

Studienarbeit zum Thema

"Kompensation von frequenzselektiver I/Q-Imbalance in breitbandigen Direktmisch-Sendern"

vorgelegt dem
Fachbereich Informationstechnologie und theoretische
Informationstechnik

Skander Kacem
9. April 2011

Referent: Dr.-Ing. habil. Slawomir Stanczak
Studienarbeitsbetreuer: M.Sc. Jian Luo

Inhaltsverzeichnis

Notationsverzeichnis	6
Abkürzungsverzeichnis	7
1 Einleitung	9
1.1 Motivation	9
1.2 Aufgabenstellung und Übersicht	9
2 I/Q Imbalance: theoretische Hintergrund	10
2.1 Signal- und System-Modell der I/Q Imbalance	10
2.2 Kompensation der I/Q-Imbalance: Lösungsansatz	12
2.2.1 Übersicht verschiedener Empfänger-Architekturen	12
2.2.1.1 Heterodyne Empfänger	12
2.2.1.2 Homodyne Empfänger	13
2.2.2 Gesamtsystemmodell	14
2.2.3 Der Vorverzerrer (Pre-Equalizer)	15
2.2.4 Pre-Equalizer-Parameter Schätzung (Joint Estimation)	18
2.2.4.1 Exkurs: Methode der kleinsten Quadrate	18
2.2.4.2 Pilotbasiertes Schätzverfahren	20
2.2.4.3 Semiblinde Parametertracking	22
3 Implementierung und Evaluierung	25
3.1 Beschreibung der angewendeten Signal-Typen	25
3.2 Programmaufbau	27
3.3 Einfluss des Tracking-Zeitintervall auf die Qualität der Kalibration	29
3.4 Einfluss des Zeitsynchronisationsfehler auf die Qualität der Kalibration	33
3.5 Einfluss der Toeplitz-Erweiterung auf den Zeitsynchronisationsfehler	40
3.6 Hardware-in-the-Loop (HiL) Verifizierung	47
3.7 Schlussfolgerung	50
4 FPGA-Realisierung des digitalen I/Q-Demodulators im Feedback-Kanal	51
4.1 Mischer	52
4.2 Dezimator	54

Inhaltsverzeichnis

5	Zusammenfassung	59
6	Literaturverzeichnis	61

Abbildungsverzeichnis

2.1	Direktmisch-Sender und die I/Q-imbalance-Quellen	10
2.2	I/Q-Imbalance-Fehlerbehaftetes äquivalentes Basisbandmodell	11
2.3	Spiegel-Interferenz	12
2.4	Allgemeine Struktur eines heterodynen Empfängers	13
2.5	Allgemeine Struktur eines Low-IF- Empfängers	13
2.6	Gesamtsystemmodell	14
2.7	Äquivalentes Basisbandmodell	15
2.8	Äquivalentes Basisbandmodell mit realen Filtern	16
2.9	Struktur des Vorverzerrers	17
2.10	Basisbandmodell vor der aktuellsten Parameterschätzung	22
3.1	Frequenzspektrum eines RAND-Signals	25
3.2	LTE-Frequenzspektrum	26
3.3	Frequenzspektrum von einem MB UMTS-F Signal	26
3.4	Frequenzspektrum von einem MB UMTS-S Signal	27
3.5	Programmaufbau	29
3.6	Vergleich des Parameter-Tracking-Verfahrens auf ein RAND-Signal (SNR=Inf) mit unterschiedlichen Zeitintervallen. Das IRR wird über das gesamte Signalbandbreite gemittelt.	30
3.7	Vergleich des Parameter-Tracking-Verfahrens auf ein RAND-Signal (SNR=50 dB) mit unterschiedlichen Zeitintervallen. Das IRR wird über das gesamte Signalbandbreite gemittelt.	31
3.8	Kompensationsverfahren auf ein LTE Signal	31
3.9	Kompensationsverfahren auf ein MB-UMTS Signal	32
3.10	Kompensationsverfahren auf ein RAND-Signal mit einem 1 sample SynErr in der initialen Kalibrierung mit SNR = 50dB	33
3.11	Kompensationsverfahren auf ein RAND-Signal mit 1 sample SynErr innerhalb der Tracking-Phase mit SNR = Inf	34
3.12	Kompensationsverfahren auf ein RAND-Signal mit sukzessiven TimeSynErr und mit einem SNR = 50 dB	35
3.13	Qualität der Korrektur auf ein RAND-Signal mit variablen Synchronisationsfehler und unterschiedlichen Signallänge	36

Abbildungsverzeichnis

3.14	Qualität der Korrektur bei dem 6. Tracking auf verschiedene Signalstandards mit variablen Synchronisationsfehler mit $\text{SNR} = 50\text{dB}$ und Referenzsignal = 9600 Samples	37
3.15	IRR vs. Anzahl von Tracking bei 1 Sample TimeSynErr	38
3.16	IRR vs. Anzahl von Tracking bei 2 Samples TimeSynErr	38
3.17	IRR vs. Anzahl von Tracking bei 3 Samples TimeSynErr	39
3.18	Qualität der Korrektur bei dem 1. Tracking nach dem Auftritt eines Zeitsynchronisationsfehler. Das mittlere IRR von verschiedenen Signalen wird als Funktion von TimeSynErr. dargestellt.	39
3.19	Conditionsnummer vs. Länge des Referenzsignals von verschiedenen Signalstandards mit $\text{SNR} = 50\text{dB}$	42
3.20	IRR vs TimeSynErr von einem RAND-Signal mit unterschiedlichen Toeplitzerweiterungen und mit $\text{SNR} = 50\text{dB}$	43
3.21	IRR vs TimeSynErr von einem MB UMTS-S-Signal mit unterschiedlichen Toeplitzerweiterungen und mit $\text{SNR} = 50\text{dB}$	44
3.22	IRR vs TimeSynErr von einem MB UMTS-F-Signal und einem LTE-Signal mit unterschiedlichen Toeplitzerweiterungen und mit $\text{SNR} = 50\text{dB}$	44
3.23	IRR vs. TimeSynErr von verschiedenen Signalstandards mit ToepEx = 2 and $\text{SNR} = 50\text{dB}$	45
3.24	IRR vs. TimeSynErr von verschiedenen Signalstandards mit ToepEx = 4 und ToepEx = 6 bei $\text{SNR} = 50\text{dB}$	45
3.25	IRR vs. Anzahl von Tracking bei konstantem TimeSynErr = 3 und ToepEx = 6 mit $\text{SNR} = 50\text{dB}$	46
3.26	Länge des Referenzsignals vs. Toeplitzerweiterung bei verschiedenen Signalen	46
3.27	Variation der I/Q-Imbalance-Parametern während des HiL-Experimentes	48
3.28	IRR im Verhältnis der Temperatur von einem MB UMTS-S Signal mit einem $\text{SNR} \approx 50\text{dB}$	49
3.29	IRR im Verhältnis der Temperatur	49
4.1	Aufbau des digitalen I/Q-Demodulators	51
4.2	Spektrum des IF-Signals	53
4.3	Spektrum des demodulierten Signals	53
4.4	Übertragungsfunktion des TP-Filters	55
4.5	Teilsystem zweiter Ordnung in transponierter Direktform eines SOS-IIR-Filters	56
4.6	Gesamtes SOS-IIR-Filter- Modell	57
4.7	Spektrum des demodulierten Signals nach der TP-Filterung	57
4.8	Spektrum des TP-gefilterten Signals nach der Dezimation	58

Notationsverzeichnis

g^T	Amplitude imbalance des Modulators
φ^T	Phase imbalance des Modulators
B_s	Bandbreite des Signals $s(t)$
d	DC-Offset
a_{ij}	Element i,j der Matrix \mathbf{A}
f	Frequenz
$*$	Flatung
f_{HF}	Hochfrequenz
f_{IF}	Zwischenfrequenz
f_{LO}	Frequenz des Oszillators
$h(t)$	Impulsantwort
$h^C(t)$	Impulsantwort des Korrekturfilters
$h^{TI}(t)$	Impulsantwort des Rekonstruktionsfilters im I-Kanal
$h^{TQ}(t)$	Impulsantwort des Rekonstruktionsfilters im Q-Kanal
\mathbf{X}	Matrizen (groß,halbfett)
$(\cdot)^*$	konjugiert komplexer Wert
$(\cdot)^\dagger$	Moore–Penrose-Pseudoinverse
$Rang(\mathbf{X})$	Rang einer Matrix \mathbf{X}
$(\hat{\cdot})$	geschätzte Größe
$s_{re/im}$	Real- bzw. Imaginärteil des Signals s
\mathbf{x}	Spaltenvektoren (klein,halbfett)
$(\cdot)^T$	Transponierung
$H(f)$	Übertragungsfunktion
$(\tilde{\cdot})$	vorangegangene geschätzte Größe
\circledast	zyklische Flatung

Abkürzungsverzeichnis

ADC	Analog-to-digital conversion
AKF	Autokorrelationsfunktion
AWGN	Additive white gaussian noise
BB	Basisband
DAC	Digital-to-analog conversion
DC	Direct current, Gleichspannung
DFT	Discrete Fourier transform
DSP	Digital signal processor
DTFT	Discrete-time Fourier transform
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite impulse response
HF	Hochfrequenz
IDFT	Inverse discrete Fourier transform
IDTFT	Inverse discrete-time Fourier transform
IF	Intermediate frequency, Zwischenfrequenz
IQ	In-phase/Quadrature-phase
IRR	Image rejection ratio
LNA	Low-noise amplifier
LO	Lokaloszillator
LS	Least squares
LTE	Long time evolution
MB	Multiband
MOD	Modulator
NGN	Next generation network

Abkürzungsverzeichnis

OFDM	Orthogonal frequency division multiplexing
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis
SOS	second order section
TimeSynErr	Zeitsynchronisationsfehler
TP	Tiefpass
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System

1 Einleitung

1.1 Motivation

Die Direktmisch-Architektur hat sich wegen der niedrigen Kosten und Komplexität durchgesetzt. Dabei wird das Signal zweikanalig verarbeitet und direkt in das gewünschte Frequenzband moduliert bzw. demoduliert (zero IF). Somit verzichtet man auf weitere Oszillatoren und auf den Image-Rejection-Filter. Es wird also weniger Platz und Energie verbraucht und man gewinnt somit an Flexibilität. Um die Kosten noch weiter zu verringern, spart man sich hochwertige RF-Frontends. Man lässt damit einen bestimmten Grad von analogen Fehler- bzw. Störgrößen zu. Diese Hardware-Ungenauigkeiten können aber mit Hilfe von geeigneten Algorithmen im DSP kompensiert werden. Unter RF-Frontends fasst man den Mischer, den Lokaloszillator und alle anderen analogen Baugruppen zusammen. Dieses Konzept ist als Dirty RF-Paradigma bekannt [6].

1.2 Aufgabenstellung und Übersicht

Gegenstand dieser Arbeit ist eine digitale Kompensation der I/Q-Imbalance- und DC-Offset -Fehler am Sender. Die Arbeit gliedert sich wie folgt:

Zunächst werden in **Kapitel 2** alle Grundlagen beschrieben, die zum Verständnis der Problematik notwendig sind. Es wird ein äquivalentes zeitdiskretes Systemmodell im Basisband erläutert und aufbauend auf diesem Modell wird eine mögliche Lösung der Problematik beschrieben.

Aus der in Kapitel 2 diskutierten Lösung wird in **Kapitel 3** ein erweiterter Algorithmus abgeleitet und in Matlab simuliert und analysiert. Die Grenzen dieses Algorithmus und derer Robustheit werden bei der Simulation untersucht. Im Abschluss dieser Kapitel und anhand der Simulationsergebnisse wird ein verbesserten Algorithmus beschrieben.

Kapitel 4 widmet sich der FPGA-Realisierung eines digitalen I/Q-Demodulators, der für die oben erwähnten Lösung notwendig ist.

Abschließend werden in **Kapitel 5** die Ergebnisse dieser Arbeit zusammengefasst.

2 I/Q Imbalance: theoretische Hintergrund

2.1 Signal- und System-Modell der I/Q Imbalance

Abbildung 2.1 zeigt den Aufbau eines Direktmisch-Senders Tx, die möglichen I/Q-Imbalance-Fehler und deren Quellen.

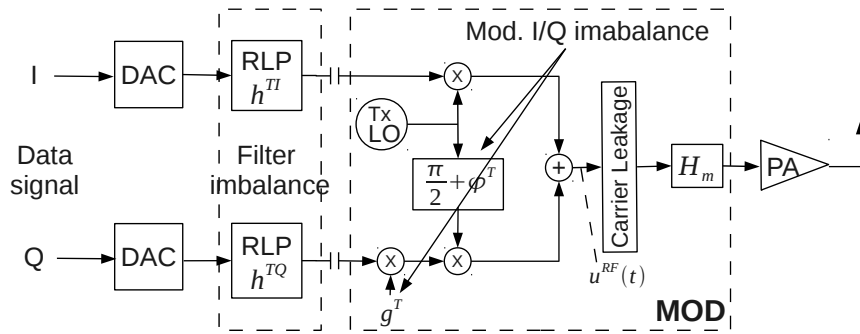


Abbildung 2.1: Direktmisch-Sender und die I/Q-imbalance-Quellen

Ein digitaler Signalprozessor leitet die Inphase- und Quadratur-Komponente aus einem Datenstrom ab. Nach einer Digital-Analog-Wandlung und einer Tiefpass-Filterung wird das Basisband-Signal durch den Quadraturmischer in das gewünschte Frequenzband moduliert. Das resultierende RF-Signal wird verstärkt über die Antenne gesendet.

Das LO-Signal wird im Quadraturmischer in zwei Zweigen gesplittet. Im idealen Fall sollten sie um genau $\frac{\pi}{2}$ gegeneinander phasenverschoben und die gleiche Amplitude besitzen. Außerdem müssten die Basisband-Analog-Bauteile in den beiden Kanälen identisch sein. Jedoch können dies aufgrund Fertigungstoleranzen den idealen Bedingungen nicht erfüllen. Diese Abweichung hat dann eine Wirkung auf die Signalqualität.

Im Modulator wird die LO-Signal-Zweige keine gleiche Amplitude und genaue $\frac{\pi}{2}$ Phasenverschiebung haben. Dieses Effekt ist generell konstant über die Signal-Bandbreite

2 I/Q Imbalance: theoretische Hintergrund

und wird als “frequenzunabhängige” I/Q-Imbalance bezeichnet. Die Unsymmetrie von den analogen Basisband-Bauteilen ist im allgemeinen frequenzselektiv und wird als “frequenzselektive” I/Q-Imbalance bezeichnet. Mit g^T und φ^T werden die Amplitude- bzw. die Phase Imbalance des Modulators gekennzeichnet und mit h^{TI} und h^{TQ} die Impulsantworten der Glättungs-Filter bzw. Rekonstruktionsfilter in den I/Q-Kanälen. Durch das Leck-Effekt der Trägerleistung tritt noch der sogenannte DC-Offset Fehler (Offsetspannung) auf.

Aus diesen Betrachtungen und der Abbildung (2.1) lässt sich das RF-Signal wie folgt berechnen:

$$u^{RF}(t) = \left(s_{re}(t) * h^{TI}(t) \right) \cos(w_c t) - g^T \left(s_{im}(t) * h^{TQ}(t) \right) \sin \left(w_c t + \varphi^T \right) \quad (2.1)$$

Um der Einfluss vom I/Q-Imbalance auf das äquivalente Basisband-Signal zu untersuchen, definieren wir $h_D(t) := \frac{h^{TI}(t) + g^T h^{TQ}(t) e^{j\varphi^T}}{2}$, $h_I(t) := \frac{h^{TI}(t) - g^T h^{TQ}(t) e^{j\varphi^T}}{2}$ und $s(t) := s_{re}(t) + js_{im}(t)$. $u^{RF}(t)$ kann dann wie folgt dargestellt werden:

$$u^{RF}(t) = \Re \left\{ \left(s(t) * h_D(t) + s^*(t) * h_I(t) \right) e^{j2\pi f_c t} \right\}, \quad (2.2)$$

wobei die Indizes “ D ” und “ I ” jeweils für das Direkt- und Image-anteil stehen. Es werden also zwei Modulationssignale ausgeliefert, eine davon ist unerwünscht und verursacht die sogenannte Spiegelinterferenz. Dies entspricht im äquivalenten Basisbandmodell der konjugiert komplexen Version des zu modulierenden Zeitbereichssignals gefaltet mit der Impulsantwort $h_I[n]$ (Abbildung 2.2).

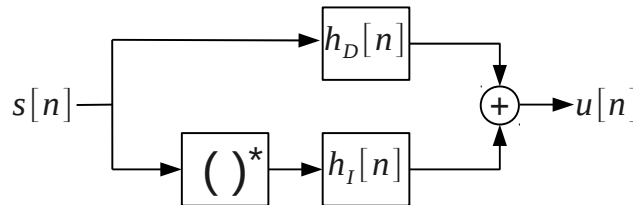


Abbildung 2.2: I/Q-Imbalance-Fehlerbehaftetes äquivalentes Basisbandmodell

Beim Direktmisch-Vorgang verursacht I/Q-Imbalance eine Überlagerung von der um die Trägerfrequenz gespiegelten Version des gewünschten Signals. Dieses Effekt wird als “Spiegel-Interferenz” bezeichnet und ist in der Abbildung (2.3) verdeutlicht.

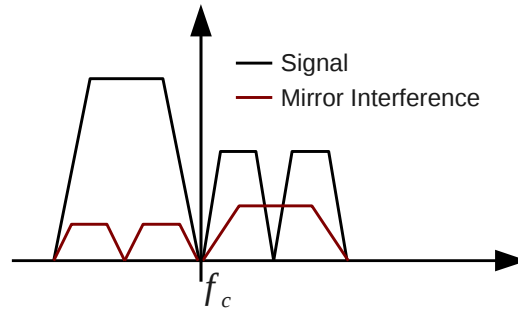


Abbildung 2.3: Spiegel-Interferenz

2.2 Kompensation der I/Q-Imbalance: Lösungsansatz

2.2.1 Übersicht verschiedener Empfänger-Architekturen

Das Thema der Arbeit ist die Korrektur der I/Q-Imbalance beim Sender. Da aber die dargestellte Lösung einen rückgekoppelten Pseudo-Empfänger voraussetzt, wird in diesem Kapitel auf die Wahl von diesem Empfänger eingegangen.

2.2.1.1 Heterodyne Empfänger

In einem heterodynen Empfänger (bzw. Überlagerungsempfänger) wird das HF-Signal in mindestens zwei Schritten ins Basisband transformiert. Diese schrittweise Frequenzverschiebung ins Basisband entspricht in dem Zeitbereich einer Multiplikation mit mehreren Referenzsignalen bestimmter Frequenzen. Diese Zwischenfrequenzlagen (IF) ermöglichen meist eine einfache und effektive Signalverarbeitung als auf der ursprünglichen HF-Frequenz. Dabei ist $f_{IF} = |f_{HF} - f_{LO}|$. Die Abbildung (2.4) zeigt die allgemeine Struktur eines heterodynen Empfängers.

Die heterodyne Architektur hat weitere Derivate. Eine besondere wichtige Variante stellt der Low-IF Empfänger (Abbildung 2.5) dar. Mit Hilfe eines LNA erfolgt eine rauscharme Verstärkung des Empfangssignals. Über den komplexen Mischer erfolgt dann die Frequenzverschiebung auf eine niedrige Zwischenfrequenz. Bei der Wahl der zu verwendenden LO-Frequenz müssen einige Aspekte berücksichtigt werden. Um beispielsweise der DC-Offset zu vermeiden, muss $|f_{HF} - f_{LO}| > \frac{B_s}{2}$. Das entstandene Signal wird einem Antialiasing-Tiefpassfilter zugeführt. Anschließend wird das analoge Signal mit Hilfe von

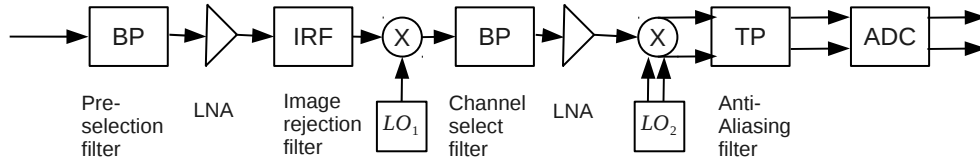


Abbildung 2.4: Allgemeine Struktur eines heterodynen Empfängers

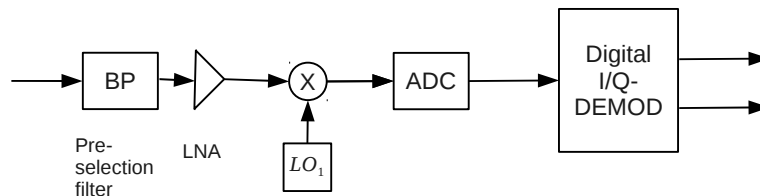


Abbildung 2.5: Allgemeine Struktur eines Low-IF- Empfängers

A/D-Wandler digitalisiert. Das Signal wird erst nach der Digitalisierung ins Basisband verschoben. Die Spiegelfrequenz Unterdrückung erfolgt auch im digitalen Bereich [2].

Diese Struktur ist also frei von I/Q-Imbalance (Single branch conversion) und vom DC-Offset -Fehler. Sie wird von daher als Lösungsansatz für den Feedback-Kanal angewendet.

2.2.1.2 Homodyne Empfänger

Ein homodyne Empfänger mischt das hochfrequente Signal in einem einzelnen Schritt ins Basisband runter und zwar durch Multiplikation mit einer $f_{LO} = f_{HF}$. Diese Struktur wird auch als Zero -IF oder Direct Converter bezeichnet. Sie hat zwar ihre Vorteile aber sie fügt doch zusätzliche I/Q-Imbalancen, DC-Offset und LO-Leckage ins empfangene Signal hinzu [12]. Von daher kann dies doch nicht als Lösungsansatz für die Kompensation der senderseitigen verursachten RF-Frontends Ungenauigkeiten benutzt werden.

2.2.2 Gesamtsystemmodell

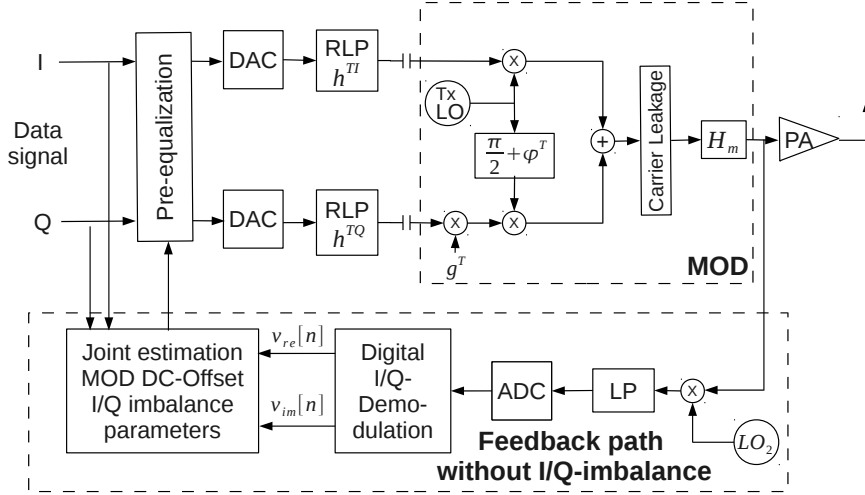


Abbildung 2.6: Gesamtsystemmodell

Am Ausgang des MOD wird das Sendesignal entnommen und dem Feedback-Kanal zugeführt. In diesem Kanal wird ein Low-IF-Empfänger verwendet. Diese Struktur vermeidet zusätzliche I/Q-Imbalance-Quellen. Aus dem Ausgangssignal des Feedback-Kanals und dem bekannten Sendesignal werden dann die I/Q-Imbalance- und der Offset-Fehler gemeinsam geschätzt (joint estimator). Anhand dieser geschätzten Werte wird ein adaptiver Vorverzerrer (Pre-Equalizer) gesteuert. D.h. Seine Parameter werden anhand eines Vergleichs der Ein- und Ausgangssignale geeignet angepasst.

In dieser Arbeit werden die I/Q-Imbalance der Tiefpassfiltern als zeitinvariant angenommen. Die MOD-Imbalance, der Offset-Fehler und die Übertragungsfunktion des MOD sind hingegen zeitvariant. Der ganze Lösungsansatz d.h. die Schätzung und die Kompensation erfolgen in dem Basisband.

Setzt man nun $s_{re}^F(t) = s_{re}(t) * h^{TI}(t)$, $s_{im}^F(t) = s_{im}(t) * h^{TQ}(t)$, $u_{re}(t) = s_{re}^F(t) - g^T s_{im}^F(t) \sin \varphi^T$ und $u_{im} = g^T s_{im}^F(t) \cos \varphi^T$ in (2.1), so wird:

$$\begin{aligned}
 u^{RF}(t) &= s_{re}^F(t) \cos(w_c t) - g^T s_{im}^F(t) (\sin(w_c t) \cos \varphi^T + \cos(w_c t) \sin \varphi^T) \\
 &= \{s_{re}^F(t) - g^T s_{im}^F(t) \sin \varphi^T\} \cos(w_c t) - \{g^T s_{im}^F(t) \cos \varphi^T\} \sin(w_c t) \quad (2.3) \\
 &= \Re \left\{ (u_{re}(t) + j u_{im}(t)) e^{j w_c t} \right\},
 \end{aligned}$$

wobei $u_{re}(t) + j u_{im}(t)$ das äquivalente Basisband des modulierten Signals darstellt.

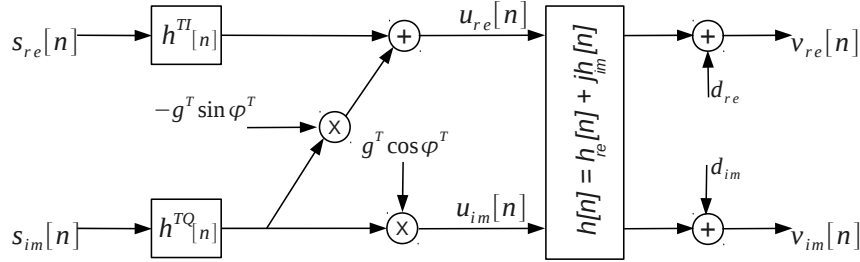


Abbildung 2.7: Äquivalentes Basisbandmodell

Das gesamte äquivalente Basisbandmodell ist in der Abbildung(2.7) gezeigt, wobei d der komplexwertige DC-Offset-Fehler ist. Die Impulsantwort des MOD und des Feedback-Kanals werden in eine Impulsantwort $h[n]$ zusammengefasst. Sie ist auch zeitvariant, allerdings es wird angenommen, dass sie sich bei Temperaturänderung nur um einen Skalierungsfaktor δ ändert¹. Aus dieser gleichen Abbildung kann man sehen, dass alle I/Q-Imbalance-Quellen sich zwischen $u[n]$ und $s[n]$ befinden.

Das Ausgangssignal des Feedback-Kanals lässt sich dann wie folgt berechnen:

$$v[n] = s_{re}[n] * h^{TI}[n] * h[n] + js_{im}[n] * g^T e^{j\varphi^T} h^{TQ}[n] + d \quad (2.4)$$

Aus praktischen Gründen bildet man das komplexe äquivalente Basisbandmodell mit realen Filtern ab [5] [9]. So entsteht die Abbildung (2.8).

$$\begin{aligned} h_\alpha[n] &= h^{TI}[n] * h[n] = h_1[n] + jh_3[n] \\ h_\beta[n] &= g^T e^{j\varphi^T} h^{TQ}[n] * h[n] = h_4[n] - jh_2[n] , \end{aligned} \quad (2.5)$$

wobei $h_1[n]$, $h_2[n]$, $h_3[n]$ und $h_4[n]$ reale Tiefpass-Filter sind. Aus (2.4) und (2.5) folgt:

$$\begin{aligned} v[n] &= (s_{re}[n] * h_1[n] + s_{im}[n] * h_2[n]) + j(s_{re}[n] * h_3[n] + s_{im}[n] * h_4[n]) \\ &\quad + d_{re} + jd_{im} . \end{aligned} \quad (2.6)$$

2.2.3 Der Vorverzerrer (Pre-Equalizer)

Der Pre-Equalizater besteht aus bestimmten adaptiven Parametern bzw. Bauteilen, die das Sendesignal vorverzerrten so dass am Ausgang des MOD die beiden Fehler (I/Q-Imbalance und DC-Offset) nicht mehr auftreten.

¹Diese Annahme wird im Kapitel [Hardware-in-the-Loop \(HiL\) Verifizierung](#) verifiziert.

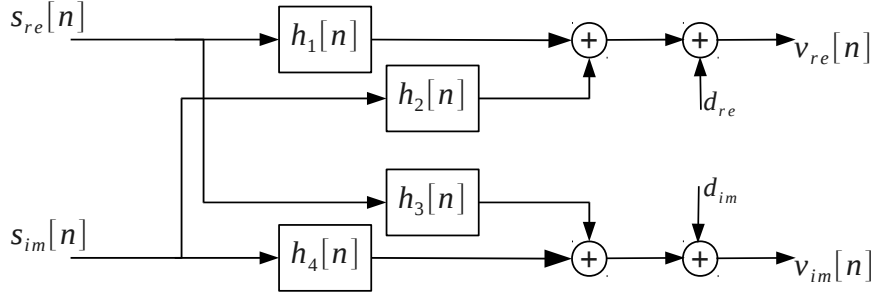


Abbildung 2.8: Äquivalentes Basisbandmodell mit realen Filtern

Der DC-Offset ist ein additiver Fehler. Um diesen Fehler zu beseitigen wird entsprechend ein adaptiver Parameter $\zeta = \zeta_{re} + j\zeta_{im}$ zum komplexen Basisbandsignal aufaddiert. Also in dem Pre-Equalizer ist schon mal ein Addierer vorhanden.

Nun stellt sich die Frage wie werden die frequenzselektiven und die zeitvarianten I/Q-Imbalancen beseitigt. Wie schon oben erwähnt, alle I/Q-Imbalance Quellen befinden sich zwischen $s[n]$ und $u[n]$. Aus der Abbildung (2.7) kann man die DTFT von $u[n]$ wie folgt berechnen :

$$\begin{aligned} U(w) &= S^{Re}(w)H^{TI}(w) + jS^{Im}(w)\tilde{H}^{TQ}(w) \\ &= S(w)\frac{H^{TI}(w) + \tilde{H}^{TQ}(w)}{2} + S^*(-w)\frac{H^{TI}(w) - \tilde{H}^{TQ}(w)}{2}, \end{aligned} \quad (2.7)$$

wobei $\tilde{H}^{TQ}(w) = H^{TQ}(w)g^T e^{j\varphi^T}$ ist.

Wir definieren das IRR als das Verhältnis der Leistungsdichtespektren des Signals zu seiner gespiegelten Version :

$$IRR(U(w)) := 10 \log \left(\frac{|H^{TI}(w) + \tilde{H}^{TQ}(w)|^2}{|H^{TI}(w) - \tilde{H}^{TQ}(w)|^2} \right). \quad (2.8)$$

Liegt keine I/Q-Imbalance Fehler vor, so ist der IRR unendlich groß. Also es muss ein Korrekturterm $C(w)$ zu \tilde{H}^{TQ} multipliziert, so dass $H^{TI}(w) - C(w)\tilde{H}^{TQ}(w)$ zu Null wird. Die gesamte Idee des Kompensationsalgorithmus basiert sich eigentlich auf das Maximieren des IRR.

2 I/Q Imbalance: theoretische Hintergrund

Der Ausdruck $C(w)$ wird zu:

$$\begin{aligned} C^{Re}(w) &= \frac{1}{g^T \cos \varphi^T} \frac{H^{TI}(w)}{H^{TQ}(w)} \\ C^{Im}(w) &= -\frac{\sin \varphi^T}{\cos \varphi^T} \end{aligned} \quad (2.9)$$

In der Praxis sind $C(w)$ stets definiert, da g^T , $\cos(\varphi^T)$ und $H^{TQ}(w)$ stets ungleich Null sind. Diese Eigenschaft ermöglicht also die Realisierung von einem stabilen ausnahme-freien Pre-Equalizer.

Aus $C(w)$ können die weiteren Pre-Equalizer Bauteile abgeleitet. Dies sind einen Korrekturfilter $h^C[n]$ und einen Skalierungsfaktor c . Sie sind wie folgt definiert:

$$\begin{aligned} c &:= -C^{Im}(w) = \frac{\sin \varphi^T}{\cos \varphi^T}, \\ h^C[n] &:= \mathcal{F}^{-1} \left\{ C^{Re}(w) \right\} \Big|_{n-n_\tau} = \mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{H^{TI}(w)}{g^T \cos \varphi^T H^{TQ}(w)} \right\} \Big|_{n-n_\tau} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Zur Herstellung der Kausalität müssten noch die Filterkoeffizienten um n_τ verschoben werden, sodass die Impulsantwort für negative Zeiten zu Null wird. Dementsprechend wird eine Verzögerungsglied Z^{-n_τ} in dem I-Kanal des Pre-Equalizers verbaut.

Der adaptive Vorverzerrer wird vollständig durch c , h^C , ζ und Z^{-n_τ} beschrieben. Seine detaillierte Struktur ist in der Abbildung (2.9) dargestellt. Aus diesem gleichen Bild kann

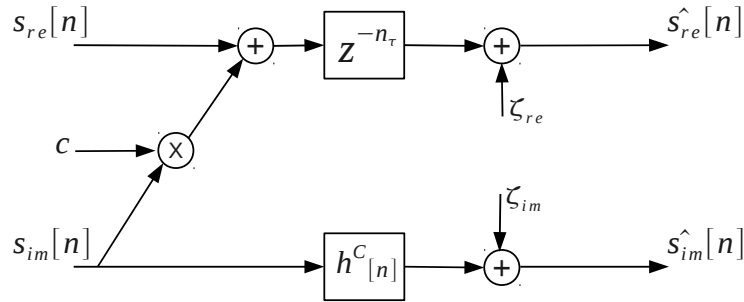


Abbildung 2.9: Struktur des Vorverzerrers

man das Ausgangssignal des Pre-Equalizers definieren:

$$\hat{s}[n] = s_{re}[n] + c s_{im}[n] + j s_{im}[n] * h^C[n] + \zeta_{re} + j \zeta_{im}. \quad (2.11)$$

2.2.4 Pre-Equalizer-Parameter Schätzung (Joint Estimation)

In diesem Abschnitt wird auf die Schätzung der oben festgelegten Pre-Equalizer-Parametern eingegangen. Diese Aufgabe übernimmt der sog. Joint Estimator.

Das Parameter-Schätzverfahren besteht aus zwei Schritten. Der erste Schritt ist eine pilotbasierte Initial-Schätzung, die am Anfang des Betriebs einmalig stattfindet. Der zweite ist ein semiblindes Tracking, das die Parameter im laufenden Betrieb des Systems schätzt. Die größte Herausforderung stellt das Tracking-Verfahren, da es den laufenden Betrieb nicht stören darf und daher kein Pilotsignal verwendet. Da die LS-Methode in beiden Schätzverfahren verwendet wird, wird im folgenden diese Methode kurz vorgestellt.

2.2.4.1 Exkurs: Methode der kleinsten Quadrate

Problemstellung Gegeben sei $\mathbf{A} \in \mathbb{K}^{m \times n}$ und gemessen sei $\mathbf{b} \in \mathbb{K}^m$, wobei m die Anzahl der Messungen, n die Anzahl der zu schätzenden Parameter sind und $m > n$ ist. Gesucht wird ein $\hat{\mathbf{x}}$ so dass:

$$\|\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{b}\|_2 = \min_{\mathbf{x} \in \mathbb{K}^n} \|\mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{b}\|_2 \quad (2.12)$$

$\|\mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{b}\|_2 = 0$ kann nur im idealen Fall und mit exakten Werten auftreten. Der Vektor $\mathbf{b} - \mathbf{A}\mathbf{x}$ existiert immer und wird als Residuum bezeichnet. Die Methode der kleinsten Quadrate ist also ein Optimierungsproblem und sie besteht darin, die euklidische Norm des Residuums zu minimieren.

Die Normalengleichung kann nun aus (2.12) abgeleitet werden, indem man $\nabla f(x) \stackrel{!}{=} 0$ setzt, wobei $f(x) = \|\mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{b}\|_2^2$ ist.

Dadurch lässt sich das Problem wie folgt umformulieren [3]:

$\hat{\mathbf{x}} \in \mathbb{K}^n$ ist genau dann Lösung des linearen Ausgleichsproblems (2.12) wenn $\hat{\mathbf{x}}$ Lösung der Normalengleichungen

$$\mathbf{A}^T \mathbf{A} \mathbf{x} = \mathbf{A}^T \mathbf{b} \quad (2.13)$$

ist. Das System der Normalengleichungen hat stets mindestens eine Lösung.

Besitzt \mathbf{A} den vollen Rang, ist die Lösung bzw. die Approximation eindeutig: $\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{x}$. Ist aber $\text{Rang}(\mathbf{A}) < \min(m, n)$, existiert dann eine Lösungsmenge X , wobei $\hat{\mathbf{x}} = \min_{x \in X} \|x\|$.

Singulärwertzerlegung und Pseudoinverse Im Folgenden werden zwei Lösungsmethoden für das LS-Problem erläutert.

Falls \mathbf{A} den vollen Rang besitzt, dann ist $\mathbf{A}^T \mathbf{A}$ symmetrisch und positiv definit. Also die Inverse $(\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1}$ existiert und ist eindeutig. (2.13) kann dann wie folgt gelöst werden:

$$\mathbf{x} = ((\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T) \mathbf{b} = \mathbf{A}^\dagger \mathbf{b}, \quad (2.14)$$

wobei $\mathbf{A}^\dagger = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T$ als Pseudoinverse bezeichnet wird. Die Pseudoinverse stellt also eine Verallgemeinerung der inversen Matrix auf singuläre und nichtquadratische Matrizen dar. Sie muss die sog. Penrose-Bedingungen erfüllen:

- $\mathbf{A} \mathbf{A}^\dagger \mathbf{A} = \mathbf{A}$, $\mathbf{A}^\dagger \mathbf{A} \mathbf{A}^\dagger = \mathbf{A}^\dagger$,
- $(\mathbf{A} \mathbf{A}^\dagger)^H = \mathbf{A} \mathbf{A}^\dagger$, $(\mathbf{A}^\dagger \mathbf{A})^H = \mathbf{A}^\dagger \mathbf{A}$

Ist aber $\text{Rang}(\mathbf{A}) < \min(m, n)$, definiert man dann die Pseudoinverse über die Singulärwertzerlegung.

Sei $\mathbf{A} \in \mathbb{K}^{m \times n}$ eine Matrix von Rang r . Dann gibt es orthogonale Matrizen $\mathbf{U} \in \mathbb{K}^{m \times m}$ und $\mathbf{V} \in \mathbb{K}^{n \times n}$ sowie eine Diagonalmatrix

$\Sigma = \begin{bmatrix} \Sigma_r & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{K}^{m \times n}$ mit $\Sigma_r = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_r) \in \mathbb{K}^{r \times r}$ und $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_r > 0$, so dass \mathbf{A} die Zerlegung

$$\mathbf{A} = \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^T \quad (2.15)$$

besitzt. Dies heißt Singulärwertzerlegung von \mathbf{A} . Die Werte σ_i nennt man Singulärwerte von \mathbf{A} . Die Anzahl der Singulärwerte $\sigma_i \neq 0$ entspricht dem Rang von \mathbf{A} .

Nun ist die Pseudoinverse von \mathbf{A} durch (2.16) definiert.

$$\mathbf{A}^\dagger = \mathbf{V} \Sigma^\dagger \mathbf{U}^T \in \mathbb{K}^{n \times m}, \text{ wobei } \Sigma^\dagger = \begin{bmatrix} \Sigma_r^{-1} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

Wenn aber $\text{Rang}(\mathbf{A}) = m = n$ ist, ist dann $\mathbf{A}^\dagger = \mathbf{A}^{-1}$.

Kondition einer Matrix In dem vorherigen Abschnitt wurde gezeigt, dass eine Matrix anhand Approximationen immer invertierbar ist. Die Normalengleichung besitzt immer mindestens eine Lösung, es stellt sich aber die Frage der Qualität der Lösung. Ein wichtiger Maß dafür ist die Kondition eines Problems. Sie gibt an, mit welchen unvermeidlichen Größenordnung der Fehlern man in jedem Fall, selbst bei exakter Lösung, rechnen muss:

Ein Problem heißt gut konditioniert, wenn kleine Störungen der Eingangsdaten kleine Schätzfehler im Ergebnis bewirken [7].

2 I/Q Imbalance: theoretische Hintergrund

Die Kondition einer Matrix $\mathbf{A} \in \mathbb{K}^{m \times n}$ bezüglich einer Norm ist definiert als

$$\kappa_{\|\cdot\|}(\mathbf{A}) = \text{cond}_{\|\cdot\|}(\mathbf{A}) = \frac{\max_{\|\mathbf{x}\|=1} \|\mathbf{A}\mathbf{x}\|}{\min_{\|\mathbf{x}\|=1} \|\mathbf{A}\mathbf{x}\|} \quad (2.17)$$

und sie hat folgende Eigenschaften:

1. $\kappa(\mathbf{A}) = \kappa(\mathbf{A}^{-1})$,
2. $\kappa(\mathbf{A}) \geq 1$,
3. $\forall \lambda \in \mathbb{C}^*$ gilt $\kappa(\lambda \mathbf{A}) = \kappa(\mathbf{A})$.

Im Fall sehr schlechter Konditionszahl kann man auch das SVD-Lösung verwenden, indem man die kleinsten Singulärwerte bei der Schätzung weg lässt, um Rauschverstärkung zu vermeiden [4].

2.2.4.2 Pilotbasiertes Schätzverfahren

Dieses Verfahren ermöglicht eine sehr präzise Schätzung der Pre-Equalizers-Parametern. Es wird extra eine Sequenz $x[n]$ mit den folgenden spektralen Eigenschaften benutzt:

$$X[k] = X^*[-k] \quad \text{für } \forall |k| < \frac{N}{2} \text{ mit } X[-\frac{N}{2}] \in \mathbb{R}, \quad (2.18a)$$

und

$$|X[k]| = \begin{cases} 1 & \text{für } \forall -\frac{N}{2} \leq k \leq \frac{N}{2} - 1, k \neq 0 \text{ und } N \text{ gerade} \\ 0 & \text{für } k = 0 \end{cases} \quad (2.18b)$$

wobei $\mathcal{F}_N^{-1}\{X[k]\} = \frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X[k] e^{j\frac{2\pi kn}{N}}$ die inverse diskrete Fourier-Transformation (IDFT), $\mathcal{F}_N\{x[n]\} = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j\frac{2\pi kn}{N}}$ die DFT und N ist die Anzahl der diskreten Abtastwerten in dem Zeitfenster sind. Aus (2.18) ist $x[n] \in \mathbb{R}$. Sie wird noch zyklisch erweitert und dann zuerst über das I-Kanal des Senders gesendet.

Durch das zyklische Präfix wird die lineare Faltung in eine zyklische Faltung übergeführt. Es entstehen dann nach der Abbildung (2.8) als Ausgangssignale $y_{II} = x[n] \otimes h_1[n] + d_{re}$ und $y_{I/Q} = x[n] \otimes h_3[n] + d_{im}$. Transformiert man dies in den Frequenzbereich so erhält man $Y_{II}[k] = X[k]H_1[k] + Nd_{re}\Delta[k]$ und $Y_{IQ} = X[k]H_3[k] + Nd_{im}\Delta[k]$. Dann sendet man die Sequenz $x[n]$ nur durch den Q-Kanal und so entstehen als Ausgangssignale $y_{QI}[n] = x[n] \otimes h_2[n] + d_{re}$ bzw. $Y_{QI}[n] = X[k]H_2[k] + Nd_{re}\Delta[k]$ und $y_{QQ}[n] = x[n] \otimes h_4[n] + d_{im}$ bzw. $Y_{QQ}[n] = X[k]H_4[k] + Nd_{im}\Delta[k]$.

2 I/Q Imbalance: theoretische Hintergrund

Durch die Auswertung der empfangenen Pilotsequenz, ist es möglich die Übertragungsfunktion des Senders, bzw. die Impulsantwort der realen TP-Filtern des äquivalenten Basisbandmodell zu ermitteln.

$$R_{1,3}[k] = Y_{II;IQ} X^*[k] , \forall k \neq 0 \quad (2.19)$$

Nach [8] kann man $h_{1,3}[n]$ wie folgt schätzen:

$$\hat{h}_{1,3}[n] = r_{1,3}[n] + \frac{1}{N-L} \sum_{l=0}^{L-1} r_{1,3}[l] , \forall n \in [0, L-1] \quad (2.20)$$

Analog zu $\hat{h}_{1,3}[n]$ werden $\hat{h}_{2,4}[n]$ ermittelt.

Der DC-Offset wird wie folgt geschätzt werden:

$$\hat{d} = \frac{1}{2N} (Y_{II}[0] + Y_{QI}[0] + j(Y_{IQ}[0] + Y_{QQ}[0])) , \quad (2.21)$$

wobei $Y_i[k] = \mathcal{F}_N\{y_i[n]\}$.

In der Praxis ist es so, dass die Flankensteilheit der Filtern nicht unendlich ist bzw. es existiert stets ein Übergangsbereich zwischen Durchlass- und Sperrbereich. Für bessere Ergebnisse, wird der Übergangsbereich und die Nullfrequenz bei der Schätzung der Impulsantwort dieser Tiefpassfiltern nicht berücksichtigt. Die Schätzung wird aber dadurch nicht gestört, da diese Übergangsbereiche normalerweise dem Guardband des Sendesignals entsprechen. Also nur die Frequenzen im Index $k \in \mathcal{I}_a$ werden betrachtet, wobei im \mathcal{I}_a die DC-Frequenz und die Frequenz im Guardband ausgeschlossen sind. Schließlich kann man die FIR-Filter-Impulsantworten wie folgt berechnen:

$$\hat{\mathbf{h}}_i = (\mathbf{F}_{(\mathcal{I}_a, \mathcal{L})})^\dagger \mathbf{H}_{i, \mathcal{I}_a} , \quad (2.22)$$

mit $i = 1 \sim 4$, $\mathbf{h}_i = [h_i[0], \dots, h_i[L-1]]^T$, $\mathbf{H}_i = [H_i[-\frac{N}{2}], \dots, H_i[\frac{N}{2} - 1]]^T$, $\mathcal{L} = [0, \dots, L-1]$,

Nun können aus $h_{1,2,3,4}[n]$ die Kalibrierungsparameter $h^C[n]$, c und ζ geschätzt werden. Der Kalibrierungsparameter ζ muss nach der Faltung mit den realen TP-Filtern $h_{1,2,3,4}[n]$ genau zu $-d$ werden:

$$\begin{aligned} \zeta_{re} \sum_{n=0}^{L-1} h_1[n] + \zeta_{im} \sum_{n=0}^{L-1} h_2[n] &= -d_{re} \\ \zeta_{re} \sum_{n=0}^{L-1} h_3[n] + \zeta_{im} \sum_{n=0}^{L-1} h_4[n] &= -d_{im} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Aus (2.23) folgt:

$$\begin{bmatrix} \zeta_{re} \\ \zeta_{im} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{n=0}^{L-1} h_1[n] & \sum_{n=0}^{L-1} h_2[n] \\ \sum_{n=0}^{L-1} h_3[n] & \sum_{n=0}^{L-1} h_4[n] \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -d_{re} \\ -d_{im} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Während der pilotbasierten Kalibrierung dürfen keine Nutzsignale gesendet werden, da das System exklusiv mit der präzisen Parameterschätzung beschäftigt ist. Diese Kalibrierung erfolgt meist bei dem Hochfahren des Systems und wird von daher als “initiale Kalibrierung“ bezeichnet.

Der Parameter δ wird erst bei der Semiblinde Parametertracking geschätzt und wird bei der initialen Kalibrierung ignoriert bzw $\delta = 1$ angenommen.

2.2.4.3 Semiblinde Parametertracking

Wie schon oben erwähnt, sind g^T , φ^T , d und δ zeitvariant. Also die Verfolgung diesen Parametern bzw. die Kalibrierung muss ununterbrochen und in passenden Zeitintervallen ε erfolgen, wobei innerhalb eines Intervalls dies als zeitinvariant angenommen werden können. In dem Fall ist es dann ungünstig eine pilotbasierte Kalibrierung anzuwenden. Die Lösung besteht dann darin, aus dem Nutzsignal die notwendigen Parameter für die Kalibrierung zu schätzen, d.h. eine iterative semiblinde Parameterschätzung zu verwenden. Mit $(\tilde{\cdot})$ werden die vorherigen Kalibrierungsparameter bezeichnet.

Bei den Intervallübergängen, bzw. genau im Zeitpunkt der neuen Parameterschätzung sieht das Basisbandsignalmodell wie im Bild (2.10) aus. Es sind folgende Parameter ver-

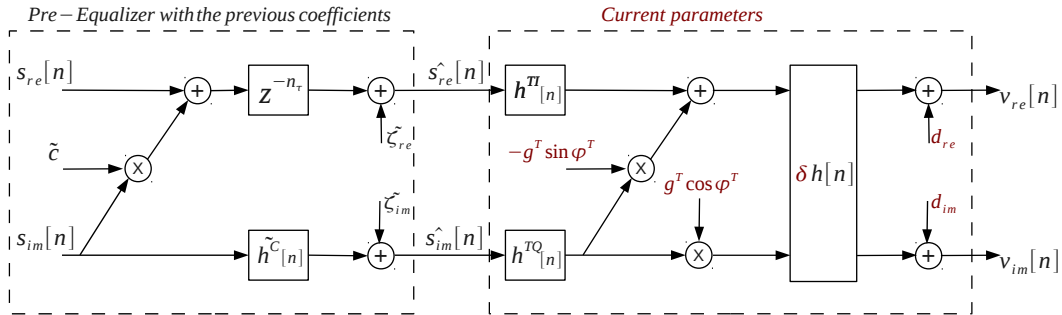


Abbildung 2.10: Basisbandmodell vor der aktuellsten Parameterschätzung

fügar:

$$\begin{aligned}
 \tilde{\varphi}^T &= \arctan \tilde{c} \\
 \tilde{h}_\alpha[n] &= h^{TI}[n] * h[n] \tilde{\delta} \\
 \tilde{h}_\beta[n] &= \tilde{g}^T e^{j\tilde{\varphi}^T} h^{TQ}[n] * h[n] \tilde{\delta}
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

Nun kann man aus dem Ausgangssignal des Feedback-Kanals $v[n]$, dem bekannten Eingangssignal $s[n]$ und (2.25) die aktuellen Kalibrierungsparameter berechnen. Wir gehen

davon aus, dass die vorherige Schätzung perfekt war und setzen:

$$h^{TQ}[n] * h^C[n] = \frac{1}{\tilde{g}^T \cos \tilde{\varphi}^T} h^{TI}[n] \quad (2.26)$$

Es ergibt sich dann:

$$v[n] = s_{re} * h^{TI}[n] * \delta h[n] + s_{im} * h^{TI}[n] * \delta h[n] \left(\tilde{c} - \frac{g^T \sin \varphi^T}{\tilde{g}^T \cos \tilde{\varphi}^T} + j \frac{g^T \cos \varphi^T}{\tilde{g}^T \cos \tilde{\varphi}^T} \right) + d, \quad (2.27)$$

und

$$d = \bar{d} - \tilde{\zeta}_{re} \sum_{n=0}^{L-1} h_{\alpha}[n] - j \tilde{\zeta}_{im} \sum_{n=0}^{L-1} h_{\beta}[n] \quad (2.28)$$

Daraus definieren wir die folgenden variablen:

$$\begin{aligned} \bar{s}_{1;2}[n] &:= s_{re;im}[n] * h^{TI}[n] * h[n] \\ \lambda_1 &:= \tilde{c} - \frac{g^T \sin \varphi^T}{\tilde{g}^T \cos \tilde{\varphi}^T} \\ \lambda_2 &:= \frac{g^T \cos \varphi^T}{\tilde{g}^T \cos \tilde{\varphi}^T} \\ K_1 &:= \frac{1}{2} \left(1 - j \tilde{c} + \frac{g^T e^{j\varphi^T}}{\tilde{g}^T \cos \tilde{\varphi}^T} \right) = \frac{1 + (\lambda_2 - j \lambda_1)}{2} \end{aligned} \quad (2.29)$$

Nun kann man (2.27) in eine Matrixschreibweise umformen:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v[0] \\ \vdots \\ v[N-1] \end{bmatrix}}_{\mathbf{v}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \bar{s}_1[0] & \bar{s}_2[0] & \eta \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \bar{s}_1[N-1] & \bar{s}_2[N-1] & \eta \end{bmatrix}}_{\mathbf{\bar{\Gamma}}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \delta \\ j\delta(2K_1 - 1) \\ \frac{d}{\eta} \end{bmatrix}}_{\mathbf{p}} \quad (2.30)$$

In dem Vektor \mathbf{p} stecken alle notwendigen Parameter für die Kalibrierung. Deswegen heißt es auch “joint estimation“. Es vereinfacht sehr das Verfahren. Also das gesamte Schätzverfahren liegt daran \mathbf{p} zu schätzen. Dies erfolgt wie im Kapitel (2.2.4.1) beschriebene Theorie:

$$\hat{\mathbf{p}} = \mathbf{\bar{\Gamma}}^\dagger \mathbf{v} \quad (2.31)$$

Aus K_1 werden λ_1 und λ_2 berechnet:

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= \Im\{1 - 2K_1\}, \\ \lambda_1 &= \Re\{2K_1 - 1\}. \end{aligned} \quad (2.32)$$

und aus λ_1 und λ_2 wird c und $h^C[n]$ bestimmt:

$$\begin{aligned} c &= (\tilde{c} - \lambda_1) \lambda_2^{-1} \\ h^C[n] &= \tilde{h}^C[n] \lambda_2^{-1} \end{aligned} \quad (2.33)$$

2 I/Q Imbalance: theoretische Hintergrund

Nun lassen sich $h_\alpha[n]$ und $h_\beta[n]$ berechnen.

$$\begin{aligned} h_\alpha[n] &= \tilde{h}_\alpha \frac{\delta}{\bar{\delta}} \\ h_\beta[n] &= \tilde{h}_\beta[n] \frac{\lambda_2 + j(\tilde{c} - \lambda_1)}{1 + j\tilde{c}} \end{aligned} \tag{2.34}$$

ζ lässt sich aus (2.28) und (2.23) berechnen.

3 Implementierung und Evaluierung

In diesem Kapitel wird auf die Implementierung und die Evaluierung der vorherigen besprochenen Theorie eingegangen. Da die Lösung Technologie-Unabhängig sein sollte, werden bei der Evaluierung Signale verschiedener Standards verwendet.

3.1 Beschreibung der angewendeten Signal-Typen

Vier verschiedene Signaltypen wurden angewendet um das System zu testen:

1. Ein Zufallssignal mit gleichverteilten Frequenzkomponenten. Es besteht aus zufälligen generierten Daten-Symbolen und wird als "RAND" bezeichnet.

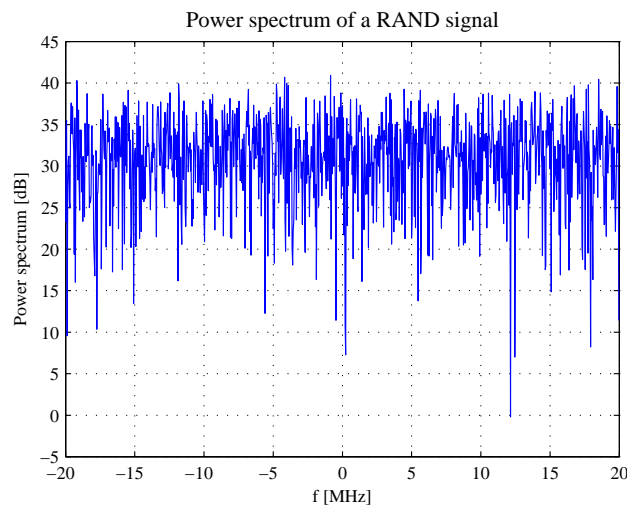


Abbildung 3.1: Frequenzspektrum eines RAND-Signals

2. Ein Signal nach dem LTE-Standard. Es ist ein OFDM-Signal mit 2048 Unterträgern bei einer Bandbreite von 20MHz und einer Abtastfrequenz von 30.72MHz . Das Frequenzspektrum dieses Signalstandards wird im Bild (3.2) gezeigt.

3 Implementierung und Evaluierung

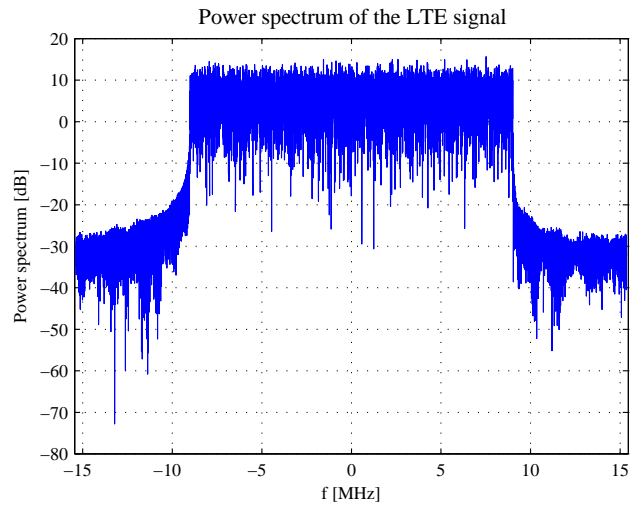


Abbildung 3.2: LTE-Frequenzspektrum

- Ein Multiband UMTS Signal, mit sechs aktiven Unterbändern. In jedem Unterband befindet sich ein UMTS-Signal mit einer 5MHz Signalbandbreite. Die jeweiligen UMTS-Signale werden um Faktor 8 überabgetastet und digital zu dem entsprechenden Unterband moduliert. Es wird als MB UMTS-F bezeichnet, wobei "F" für "Full" steht. Das Frequenzspektrum eines MB UMTS-F Signal ist in dem Bild (3.3) dargestellt.

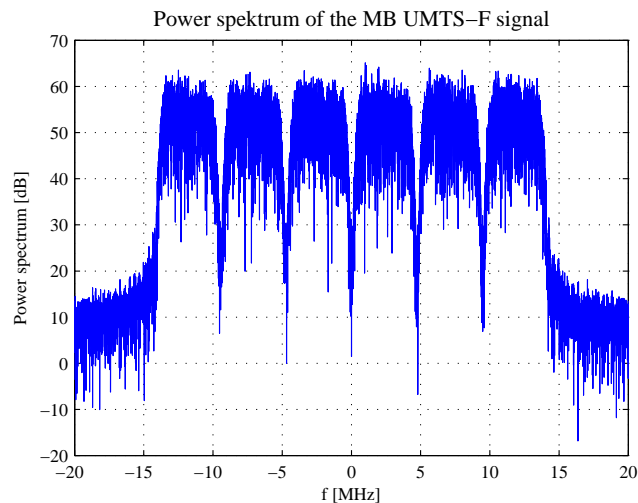


Abbildung 3.3: Frequenzspektrum von einem MB UMTS-F Signal

- Ein Multiband UMTS Signal, mit nur einem Unterband aktiv. Es wird als MB

3 Implementierung und Evaluierung

UMTS-S bezeichnet, wobei “S” für Single steht. Im Vergleich zu den anderen Signalen hat dieses Signal die größte Spektral-Lücke. Diese Lücke macht die I/Q-Imbalance-Parameterschätzung mit so einem Signal etwas komplizierter und ungenauer im Vergleich zu den anderen Signalen. Das Frequenzspektrum des MB UMTS-S wird in der Abbildung (3.4) dargestellt.

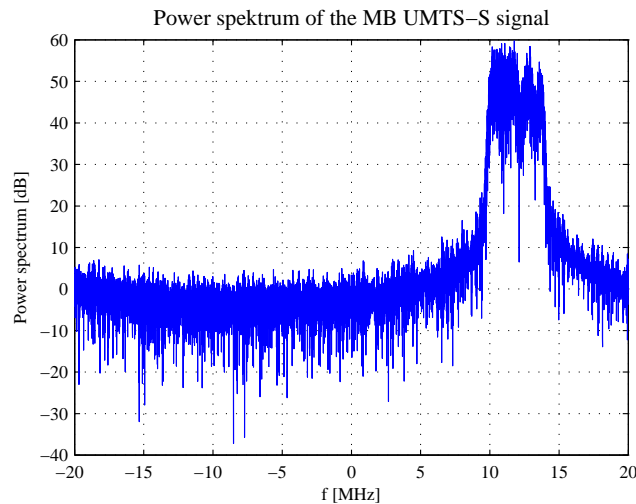


Abbildung 3.4: Frequenzspektrum von einem MB UMTS-S Signal

Bei der Simulation kann das Signal-zu-Rausch-Verhältnis des Feedback-Kanals mithilfe der Matlab-Funktion `awgn(signal,SNR,'measured')` beliebig variiert werden. Ist $SNR = -\infty$, spricht man dann von einem rauschfreien Kanal.

Als Gütekriterium wird das Image-Rejection-Ratio berechnet (2.8). Es wird als Maß für die Qualität der I/Q-Imbalance-Unterdrückung verwendet.

3.2 Programmaufbau

Im folgenden wird auf die implementierten Funktionen sowie die Struktur des Algorithmus eingegangen.

construct_seq Diese Funktion liefert zwei Sequenzen zurück. Eine Präambel-Sequenz $Prb[n]$ und eine sog. Pilotsequenz $TestSignal[n]$. Die Präambel-Sequenz wird zwecks Zeitsynchronisation an jedem gesendeten Signal angehängt. Die Pilotsequenz ist eine zyklische Wiederholung von $x[n]$ aus Gleichung (2.18) und wird für die initiale Kalibrierung angewendet. Diese zyklische Wiederholung ermöglicht eine bessere Mittelung der I/Q-Imbalance-Parameter. Sie wirkt als Rauschunterdrückung.

3 Implementierung und Evaluierung

Tx_RF_Transform_DC_Offset Diese Funktion bildet die äquivalente Basisbandübertragung durch die Basisband-Filter und den Modulator ab. Das Signal erfährt damit sowohl die I/Q-Imbalance als auch den DC-Offset-Fehler. Der Funktion wird das Basisbandsignal, die zeitvarianten I/Q-Imbalance-Parameter $g^T(t)$ und $\varphi^T(t)$, Die Filterkoeffizienten h^{TI} und h^{TQ} , der DC-Offset d und der MOD-Skalierungsfaktor δ gegeben. Zurück gibt sie das äquivalente Basisband-Ausgangssignal des Feedback-Kanals $v[n]$.

Semi_Blind_DC_I/Q_EST_FD_DEMO Die Eingabeparameter sind die gesendete Pilotsequenz $TestSignal[n]$ und das Ausgangssignal des Feedback-Kanals. Aus den beiden Angaben werden alle Kompensationsparameter berechnet und zurückgeliefert. Die Ausgangsparameter dieser Funktion steuert den Pre-Equalizator. Sie ist die praktische Umsetzung der Kapitel 2.2.4.2. Sie ist also die Realisierung der pilotbasierten Parameterschätzung der Fehler. Sie wird beim starten des Systems zwecks initialer Kalibration aufgerufen. Die Qualität der gelieferten Ergebnissen dieser Funktion beeinflussen den weiteren Verlauf des Programms.

MOD_I/Q_Est_Func Als Eingang werden die vorangegangenen Kalibrierungsparameter, das Referenzsignal (in dem Fall Nutzsignal) und das entsprechende Ausgangssignal des Feedback-Kanals übergeben. Aus diesen Angaben wird die semiblinde Schätzung durchgeführt. Dies erfolgt ununterbrochen und wird als Tracking-Phase bezeichnet. Diese Funktion setzt voraus, dass frühere Kalibrierungsparameter vorhanden sind. Sie liefert die gleichen Werte mit der pilotbasierten Schätzung. Diese Werte werden für die nächste Schätzung benutzt.

IRR_DCO_Evaluation Der Funktion werden alle geschätzte Kalibrierungsparameter übergeben. Sie enthält die Realisierung des Pre-Equalizators. Sie liefert zusätzlich das IRR (die Spiegelfrequenzunterdrückung in dB) ohne I/Q-Korrektur und mit Korrektur zurück. Das IRR gibt an, wie gut die Kalibrierung ist. Sind die I/Q-Kanäle identisch, das heißt der I/Q-Fehler Null, liegt das IRR theoretisch bei Unendlich. In der Praxis liegt dies zwischen 20 und 50 dB wegen Rausch-Einfluss.

Zuerst werden die Präambel und die Pilotsequenz erzeugt. Dann wird ein Signal aus den beiden Sequenzen kreiert und durch die abgebildete Übertragungsstrecke mit I/Q-Imbalance und DC-Offset-Fehler gesendet. Anhand des empfangenen Signal und die bekannten Sequenzen werden die initialen Kalibrierungsparameter geschätzt. Dann werden diese Parameter mithilfe der semiblinde Tracking-Algorithmus in regelmäßigen Zeitabständen aktualisiert. Wie schon erwähnt, kann der semiblinde Tracking-Algorithmus jeder Zeit erfolgen, so lange vorangegangene Kalibrierungsparameter vorhanden sind. Sonst wird die pilotbasierte Parameterschätzung angewendet. Es ist also ein zweistufiges Verfahren. Zuerst erfolgt die initiale Kalibrierung. Sie kann entweder beim Starten des Systems oder während des Ruhebetriebs erfolgen. Die Schätzung ist aber dafür sehr präzise. Dann kommt die Tracking-Phase, die Schätzung läuft dabei im Hintergrund und als Referenzsignal wird ein Teil des Nutzsignals benutzt.

3 Implementierung und Evaluierung

In den nächsten Abschnitten werden die Simulationsergebnisse gezeigt und analysiert.

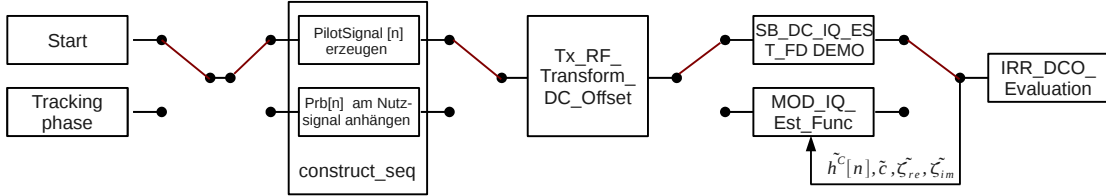


Abbildung 3.5: Programmaufbau

3.3 Einfluss des Tracking-Zeitintervall auf die Qualität der Kalibration

Nun wird der Kompensation-Algorithmus in Abhängigkeit der Tracking-Intervalle untersucht. Die I/Q-Imbalance-Parameter und DC-Offset ändern sich wie folgt:

- $g(t) = g_0 + \Delta g e^{-\frac{t}{\tau}}$, mit $g_0 = 1.02$ und $\Delta g = 0.07$ und $\tau = 20s$,
- $\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta \varphi e^{-\frac{t}{\tau}}$, mit $\varphi_0 = 2^\circ$ und $\Delta \varphi = 3^\circ$,
- $d = d_0 + \Delta d e^{-\frac{t}{\tau}}$, mit $d_0 = 009 + j0.04$, $\Delta d = 0.009 + j0.009$ und $\tau = 20s$.

Die Übertragungsfunktionen bzw. die Unsymmetrie zwischen den I/Q-Tiefpassfiltern wird als zeitinvariant moduliert.

Abbildung (3.6) zeigt die mittlere IRR eines rauschfreien RAND-Signal für zwei verschiedene Trackings-Intervalle. Bei einem Tracking-Intervall von 0.2s liegt das mittlere IRR zwischen etwa 120dB und 70dB. Bei einem 8s Tracking-Intervall liegt das mittlere IRR zwischen etwa 120dB und 40dB. Der Dynamikbereich des IRR hat sich dabei fast verdoppelt. Eine Kompensation jeder 8s ist bei dem angenommenen exponentiell abfallenden I/Q-Imbalance-Parameter nicht geeignet. Unter realen Bedingungen ändern sich die I/Q-Imbalance-Parameter doch nicht so schnell wie bei dieser Simulation. Es wäre optimal wenn das System das Tracking-Intervall selbständig in Abhängigkeit von der Umgebung anpasst.

In der Theorie sind wir davon ausgegangen, dass die initiale Kalibrierung, sprich die pilotbasierte Parameterschätzung, perfekt wäre. Das heißt, dass das erste IRR nicht

3 Implementierung und Evaluierung

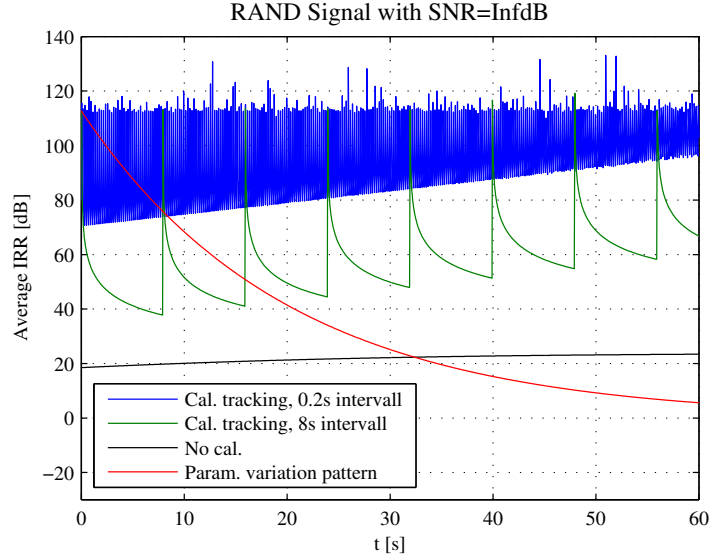


Abbildung 3.6: Vergleich des Parameter-Tracking-Verfahrens auf ein RAND-Signal (SNR=Inf) mit unterschiedlichen Zeitintervallen. Das IRR wird über das gesamte Signalbandbreite gemittelt.

schlechter als alle nachfolgenden IRR sein sollte. Mit rauschen ist aber keine perfekte initiale Schätzung möglich. Deswegen sind in den nächsten Bildern manche Kalibrierungen etwa besser als die initiale Kalibrierung. Der Unterschied ist aber nicht groß.

Die gleichen Ergebnisse sind auch auf ein RAND-Signal mit zusätzlichem additivem Weiß-Rauschen im Bild(3.7) zu beobachten. Das maximale IRR liegt bei etwa 90dB sprich 30dB weniger als bei einem rauschfreien RAND-Signal aber das minimale IRR bleibt unverändert. Das zeigt, dass das Kompensationsverfahren robust gegen Rauschen ist. In der gleichen Abbildung (3.7) ist es auch zu sehen, dass ab der 40s sich die I/Q-Imbalance-Parameter langsamer ändern. Es wäre also ab dem Zeitpunkt besser eine Kalibrierung nach jeder 8 Sekunden durchzuführen.

Nun wird auf die sog. “Blinde“-Eigenschaft des Tracking-Verfahrens eingegangen. Die Unabhängigkeit des Verfahrens von Signal und Standard wird untersucht. Bilder (3.9) und (3.24) stellen die Ergebnisse der I/Q-Imbalance- und DC-Offset-Kompensation bei den verschiedenen Signal-Standards dar. Es sind dabei keine Unterschiede zu merken. Das Verfahren ist also bei perfekten Zeitsynchronisation Signalunabhängig.

3 Implementierung und Evaluierung

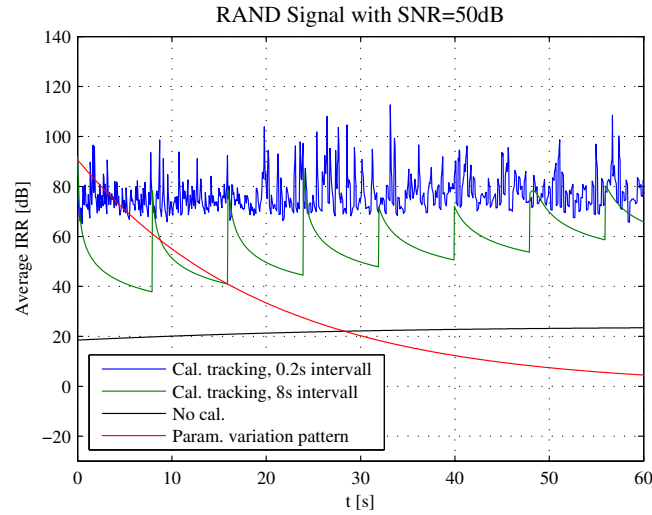
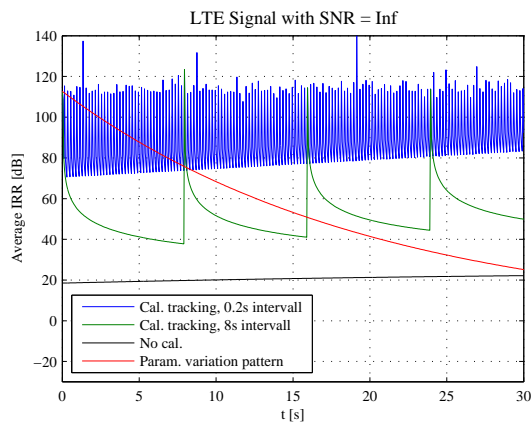
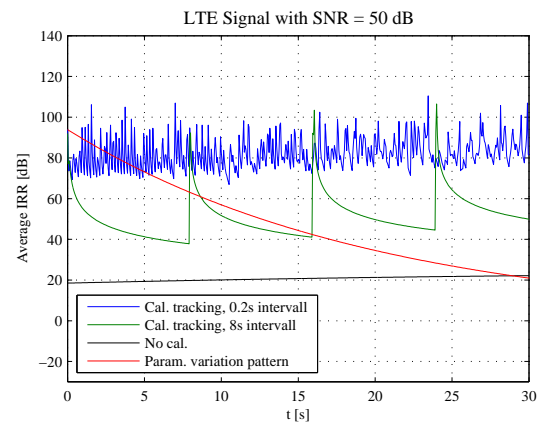


Abbildung 3.7: Vergleich des Parameter-Tracking-Verfahrens auf ein RAND-Signal ($\text{SNR}=50 \text{ dB}$) mit unterschiedlichen Zeitintervallen. Das IRR wird über das gesamte Signalbandbreite gemittelt.



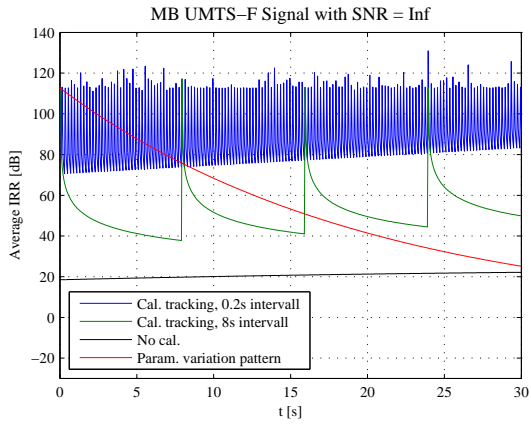
(a) LTE Signal ohne AWGN



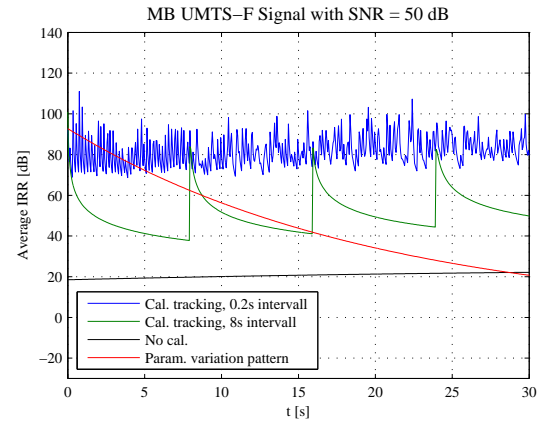
(b) LTE Signal mit $\text{SNR}=50\text{dB}$

Abbildung 3.8: Kompensationsverfahren auf ein LTE Signal

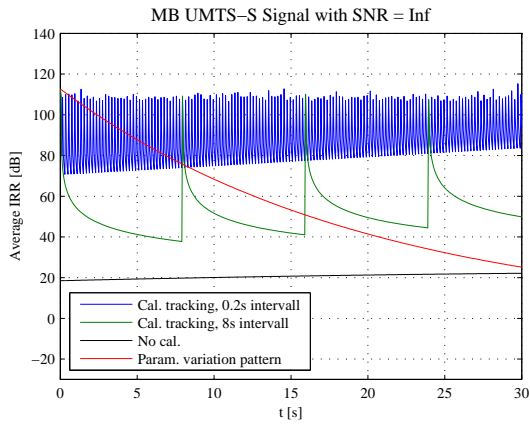
3 Implementierung und Evaluierung



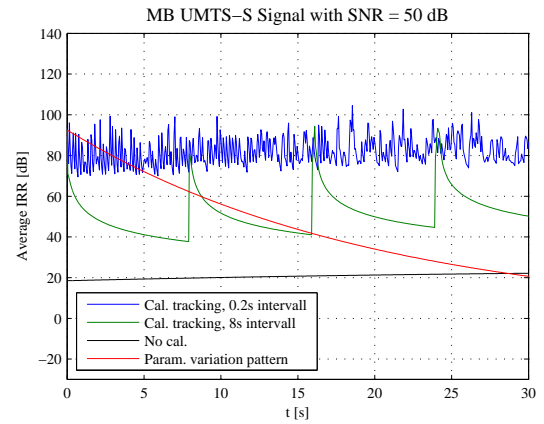
(a) MB UMTS-F ohne AWGN



(b) MB UMTS-F mit SNR=50dB



(c) MB UMTS-S ohne AWGN



(d) MB UMTS-S mit SNR=50dB

Abbildung 3.9: Kompensationsverfahren auf ein MB-UMTS Signal

3.4 Einfluss des Zeitsynchronisationsfehler auf die Qualität der Kalibration

In diesem Abschnitt wird die Genauigkeitsanforderung des I/Q-Imbalance Kompensationsverfahrens an die Zeitsynchronisation zwischen dem Eingangssignal und dem Feedback-Signal untersucht. Der Synchronisationsfehler kann entweder bei der initialen Kalibrierung oder bei dem Parameter-Tracking auftreten.

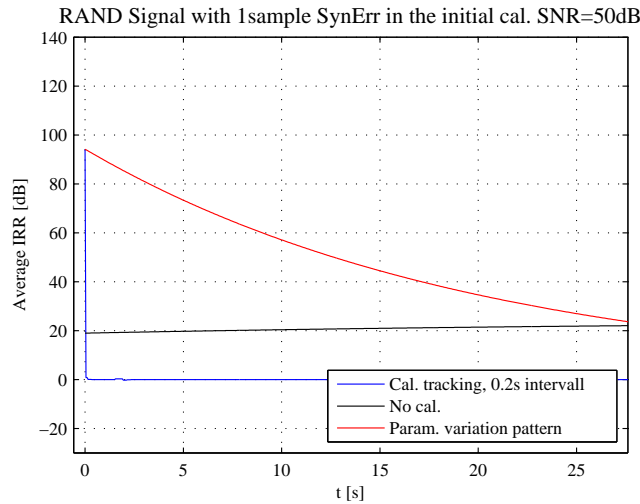


Abbildung 3.10: Kompensationsverfahren auf ein RAND-Signal mit einem 1 sample SynErr in der initialen Kalibrierung mit SNR = 50dB

Tritt ein Synchronisationsfehler schon bei der initialen Kalibrierung auf, sind dann alle nächsten Kalibrierungen verfälscht (Bild 3.10). Es ist aber zu sehen, dass trotz diesem Fehler ist das erste IRR schon sehr gut. Diese interessante Beobachtung wird wie folgt erklärt:

Die zeitliche Verschiebung in den Impulsantworten der geschätzten Filtern h_α und h_β , die durch den Zeit-Synchronisationsfehler bei der initialen Schätzung verursacht wurde, wird nur bei der initialen Schätzung ausgeglichen. Dies liegt daran, dass die Korrekturparameter c und h^C in der initialen Kalibrierung aus dem Verhältnis $H_\beta(w)/H_\alpha(w)$ berechnet werden. Im Tracking-Algorithmus werden jedoch die Kompensationsparameter aus den zeitverschobenen h_α und h_β und nicht aus ihrem Verhältnis berechnet. Das ist also äquivalent zu einer Zeit-Synchronisationsfehler im Tracking-Verfahren, der zu erheblichen Kalibrierungsfehler führt.

Ein Synchronisationsfehler bei der initialen Kalibrierung ist aber sehr unwahrscheinlich, da es extra ein Präambel zwecks Zeitsynchronisation gibt. Ein Synchronisationsfehler bei

3 Implementierung und Evaluierung

der Semiblinde Kalibrierung ist wahrscheinlicher. Laut Simulationsergebnisse hat er aber keinen Einfluss auf die nächsten Parameter-Tracking (Bild 3.11), so lange der Fehler nicht sehr oft hintereinander vorkommt (Bild 3.12). Was aber bei einem funktionstüchtigen Sender und Feedback-Frontend sehr unwahrscheinlich ist.

Um ein präziser und kontrollierter Zeitsynchronisationsfehler zu ermöglichen wurde eine dedizierte Sequenz extra an jedem gesendeten Signal als Präambel angehängt. Es wird bei jeder $\pm N$ -Samples Zeitverschiebung in dem Feedback-Signal eingefügt. Anhand diesen verfälschten Signalen wird eine I/Q-Imbalance-Kompensation durchgeführt und ein gemittletes IRR über das gesamte Signalbandbreite berechnet.

Als erstes wird die Genauigkeitsanforderung an die Zeitsynchronisation auf ein RAND-Signal überprüft. Da die benachbarten Samples ein solches Signal untereinander unkorreliert sind, sollte ein Synchronisationsfehler katastrophal auf die Qualität der Schätzung wirken. Dies bestätigt sich bei der Simulation (Abbildung 3.13). Im gleichen Bild ist es

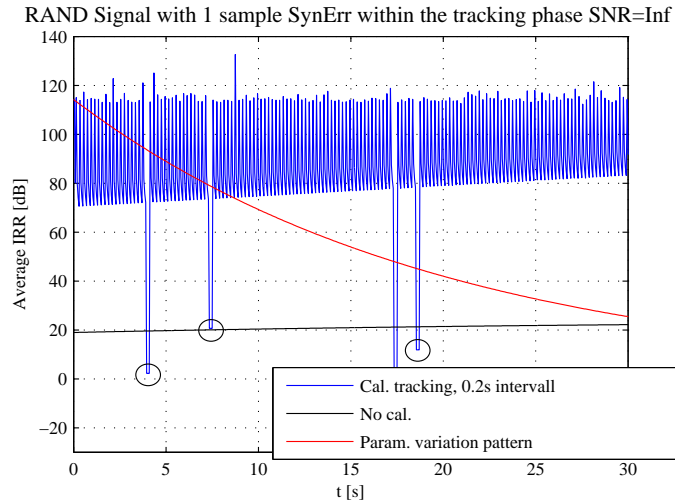


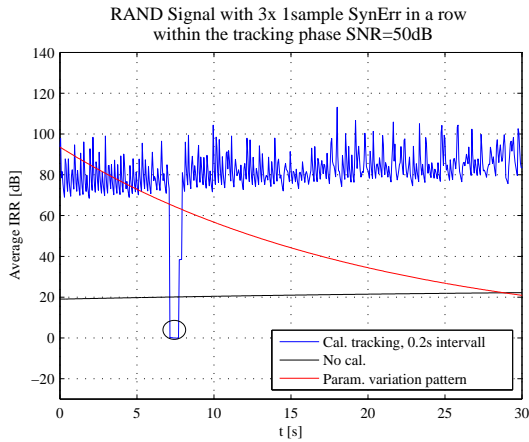
Abbildung 3.11: Kompensationsverfahren auf ein RAND-Signal mit 1 sample SynErr innerhalb der Tracking-Phase mit $\text{SNR} = \text{Inf}$

auch zu sehen, dass die Länge des Referenzsignals¹ einen Einfluss auf die Qualität der Schätzung hat. Je länger das Referenzsignal, desto besser die Qualität der Schätzung.

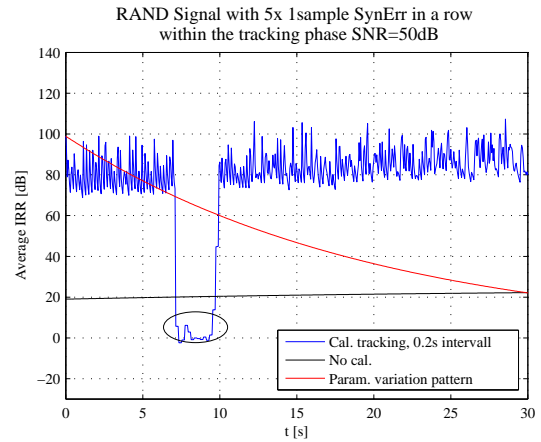
Bei den anderen Signalstandards spielt die spektrale Belegung eine große Rolle. Sie ist als das Verhältnis von der aktiven Signalbandbreite zur gesamten Bandbreite definiert. Je kleiner ist sie desto korrelierter die benachbarten Signal-Samples. Dementsprechend ist die Toleranz gegenüber einem Zeitsynchronisationsfehler höher. In der Tabelle (3.1)

¹Es wird in allen nächsten Experimenten mit einem Referenzsignal der Länge 9600 Samples geschätzt.

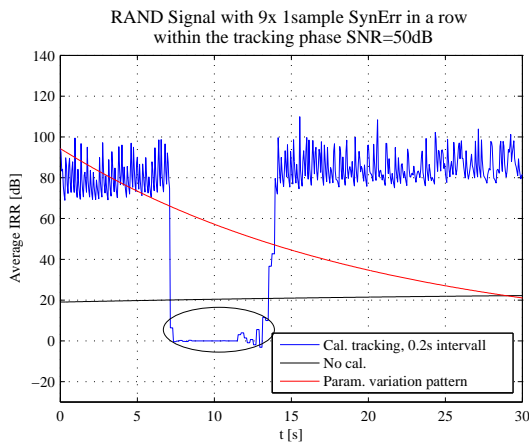
3 Implementierung und Evaluierung



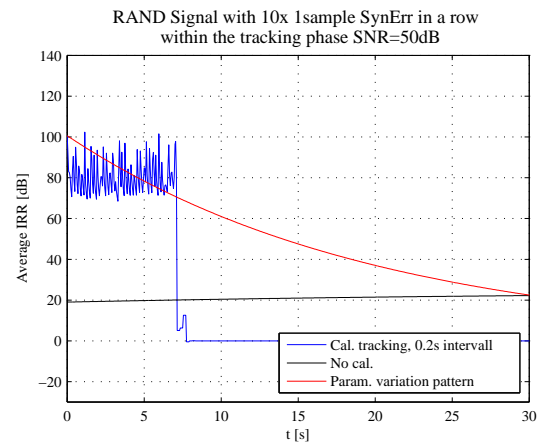
(a) 3x TimeSynErr hintereinander



(b) 5x TimeSynErr hintereinander



(c) 9x TimeSynErr hintereinander



(d) ab 10x TimeSynErr hintereinander

Abbildung 3.12: Kompensationsverfahren auf ein RAND-Signal mit sukzessiven TimeSynErr und mit einem SNR = 50 dB

ist dieses Verhältnis der verschiedenen Signaltypen dargestellt. Es ist noch zu merken, dass ein MB UMTS-S eine ziemlich große nutzlose Bandbreite hat.

In der Abbildung (3.14) ist das IRR nach dem 6.ten Tracking seit dem Auftritt des gleichen Zeitsynchronisationsfehler als Funktion vom Zeit-Syn.-Fehler dargestellt. Das MB UMTS-F-Signal ist im Vergleich zum LTE-Signal etwas toleranter gegenüber Synchronisationsfehler. Dies liegt daran, dass es zwischen den Bändern eines MB UMTS-F Signal spektrale Lücken gibt, die zu einer niedrigeren spektralen Belegung führen. Jedoch ist ein Sample Synchronisationsfehler für beides schon zu viel. Immerhin ist die Qualität eines kalibrierten Signals mit einem Sample Synchronisationsfehler viel besser als ein nicht kalibriertes Signal. MB UMTS-S Signal ist schon robuster gegenüber Synchronisa-

3 Implementierung und Evaluierung

Signaltype	Spektrale Belegung
LTE	66%
MB UMTS-F	62%
MB UMTS-S	12.5%
RAND	100%

Tabelle 3.1: Verhältnis von der aktiven Signalbandbreite zur gesamten Bandbreite des Signals

tionsfehler. Bis zu 7 Samples Synchronisationsfehler liegt das mittlere IRR über 40 dB, wie in der Abbildung (3.14) dargestellt.

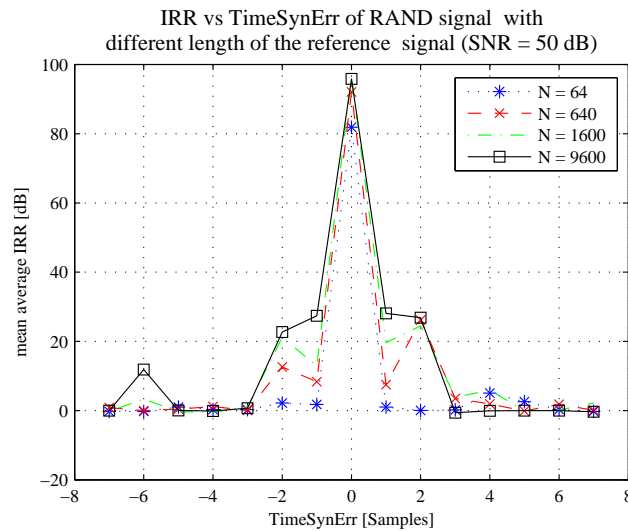


Abbildung 3.13: Qualität der Korrektur auf ein RAND-Signal mit variablen Synchronisationsfehler und unterschiedlichen Signallänge

Das Verfahren setzt aber im Allgemeinen eine hohe Genauigkeit an die Zeitsynchronisation voraus. Einzelne Fehler innerhalb der Tracking-Phase dürfen zwar auftreten aber nicht über eine bestimmte Anzahl hintereinander sonst versagt der Algorithmus (Abbildungen (3.15), (3.16) und (3.18)).

In der Abbildungen (3.15), (3.16) und (3.18) wird die Auswirkung von einem dauerhaften und gleichbleibenden Zeitsynchronisationsfehler auf die Qualität der Korrektur gezeigt. In den Bildern (3.15) und (3.16) wird das mittlere IRR als eine Funktion von der Tracking-Folge dargestellt. Bei einem MB UMTS-S Signal mit einem konstanten Synchronisationsfehler nimmt das IRR langsam mit der Anzahl des Trackings ab.

3 Implementierung und Evaluierung

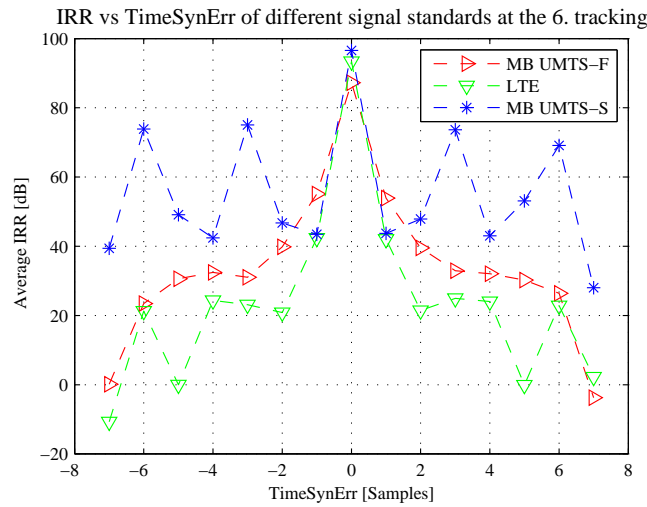


Abbildung 3.14: Qualität der Korrektur bei dem 6. Tracking auf verschiedene Signalstandards mit variablen Synchronisationsfehler mit $\text{SNR} = 50\text{dB}$ und Referenzsignal = 9600 Samples

Das LTE-Signal und das MB UMTS-F -Signal haben fast das gleiche Verhältnis gegenüber Synchronisationsfehler. Ab dem zweiten Tracking bei einem konstantem 1-Sample Zeit-Syn-Fehler reduziert sich die Qualität der Tracking um etwa 40dB. Sie fällt dann langsamer ab. Sie sind beide im Vergleich zum MB UMTS-S empfindlicher gegenüber Synchronisationsfehler, der größer als 1 ist. Allerdings treten die Zeit-Syn-Fehler in der Realität eher einzeln auf.

3 Implementierung und Evaluierung

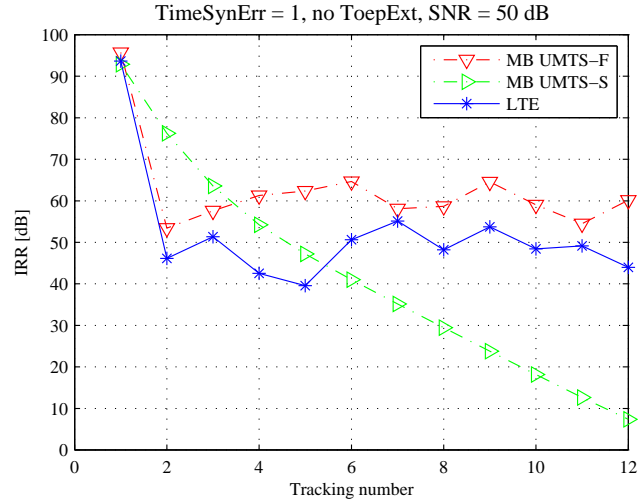


Abbildung 3.15: IRR vs. Anzahl von Tracking bei 1 Sample TimeSynErr

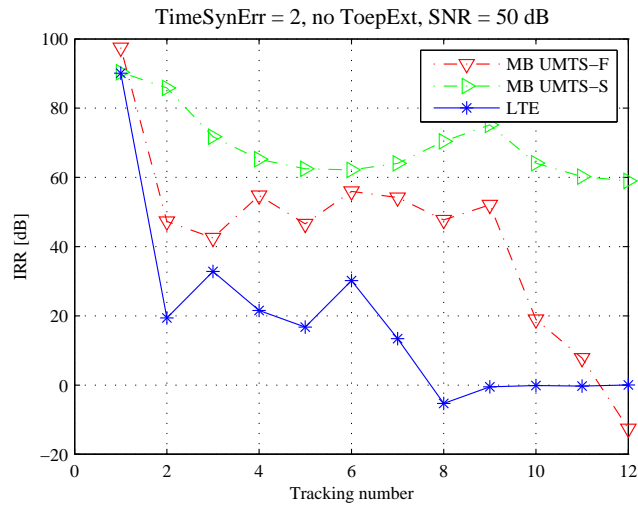


Abbildung 3.16: IRR vs. Anzahl von Tracking bei 2 Samples TimeSynErr

3 Implementierung und Evaluierung

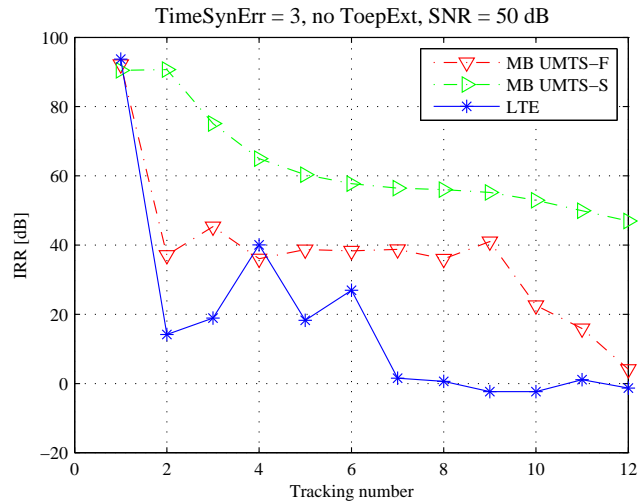


Abbildung 3.17: IRR vs. Anzahl von Tracking bei 3 Samples TimeSynErr

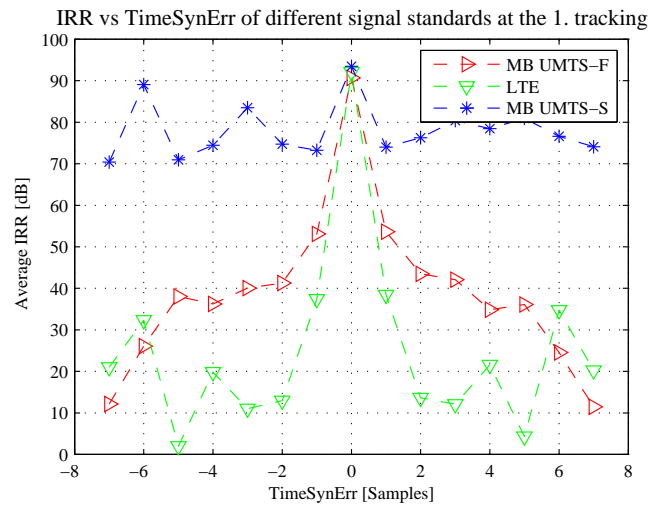


Abbildung 3.18: Qualität der Korrektur bei dem 1. Tracking nach dem Auftritt eines Zeitcynchronisationsfehler. Das mittlere IRR von verschiedenen Signalen wird als Funktion von TimeSynErr. dargestellt.

3.5 Einfluss der Toeplitz-Erweiterung auf den Zeitsynchronisationsfehler

Im letzten Abschnitt wurde gezeigt, dass das Verfahren eine hohe Genauigkeitsanforderung an die Zeitsynchronisation voraussetzt. Um dies zu reduzieren wird nun auf eine mögliche Lösung eingegangen. Die Lösung besteht darin, die Matrix von der Gleichung (2.31) entsprechend zu erweitern um eine Toeplitz-Struktur zu bekommen.

Eine Matrix hat eine Toeplitz-Struktur, falls ihre Elemente eine Funktion der Differenz zwischen Spalten- und Zeilen -Index sind, $a_{ij} = f(j - i)$. D.h. die Matrix ist entlang der Diagonalen konstant. Diese Toeplitzerweiterung erfolgt mithilfe der Matlab Funktion $conv2(\bar{s}_{im, re}[n], eye(Nsp))$ auf jeweils das I- und Q- Referenzsignale.

Als Ergebnis bekommt man eine Bandmatrix der Größe $(N + Nsp - 1) \times Nsp$.
Bspl.: $Nsp = 3$

$$\begin{pmatrix} s[0] & 0 & & \\ s[1] & s[0] & 0 & \\ s[2] & s[1] & s[0] & \\ \ddots & s[2] & s[1] & \\ \ddots & \ddots & s[2] & \\ s[N-1] & \ddots & \ddots & \\ 0 & s[N-1] & \ddots & \\ & 0 & s[N-1] & \end{pmatrix}$$

wobei N die Länge des Referenzsignals und Nsp die Anzahl der Spaltenvektoren ist. Für die Auswertung wird die größte voll besetzte untere Matrix verwendet. Sie hat die Dimension $(N - Nsp + 1, Nsp)$. Der erste Wert der mittleren Spalte wird als Startpunkt der Beobachtung angenommen. Es ist auch sinnvoll einen ungerade Nsp zu wählen damit das Verfahren positive und negative Zeitverschiebungen gleich behandelt. Die Länge des Referenzsignals muss um $(Nsp - 1)$ -Samples länger als die Anzahl der notwendigen Sampeln für die Schätzung ohne Toeplitz-Erweiterung sein.

3 Implementierung und Evaluierung

Beispielrechnung :

$Nsp = 3$ und $TimeSynErr = 1$:

$$\mathbf{p} = \begin{bmatrix} \delta \\ 0 \\ 0 \\ j\delta(2K_1 - 1) \\ 0 \\ 0 \\ \frac{d}{\eta} \end{bmatrix}$$

$Nsp = 3$ und $TimeSynErr = 0$:

$$\mathbf{p} = \begin{bmatrix} 0 \\ \delta \\ 0 \\ 0 \\ j\delta(2K_1 - 1) \\ 0 \\ \frac{d}{\eta} \end{bmatrix}$$

$Nsp = 3$ und $TimeSynErr = -1$:

$$\mathbf{p} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \delta \\ 0 \\ 0 \\ j\delta(2K_1 - 1) \\ \frac{d}{\eta} \end{bmatrix}$$

Je nachdem wie groß $TimeSynErr$ ist, ändert sich die Position von δ und $j\delta(2K_1 - 1)$ innerhalb des Vektors \mathbf{p} .

Diese Erweiterung kann zwar die Robustheit des Algorithmus gegenüber Zeitsynchronisationsfehler erhöhen, hat aber einen großen Einfluss auf die Konditionszahl der Daten-Matrix (2.30). Je korrelierter sind die benachbarten Samples der Daten-Matrix desto schlechter wird die Kondition des LS-Problems bei der Erweiterung.

Bild (3.19) stellt die Kondition des LS-Problems $\mathbf{v} = \bar{\mathbf{\Gamma}}\mathbf{p}$ im Verhältnis zur Nsp dar. Man sieht, dass ohne Toeplitz-Erweiterung eine sehr gute numerische Lösung des LS-Problems möglich ist und zwar unabhängig von dem Signal-Charakteristik. In diesem Fall liegt die Konditionszahl für alle Signalstandards bei etwa 1. Aber sobald man $\bar{s}_{1,2}$ um jeweils zwei Spalten erweitert so dass das Verfahren unempfindlicher gegenüber ± 1 -Samples Synchronisationsfehler wird, wächst die Konditionszahl zu. Besonders bei MB

3 Implementierung und Evaluierung

UMTS-S wächst sie exponentiell zu. Das liegt wie schon erwähnt an die starke Korrelation zwischen aufeinander folgenden Signal-Samples, die die geringe spektrale Belegung verursacht hat.

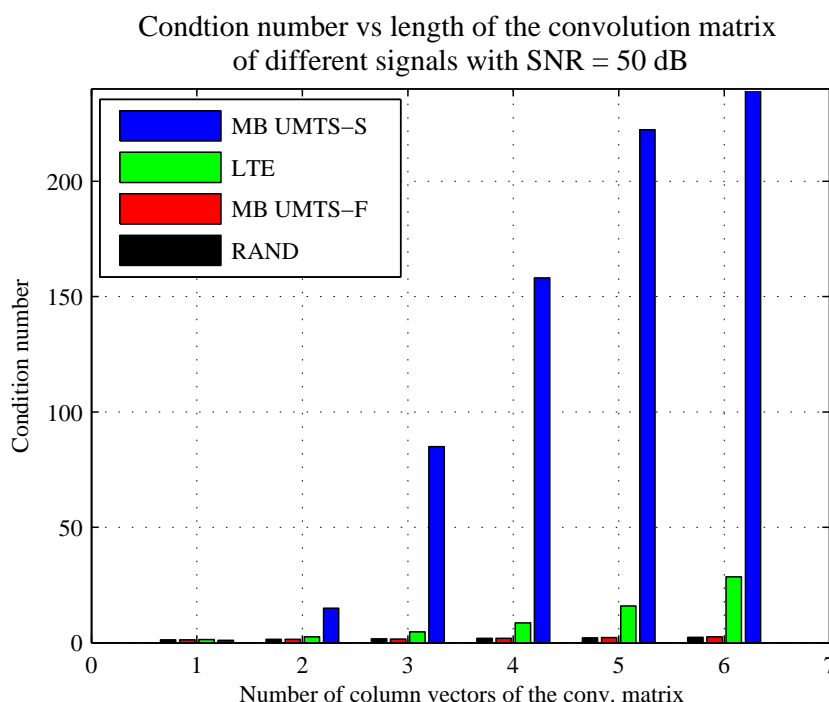


Abbildung 3.19: Conditionsnnunnumber vs. Länge des Referenzsignals von verschiedenen Signalstandards mit SNR = 50dB

In der Abbildung (3.20) sieht man, dass Zeit-Syn.-Fehler durch Toeplitz-Erweiterung mit einem RAND-Signal toleriert werden kann. Da die Konditionszahl durch die Toeplitz-Erweiterung nicht größer wird, ist die Qualität der Schätzung mit tolerierbaren Zeit-Syn.Fehlern genau so gut wie im Fall ohne Zeit-Syn.-Fehler. Dagegen wird in der Abbildung (3.21) gezeigt, dass bei einem MB UMTS-S Signal mit einer Toeplitz-Erweiterung um 2 Spalten und ohne Zeit-Syn.-Fehler sinkt das IRR im Vergleich mit dem Fall ohne Toeplitz-Erweiterung von 95 dB auf etwa 70 dB. Diese Senkung wird durch stark erhöhter Konditionszahl verursacht. Allerdings erhöht sich das IRR eines um 4 Spalten Toeplitz-erweiterten MB UMTS-S Referenzsignals bei einem ± 1 oder ± 2 Samples Zeitsynchronisationsfehler um etwa 20 dB.

Das MB UMTS-F Signal und das LTE-Signal mit ihren über 60% spektrale Belegung ähneln sich mehr das Verhalten eines RAND Signals bei der Toeplitzerweiterung. D.h. eine Toeplitzerweiterung des Referenzsignals kann nur einen positiven Einfluss bei der Qualität der Zeitsynchronisations-fehlerbehafteten Schätzungen haben ohne das IRR mit TimeSynErr = 0 zu verschlechtern.

3 Implementierung und Evaluierung

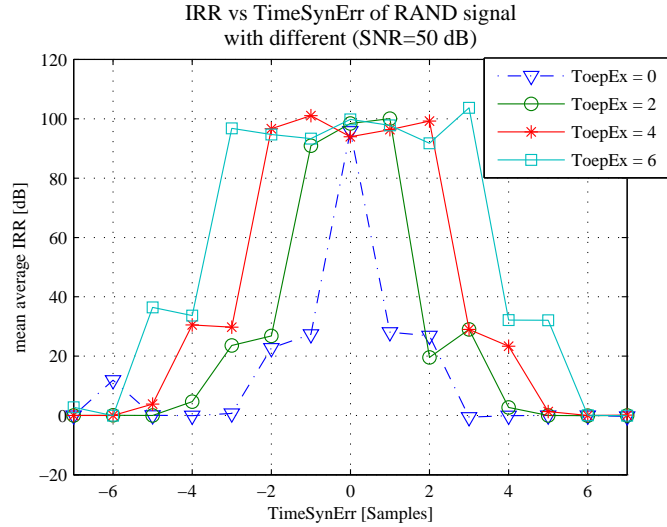


Abbildung 3.20: IRR vs TimeSynErr von einem RAND-Signal mit unterschiedlichen Toeplitzerweiterungen und mit $\text{SNR} = 50\text{dB}$

Diese gleichen Beobachtungen werden in den Abbildungen (3.23) bis (3.25) anders dargestellt. Es werden dabei die verschiedenen Signaltypen mit einer festen Toeplitzerweiterung bei verschiedenen Zeit-Syn.-Fehler dargestellt.

Alle diese Signale werden aber durch der Toeplitzertweiterung robuster gegen sukzessiven Zeitsynchronisationsfehler. Dieses Verhalten ist sehr gut zu sehen, wenn man die Bilder (3.18) und (3.25) miteinander vergleicht. Im Bild (3.25) bleibt das IRR konstant bei einem sukzessivem Zeit-Syn.-Fehler dank einer ausreichenden Toeplitzerweiterung.

Als letztes wird die minimale Länge des Referenzsignals im Verhältnis zu Toeplitzerweiterung gesucht, um ein $\text{IRR} > 65 \text{ dB}$ zu gewährleisten. In der Abbildung (3.26) sind die Ergebnisse dargestellt. Für MB UMTS-F und LTE -Signale reicht eine Länge von 64 Samples um mindestens die minimale erforderliche IRR zu erreichen und zwar unabhängig davon wie groß die Toeplitzerweiterung sein kann solange sie nicht über 10 Spalten ist. Bei dem MB UMTS-S Signal ist es schon wieder anders. Bei eine Toeplitzerweiterung von 2 Spalten sind schon etwa 400 Samples benötigt um eine minimale Qualität der Korrektur zu bekommen. Die Anzahl der Samples wächst stark mit jeder weiteren Erweiterung. Es liegt daran, dass die durch Toeplitz-Erweiterung erhöhte Konditionszahl zu Rauschverstärkung führt. Der verstärkte Rauscheinfluss muss durch Mittelung mit einer entsprechend großen Anzahl von Signal-Samples aufgehoben werden.

Die Frage der Toeplitz-Erweiterung hängt sehr stark von der Größe eines Synchronisationsfehlers, ihrer Häufigkeit und der Signal-Charakteristik ab. Eine Erweiterung der Daten-Matrix für die LS-Schätzung um mindestens 2 Spalten macht das Verfahren schon

3 Implementierung und Evaluierung

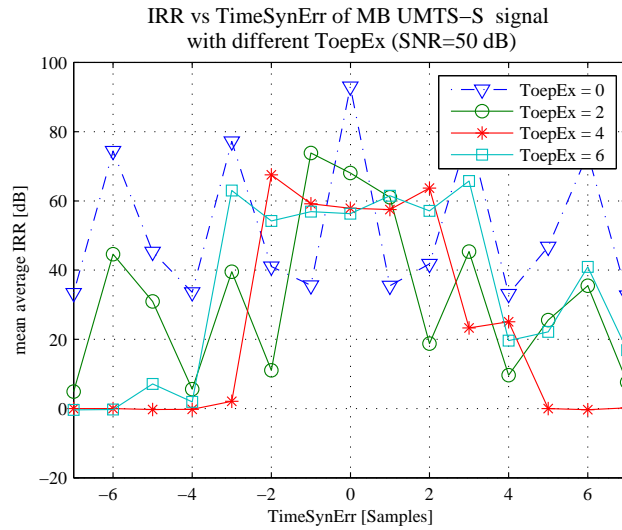
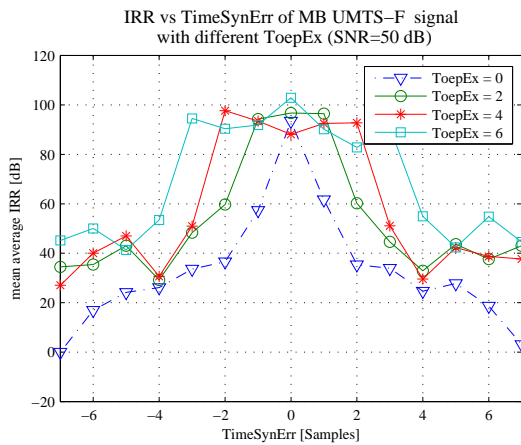
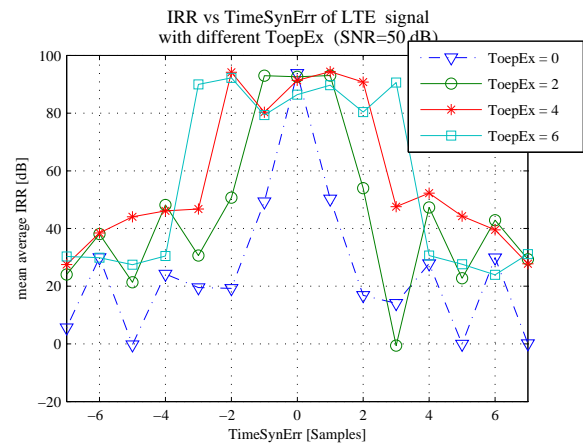


Abbildung 3.21: IRR vs TimeSynErr von einem MB UMTS-S-Signal mit unterschiedlichen Toeplitzerweiterungen und mit $\text{SNR} = 50\text{dB}$



(a) MB UMTS-F signal



(b) LTE signal

Abbildung 3.22: IRR vs TimeSynErr von einem MB UMTS-F-Signal und einem LTE-Signal mit unterschiedlichen Toeplitzerweiterungen und mit $\text{SNR} = 50\text{dB}$

robuster gegenüber Synchronisationsfehler ohne das IRR bei $\text{TimeSynErr} = 0$ viel zu beeinflussen.

3 Implementierung und Evaluierung

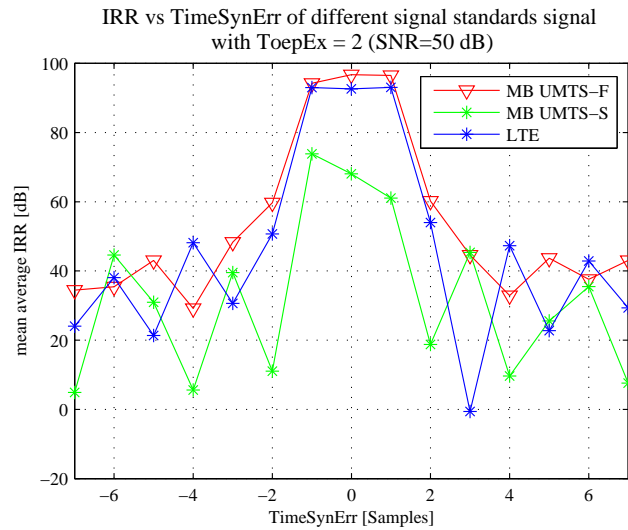
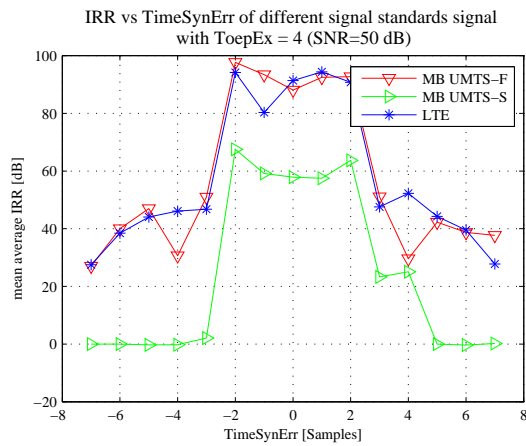
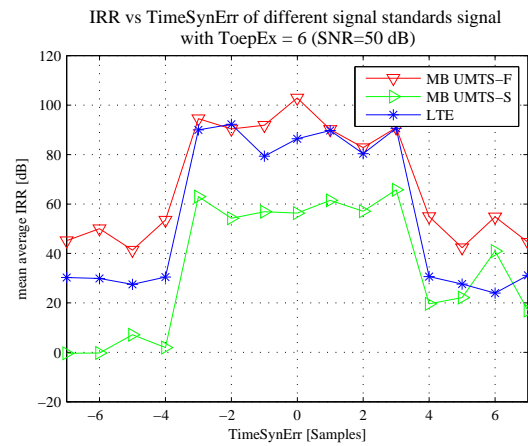


Abbildung 3.23: IRR vs. TimeSynErr von verschiedenen Signalstandards mit ToepEx = 2 and SNR = 50dB



(a) ToepEx = 4



(b) ToepEx = 6

Abbildung 3.24: IRR vs. TimeSynErr von verschiedenen Signalstandards mit ToepEx = 4 und ToepEx = 6 bei SNR = 50dB

3 Implementierung und Evaluierung

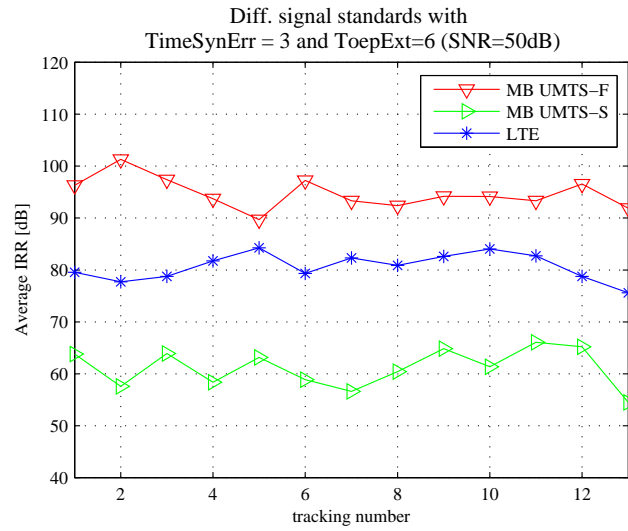


Abbildung 3.25: IRR vs. Anzahl von Tracking bei konstantem TimeSynErr = 3 und ToepEx = 6 mit SNR = 50dB

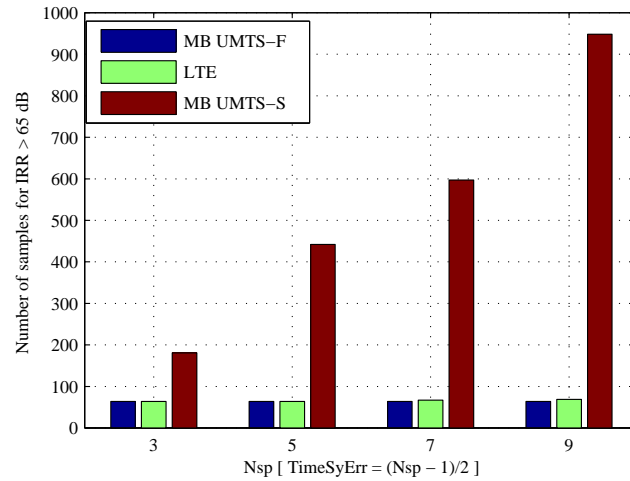


Abbildung 3.26: Länge des Referenzsignals vs. Toeplitzerweiterung bei verschiedenen Signalen

3.6 Hardware-in-the-Loop (HiL) Verifizierung

Nun wird das Verfahren unter realen Randbedingungen auf Echtzeit-Fähigkeit, Robustheit und Stabilität untersucht. Es wird hier ein Prototyptransceiver verwendet, der auf den State-of-the-art von NGN-Multiband-Frontend basiert ist. Der Prototyp besteht aus einem FPGA-Board mit vier fest verbauten Altera Stratix II FPGAs und zwei I/Q- AD- und DA- Wandler sowie die folgenden ersetzbaren Module:

- zwei Basisband Anti-Aliasing Tiefpassfilter,
- zwei Basisband Glättungs-Tiefpassfilter,
- zwei I/Q-Modulatoren plus Verstärker,
- zwei I/Q-Demodulatoren plus LNA.

Das ganze System hat folgende Parameter:

- TxDAC-Abtastfrequenz: bis zu 250MHz,
- RxADC-Abtastfrequenz: 500MHz
- Signalbandbreiten: 250MHz,
- Auflösung: TxDAC: 12/16Bit, RxADC: 8Bit
- je 2 I/Q-Kanäle für Sender und Empfänger
- Dateninterfaces: PCI-X (400MByte/s), Gigabit Ethernet
- Debugging: Signalspeicher, Logic-Analyzer-Interface

Es wurden extra I/Q-Imbalance-fehlerbehafteten Glättungs- Tiefpassfilter im System verbaut um das Effekt von I/Q-Imbalance zu betonen. Ein einstellbares Dämpfungsglied wurde sowohl im Modulator als auch im Demodulator verbaut, um die Signalleistung zu steuern. Bei diesem Experiment fand die Parameterschätzung auf einer Software-Ebene statt. Die Korrektur in Abbildung (2.10) hingegen wird in Echtzeit auf dem FPGA durchgeführt. Für die Steuerung des Systems wurden spezielle Matlab-Funktionen verwendet. Eine GUI-Applikation hat eine einfache Konfiguration der Ressourcen des Prototypsystems ermöglicht.

In diesen Tests soll untersucht werden, ob das Tracking-Verfahren die echten Parameteränderung des Modulators wirklich verfolgen kann. Um die Modulator-Parameter zu ändern wird die Temperatur des Modulators durch Lüftung und Heizung verändert. Bei etwa 25°C wird eine initiale Kalibrierung durchgeführt, dann wird die Temperatur erhöht und das Tracking-Verfahren verwendet um die neuen I/Q-Imbalance-Parametern zu schätzen. Zum Vergleich wird dabei jedes Mal eine pilotbasierte Schätzung ausgeführt. Die unterschiedliche IRR Werte, u.z die pilotbasierte-, semiblinde- und ohne Korrektur

3 Implementierung und Evaluierung

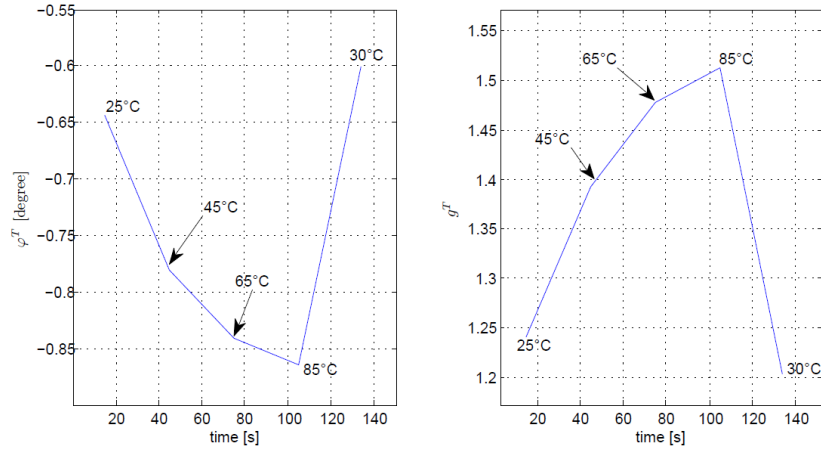


Abbildung 3.27: Variation der I/Q-Imbalance-Parametern während des HiL-Experimentes

Werte, werden dann ausgewertet und verglichen. Eine perfekte Zeit-Syn. wurde angenommen, die mithilfe einer Pilot-Sequenz realisiert wurde. Das Empfangs-SNR liegt etwa bei 55 dB.

Die Kompensation erfolgt in unregelmäßigen Zeitabständen. Nach jeder Korrektur wird die Temperatur des Modulators in wenigen Sekunden um etwa 20°C erhöht dann konstant gehalten bis Ende der Kompensation. Dies verursacht eine Variation der amplituden- und phasen- Imbalance-Parametern des Modulators (Abbildung 3.27). Da diese Parameter nicht direkt von dem Tracking-Algorithmus geschätzt werden, müssen sie aus den Koeffizienten c und h^C berechnet werden. Aus (2.10) und (2.9) lassen sich dann φ^T und g^T wie folgt berechnen:

$$\begin{aligned}\varphi^T &= \arctan(c) \\ g^T &= \frac{1}{C^{Re}(w) \cos \varphi^T} \frac{H^{TI}(w)}{H^{TQ}(w)} \Big|_{w=0} \\ &= \frac{1}{\sum_{n=0}^{L-1} h^C[n] \cos \varphi^T}.\end{aligned}\tag{3.1}$$

Es wird also angenommen, dass das Verhältnis der DC-Gains der I- und Q- Glättungs-Filtern normiert sind, d.h. $\frac{H^{TI}(w)}{H^{TQ}(w)} \Big|_{w=0} = 1$. Abbildungen (3.29) und (3.28) zeigen die Ergebnisse dieser Tests an.

Wie gezeigt bleibt das Verfahren sehr robust gegen extremen Temperaturänderungen. Außerdem gibt es keinen Unterschied bei der I/Q-Imbalance und DC-Offset-Fehler Korrektur zwischen den unterschiedlichen Signalen zu sehen. Es sind im Vergleich zum Fall ohne Tracking 15 dB bis 20 dB IRR Gewinn zu sehen auch bei den extremsten

3 Implementierung und Evaluierung

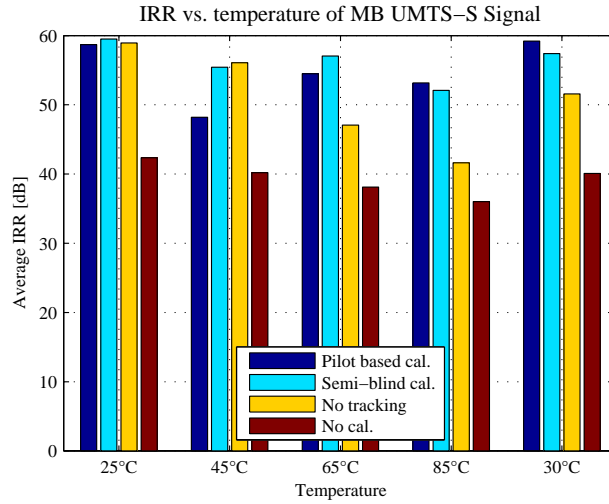
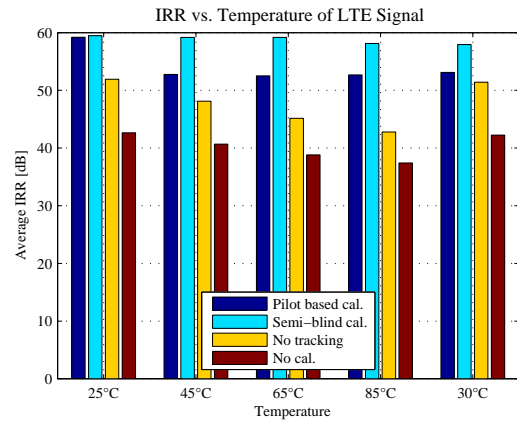
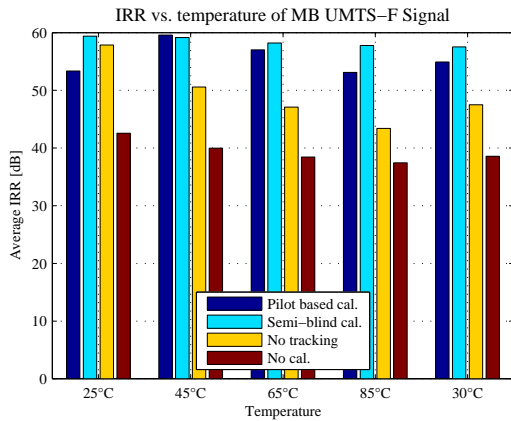


Abbildung 3.28: IRR im Verhältnis der Temperatur von einem MB UMTS-S Signal mit einem $SNR \approx 50dB$

Temperaturänderung.

Es ist auch zu sehen, dass das IRR ohne Tracking mit veränderten Temperatur ab-



(a) MB UMTS-F Signal mit einem $SNR \approx 50dB$ (b) LTE Signal mit einem $SNR \approx 50dB$

Abbildung 3.29: IRR im Verhältnis der Temperatur

sinkt. Je größer die Temperatur-Änderung im Vergleich zu der initialen Kalibration, desto schlechter das IRR ohne Tracking. Dagegen bleibt das IRR mit Tracking sowie mit pilotbasierten Schätzung immer über 50 dB.

3.7 Schlussfolgerung

Das Verfahren ist robust, stabil und echtzeitfähig. HIL-Tests haben verifiziert, dass das Tracking-Verfahren die echten Parameteränderung des Modulators, die durch Temperaturänderung verursacht werden, verfolgen kann. Eine optimale Lösung des Zeitsynchronisationsfehlers kann nur in abhängig der Spektralen-Belegung erfolgen. Eine grobe Spektrale-Belegung kann mit der DFT effizient geschätzt werden. Hier muss man Kompromisse eingehen und je nach Anforderungen (Qualität vs. Stabilität vs. Komplexität) dieses Problem entsprechend lösen.

In der Praxis kann es vorkommen, dass das Tracking irgendwann versagt. Deshalb muss die pilotbasierte Schätzung regelmässig ausgeführt werden, so lange das System in dem Moment kein Datensignal sendet. Eine Metrik zu definieren kann sehr nützlich in dem Fall sein. Sobald diese Metrik überschritten wird, wird entweder eine pilotbasierte Kalibration erfolgen oder das ganze Kompensationsverfahren abgeschaltet und zurück zum normalen Betrieb. Auf Basis diesen Feststellungen lässt sich das folgende Struktogramm erstellen:

System hochfahren und initialisieren	
führe die pilotbasierte Schätzung	
Kalibriere entsprechend den Korrekturfilter	
	Kalibrierungsparameter mithilfe der blinden Schätzung aktualisieren
Repeat untill Abbruchkriterium erfüllt ist (Bsp. Metrik überschritten)	
While System beschäftigt	
	Kompensationsverfahren stoppen
zurück zur pilotbasierten Schätzung	

4 FPGA-Realisierung des digitalen I/Q-Demodulators im Feedback-Kanal

Diesem Kapitel widmet sich die Implementierung des digitalen I/Q-Demodulators auf FPGA. Er besteht hauptsächlich aus einem Mischer und einem Dezimator (Bild 4.1). Er hat die Struktur eines Heterodyn-Low-IF- Empfängers (Kapitel 2.2.1.1).

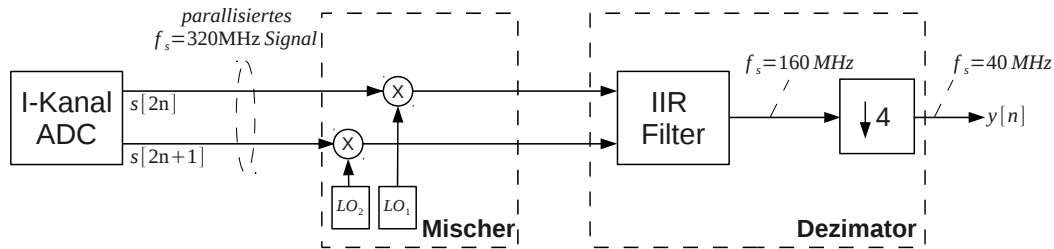


Abbildung 4.1: Aufbau des digitalen I/Q-Demodulators

Die Schwierigkeit bei der Implementierung liegt daran, dass die Signalabtastrate wegen der IF-Abtastung deutlich höher als die maximale Signalverarbeitungstakt der FPGA sein kann. Also um das abgetastete IF-Signal zu verarbeiten muss das ganze Vorgang parallelisiert werden. Durch diese Parallelisierung wird die Anzahl der Operationen pro Takt dadurch um den Parallelisierungsfaktor steigern. Damit wird die Timing-Anforderung für die FPGA-Schaltkreise geringer und die Realisierbarkeit der Echtzeit-Signalverarbeitung für eine große Datenrate höher.

Da die hohe Signalabtastrate schon eine Schwierigkeit für die Verarbeitung am AD-Wandler verursacht, arbeiten die meisten breitbandigen AD-Wandler in einem parallelen Betrieb. Das empfangene Signal wird jeweils mit zwei Takten abgetastet, deren Frequenz die Hälfte der gewünschten Abtastfrequenz ist. Diese beiden Takte sind um

4 FPGA-Realisierung des digitalen I/Q-Demodulators im Feedback-Kanal

eine halbe Periodendauer gegeneinander phasenverschoben. Deshalb entsteht am Endeffekt zwei parallele Signal-Kanäle, die jeweils die ungeraden- und geraden Samples des gewünschten Signals enthalten. Die Samples dieser beiden Signal-Kanälen werden, wie es im Bild (4.1) zu sehen ist, jeweils mit $s_{odd}[n]$ und $s_{even}[n]$ bezeichnet. Sie besitzen jeweils eine Abtastrate von $160MHz$ und einer Wortbreite von $8Bits$. Anhand dieser parallelen Signalausgänge der ADCs werden die FPGA-Signal-Verarbeitung mit der Parallelisierungsfaktor 2 implementiert.

Die Struktur des digitalen I/Q-Demodulators muss auf Basis dieser Parallelisierung entwickelt werden. Für die Implementierung wird das Altera-Tool “DSP-Builder“ verwendet. Dieses Tool ermöglicht eine High-Level Implementierung und basiert auf einer Verbindung zwischen Simulink und einem HDL-Codegenerator. Die Ergebnisse der DSP-Builder-Simulation werden bei jedem Schritt mit einer perfekten Matlab-Simulation auf Korrektheit geprüft.

In dieser Arbeit wurden der Mischer und der IIR-Filter nur auf Simulink und mithilfe der DSP-Builder-Bibliothek implementiert.

4.1 Mischer

Die Aufgabe der Mischer ist es, eine Frequenzverschiebung des Signals durchzuführen. Im idealen Fall entspricht der Mischer eine Multiplikation von dem Eingangssignal mit einem komplexen LO-Signal. Ist die Frequenz des Ausgangssignal kleiner als die Frequenz des Eingangssignal so spricht man von einer Abwärtsmischung.

$$s[n] = s_{IF}[n] e^{-j2\pi \frac{f_{LO}}{f_s} n}, \quad (4.1)$$

wobei $f_{LO} = 40MHz$ und $f_s = 320MHz$. Nach einer einfachen Rechnung wurden die möglichen Werte der oben genannten Eulerformel bestimmt $e^{-j\frac{\pi}{4}k} \in \{\pm 1, 0, \pm \frac{\sqrt{2}}{2}\}$, $k \in \mathbb{N}$.

In dem Feedback-Kanal werden zwei parallele digitale Abwärtsmischer implementiert. Dies mischen jeweils $s_{IF}[n_{even}]$ und $s_{IF}[n_{odd}]$ mit einem LO-Signal. Aus (4.1) kann man noch die Gleichungen der geraden und ungeraden Ausgangssignalen des Mixers ableiten:

$$\begin{aligned} s[2k] &= s_{IF}[2k] e^{-j\frac{\pi}{2}k} \\ s[2k+1] &= s_{IF}[2k+1] e^{-j\frac{\pi}{2}(k+\frac{1}{2})}. \end{aligned} \quad (4.2)$$

wobei $k = 0 \dots \frac{N}{2} - 1$.

Aus praktischen Gründen wird es mit vorzeichenbehafteten Ganzzahlen gearbeitet. Die Festkommazahlen werden mithilfe einer virtuellen Verschiebeoperation (Multiplikation

4 FPGA-Realisierung des digitalen I/Q-Demodulators im Feedback-Kanal

mit 2^N ohne Änderung der Wortbreite) zu Ganzzahlen transformiert. Dies wird in einem späteren Schritt anhand eines Barrelshifters rücktransformiert.

Um das Modell zu testen wird ein reelles IF-Signal durch den Mischer gesendet. Bild (4.2) zeigt das Spektrum dieses Signal. Das Ergebnis ist in dem Bild (4.3) veranschaulicht. Jedes Ergebnis wird mithilfe eines Matlab-Referenzergebnis auf Korrektheit überprüft. Es

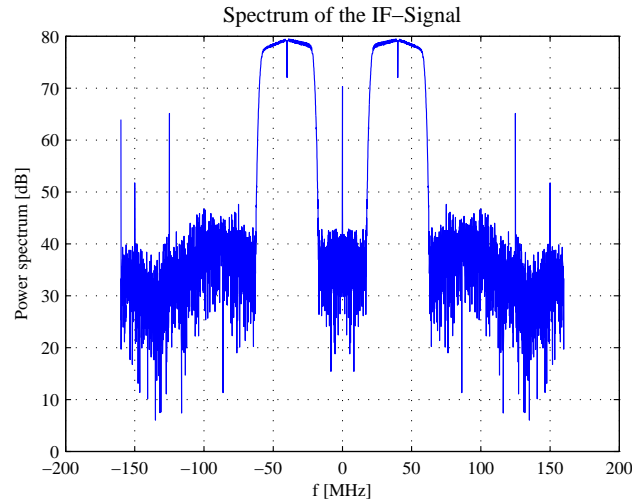


Abbildung 4.2: Spektrum des IF-Signals

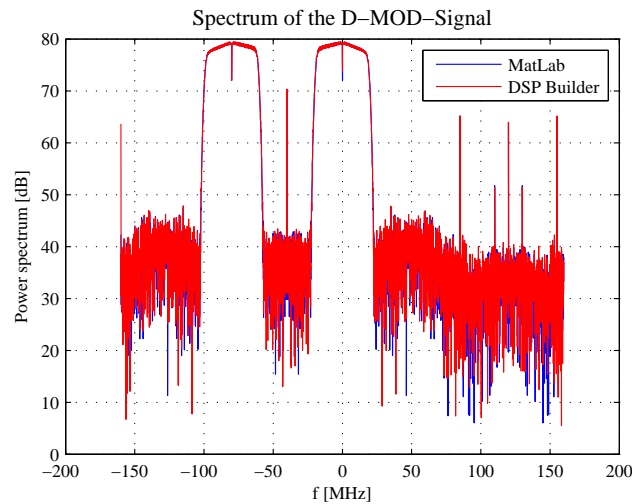


Abbildung 4.3: Spektrum des demodulierten Signals

sind kaum Unterschiede zwischen Matlab-Simulation und die Hardware-Implementierung zu merken.

4.2 Dezimator

Ein Dezimator besteht aus einem digitalen Anti-Aliasing-Filter und einem Downsampler. Bevor die Unterabtastung stattfindet werden zuerst die unerwünschten Frequenzkomponenten herausgefiltert um mögliche Aliasing-Effekte zu vermeiden. Für die Filterung wäre ein Tiefpassfilter mit einem Durchlassbereich von 20Mhz, einem schmalen Übergangsbereich geeignet. Der Entwurf erfolgt mithilfe des Matlab-Filter Design Toolbox. Die Filtercharakteristik wird durch den Durchlassbereich, Übergangsbereich, Grenzfrequenz und Anzahl die Filterordnung N bestimmt. Der Durchlassbereich wird durch die maximale tolerierbare Dämpfung A_{max} und die Grenzfrequenz f_{SB} bestimmt. Der Sperrbereich wird durch eine minimale erforderliche Dämpfung A_{min} gegeben.

In der Studienarbeit wurde ein IIR-Filter entworfen. IIR-Filtern haben zwar komplizierte Strukturen im Vergleich zu FIR-Filter, können aber instabil sein und sind schwieriger zu entwerfen. Allerdings benötigen sie wenige Rechenoperationen, also weniger Multiplizierer, um eine bestimmte Filtercharakteristik zu erreichen. Dieser IIR Filter hat folgende Eigenschaften: $A_{max} = 0dB$, $A_{min} = 80dB$, $f_{SB} = 22Mhz$ und $N = 17$.

Nach der Eingabe dieser Parametern in dem Matlab-Filter-Design-Toolbox bekommt man die entsprechenden Filterkoeffizienten. Obwohl dies ein Filter 17. Ordnung ist, hat es tatsächlich 35 Koeffizienten: 18 für den Zähler und 17 für den Nenner. Eine Festkomma-Repräsentation der Filterkoeffizienten mit adäquatem Bereich und Genauigkeit sowie die Parallelisierung sind die Design-Herausforderungen. Die Übertragungsfunktion dieser Filter ist in dem Bild (4.4) dargestellt.

Die allgemeine Differenzengleichung N -ter Ordnung für die Struktur einer IIR-Filter ist:

$$y[n] = \sum_{k=0}^M b_k x[n-k] + \sum_{k=1}^N a_k y[n-k] \quad (4.3)$$

und die korrespondierende Systemfunktion lautet:

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}}. \quad (4.4)$$

Um die Auswirkung der Koeffizientenquantisierung zu begrenzen, besonders bei Filtern hoher Ordnung und mit großem Dynamikbereich der Koeffizienten, wurde der Filter als eine Kettenschaltung von Teilsystemen zweiter Ordnung in transponierter Direktform implementiert. Diese Form der Implementierung wird in der Literatur mit Second-Order-Section (SOS) bezeichnet. Der Vorteil dieser Implementierung liegt darin, dass sich die Ungenauigkeiten, die durch der Quantisierung der Koeffizienten entstehen, bei der Implementierung mit Festkommazahlen besser kontrollieren lassen und sich nicht so stark auswirken wie bei anderen Strukturen. Eine Parallelisierung fand hier statt, um die Signalsampeln der gerade- und ungerade- Abtastzeitpunkten gleichzeitig zu bearbeiten.

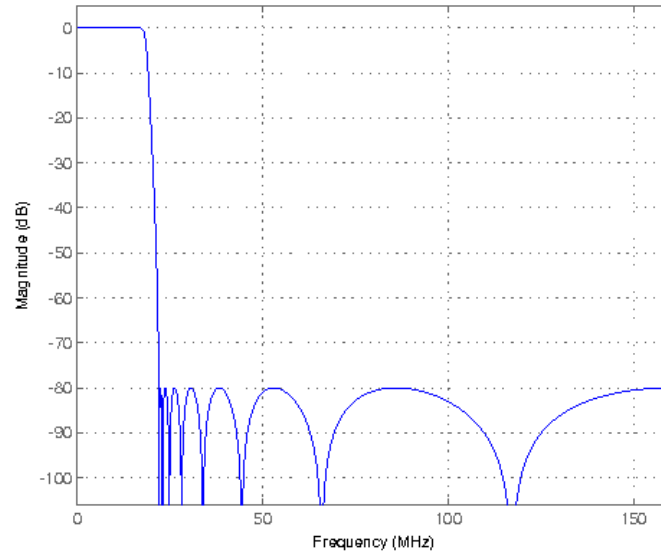


Abbildung 4.4: Übertragungsfunktion des TP-Filters

Mithilfe der Funktion $tf2sos(\mathbf{a}_k, \mathbf{b}_k)$ wandelt man die Koeffizientenvektoren \mathbf{a}_k und \mathbf{b}_k in eine SOS-Matrix um:

$$SOS = \begin{bmatrix} b_{01} & b_{11} & b_{21} & 1 & a_{11} & a_{21} \\ b_{02} & b_{12} & b_{22} & 1 & a_{12} & a_{22} \\ \vdots & & & & & \vdots \\ b_{0Q} & b_{1Q} & b_{2Q} & 1 & a_{1Q} & a_{2Q} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Die Matrix SOS enthält die Filterkoeffizienten der Teilsystemen zweiter Ordnung für die Kaskadenform des IIR-Tiefpasses. Die Systemfunktion des resultierenden SOS-Systems von $H(z)$ ist dann:

$$H(z) = \prod_{k=1}^Q H_k(z) = \prod_{k=1}^Q \left(\frac{b_{0k} + b_{0k}z^{-1} + b_{1k}z^{-2}}{1 - a_{1k}z^{-1} - a_{2k}z^{-2}} \right) \quad (4.6)$$

Die Koeffizienten der Teilsystemen sind zeilenweise in SOS abgelegt. Die sechs Spalten der Matrix entsprechen die sechs Koeffizienten jedes Teilsystems. Die vierte Spalte enthält die stets auf eins normierten Koeffizienten. Der Dynamik-Bereich bei ein solchen Struktur ist klein gehalten im vergleich mit der Direkt-Form.

Um den parallelen Entwurf der IIR-Filter zu erklären wird nun ein Teilsystem betrachtet. Die Voraussetzungen damit das gesamte System funktioniert sind, dass die Teilsysteme zwei Ausgangswerte (gerade, ungerade) gleichzeitig also parallel und auch innerhalb

4 FPGA-Realisierung des digitalen I/Q-Demodulators im Feedback-Kanal

einem Takt zurückliefern sollen. Als Beispiel werden die 3. und 4. Ausgangswerte einer Kaskadierung berechnet. Wir setzen in der Gleichung (4.3) $M = N = 2$ für $n = 3$ und $n = 4$. Wir bekommen dann folgendes:

$$\begin{aligned} y[3] &= b_0x[3] + b_1x[2] + b_2x[1] + a_1y[2] + a_2y[1] \\ y[4] &= b_0x[4] + b_1x[3] + b_2x[2] + a_1y[3] + a_2y[2] \end{aligned} \quad (4.7)$$

Nun aus diesen beiden Gleichungen kann man das IIR-Teilsystem im Bild (4.5) ableiten. Wie schon erwähnt $y[2n]$ und $y[2n + 1]$ müssen innerhalb eines Taktes gleichzeitig an der nächsten Kaskadierung zurückgeliefert werden. Nun werden Q -Teilsysteme mit den

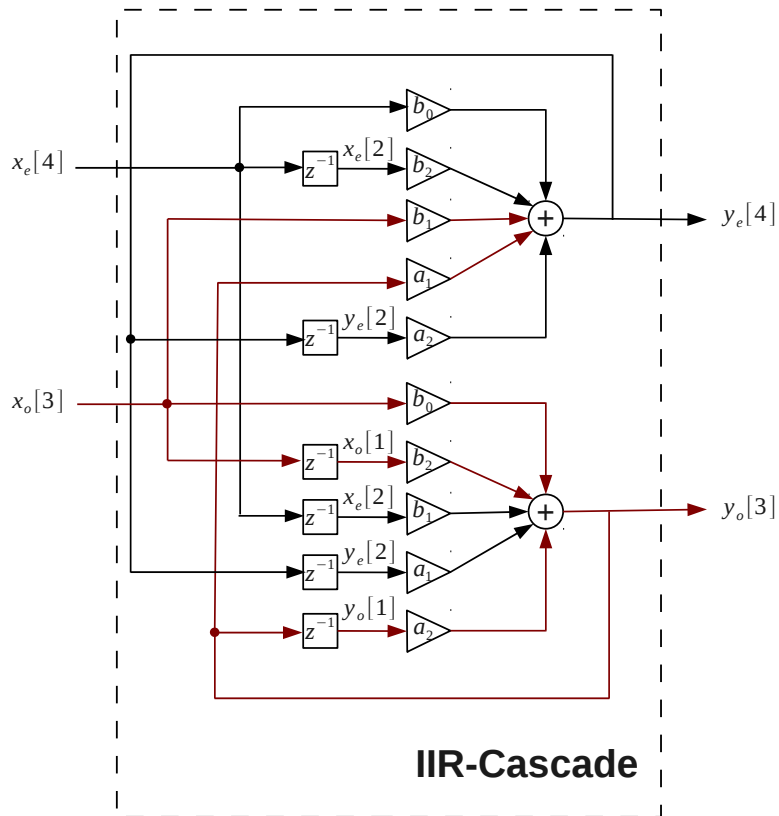


Abbildung 4.5: Teilsystem zweiter Ordnung in transponierter Direktform eines SOS-IIR-Filters

entsprechenden Koeffizienten nebeneinander gestellt. Es ist noch anzumerken, dass jede

4 FPGA-Realisierung des digitalen I/Q-Demodulators im Feedback-Kanal

Schiebeoperation der Kommastelle der Koeffizienten innerhalb des Teilsystems zurück gesetzt werden.

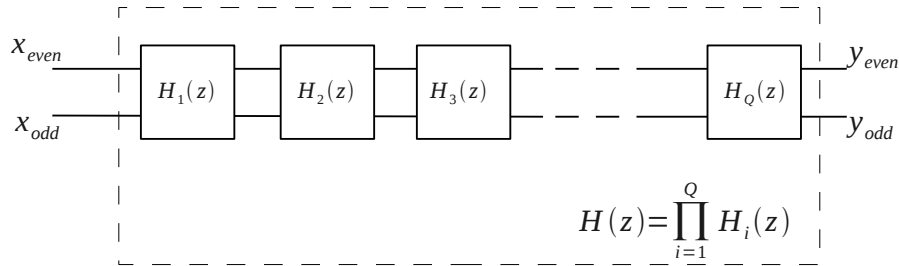


Abbildung 4.6: Gesamtes SOS-IIR-Filter- Modell

Um der Entwurf zu testen wird das in dem Bild (4.3) dargestellten Signal mithilfe dieses IIR-Filters gefiltert. Das Ergebnis ist in dem Bild (4.7) veranschaulicht. Jedes Ergebnis wird mithilfe einem Matlab-Referenzergebnis auf Korrektheit überprüft. Es sind hier auch kaum Unterschiede zwischen Matlab-Simulation und die DSP-Builder-Implementierung zu merken.

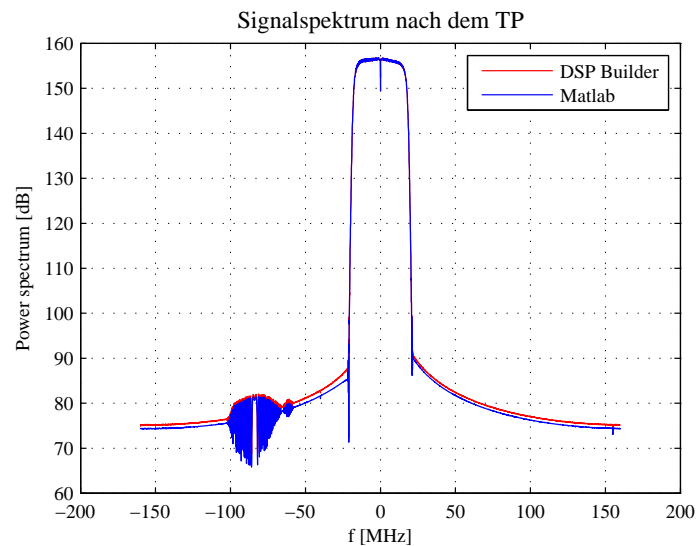


Abbildung 4.7: Spektrum des demodulierten Signals nach der TP-Filterung

4 FPGA-Realisierung des digitalen I/Q-Demodulators im Feedback-Kanal

Als letztes erfolgt die Dezimation. Es wird dabei nur jeder M-te Abtastwert beibehalten.

$$y_d[n] = x[nM] \quad (4.8)$$

Um die Aliasing-Effekte zu vermeiden, muss die ursprüngliche Abtastrate mindestens M-mal größer als die Nyquist-Rate oder dass die Bandbreite der Folge zuvor durch eine zeitdiskrete Filterung um den Faktor M reduziert worden ist. In dem Fall ermöglicht die Dezimierung eine Datenreduktion ohne Aliasing-Effekte.

Die Dezimation erfolgt im DSP-Builder mit Hilfe einem Clock-Derived-Block mit $M = 4$ und einem Multirate-D-Flip-Flop am Ausgang der TP-Filter.

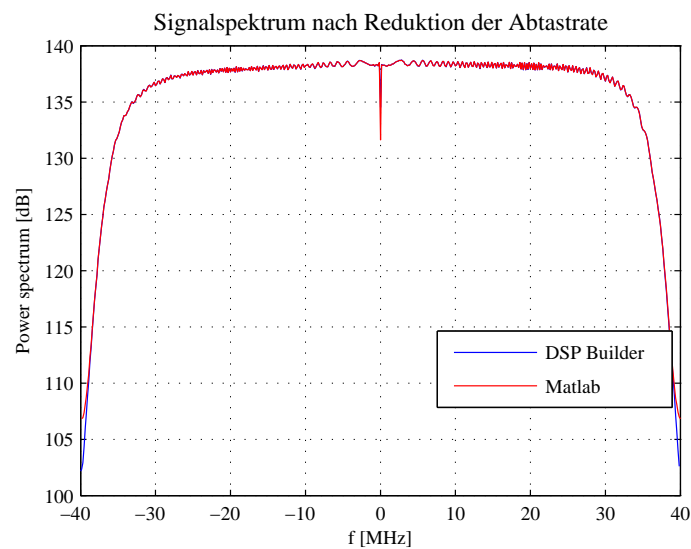


Abbildung 4.8: Spektrum des TP-gefilterten Signals nach der Dezimation

Das Ergebnis der DSP-Builder-Implementierung stimmt überein mit der Matlab-Simulation (Bild 4.8).

5 Zusammenfassung

In dieser Studienarbeit wurde ein Kompensationsverfahren für DC-Offset und zeitvarianten frequenzselektiven I/Q-Imbalance-Fehler in breitbandigen Direktmisch-Sendern untersucht. Die dokumentierte Lösung basiert auf einen Regelkreis, in dem beim Feedback-Zweig keine zusätzliche I/Q-Imbalance auftritt.

Die Schätzung der Korrekturparameter besteht aus einem zweistufigen Verfahren: eine pilotbasierte und eine semiblinde-Schätzung. Die pilotbasierte Schätzung erfolgt beim Hochfahren des Moduls oder wenn das Modul sich im Ruhebetrieb befindet. Während dieser Zeit darf keine Kommunikation mit dem Gerät erfolgen. Die semiblinde Schätzung bzw. Korrektur erfolgt hingegen im Hintergrund. Dies braucht nur das Nutzsignal für die Schätzung und setzt aber voraus, dass Korrekturparameter von einer vorherigen Schätzung vorliegen.

Um noch mögliche Zeitsynchronisationsprobleme auszuschließen wurde das Verfahren weiter entwickelt. Die Lösung liegt daran, das Referenzsignal in eine Toeplitzmatrix zu erweitern. Dies "impft" das Verfahren gegen möglichen sukzessiven Zeit-Syn.-Fehler. Diese Erweiterung wurde in Abhängigkeit der Signaltypen, der Größe des Zeit-Syn.-Fehlers und der Länge des Referenzsignals untersucht. Als Ergebnis hat sich herausgestellt, dass die Notwendigkeit einer Toeplitz-Erweiterung des Referenzsignals von der Auftrittshäufigkeit des Zeit-Syn.-Fehlers und der Verteilung der Fehlerwerte abhängt. Außerdem muss die Erweiterung an den unterschiedlichen Signaltypen adaptiert werden. Eine genauere Untersuchung dieser Fehlerart wird das Hauptthema einer zukünftigen Arbeit sein.

Das Kompensationsverfahren wurde dann mit einem HiL-Simulator unter realistischen und dynamischen Randbedingungen auf Echtzeit-Fähigkeit, Robustheit und Stabilität untersucht. Es wurde dabei ein Prototyptransceiver verwendet, der auf den State-of-the-art von breitbandigen Direktmisch-Sender basiert ist. Die erzielten Ergebnisse waren bei allen Signaltypen sehr gut. Das Verfahren ist sehr stabil, robust und echtzeitfähig auch bei extremen Temperaturänderungen bis zu 85°C.

Abschließend wurde der digitale I/Q-Demodulator im Feedback-Kanal auf FPGA implementiert. Dies besteht hauptsächlich aus einem Mischer und einem Dezimator. Um zusätzliche I/Q-Imbalance-Fehler zu vermeiden, wurde die Feedback-Kanal-Architektur nach einem Heterodynen-Low-IF-Receiver entwickelt. Die Herausforderung in diesem Teil der Arbeit war einen digitalen IIR-Filter hoher Ordnung mit großem Dynamikbereich der Koeffizienten und minimaler Wortbreite zu entwickeln. Außerdem sollte er in

5 Zusammenfassung

einem parallelen Betrieb arbeiten. Die Parallelisierung ist bei den meisten breitbandigen Übertragungssystemen, wegen der hohen Abtastrate, eine Hardware-Notwendigkeit. Ihr Ziel ist die Timing-Anforderung für die FPGA-Schaltkreise geringer zu halten.

Die vorliegende Arbeit bietet also eine vollständige Lösung, um die I/Q-Imbalance- und DC-Offset- Fehler unabhängig von dem Signaltyp bei den “Next-Generation”-Sendern der Mobilfunktechnologie zu beseitigen und einen Schritt näher an den theoretischen Grenzen der Informationstheorie zu sein.

6 Literaturverzeichnis

- [1] L. Anttila, M. Valkama, and M. Renfors. Frequency-selective i/q mismatch calibration of wideband direct-conversion transmitters. *Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on*, 55(4):359 –363, 2008.
- [2] J. Crols and M.S.J. Steyaert. Low- γ topologies for high-performance analog front ends of fully integrated receivers. *Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on*, 45(3):269 –282, March 1998.
- [3] Wolfgang Dahmen. Numerische mathematik. RWTH, 2008.
- [4] Stephen M. Kogon Dimitris G. Manolakis, Vinay K. Ingle. *Statistical and adaptive signal processing*. Artech house, 2005.
- [5] Lei Ding, Zhengxiang Ma, D.R. Morgan, M. Zierdt, and G.T. Zhou. Frequency-dependent modulator imbalance in predistortion linearization systems: modeling and compensation. 1:688 – 692 Vol.1, 2003.
- [6] G. Fettweis, M. Lohning, D. Petrovic, M. Windisch, P. Zillmann, and W. Rave. Dirty rf: a new paradigm. 4:2347 –2355 Vol. 4, 2005.
- [7] Prof. Dr. Angela Kunoth. Praktische mathematik. TU Bonn, 11 2003.
- [8] Jian Luo, A. Kortke, and W. Keusgen. Efficient channel estimation schemes for mimo ofdm systems with null subcarriers. In *Vehicular Technology Conference, 2008. VTC 2008-Fall. IEEE 68th*, pages 1 –5, 2008.
- [9] Jian Luo, A. Kortke, and W. Keusgen. Joint calibration of frequency selective time variant i/q-imbalance and modulator dc-offset error in broadband direct-conversion transmitters. In *Communications, Circuits and Systems, 2009. ICCCAS 2009. International Conference on*, pages 255 –259, 2009.
- [10] Jian Luo, A. Kortke, and W. Keusgen. Semi-blind iterative joint estimation of frequency selective i/q-imbalance and modulator offset error in direct-conversion transmitters. In *Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2010-Fall), 2010 IEEE 72nd*, pages 1 –5, 2010.
- [11] B. Razavi. Design considerations for direct-conversion receivers. *Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on*, 44(6):428 –435, June 1997.

6 Literaturverzeichnis

- [12] Behzad Razavi. *RF Microelectronics*. Prentice-Hall, Inc., Upper Saddle River, NJ, USA, 1998.
- [13] Marcus Windisch and Gerhard Fettweis. Standard-independent i/q imbalance compensation in ofdm direct-conversion receivers. In *In Proc. 9th Intl. OFDM Workshop (InOWo)*, pages 57–61, 2004.