski, M. Valkama, M. Renfors, and F. K. Jondral, "Non-Data-Aided I/Q Imbalance Compensation Using Measured Receiver Front-End Signals," in *IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2006.

- [46] G. Vallant, M. Allén, S. Singh, M. Epp, S. Chartier, and M. Valkama, “Direct Downconversion Architecture Performance in Compact Pulse-Doppler Phased Array Radar Receivers,” in *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF2013/RWW)*, February 2013, Austin, Texas, USA.
- [47] S. Singh, H.-P. Bürkle, M. Epp, and G. Vallant, “Digitally Assisted Analog: Adaptive IQ Correction Algorithms for Homodyne Receivers,” in *Workshop on Microelectronics (MPC Gruppe Baden-Württemberg)*, vol. 47, Offenburg, February 2012.
- [48] F. Behbahani, Y. Kishigami, J. Leete, and A. Abidi, “CMOS mixers and poly-phase filters for large image rejection,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 36, no. 6, June 2001.
- [49] E. Christensen, S. Madsen, and N. Skou, “Review of the homodyne technique for coherent radar,” in *IEEE International Radar Conference*, 1990.
- [50] J. Karki, “Calculating noise figure and third-order intercept in ADCs,” *Analog Applications Journal (Texas Instruments)*, 2003.
- [51] W. Kester, Ed., *The Data Conversion Handbook*, 3rd ed. Analog Devices, 2004.
- [52] H. Pan, M. Segami, M. Choi, J. Cao, and A. Abidi, “A 3.3-V 12-b 50-MS/s A/D converter in 0.6- μm CMOS with over 80-dB SFDR,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 12, pp. 1769–1780, December 2000.
- [53] f. j. harris, “On the use of windows for harmonic analysis,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 1, 1978.
- [54] L. White, F. Rice, and A. Massie, “Spurious free dynamic range for a digitizing array,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, no. 12, pp. 3036–3042, December 2003.
- [55] L. C. Howard, N. K. Simon, and D. J. Rabideau, “Mitigation of correlated nonlinearities in digital phased arrays using channel-dependent phase shifts,” in *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, June 2003.
- [56] D. J. Rabideau, “Hybrid mitigation of distortion in digital arrays,” in *IEEE International Radar Conference, 2005*, May 2005.
- [57] W. Schlecker, M. Epp, W. Ludwig, and G. Vallant, “Phased-Array Antenne und Verfahren zur Verarbeitung von Empfangssignalen in einer Phased-Array Antenne,” Deutsches Patentamt, Patent Az. 10 2012 009 402.7, 2012.
- [58] F. Maloberti, *Data Converters*. Springer US, 2007.
- [59] IEEE, *1241-2000 - IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-To-Digital Converters*, IEEE Std., 2001.

- [60] B. Brannon, "Overcoming converter nonlinearities with dither," *AN-410 - Analog Devices*, 1995.
- [61] H. Lundin, "Characterization and Correction of Analog-to-Digital Converters," Ph.D. dissertation, KTH, Stockholm, 2005.
- [62] J. Halamek, I. Viscor, M. Kasal, and M. Villa, "Static and Dynamic Nonlinearity of A/D Converters," *RADIOENGINEERING*, vol. 14, no. 1, April 2005.
- [63] W. Kester, "ADC Input Noise: The Good, the Bad, and the Ugly," *Analog Dialogue*, vol. 40-02, 2006.
- [64] M. Burns and G. Roberts, *An Introduction to Mixed-Signal IC Test and Measurement*. Oxford University Press, 2000.
- [65] G. Vallant, M. Epp, M. Allén, M. Valkama, and F. K. Jondral, "System-Level Mitigation of Undersampling ADC Nonlinearity for High-IF Radio Receivers," *FREQUENZ, SDR Special Issue*, vol. 6, no. 9-10, pp. 311–319, 2012.
- [66] F. Adamo, F. Attivissimo, N. Giaquinto, and M. Savino, "FFT Test of AD Converters to Determine the Integral Nonlinearity," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 51, no. 5, October 2002.
- [67] V. Kerzérho, S. Bernard, P. Cauvet, and M. Janik, "A First Step for an INL Spectral-Based BIST: The Memory Optimization," *Journal of Electronic Testing: Theory And Applications*, vol. 22, pp. 351–357, 2006.
- [68] Y. Chiu, "Equalization Techniques for Nonlinear Analog Circuits," *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 4, pp. 132–139, April 2011.
- [69] AD9467, *AD9467 Data Sheet, Analog Devices*, Rev. D. ed., 2013.
- [70] O. Landolt, F. Wiedmann, U. Dümmler, and J. Sundermeyer, "A 10GS/s Single-Core 8-Bit ADC with an ENOB above 7.0 up to 4.2GHz," in *PRIME 2012*, Aachen, 2012.
- [71] AD9262, *AD9262 Data Sheet, Analog Devices*, Rev. A. ed., 2010.
- [72] R. H. Walden, "Analog-to-digital converter survey and analysis," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, no. 4, April 1999.
- [73] M. Allén, J. Marttila, and M. Valkama, "Modeling and mitigation of nonlinear distortion in wideband A/D converters for cognitive radio receivers," *Int. Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 2, no. 2, pp. 183–192, 2010.
- [74] W. Kester, "Intermodulation Distortion Considerations for ADCs," *MT-012 Tutorial ADI*, 2009.
- [75] J. Vuolevi and T. Rahkonen, *Distortion in RF Power Amplifiers*. Artech House, 2003.

- [76] R. Reeder, “Wideband AD Converter Front-End Design Considerations (Part 1),” *Analog Dialogue*, vol. 40-07, 2006.
- [77] R. Reeder and J. Caserta, “Wideband AD Converter Front-End Design Considerations (Part 2),” *Analog Dialogue*, vol. 41-07, 2007.
- [78] AD9239, *AD9239 Data Sheet*, *Analog Devices*, Rev. B. ed., 2010.
- [79] E. Bartolome, “Understanding and comparing datasheets for high-speed ADCs,” *Analog Applications Journal (Texas Instruments)*, 2006.
- [80] M. Schetzen, *The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems*, Revised ed. Krieger Publishing Company, 1980/2006.
- [81] G. Budura and C. Botoca, “Nonlinearities Identification using the LMS Volterra Filter,” in *Proceedings of the 2005 WSEAS International Conference on Dynamical Systems and Control*, 2005, pp. 148–153.
- [82] E. L. O. Batista, O. J. Tobias, and R. Seara, “Fully and partially interpolated adaptive Volterra filters,” in *EUSIPCO 2005*, 2005.
- [83] P. Mikulik and J. Saliga, “Volterra filtering for integrating ADC error correction, based on an a priori error model,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 51, no. 4, pp. 870–875, 2002.
- [84] J. Tsimbinos, “Identification and compensation of nonlinear distortion,” Ph.D. dissertation, University of South Australia, 1995.
- [85] L. Peng and H. Ma, “Design and Implementation of Software-Defined Radio Receiver Based on Blind Nonlinear System Identification and Compensation,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, vol. 58, no. 11, Nov. 2011.
- [86] E. Aschbacher, “Digital Pre-Distortion of Microwave Power Amplifiers,” Ph.D. dissertation, Technische Universität Wien, 2005.
- [87] A. Springer, “Digital Predistortion for Mobile Communications,” in *Tagungsbeiträge der EEEfCOM*, Ulm, 2011.
- [88] A. L. Walker, “Behavioral Modeling and Characterization of Nonlinear Operation in RF and Microwave Systems,” Ph.D. dissertation, North Carolina State Univ., 2005.
- [89] N. Björzell, P. Suchanek, P. Händel, and D. Rönnow, “Measuring Volterra Kernels of Analog-to-Digital Converters Using a Stepped Three-Tone Scan,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, no. 4, pp. 666–671, April 2008.
- [90] V. Haasz, D. Slepicka, and P. Suchanek, “Models of the ADC transfer function-sensitivity to noise,” in *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings (IMTC 2008)*, 2008, pp. 583 – 587.

- [91] H. Koepl and G. Paoli, “Nonlinear system identification of a broadband subscriber line interface circuitry using the Volterra approach,” in *Mathematics of Signal Processing V*. Oxford University Press, 2002.
- [92] S. Medawar, P. Händel, N. Björzell, and M. Jansson, “Input-Dependent Integral Nonlinearity Modeling for Pipelined Analog–Digital Converters,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, no. 10, Oct. 2010.
- [93] P. Händel, N. Björzell, and M. Jansson, “Model Based Dynamic Characterization of Analog-digital-converters at Radio Frequency,” in *9th International Symposium on Signal Processing and its Applications (ISSPA)*, 2007.
- [94] H. Fraz, R. Sperlich, and J. S. Kenney, “Characterization of Dynamic Nonlinearity in ADCs using Wavelet Networks,” in *WAMICON '09*, April 2009.
- [95] N. Björzell and P. Händel, “Dynamic Behavior Models of Analog to Digital Converters,” in *11th International Workshop on ADC Modelling, Testing and Design*, Sept. 2006.
- [96] N. Björzell, “Modeling Analog to Digital Converters at Radio Frequency,” Ph.D. dissertation, KTH, Stockholm, 2007.
- [97] B. Brannon, “How ADIsimADC Models an ADC,” *AN-737, rev. B, 2009 - Analog Devices*, 2009.
- [98] G. Vallant, J. Dederer, M. Epp, W. Schlecker, and F. K. Jondral, “A Linearization Strategy for Undersampling Analog-to-Digital Converters,” in *16th International Workshop on ADC Modelling, Testing and Design (IWADC2011) and IEEE 2011 ADC Forum*, Perugia/Orvieto, Italy, June 2011.
- [99] A. Hakkarainen, J. Werner, and M. Valkama, “RF imperfections in antenna arrays: Response analysis and widely-linear digital beamforming,” in *RWS 2103 (IEEE Radio Wireless Week)*, Austin, TX, USA, 2013.
- [100] L. Anttila, M. Valkama, and M. Renfors, “Circularity-Based I/Q Imbalance Compensation in Wideband Direct-Conversion Receivers,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, no. 4, July 2008.
- [101] M. Mailand, R. Richter, and H.-J. Jentschel, “IQ-imbalance and its compensation for non-ideal analog receivers comprising frequency-selective components,” *Advances in Radio Science*, vol. 4, pp. 189–195, 2006.
- [102] f. j. harris, “Digital Filter Equalization of Analog Gain and Phase Mismatch in I-Q Receivers,” in *5th IEEE International Conference on Universal Personal Communications*, 1996.
- [103] J. K. Cavers and M. W. Liao, “Adaptive Compensation for Imbalance and Offset Losses in Direct Conversion Transceivers,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 42, no. 4, pp. 581–588, 1993.

- [104] *Fundamentals of Radar Measurements*, www.tektronix.com/radar, 2009.
- [105] M. Valkama, A. Shahed, L. Anttila, and M. Renfors, “Advanced Digital Signal Processing Techniques for Compensation of Nonlinear Distortion in Wideband Multicarrier Radio Receivers,” *IEEE Trans. MTT*, vol. 54, no. 6, June 2006.
- [106] E. Balestrieri, P. Daponte, and S. Rapuano, “A State of the Art on ADC Error-Compensation Methods,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 54, no. 4, pp. 1388–1394, Aug. 2005.
- [107] B. J. Harker, “Dynamic Range Enhancements for Radars and RF Systems,” in *5th EMRS DTC Technical Conference*, Edinburgh, 2008.
- [108] —, “Dynamic Range Enhancements in Radar Sensors,” in *4th EMRS DTC Technical Conference*, Edinburgh, 2007.
- [109] —, “Dynamic Range Enhancements in Radar Systems,” in *3rd EMRS DTC Technical Conference*, Edinburgh, 2006.
- [110] —, “Dynamic Range Enhancements in Radar Systems,” in *2nd EMRS DTC Technical Conference*, Edinburgh, 2005.
- [111] J.-M. Janik and V. Fresnaud, “A spectral approach to estimate the INL of A/D converter,” *Elsevier B.V.*, vol. 0920-5489, 2006.
- [112] V. Kerzérho, V. Fresnaud, D. Dallet, S. Bernard, and L. Bossuet, “Fast Digital Post-Processing Technique for Integral Nonlinearity Correction of Analog-to-Digital Converters,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 3, pp. 768–775, March 2011.
- [113] N. Björzell and P. Händel, “Dynamic Behavior Models of Analog to Digital Converters Aimed for Post-Correction In Wideband Applications,” in *11th Workshop On ADC Modelling And Testing*, Brazil, 2006.
- [114] —, “Post-Correction of Under-Sampled Analog to Digital Converters,” in *IMTC 2007 Instrumentation and Measurement Conf.*, May 2007.
- [115] S. Medawar, P. Händel, N. Björzell, and M. Jansson, “Postcorrection of Pipelined Analog–Digital Converters Based on Input-Dependent Integral Nonlinearity Modeling,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 10, Oct. 2011.
- [116] S. Medawar, “Pipeline Analog-Digital Converters Dynamic Error Modeling for Calibration,” Ph.D. dissertation, KTH, Stockholm, 2012.
- [117] G. Vallant, M. Allén, M. Epp, M. Valkama, and F. K. Jondral, “Characterization and post-correction of dynamic analog-to-digital converter nonlinearity for undersampling receivers,” in *7th Karlsruhe Workshop on Software Radios (WSR12)*, Karlsruhe, March 2012.

- [118] H. Fraz, N. Björzell, J. Kenney, and R. Sperlich, “Prediction of Harmonic Distortion in ADCs using Dynamic Integral Non-Linearity Model,” in *IEEE Behavioral Modeling and Simulation Workshop (BMAS 2009)*, Sept. 2009.
- [119] T. Andersson and P. Händel, “Toward a Standardized Multi-Sinewave Fit Algorithm,” in *9th Workshop on ADC Modelling and Testing (IWADC)*, 2004.
- [120] ADC1613D125, *NXP Semiconductors, Data Sheet, Rev. 3, Feb. 2011.*, 2011.
- [121] LTC2208, *Linear Technologies, Data Sheet, LT 0909 REV C*.
- [122] S. Singh, M. Epp, M. Valkama, G. Vallant, and L. Anttila, “2-Channel Time-Interleaved ADC Frequency Response Mismatch Correction Using Adaptive I/Q Signal Processing,” in *IEEE 56th International Midwest Symposium*, Columbus, Ohio, August 2013.
- [123] S. Singh, G. Vallant, M. Epp, M. Valkama, and W. Schlecker, “Novel Blind Adaptive Correction Algorithm for 2-Channel Time-Interleaved ADCs,” in *17th International Workshop on ADC Modelling, Testing and Design (IWADC2013)*, Barcelona, Spain, July 2013.
- [124] P. A. Traverso, M. Salami, G. Pasini, and F. Filicori, “Characterization and modelling of broad-band GHz-field A/D acquisition channels by means of the Discrete-Time Convolution Model behavioural approach,” in *16th International Workshop on ADC Modelling, Testing and Design (IWADC2011) and IEEE 2011 ADC Forum*, 2011.
- [125] S. Heubusch, “HF-Front-End für innovative Radarempfänger,” 2012, Bachelorarbeit, Hochschule Ulm, (nicht publiziert).
- [126] G. Vallant, W. Schlecker, and F. K. Jondral, “Realization of a Volterra-Based Postdistortion Algorithm for Radar Receivers,” in *Workshop on Microelectronics (MPC Gruppe Baden-Württemberg)*, vol. 46, July 2011, Furtwangen.
- [127] W. Schlecker, “Quantisierungseinflüsse in der digitalen Signalverarbeitung,” Ph.D. dissertation, Universität Ulm, 2006.

Index

- AAF, 18
- Abtasttheorem, 4
- Adaptive Filter, 6, 66, 69
- ADC, 1, 4, 6, 14, 32, 43, 69, 107, 115, 122, 127
 - Architekturen, 32, 33
 - Eingangsbeschaltung, 30, 37, 50, 51, 76, 109
 - Fehlermodell, 51–54
 - Nichtlinearität, 66, 72, 79, 96
 - Ultra-Highspeed, 100–103, 128
 - Wahl des, 29
- AESA, 2, 6, 10, 127
- Analog IQ, 1, 22, 57, 125
- Anti-Aliasing-Filter, 4, 14, 60, 109, 113
- Aperturjitter, 31, 123

- Bandpassabtastung, 1, 2, 31, 32, 38, 51, 54, 66, 75
- Basisbandverarbeitung, 3, 8, 14, 15, 42, 111
- Beam Pattern, 26, 55
- Beschaffenheit des Trainingssignals, 34

- Chirp, 15, 115, 124
- Clipping-Verzerrungen, 34, 36
- Coherent Processing Interval, 13

- DAC, 33, 69
- dBfs/dBc, 37
- DC-Offset, 5, 19, 22, 35, 38, 43, 55, 60, 62, 125
- Dekorrelation
 - des Quantisierungsfehlers, 23, 30
 - von Nichtlinearitäten, 3, 28, 66

- DFT/FFT, 16, 25, 34, 84
- Digital Downconversion, 14, 18, 38, 107, 109
- Digital IQ, 2, 18
- Digital Predistortion, 42
- Digitale Strahlformung, 3, 24, 29, 55, 124
- Direktabtastung, 1, 2
- Dithering, 23, 30, 65
- Dopplerverarbeitung, 4, 5, 13–17, 38, 61, 62

- ENOB, 36, 38, 70
- EW, 11, 100, 128

- Falschziele, 4, 55, 57
- fast-time, 16
- Fensterfunktion, 16, 26, 34, 61, 117
- Filterentwurf, 80, 84
- FMCW, 8, 10
- FPBW, 32, 37, 76, 98, 105
- FPGA, 5, 7, 106–109, 118, 129
- Frequenzagilität, 11
- Frequenzmodulation
 - nichtlineare, 16
 - lineare, 15, 60
- Frequenzumsetzung, 1, 14, 21, 59

- Gruppenlaufzeitverzerrung, 5, 60, 113, 115

- Hammerstein-Modell, paralleles, 44, 77, 128
- Harmonische, 21, 28–30, 34, 35, 38, 43, 49, 52, 62, 72

- Heterodynempfänger, 1, 2, 4, 18, 19, 22
- High-IF, 5, 19, 31, 32, 59, 63, 75, 87, 93, 98, 125, 127
Empfängerdemonstrator, 105, 114
- Hilberttransformation, 1, 2, 5, 19, 115, 125
- Homodynempfänger, 4, 6, 19, 57, 59
- in-Band-Störungen, 4, 18, 38, 124
- INL/DNL, 30, 48, 71, 128
Modellierung, 47, 48, 50, 66
- Integration von Baugruppen, 3, 19, 59, 63, 126, 127
- Intercept Point, kubischer, 36, 42, 91, 113, 118, 122
- Intermodulationsverzerrungen, 6, 29, 36, 42, 43, 79, 91, 118, 120, 127
- Interpolation, 77, 80
- IQ-Mismatch, 5, 19, 20, 55, 56, 60, 125
frequenzabhängiger, 20, 59
- Jamming, 8, 22
- Kalibration, 6, 82, 93, 111, 120, 128
- Komplexität, 1, 45, 105, 108, 127
- Korrekturfilter, 80, 82, 91
- Korrekturverfahren, digitale, 4, 6, 28, 53, 56, 62, 65, 126, 127
- Kosten, 1, 3, 105, 127
- Lage von Harmonischen, 35
- Leistungsaufnahme, 105, 127
- Leistungsverbrauch, 1, 3, 4, 79, 118, 122, 128
- Limiter, 109
- Linearisierung, 5, 6, 74, 78, 106, 109, 118, 120, 123, 124, 127
- LNA, 1, 14, 59, 109, 113
- Lookup-Tabelle, 65, 70
- low-cost, 20, 63, 127
- Modellidentifikation, 65
- Modulationsbandbreite, 8, 20, 23, 26, 57, 76, 106, 118, 127
- Nichtlineare Systeme
gedächtnisbehaftet, 39, 40, 43
gedächtnislos, 42
Modelle für, 45
- Nyquistzone, 14, 19, 32, 38, 51, 68, 105, 127, 128
- Phased-Array, 3, 4, 10, 24, 125
- Phasenrauschen, 35, 62, 113, 120
- Pipeline Architektur, 4, 33
- Prozessgewinn, 2, 15, 23, 26, 37, 38, 61, 62, 72
- Pulsfolgeintervall, 11
- Pulskompression, 8, 14–17, 60–62, 112, 115
- Radarbänder, 1, 10
- Radare
Pulsradare, 8, 10, 57, 127, 129
Typen, 8–11
- Radarempfänger, 2, 6, 14, 129
Architekturen, 19, 29, 126
Frequenzschemata, 21
Störsicherheit, 2, 22, 63, 125, 127
- Rauschen im digitalen Empfänger, 24
- Rauschleistungsdichte, 22, 37
- Rauschzahl, 22, 37
- SDR, 1, 3, 5, 6, 66, 126, 127
- Separierung der Volterra-Kerne, 43
- SFDR, 2, 4, 38, 84, 87, 123, 127
- SFDR roll-off, 32, 51, 127
- Signalgenerator, 68, 91
- SINAD/SNDR, 35, 70, 123
- Sinefit, 30, 69, 84
- slow-time, 16
- SNR, 2, 15, 22, 30–32, 72, 127
- SoC/SiP, 3, 19
- Spiegelunterdrückung, 2, 18–21, 111, 127

Index

Symmetrie der Volterra-Kerne, 41, 91
system-level, 6, 97

Taylor-Reihe, 40, 42, 43

Temperatureinfluss, 82, 86, 92

Time-Interleaving, 5, 100, 102

Trainingssignals, Beschaffenheit des, 66,
68, 69, 80, 84

Volterra-Reihe, 39, 40, 43, 128

widely-linear, 56

Wiener-Modell, paralleles, 44

Zero-IF, 59, 61, 63, 127, 128

Zwischenfrequenz, 1, 2, 4, 8, 129

Wahl der, 2, 19, 105, 127