

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DRESDEN

HOCHFREQUENZSCHALTUNGEN
ZUR EINSTELLUNG VON
AMPLITUDE UND PHASE

UWE MAYER

von der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik der
Technischen Universität Dresden

zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

Vorsitzender:	Prof. Dr. rer. nat. habil. Krauthäuser
Gutachter:	Prof. Dr. sc. techn. habil. Dipl. Oec. Ellinger Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Weigel
Tag der Einreichung:	05.09.2011
Tag der Verteidigung:	28.02.2012

Für meine Familie

Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit ist der analytischen Untersuchung und Weiterentwicklung von Methoden und Schaltungen zur Einstellung der Signalphase und -amplitude gewidmet. Hierbei wird zum Ziel gesetzt, die Leistungsfähigkeit dieser Schaltungen als analoge Hochfrequenz-Baugruppen in Empfangs- und Sendeschaltkreisen mit einem vergleichbaren oder geringerem schaltungstechnischen Aufwand und Strombedarf zu verbessern und dies anhand von Implementierungsbeispielen zu bestätigen.

Die Dämpfungsglied-Topologien II, T, überbrücktes T und X werden modelliert und hinsichtlich der Phasenbeeinflussung analysiert, sodass eine Bewertung ihrer Eignung durchgeführt werden kann. Weiterhin wird ein innovativer Ansatz zur Linearisierung der Steuerkennlinie vorgestellt und mit Hilfe einer Beispielschaltung mit einem Phasenfehler von 3° und einem Steuerlinearitätsfehler von 0,35 dB innerhalb der 1 dB Grenzfrequenz und einem Steuerbereich von 20 dB nachgewiesen.

Die Arbeit bietet darüber hinaus eine analytische Betrachtung zu aktiven steuerbaren Verstärkern, welche die besondere Eignung der GILBERT-Zelle aufzeigt und eine geeignete Ansteuerschaltung ableitet. Am Beispiel nach diesem Prinzip entworfener Schaltkreise werden Phasenfehler von nur $0,4^\circ$ innerhalb eines besonders hohen Stellbereichs von 36 dB demonstriert, wodurch eine Vergrößerung des Stellbereichs um den Faktor 4 und eine Verbesserung des Phasenfehlers um den Faktor 2 im Vergleich zum Stand der Technik erreicht wurde.

Es wird der Zirkulator-Phasenschieber maßgeblich durch eine neuartige geeignete Ansteuerung verbessert. Damit werden die sonst für die Amplitudenbeeinflussung im Wesentlichen verantwortlichen Varaktoren überflüssig, ohne dabei den schaltungstechnischen Aufwand zu erhöhen. Eine Messung der entsprechenden Schaltung bestätigt dies mit einem Amplitudenfehler von nur 0,9 dB für einen Phasenstellbereich von 360° , was einer Verringerung des Fehlers um den Faktor 3 im Vergleich zu herkömmlichen Zirkulator-Phasenschiebern entspricht.

Abschließend wird der Funktionsnachweis mehrerer entworfener Vektor-Modulatoren mit einer effektiven Genauigkeit von bis zu 6 bit in Einzelschaltungen, Hybridbauten und schließlich im Rahmen eines vollständig integrierten Empfängerschaltkreises erbracht. Dieser erzielt eine Verdopplung der Reichweite bei einer um nur 35 % höheren Leistungsaufnahme gegenüber einem herkömmlichen Kommunikationsverfahren (SISO).

Abstract

The present work is dedicated to the investigation and enhancement of amplitude and phase control methods and circuits. The aim is to enhance the performance of these circuits in modern radio frequency transceivers with a comparable or even lower effort and power consumption. A prove of concept will be delivered with implementation examples.

By means of models of the passive attenuator topologies Π , T, bridged-T and X, a thorough analysis is performed in order to compare them regarding their impact on the signal phase. Additionally, a novel approach to increase the control linearity of the attenuators is proposed and verified by measurements, showing a phase error of 3° and a control linearity error of 0,35 dB at the 1 dB corner frequency, successfully.

The work also presents an investigation on variable gain amplifiers and reveals the superior performance of the GILBERT cell with respect to low phase variations. A cascode biasing circuit that supports these properties is proposed. Measurements prove this concept with relative phase errors of $0,4^\circ$ over a wide attenuation control range of 36 dB thus cutting the error by half in a four times wider control range.

The circulator based phase shifting approach is chosen and improved significantly by means of tuning the transconductor instead of the varactors thus removing their impact on signal amplitude. The approach is supported by measurements yielding an amplitude error of only 0,9 dB within a phase control range of 360° which corresponds to an improvement by a factor of three compared to recent circulator phase shifters.

Finally, the design of several vector modulator topologies is shown with hardware examples of single chips, hybrid printed circuit boards and highly integrated system level ICs demonstrating a full receiver. By using improved variable gain amplifiers, an effective vector modulator resolution of 6 bit without calibration is achieved. Furthermore, a multiple-input multiple-output system is demonstrated that doubles the coverage range of common SISO systems with only 35% of additional power consumption.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	8
1.1. Anwendungen von Amplituden- und Phasenstellgliedern . . .	8
1.1.1. Komplexe Gewichtung	9
1.1.2. Direkte Modulation	10
1.1.3. Einzelanwendungen	11
1.2. Mathematische Darstellung	13
1.2.1. Äquivalenz zu komplexen Zahlen	13
1.2.2. Beurteilung der Koordinatensysteme	14
1.3. Problemstellungen aktueller Schaltungsrealisierungen . . .	16
1.3.1. Ursache der Korrelation	16
1.3.2. Auswirkung	17
1.3.3. Weitere Fehlereinflüsse	18
1.3.4. Herleitung von Vergleichsgrößen	19
1.4. Drahtlose Kommunikation	21
1.4.1. EU-Forschungsprojekt MIMAX	21
1.4.2. Anforderungen an Hochfrequenzschaltungen im Pro- jekt MIMAX	22
1.5. Halbleitertechnologien	24
1.6. Zielsetzung und Aufbau der Arbeit	26
2. Systematisierung und Stand der Technik	27
2.1. Systematisierung	27
2.2. Beschreibung der Wirkprinzipien	29
2.2.1. Amplitudenstellglieder	29
2.2.2. Phasenstellglieder	32
2.2.3. Kombinierte Verfahren	34
2.3. Beurteilung und Schlussfolgerung	36
3. Entwicklung verbesserter Amplitudenstellglieder	37
3.1. Dämpfungsglieder	37
3.1.1. Systematisierung und Analyse der Topologien . . .	37
3.1.2. Beurteilung der Topologien	49
3.1.3. Beispiel eines Dämpfungsglieds	51
3.2. Vorbetrachtungen zu aktiven Verstärkern	57
3.2.1. Kompensationsmethode	57
3.2.2. Schlussfolgerung	59

3.3.	Analytischer Ansatz	60
3.3.1.	Beschreibung des Ansatzes	60
3.3.2.	Beispiel eines steuerbaren Verstärkers mit Feldefektransistoren	71
3.3.3.	Beispiele steuerbarer Verstärker mit Bipolartransistoren	75
3.3.4.	Beurteilung	82
4.	Entwicklung verbesserter Phasenstellglieder	83
4.1.	Vorbetrachtungen	83
4.1.1.	Leitungsbasierte Phasenschieber	83
4.1.2.	Reflexionsphasenschieber	84
4.2.	Reflexionsphasenschieber mit Zirkulator	86
4.2.1.	Aufbau eines Zirkulator-Phasenschiebers	86
4.2.2.	Beschreibung des Ansatzes	88
4.2.3.	Beispiele für Zirkulator-Phasenschieber	90
4.2.4.	Beurteilung	97
5.	Untersuchung kartesischer Vektor-Modulatoren	98
5.1.	Prinzipien zur Bildung von Quadraturphasen	98
5.1.1.	Passive Filter	99
5.1.2.	Aktive Filter	102
5.1.3.	Frequenzumsetzung	103
5.1.4.	Beurteilung	105
5.2.	Erprobung am Anwendungsbeispiel MIMAX	106
5.2.1.	Hybridaufbau	107
5.2.2.	Statistische Auswertung	110
5.2.3.	Integrierte Schaltung	113
5.2.4.	Beurteilung	119
6.	Zusammenfassung	120
6.1.	Einordnung der Ergebnisse in den Stand der Technik . . .	120
6.1.1.	Amplitudenstellglieder	120
6.1.2.	Phasenstellglieder	123
6.1.3.	Vektor-Modulatoren	124
6.2.	Schlussfolgerung und Ausblick	125
	Literaturverzeichnis	127
	Veröffentlichungen	135

Abkürzungsverzeichnis	140
Symbolverzeichnis	142
Abbildungsverzeichnis	144
Tabellenverzeichnis	148
A. Auflösung in quantisierten Koordinatensystemen	150
B. Verwendete SiGe-Halbleiterprozesse	152
Curriculum Vitae	153
Danksagung	155

1. Einleitung

Die Verwendung analoger Baugruppen zur Abbildung mathematischer Funktionen steht in einem immerwährenden Konflikt zu dem Bestreben, diese in den digitalen Signalverarbeitungspfad zu verlagern. Zunächst sprechen einige Gründe für dieses Bestreben. Zum Einen hängen die Rechengenauigkeit sowie das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) nur von der Wortbreite ab. Zum Anderen eröffnet sich unter Verwendung rekonfigurierbarer digitaler Schaltungen wie digitalen Signalprozessoren (DSP) oder programmierbaren Logikschaltungen (FPGA) eine hohe Flexibilität. Damit können auch nach der Fertigung der Hardware Anpassungen an der Funktionsweise der Signalverarbeitung vorgenommen werden, sodass oft die Kosten für ein Produkt reduziert werden können.

Diese Vorteile werden jedoch erst durch den Einsatz komplexer digitaler Schaltungen mit hohem dynamischen Strombedarf ermöglicht, was im direkten Gegensatz zu aktuellen Bestrebungen stromsparender Netzwerkinfrastruktur steht. Somit gilt es stets abzuwägen, ob die Verlagerung analoger Funktionen in den Digitalteil aus diesen Gesichtspunkten vertretbar ist. Des Weiteren erfordert die digitale Verarbeitung eines Signals stets eine analoge Konditionierung vor der Wandlung. Dies bedeutet, dass unter gezielter Verwendung von Amplituden- und Phasenstellgliedern eine wesentliche Erhöhung des SNR erreicht werden kann. Nicht zuletzt eröffnet der Einsatz solcher Schaltungen neue Möglichkeiten der Signalübertragung, wie es im folgenden Abschnitt zu Anwendungen für Amplituden- und Phasenstellglieder dargestellt wird.

1.1. Anwendungen von Amplituden- und Phasenstellgliedern

Die Anwendungsfelder lassen sich nach der Fragestellung aufteilen, ob beide Größen zusammen oder einzeln durch separate Schaltungen eingestellt werden sollen. Daraus ergeben sich unterschiedliche Anforderungen an die Schaltungen. Die beiden anschließenden Abschnitte stellen jeweils eine Anwendung mit kombinierter Stellung von Amplitude und Phase vor. Im letzten Abschnitt sind schließlich eine Reihe von Einzelanwendungen für Amplituden- oder Phasenstellglieder zusammengestellt.

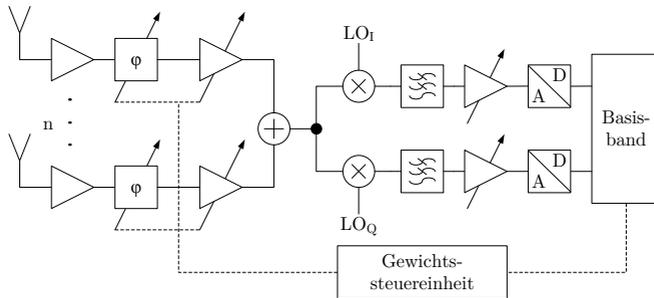


Abbildung 1.1: Schematischer Aufbau eines MIMO-Empfängers mit komplexer Gewichtung im HF-Bereich.

1.1.1. Komplexe Gewichtung

Die Ausnutzung des Informationsträgers Signalphase ermöglichte eine Vielzahl neuer drahtloser Übertragungsverfahren. So konnte die sonst insbesondere innerhalb von Gebäuden auftretende, nachteilige Mehrwegausbreitung in einen direkten Nutzen umgewandelt werden. Dabei werden mehrere hinreichend unkorrelierte Antennen zum Empfang der in Phase und Amplitude verschiedenen Abbilder des Signals eingesetzt und schließlich gewichtet kombiniert. Darüber hinaus wurde es bei Verwendung einer gleichen Zahl von Signalpfaden am Sender möglich, mehrere Datenströme parallel zu übertragen. Man spricht dabei im Allgemeinen von MIMO-Systemen (engl. “multiple input multiple output”).

In jedem dieser Anwendungsfälle für die gezielte Bündelung eines Sendesignals beziehungsweise der Überlagerung mehrerer Empfangspfade ist es zwingend erforderlich, über eine genaue Kontrolle der Signalamplitude und -phase der einzelnen Signalpfade zu verfügen. Eine Beeinflussung ebendieser Größen kann durch die Multiplikation des Signals mit einer komplexen Größe ausgedrückt werden.

Aus Gründen der Flexibilität und damit verbundenen Kosten wurde diese Aufgabe in den auf dem Markt erhältlichen Produkten dem digitalen Basisband vorbehalten. Dies erforderte jedoch eine der Antennenanzahl entsprechende Zahl an parallelen Signalpfaden. Ein Ansatz [Eick08b, Eick09a] verschiebt die komplexe Gewichtung und Kombination der Signale vom Basisband in den Hochfrequenzbereich. Wenngleich dabei auf die parallele Übertragung mehrerer Datenströme und somit eine erhöhte Datenrate verzichtet wird, kann der Diversitätsgewinn des Antennenverbands zur Steigerung des Signal-Rausch-Abstands genutzt

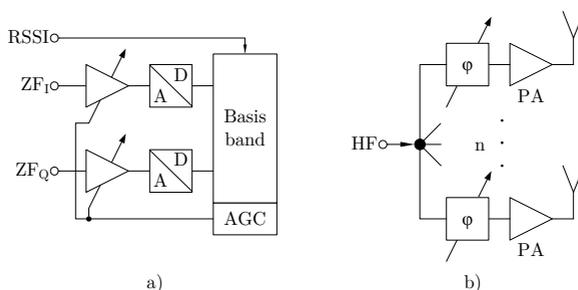


Abbildung 1.3: Blockschaltbilder a) einer automatischen Empfangspegelanpassung und b) einer phasengesteuerten Gruppenantenne.

1.1.3. Einzelanwendungen

Zusätzlich zu den zuvor diskutierten Fällen existieren jeweils Anwendungen für einzelne Amplituden- oder Phasenstellglieder.

Pegelanpassung

Steuerebare Verstärker sind ein unverzichtbarer Bestandteil einer jeden Sende- und Empfängerstruktur. Im Sender muss die abgestrahlte Signalleistung angepasst werden, um die Spezifikationen des Standards zu erfüllen oder um die Leistungsaufnahme an die Kanalsituation anzupassen. Empfänger steuern die empfangene Signalleistung, um die kanalbedingten Schwankungen auszugleichen und somit eine gleichmäßige Aussteuerung der Analog-Digital-Umwandler (ADU) sicherzustellen.

In Abbildung 1.3 a) ist beispielhaft ein Blockschaltbild zu einer solchen automatischen Verstärkungsregelung (AGC) dargestellt. Der Verstärker muss entsprechend den Anforderungen der gewählten Zwischenfrequenz (ZF) und Signalbandbreite ausgelegt werden.

Phasengesteuerte Gruppenantennen

Eine gezielte Bündelung und Ausrichtung des Sendesignals sowie die Ausrichtung eines Empfängers auf eine Signalquelle kann anstelle von aufwändigen mechanischen Führungen oder speziellen Richtantennen mittels phasengesteuerten Gruppenantennen bewältigt werden. Wie in Abbildung 1.3 b) dargestellt, wird dies durch eine gezielte Beeinflussung der Phasen der einzelnen Antennen des Feldes und der daraus resultierenden konstruktiven Überlagerung erreicht [Haj05].

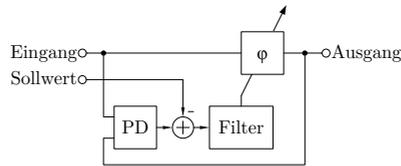


Abbildung 1.4: Blockschaltbild einer Verzögerungsregelschleife zur linearen Stellung der Phasenlage des Signals.

Dieses Konzept lässt sich auf andere Signalformen und -träger übertragen. Als Beispiel sei eine aktuelle Entwicklung im Bereich der Akustik zu nennen. Sogenannte Soundbar-Lautsprecher setzen ebenfalls eine Vielzahl kleiner phasengesteuerter und in einer Ebene angeordneter Lautsprecher ein, um damit ein Raumklangerlebnis in einem bestimmten Bereich des Raumes zu erzielen. Aufgrund der niedrigen Betriebsfrequenzen wird die Phasenstellung jedoch ausschließlich im Digitalbereich berechnet.

Verzögerungsregelschleifen (DLL)

Diese arbeiten analog zum Wirkprinzip der Phasenregelschleifen (PLL), dienen jedoch der Stabilisierung des Phasengleichlaufs zweier Signale. Abbildung 1.4 stellt eine solche Anordnung schematisch dar. Hierbei wird die Phase eines Signals mittels eines Phasendetektors (PD) erkannt und mit einem Sollwert verglichen. Nach Filterung des Ergebnisses wird die Phase schließlich über ein einstellbares Verzögerungs- bzw. Phasenstellglied geregelt. Damit ist eine definierte und lineare Stellung der Signalphase möglich. Aufgrund seiner vorwiegend digitalen Implementierbarkeit finden sich insbesondere Anwendungen für diese Schaltungen bei der Wiederherstellung eines Taktes bzw. dessen Tastgrades oder auch der Sicherstellung des Gleichlaufs mehrerer getakteter Signale in einem Datenbus. In jedem Fall wird jedoch ein analoges Verzögerungsglied eingesetzt.

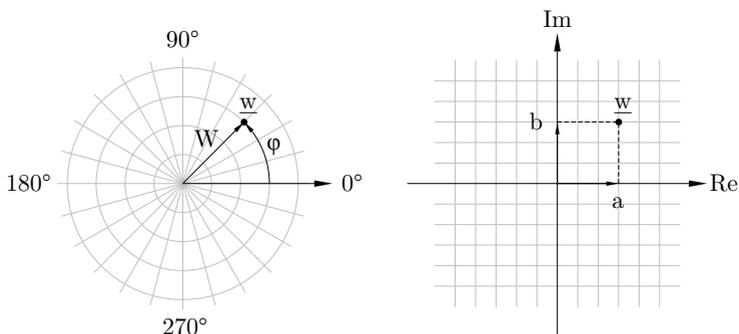


Abbildung 1.5: Komplexe Zahlen im polaren und kartesischen Koordinatensystem.

1.2. Mathematische Darstellung

Zur Veranschaulichung der Funktionsweise sowie als Grundlage der in Abschnitt 1.3 folgenden Fehlerbetrachtungen wird in diesem Abschnitt eine mathematische Analyse durchgeführt. Darauf aufbauend wird sich eine Beurteilung der zwei grundlegenden Ansätze zur Einstellung von Amplitude und Phase anschließen.

1.2.1. Äquivalenz zu komplexen Zahlen

Die allgemeine Form der mathematischen Beschreibung des Wirkprinzips der Amplituden- und Phasenkontrollschaltungen entspricht der in Abschnitt 1.1.1 angeführten Multiplikation eines Signals \underline{U}_e mit einer veränderbaren komplexen Zahl \underline{w} . Hierfür gibt es zwei grundlegende Darstellungsformen, die sich in der Repräsentation der komplexen Zahl \underline{w} unterscheiden und jeweils eigene praktische Schaltungsrealisierungen hervorbringen.

$$\underline{U}_a = \underline{U}_e \underline{w} = \underline{U}_e W e^{j\varphi} = \underline{U}_e (a + jb) \quad (1.1)$$

Die erste Kategorie bildet die Zahl \underline{w} im polaren Koordinatensystem ab und setzt sie daher aus Betrag W und Phase φ zusammen. Die zweite Kategorie verwendet das kartesische Koordinatensystem und teilt die Zahl in den zugehörigen Realteil a und Imaginärteil b . Beide Abbildungen können ineinander gemäß den in Gleichungen (1.2) dargestellten Zusammenhängen umgeformt werden.

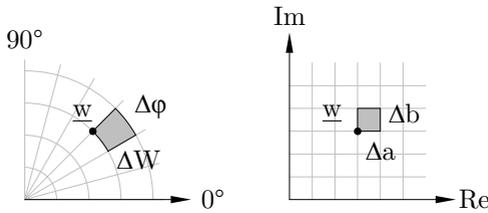


Abbildung 1.6: Betragsabhängige Auflösung der quantisierten Koordinatensysteme.

$$\begin{aligned}
 W &= \sqrt{a^2 + b^2} \\
 \varphi &= \arctan\left(\frac{b}{a}\right) \\
 a &= W \cos(\varphi_w) \\
 b &= W \sin(\varphi_w)
 \end{aligned} \tag{1.2}$$

1.2.2. Beurteilung der Koordinatensysteme

Es lässt sich schlussfolgern, dass eine komplexwertige Multiplikation mittels eines Phasenschiebers in Reihe mit einem Amplitudenstellglied, aber auch mittels zweier geeignet angeordneter Amplitudenstellglieder nachgebildet werden kann. Betrachtet man jedoch beide Abbildungen unter praktischen Gesichtspunkten, kann es Unterschiede in der erzielbaren Genauigkeit der Stellung von Betrag und Phasenlage geben. So führt eine durch die Vorverarbeitung oder Bereitstellung der jeweiligen Bestandteile der komplexen Zahl bedingte Quantisierung zu einem begrenzten Wertevorrat, welcher sich anhand der Gitterlinien der beiden Diagramme in Abbildung 1.5 anschaulich nachvollziehen lässt.

Legt man darauf aufbauend den Sachverhalt zugrunde, dass die Auflösung in der Umgebung eines der einstellbaren Punkte, mit der zwischen vier sich gegenüberliegenden Punkten aufgespannten Fläche im direkten Zusammenhang steht, dann lässt sich qualitativ direkt erkennen, dass die Auflösung der komplexen Zahlenebene vom polaren Koordinatensystem mit steigendem Betrag der Zahlen abnimmt, wohingegen die des Kartesischen konstant bleibt. Dies ist in Abbildung 1.6 für jeweils einen Quadranten dargestellt. Es lässt sich folglich ein Vergleich zwischen beiden Systemen anhand der Flächeninhalte darstellen:

$$\begin{aligned}\Delta a \Delta b &= W \cdot \Delta W \Delta \varphi \\ W &= \frac{\Delta a \Delta b}{\Delta W \Delta \varphi}\end{aligned}\tag{1.3}$$

Für einen angemessenen Vergleich beider Koordinatensysteme im Sinne der schaltungstechnischen Umsetzung muss ein identischer Aufwand für die Bereitstellung der Bestandteile der komplexen Zahl w vorausgesetzt werden. Das bedeutet, dass die gleichen Wortbreiten n zur Quantisierung dieser Bestandteile verwendet werden. Daraus ergeben sich die folgenden normierten Quantisierungsschritte:

$$\begin{aligned}\Delta a = \Delta b &= \frac{2}{2^n} \\ \Delta W &= \frac{2}{2^n} \\ \Delta \varphi &= \frac{\pi}{2^n} \\ W &= \frac{2}{\pi} \approx 0,637\end{aligned}\tag{1.4}$$

Ab einem normierten Betrag von $W \approx 0,637$ der abzubildenden komplexen Zahl¹ lässt sich bei den gegebenen Randbedingungen unter Verwendung des kartesischen Koordinatensystems eine größere Genauigkeit in der Stellung dieser Zahl erreichen. Damit hängt es von den Anforderungen des Systems und den zu erwartenden Einsatzszenarien ab, inwiefern der Vorzug für eine polare oder kartesische Repräsentation der komplexen Zahl w gegeben werden sollte.

¹Ein äquivalentes Ergebnis liefert der analytische Vergleich der Abstände zweier benachbarter Punkte im jeweiligen Koordinatensystem. Zur verbesserten Anschaulichkeit wurde der umfangreichere Nachweis an dieser Stelle nicht aufgeführt. Siehe Anhang A für eine detaillierte Darstellung.

1.3. Problemstellungen aktueller Schaltungsrealisierungen

Die in Abschnitt 1.1 aufgeführten Anwendungen setzen eine jeweils unkorrelierte Kontrolle der relativen Amplitude und Phase voraus. Die Ursache dieser Korrelationen in realen Schaltungen sowie deren Auswirkungen werden in diesem Abschnitt beschrieben und mit einer Fehlerrechnung zur Beurteilung von Amplituden- und Phasenkontrollschaltungen abgeschlossen. Da Schwankungen der Absolutwerte im Digitalteil mit geringem Aufwand ausgeglichen werden, sind diese nicht Gegenstand dieser Betrachtung.

1.3.1. Ursache der Korrelation

Für die Betrachtung der Ursachen der Korrelation zwischen Amplitude und Phase muss unterschieden werden, ob es sich um parasitäre Einflüsse, d.h. den realen Bauelementen zugehörigen aber meist unbeabsichtigten zusätzlichen Schaltungselementen wie Kondensatoren und Widerständen, oder um eine prinzipbedingte Verkettungen beider Größen handelt. Wobei Erstere meist erst bei größeren Frequenzen an Bedeutung gewinnen, sind Letztere ein inhärenter Bestandteil der Übertragungsfunktion des Systems. Dies erfordert eine jeweils angepasste Strategie zur Vermeidung der Störeinflüsse.

Amplitudenstellglieder

Die Phasenlage des Signals wird durch die Auswirkungen parasitärer Schaltungselemente zusammen mit der einstellbaren Verstärkung beeinflusst. Die für eine Amplitudenstellung notwendige Änderung von Kleinsignalgrößen wie z.B. der Steilheit bedingt in Verbindung mit parasitären Kondensatoren eine zusätzliche Beeinflussung der Phasenlage des Signals. Dieser Effekt kann, abhängig von der Betriebsfrequenz, in der Größenordnung einiger zehn Grad relativer Phasendrehung erfolgen [May10c].

Phasenstellglieder

Je nach Realisierungsform können Schaltungen zur Einstellung der Phase einer prinzipbedingten Amplitudenbeeinflussung unterliegen. Zusätzlich kann eine weitere Verbindung beider Größen durch parasitäre Effekte erfolgen. Zusammengefasst hat dies Schwankungen der Amplitude im Bereich von knapp 1 dB bis hin zu einer annähernden Auslöschung des Signals [Het10] zur Folge.

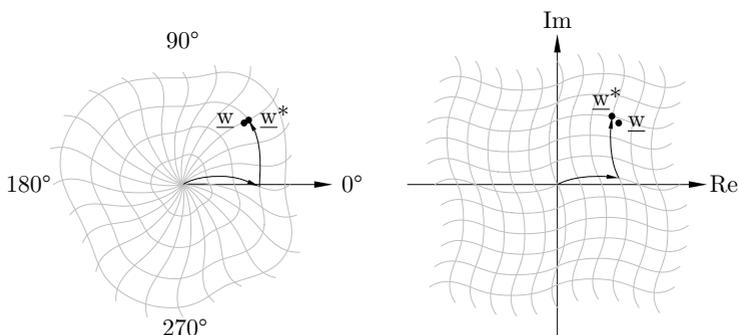


Abbildung 1.7: Auswirkung von Korrelationsfehlern auf die Einstellung von Betrag und Phase.

1.3.2. Auswirkung

In jedem Fall führt die Abhängigkeit beider Größen zu einer Verzerrung der Steuerkennlinien innerhalb der komplexen Zahlenebene und somit des gesamten einstellbaren Bereichs. Je nach verwendetem Koordinatensystem ergeben sich unterschiedliche typische Fehlerbilder, wie in Abbildung 1.7 vereinfacht dargestellt wurde.

Es ist ersichtlich, dass es zu einer Abweichung von der gewünschten komplexen Zahl \underline{w} kommt. Unter der Annahme der Steuergrößen x_w und x_φ für Betrag und Phase bzw. x_a und x_b für Real- und Imaginärteil setzt sich die tatsächlich entstehende Größe \underline{w}^* nun wie folgt zusammen:

$$\underline{w}^* = W^*(x_w, x_\varphi) e^{j\varphi^*(x_\varphi, x_w)} = a(x_a, x_b) + jb(x_b, x_a) \quad (1.5)$$

Ein weiterer ungewünschter Nebeneffekt ist die Einschränkung des nutzbaren Stellbereichs an den Randgebieten. Dies und die zuvor beschriebenen Verzerrungen lassen eine auf Kalibrierung beruhende Vorverzerrung unverzichtbar werden. Dies bedeutet jedoch einen Verlust an effektiver Auflösung der quantisierten Steuergrößen und eine Erhöhung der Rechenleistung und Latenz zur rekursiven Kontrolle bzw. dem Nachschlagen der Korrekturwerte.

1.3.3. Weitere Fehlereinflüsse

Neben den Korrelationsfehlern sind zusätzliche Fehlerbilder möglich, welche jedoch in der Regel durch einen sorgfältigen Entwurf verhindert werden können. Diese werden im Folgenden kurz diskutiert. Mit Ausnahme der Nichtlinearitäten werden die Effekte in der Arbeit nicht weiter eingehend behandelt. Abbildung 1.8 fasst alle Einflüsse grafisch für beide Koordinatensysteme zusammen.

Quantisierungsfehler

Bei der Verwendung digitaler Baugruppen zur Berechnung, Übertragung und Speicherung der Steuergrößen werden diese quantisiert. Dies führt zu Abweichungen bis zur Hälfte der Breite der Quantisierungsschritte, sodass ein Kompromiss zwischen einer möglichst hohen Wortbreite und dem damit steigenden Aufwand gefunden werden muss. Da eine digitale Signalverarbeitung dem Stand der Technik entspricht, wird nicht näher auf diese Fehler eingegangen.

Nichtlinearitäten

Nichtlineare Steuerkennlinien sind in realen Schaltungen nicht gänzlich vermeidbar und führen bei quantisierten Steuergrößen zu einer ungleichmäßigen Verteilung der Schritte. Wenn sie nicht mittels analoger Vorverzerrung oder Regelung behoben werden können, muss eine Kalibrierung durchgeführt werden. Damit ist ebenso mit einer reduzierten effektiven Auflösung zu rechnen.

Fehler in den Basisvektoren

Fertigungstoleranzen in den Bauelementen können Amplituden- und Phasenfehler in den Basisvektoren verursachen. Dies führt bei einer kartesischen Darstellung analog zu den Korrelationsfehlern zu Verzerrungen der Steuerkennlinien, welche jedoch nicht von den Steuergrößen für Real- und Imaginärteil selbst abhängen. Neben des zusätzlichen Beitrags zu w^* folgt in der Regel eine Einschränkung des nutzbaren Stellbereichs, woraus sich die Notwendigkeit einer Kalibrierung ergibt.

Eingeschränkte Stellbereiche

Ist die Stellung des Betrags der Basisvektoren beider Koordinatensysteme sowie der Phase eines Phasenstellglieds eingeschränkt, entstehen unerreichbare Wertebereiche der komplexen Zahl w^* . Da der Einfluss dieser Fehler nicht durch Kalibrierung reduziert werden kann, gilt es, diese durch einen sorgfältigen Entwurf von Beginn an auszuschließen.

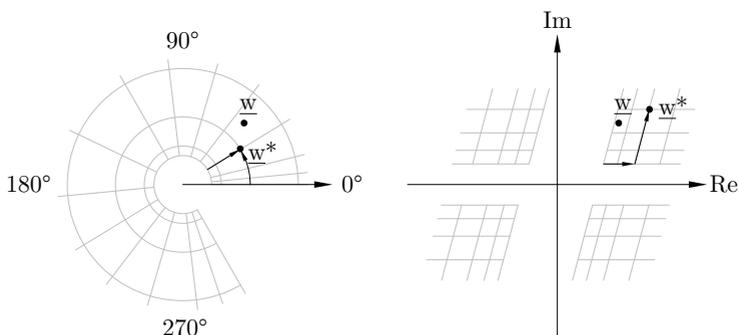


Abbildung 1.8: Der Einfluss von Nichtlinearitäten, Offsets und Phasenfehlern.

1.3.4. Herleitung von Vergleichsgrößen

Für die Beurteilung und den Vergleich verschiedener Schaltungen zur Lösung der diskutierten Problemstellung ist die Berechnung der jeweiligen Standardabweichung des Fehlereinflusses zweckmäßig. In Hinblick auf eine bessere Vergleichbarkeit mit dem überwiegend im englischen Sprachraum präsentierten Stand der Technik wird dagegen die Verwendung des mittleren quadratischen (RMS-) Fehlers vorgeschlagen.

Es soll zwischen den Schaltungen zur Einstellung von Amplitude und Phase unterschieden werden, wobei sich jedoch für beide Gruppen jeweils eine Beschreibung der Nichtlinearität und der Korrelation aufstellen lässt. Als Grundlage der Berechnungen dient die allgemeine Darstellung aus Gleichung (1.5).

Amplitudenstellglieder

Eine lineare Funktion mit dem Faktor A_W soll zur Approximation eines Amplitudenstellglieds verwendet werden. Damit lässt sich die Abweichung der tatsächlichen Steuerkennlinie wie folgt ausdrücken:

$$\Delta W_{\text{lin}} = W(x_W) - A_W x_W \quad (1.6)$$

Durch Normierung der Abweichungen auf den Faktor A_W kann der RMS-Fehler als prozentuale Abweichung verstanden werden:

$$\Delta W_{\text{lin,RMS}} = \frac{1}{A_W} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\Delta W_{\text{lin},i} - \overline{\Delta W_{\text{lin}}})^2} \quad (1.7)$$

Damit ist eine Darstellung des Fehlers in dB möglich:

$$\Delta W_{\text{lin,RMS}}/\text{dB} = 20 \lg (\Delta W_{\text{lin,RMS}} + 1) \quad (1.8)$$

Aus der durch Korrelation bedingten Abweichung der Phase von ihrem Mittelwert lässt sich direkt der RMS-Fehler ableiten:

$$\Delta \varphi_{\text{korrr,RMS}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\varphi_i - \bar{\varphi})^2} \quad (1.9)$$

Phasenstellglieder

Analog zu den Amplitudenstellgliedern sollen diese ebenfalls mit einer linearen Näherung mit dem Faktor A_φ verglichen werden:

$$\Delta \varphi_{\text{lin}} = \varphi(x_\varphi) - A_\varphi x_\varphi \quad (1.10)$$

Hierbei wird die Abweichung üblicherweise in Grad bzw. Bogenmaß angegeben, weshalb eine Normierung in diesem Fall entfällt:

$$\Delta \varphi_{\text{lin,RMS}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\Delta \varphi_{\text{lin},i} - \overline{\Delta \varphi_{\text{lin}}})^2} \quad (1.11)$$

Auch hier lässt sich die Korrelation als Abweichung der Amplitude vom Mittelwert erfassen. Eine zusätzliche Normierung auf den Mittelwert liefert:

$$\Delta W_{\text{korrr,RMS}} = \frac{1}{\overline{W}} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (W_i - \overline{W})^2} \quad (1.12)$$

Schließlich kann damit der Fehler wieder in dB ausgedrückt werden:

$$\Delta W_{\text{korrr,RMS}}/\text{dB} = 20 \lg (\Delta W_{\text{korrr,RMS}} + 1) \quad (1.13)$$

Weitere Vergleichsgrößen, wie die der maximalen Verstärkung, Linearität oder der Leistungsaufnahme dienen dem detaillierteren Vergleich der einzelnen Schaltungen. Auch wenn diese maßgeblich von der verwendeten Halbleitertechnologie und dem allgemeinen Entwurf bestimmt werden, wird der Einfluss der vorgestellten Schaltungstopologien diskutiert.

1.4. Drahtlose Kommunikation

Mit dem durch die Entwicklung von Smartphones und Tablet-Computern getriebenen rasanten Wachstum des Marktes für mobile Geräte zur Kommunikation und zum Datenaustausch wurde ein großer Bedarf an drahtlosen lokalen Netzwerkinfrastrukturen (WLAN) erzeugt. Dieser Vorgang verlief weitestgehend zeitgleich mit der in Abschnitt 1.1.1 beschriebenen Entwicklung von MIMO-Systemen und deren Spezifizierung im Standard 802.11n und brachte somit ein großes Wachstumspotential für neuartige WLAN-fähige Geräte hervor.

Neben den marktwirtschaftlichen Aspekten eröffneten sich neue Felder für Forschung und Entwicklung auf Gebiet der MIMO-Systeme. Darunter sind insbesondere solche zur Verringerung der Leistungsaufnahme unter Beibehaltung einer ähnlich hohen spektralen Effizienz hervorzuheben. Das Forschungsprojekt MIMAX der Europäischen Union (EU) befasste sich mit dieser Problemstellung und stellte ein ideales Erprobungsfeld für die in der vorliegenden Arbeit gewonnenen Erkenntnisse auf dem Gebiet der Hochfrequenzschaltungen zur Stellung von Amplitude und Phase dar.

1.4.1. EU-Forschungsprojekt MIMAX

Ziel des Projektes war es, mittels einer komplexen Gewichtung und Zusammenfassung mehrerer Sende- und Empfangspfade eines Signals, eine dem Standard 802.11n nahe kommende spektrale Effizienz bei einem deutlich reduzierten Stromverbrauch zu erzielen. Dies erforderte die Erforschung ebendieser Schaltungen auch in Hinblick auf eine geringe Stromaufnahme und kleine Systemabmessungen. Die im Rahmen dieses Projektes erzielten Ergebnisse dieser Arbeit werden in Abschnitt 5.2 ausführlich behandelt.

Wie in [San08, Wick11] berechnet wurde, wird allein unter Verwendung einer Phasenstellung für eine Zahl von vier Antennen eine Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes von mindestens 5,3 dB erwartet. Durch eine zusätzliche Amplitudenkontrolle kann dieser Wert weiter erhöht werden. Wenngleich in einem Mehrantennensystems mit komplexer Gewichtung im Basisband zusätzlich mehrere Datenströme übertragen werden können, wird eine deutlich geringere Leistungsaufnahme und Chipfläche benötigt. Dies soll anhand einer Abschätzung nach [Eick09b] in Abbildung 1.9 veranschaulicht werden. Hierbei werden die beiden Kennzahlen zwischen einem normalen Empfänger (SISO), dem im Projekt MIMAX verfolgten Konzept der komplexen Gewichtung im Hochfrequenzbereich

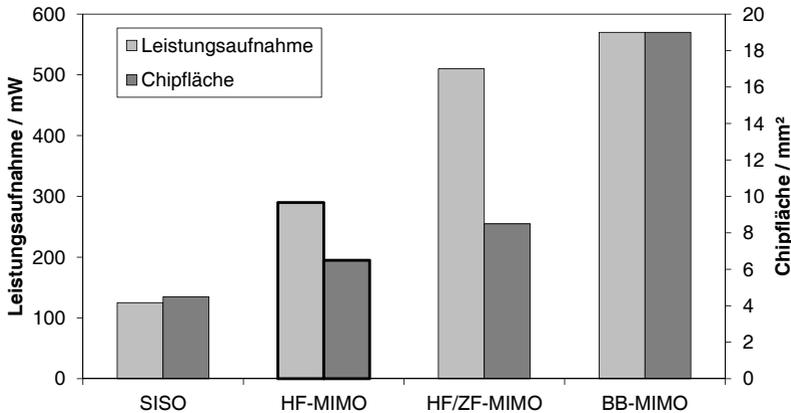


Abbildung 1.9: Abschätzung der Leistungsaufnahme und Chipfläche von SISO- und MIMO-Empfängern mit vier Antennen [Eick09b].

(HF-MIMO), der gemischten komplexen Gewichtung in Zwischen- und Hochfrequenz (HF/ZF-MIMO) und dem bereits erwähnten Mehrantennensystem mit Gewichtung im Basisband (BB-MIMO) verglichen. Es zeigt sich, dass der deutliche Gewinn an Signalqualität mit nur geringfügig höherem Aufwand bereitgestellt werden kann, wohingegen die Kennzahlen der Empfänger mit BB-MIMO mit der Zahl der Antennen skalieren. Das Mischkonzept des HF/ZF-MIMO-Systems bietet keine Vorteile gegenüber dem bevorzugten Konzept und wird daher nicht weiter betrachtet.

1.4.2. Anforderungen an Hochfrequenzschaltungen im Projekt MIMAX

Aus den Spezifikationen für 802.11a [IEEE03] und MIMAX kann entnommen werden, dass die beiden freien Frequenzbänder um 2,4 und 5,6 GHz verwendet werden sollen. Je nach regionalen Gesetzen erstrecken sich die Bänder zwischen 2,412 und 2,484 GHz bzw. 5,180 und 5,855 GHz. Die Eingangssensitivität liegt im Bereich zwischen -87 und -35 dBm, wobei hierfür bereits Verluste in den vorgelagerten Baugruppen, wie Antennenschalter und Filter, eingerechnet sind. Die WLAN-Standards verwenden ein trägerloses orthogonales Frequenzmultiplexverfahren (OFDM) mit Kanalabständen von 20 MHz.

Zur Umsetzung des im Projekt MIMAX wurde aus zwei Gründen einer kartesischen Zahlendarstellung der komplexen Gewichte der Vorzug gegeben:

1. Die Signale der vier Antennen, welche einen hohen Beitrag zu einem guten Empfang leisten, müssen verstärkt und phasengleich addiert werden. Dies bedeutet, dass eine hohe Auflösung der Phasenstellung für Gewichte mit hohen Beträgen erforderlich ist.
2. Das digitale Basisband verwendet die kartesische Darstellung in den Kanalschätzungs- und Gewichtsrechnungsalgorithmen. Somit entfällt die Umrechnung in Amplitude und Phase.

In [Eick09b] wurde darüber hinaus gezeigt, dass zur hinreichenden Einstellung von Real- und Imaginärteil des komplexen Gewichts eine effektive Auflösung von 4 bit ausreicht, was einem Dynamikbereich von 24 dB entspricht. Als Zielsetzung wird somit definiert, dass die Amplituden von Real- und Imaginärteil mit dieser Genauigkeit auf rein analogem Wege eingestellt werden können. Das heißt, dass keine auf iterativer Annäherung oder Kalibrierung basierenden Verfahren zur nachträglichen Korrektur der Stellwerte angewendet werden müssen, sodass der Entwurfsaufwand des Basisbandprozessors reduziert werden kann.

1.5. Halbleitertechnologien

Die Wahl der Halbleitertechnologie bestimmt im Wesentlichen die Eigenschaften der Bauelemente und hat damit einen großen Einfluss auf den Entwurf integrierter Schaltungen. Darüber hinaus werden die Kosten für die Entwicklung und Serienfertigung davon beeinflusst. Aus diesem Grund müssen die Vor- und Nachteile der verfügbaren Halbleitertechnologien sorgsam abgewägt werden.

Halbleiter der Hauptgruppen III und V

Im Vergleich zu anderen Technologien bieten III/V-Halbleiter eine außerordentlich hohe Transitfrequenz der N-Kanal-Transistoren und sind daher für die Entwicklung für Hoch- und Höchsthäufigkeitsschaltungen geeignet. Dies wird darüber hinaus durch eine hohe Güte der passiven Bauelemente unterstützt. Dagegen stehen die hohen Produktionskosten, welche die Anwendbarkeit auf wenige Spezialschaltkreise, wie Leistungsverstärker und Schalter für HF-Signale einschränken. Des Weiteren sind keine P-Kanal-Transistoren aufgrund deren schlechter Ladungsträgerbeweglichkeit verfügbar. Dies und die Inkompatibilität zu hochintegrierten Digitalprozessen drängt die aktuelle Forschung und Entwicklung zu einem Übergang hin zu Silizium-Technologien.

Komplementäre Metall-Oxid-Halbleiterprozesse (CMOS)

CMOS-Prozesse stellen derzeit die Spitze der Entwicklung kleinster Strukturbreiten für Silizium-Technologien dar. Damit werden, gemäß den Gesetzmäßigkeiten der Skalierung von Technologien, die höchsten Integrationsdichten, sowie die geringste statische Leistungsaufnahme bei digitalen Schaltungen ermöglicht. Die Verfügbarkeit schneller komplementärer Transistortypen in einem CMOS-Prozess eröffnet ein breites Spektrum von Schaltungsanordnungen. Damit geht eine enorme Senkung der Produktionskosten für Massenprodukte einher. Als nachteilig können die hohen Kosten für Prototypen sowie die rein auf Feldeffekttransistoren ausgerichtete Technologie angesehen werden. Zusätzlich bedingt das mit sinkenden Strukturbreiten zunehmend leitfähige Substrat hohe parasitäre Verluste bei passiven Bauelementen und eine reduzierte intrinsische Verstärkung².

²Dies ist das Produkt aus g_m und r_{DS} .

Silizium-Germanium (SiGe)

Für analoge Hochfrequenzanwendungen werden von einigen Chipproduzenten SiGe-Prozesse im Verbund mit CMOS angeboten. Da diese die Verwendung von SiGe-Heterobipolartransistoren (HBT) erlauben, ergeben sich eine Reihe von Vorteilen für den analogen Schaltungsentwurf. Daraus sind, bei vergleichbarer Strukturbreite, Leistungsaufnahme und Betriebsfrequenz, eine höhere Steilheit, ein höherer Spannungshub und ein geringeres Rauschen der Transistoren hervorzuheben. Die Kosten dieser SiGe-Technologien liegen meist über denen eines CMOS-Prozesses, stellen aber dennoch eine gute Alternative zu III-V-Halbleitern dar.

Für die Erprobung der in dieser Arbeit erarbeiteten Erkenntnisse wurden die SiGe-Technologien 7WL der Firma IBM, sowie SG25V des Instituts IHP Microelectronic, mit minimalen Strukturbreiten von $0,18\ \mu\text{m}$ beziehungsweise $0,25\ \mu\text{m}$, verwendet³. Diese bietet einen guten Kompromiss zwischen Kosten und den verfügbaren Bauelementen. Dazu zählen HBTs und komplementäre Feldeffekttransistoren, MIM-Kondensatoren und eine Reihe von implantierten Widerstandstypen. Durch eine Prozessoption mit zusätzlichen Metallverdrahtungsebenen werden Spulen und Übertragungsleitungen ermöglicht. Die Verbindung aus bipolaren Elementen und CMOS-Transistoren (BiCMOS) erlaubt die Integration von analogen Nieder- und Hochfrequenzschaltungen sowie digitalen Blöcken für Steuer-, Speicher- und Regelaufgaben auf einen einzelnen integrierten Schaltkreis.

Aufgrund der Universalität der erarbeiteten Erkenntnisse ist eine Übertragung dieser Konzepte auf eine CMOS-Technologie zur Entwicklung kostengünstiger Serienprodukte möglich.

³Eine Übersicht über die weiteren Parameter der Technologien bietet Anhang B

1.6. Zielsetzung und Aufbau der Arbeit

Diese Arbeit ist der Untersuchung und Weiterentwicklung von Amplituden- und Phasenstellgliedern gewidmet. Dabei wird insbesondere der Schwerpunkt auf eine Verbesserung der Korrelationsfehler gelegt. Eine Verringerung der Leistungsaufnahme und Produktionskosten wird dabei ebenfalls angestrebt. Die in dieser Arbeit dargelegten schaltungstechnischen Lösungsansätze werden anhand von Hochfrequenzschaltungen im Band des Standards 802.11a für drahtlose Netzwerke erprobt.

In Kapitel 2 wird ein Überblick über Schaltungen zur Einstellung von Amplitude und Phase, sowie von kombinierten Verfahren systematisch erarbeitet und zusammengefasst. Dabei werden die jeweiligen Vor- und Nachteile der schaltungstechnischen Ansätze diskutiert und anhand von dem Stand der Technik entsprechenden Schaltungen verglichen.

Kapitel 3 und 4 stellen die in dieser Arbeit vorgeschlagenen Lösungsansätze zur Verbesserung von Amplituden- und Phasenstellgliedern vor und unterlegen diese mit Beispielen implementierter Schaltungen. Dabei wird eine Analyse der Korrelationsfehler bei steuerbaren Verstärkern und Dämpfungsgliedern durchgeführt und daraus Regeln beziehungsweise Schaltungen zur Verringerung ebendieser Fehler abgeleitet. Ferner werden neuartige Ansätze für Phasenstellglieder vorgestellt, welche eine theoretische Beseitigung der Korrelationsfehler ermöglichen.

Im Anschluss dazu werden in Kapitel 5 theoretische Betrachtungen zu verschiedenen Prinzipien der kartesischen Vektor-Modulation durchgeführt und mit Hilfe von Simulations- und Messergebnissen ausgewählter Topologien bestätigt. Ein weiterer Schwerpunkt dieses Kapitels liegt in der Darstellung der Ergebnisse der Erprobung eines Vektor-Modulators im aktuellen Forschungsprojekt MIMAX.

Die Ergebnisse werden in Kapitel 6 abschließend zusammengefasst und in den Stand der Technik eingeordnet. Daraus werden Schlussfolgerungen sowie ein Ausblick für mögliche Anschlussarbeiten abgeleitet.

2. Systematisierung und Stand der Technik

Im Verlauf der Entwicklung in der Hochfrequenztechnik bestand von Beginn an der Bedarf an Möglichkeiten zur Einstellung von Amplitude und Phase, welcher eine Vielzahl von Schaltungstopologien zur Lösung dieser Problemstellung hervorbrachte. Aus diesem Grund soll in den folgenden Abschnitten ein Überblick über die wesentlichen Verfahren gegeben und mittels Beispielen aus dem gegenwärtigen Stand der Technik vorgestellt werden. Es wird dabei auf die spezifischen Eigenschaften der Ansätze eingegangen und eine Beurteilung in Hinblick auf die Zielsetzung des vorliegenden Dokuments durchgeführt.

Aufgrund der in dieser Arbeit vorrangig eingesetzten Bipolartransistoren wird eine entsprechende Bezeichnung der Grundschaltungen verwendet. Sofern nicht anders angegeben, sind die Erkenntnisse auf die äquivalenten Grundschaltungen der Feldeffekttransistoren übertragbar.

2.1. Systematisierung

Die in den vorangegangenen Abschnitten vorgenommene Unterteilung in Amplituden- und Phasenstellglieder wird für die Systematisierung der Ansätze fortgeführt und um die Gruppe der kombinierten Verfahren erweitert. Eine weitere wesentliche Unterteilung in aktive und passive Schaltungen wird in der in Abbildung 2.1 dargestellten Übersicht für alle Verfahren eingeführt. Dazu können zunächst allgemeingültige Eigenschaften zusammengefasst werden.

Passive Schaltungen leisten keinen direkten Beitrag zum Stromverbrauch des integrierten Schaltkreises. In Bezug auf die Leistungsaufnahme des Gesamtsystems muss jedoch beachtet werden, inwiefern die, den passiven Schaltungen prinzipbedingt gegebene Signaldämpfung, durch zusätzliche aktive Verstärker ausgeglichen werden muss. Dies kann unter Umständen zu einer ebenso hohen indirekten Stromaufnahme führen, wie sie eine in Bezug auf die Gesamtverstärkung und den Funktionsumfang vergleichbare aktive Schaltung aufweisen würde. Im Gegensatz zu den meist kleinen Widerständen und Kondensatoren ist der Platzbedarf integrierter Spulen verhältnismäßig groß. Aus diesem Grund sollte deren Zahl auf ein Minimum beschränkt werden.

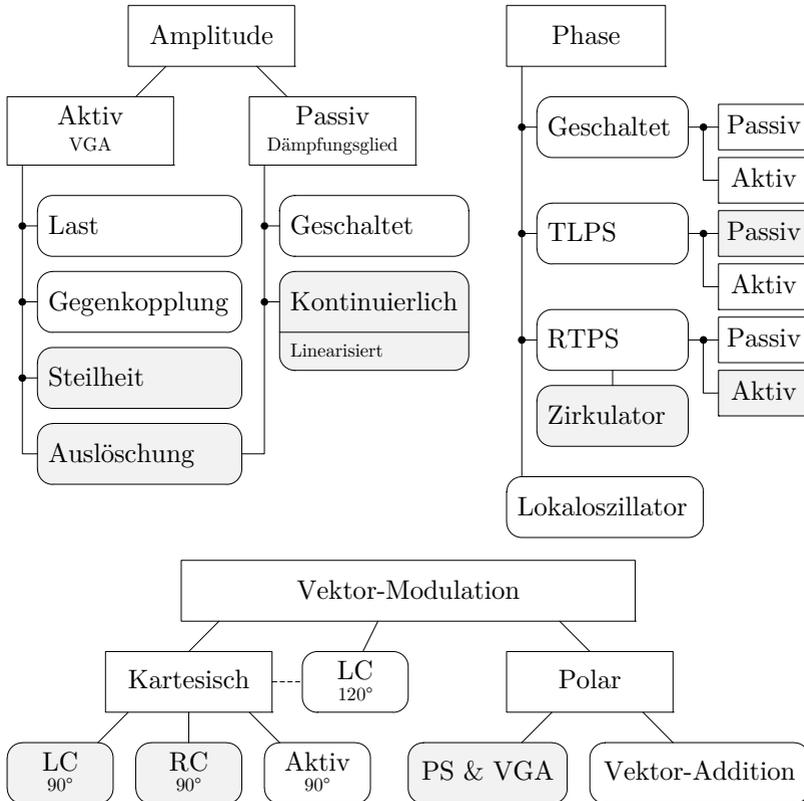


Abbildung 2.1: Prinzipien der Amplituden- und Phaseinstellung.

Aktive Schaltungen benötigen in der Regel eine kleinere Fläche auf dem Chip. Damit können höhere Integrationsdichten und somit geringere Produktionskosten erzielt werden. Als weiteren Vorteil kann die Möglichkeit der Beeinflussung des Übertragungsverhaltens aktiver Schaltungen zur Laufzeit und somit eine Steuerbarkeit und Feineinstellung nach der Fertigung des Chips angesehen werden. Die begrenzte Großsignallinearität aktiver Schaltungen steht den zuvor genannten Vorteilen gegenüber.

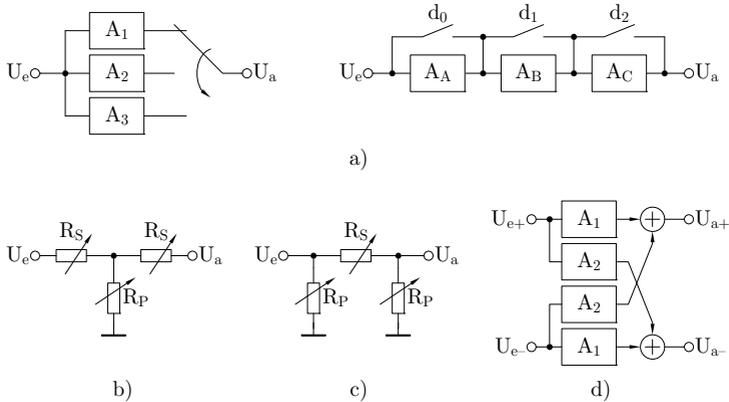


Abbildung 2.2: Amplitudenstellglieder a) geschaltete Dämpfungsglieder b) T-Dämpfungsglied c) II-Dämpfungsglied d) Auslöschungsprinzip.

2.2. Beschreibung der Wirkprinzipien

Es folgt eine Beschreibung der in Abbildung 2.1 benannten Prinzipien zur Einstellung von Amplitude und Phase.

2.2.1. Amplitudenstellglieder

Die Unterteilung in passive und aktive Schaltungen liefert bereits die beiden Gruppen bekannter Schaltungen zur Einstellung der Signalamplitude. Beiden ist eine einstellbare Abschwächung des Signals gemein. Sie unterscheiden sich jedoch in dessen Bezugspunkt maximaler Verstärkung beziehungsweise minimaler Dämpfung.

Passive Dämpfungsglieder

Diese Schaltungselemente dienen der definierten Abschwächung eines Signals unter Beibehaltung der Anpassung an Ein- und Ausgang. Übliche Realisierungsformen, welche die genannte Bedingung erfüllen, sind drei Widerstände oder Transistoren, welche in Form eines T oder II angeordnet sind. Eine Darstellung dieser Anordnungen befindet sich in Abbildung 2.2 b) und c). Abhängig von den Größen der Transistoren und der Topologie können hohe Stellbereiche der Amplitude erreicht werden [Dog08].

Es kann, wie in Abbildung 2.2 a) dargestellt, einerseits eine Reihe von im Maß der Dämpfung A gestaffelten, konstanten Abschwächungsgliedern in Serie oder parallel geschaltet werden. Eine Steuerung wird mittels passiver oder aktiver Schalter zur Überbrückung einzelner Glieder beziehungsweise Umschaltung ermöglicht [Ell08a, Dod07]. Da jedes der Dämpfungsglieder sowie die Schalter einen jeweils verschiedenen konstanten Beitrag zur Phasenlage leisten, wird diese beim Wechsel zwischen zwei Zuständen beeinflusst. Eine weitestgehende Entkopplung von Dämpfung und Phase ist durch für jedes Dämpfungsglied geeignet entworfene Schalter mit einer gleichen Phasendrehung möglich, wie es in [Cic08, Ku10] untersucht wurde. An der komplexen Struktur ist jedoch erkennbar, dass eine durch Prozess- und Temperaturschwankungen bedingte Streuung der Bauelemente zu einem Verlassen des Zustands niedrigster Phasenbeeinflussung führen kann. In [Min07] wird der ähnlich Ansatz einer Leitung mit verteilten und in ihrer Charakteristik umschaltbaren Elementen verfolgt. Durch eine geeignet gewählte zusätzliche Streifenleitung wird die Phasenbeeinflussung reduziert. Dieses Konzept hat jedoch aufgrund der verwendeten Spulen einen hohen Platzbedarf.

Andererseits besteht die Möglichkeit, den Triodenbereich der Feldefektttransistoren zur Nachbildung steuerbarer Widerstände zu verwenden. Damit kann ein einzelnes variables Dämpfungsglied zur Einstellung der Amplitude verwendet werden. Für diesen Ansatz muss jedoch die gleichzeitige Nachführung der Anpassung an Ein- und Ausgang und die gleichfalls vorhandene Änderung der Phasendrehung beachtet werden. Letztere hängt maßgeblich von den parasitären Elementen der Transistoren ab, sodass durch eine geeignete Wahl des Dämpfungsgliedtyps sowie der Transistorgeometrien ein Optimierungspotential besteht. In [Dai07] wurde ein besonders breitbandiges variables Dämpfungsglied mit einem großen Stellbereich und geringer Phasenbeeinflussung durch eine komplexe Struktur aus Schaltern und steuerbaren Widerständen vorgestellt. Als nachteilig können sich auch hier Prozess- und Temperaturschwankungen auswirken.

Im Falle einer symmetrischen Signalführung beziehungsweise unter Verwendung von Symmetrierschaltungen (Balun) kann mittels gewichteter Addition beider Signalphasen eine gezielte Auslöschung des Signals herbeigeführt werden [Saa06]. Abbildung 2.2 d) stellt ein schematisches Schaltbild dieses Ansatzes dar. Bedingt durch die dafür benötigten Dämpfungsglieder und deren parasitärer Elemente wird die Phase auch bei diesem Ansatz nicht unwesentlich beeinflusst.

Eine wichtige Erweiterung kontinuierlich steuerbarer Dämpfungsglieder wird in [Dog08, Dog04, Kau01] beschrieben. Durch geeignete Regelschleifen an einem Referenzdämpfungsglied kann die Steuerkennlinie linearisiert oder für eine in dB lineare Steuerung logarithmiert werden.

Steuerbare Verstärker (VGA)

Im Gegensatz zu passiven Abschwächungsgliedern sind steuerbare Verstärker aus aktiven Bauelementen aufgebaut und weisen in der Regel eine Verstärkung auf. Das Signal kann durch Veränderung der Last [Itoh10], einer Gegenkopplung [Mas05, Nis95] oder der Steilheit der Transistoren abgeschwächt werden. Da Änderungen an Last oder Gegenkopplung zusätzlich eine bedeutende Auswirkung auf die Anpassung an Ein- oder Ausgang haben, werden diese Verfahren zur Einstellung der Verstärkung selten für Hochfrequenzschaltungen verwendet und sind daher nicht Gegenstand dieser Betrachtung.

Je nach verwendeter Grundschaltung kann die Steilheit durch Änderung der Arbeitspunktspannungen oder -ströme beeinflusst werden. Der erreichbare Stellbereich wird in der Regel durch die endliche Isolation der Transistoren beschränkt. Aufgrund des Zusammenspiels arbeitspunktabhängiger und konstanter Kleinsignalelemente, kann eine zusätzliche Beeinflussung der Phase meist nicht ausgeschlossen werden. Es wurden Ansätze zur Verringerung dieser Abhängigkeit vorgestellt, welche auf Kompensation mittels gegenläufiger Phasenabhängigkeiten [Ell04] oder optimierten Beschaltungen ausgewählter Knoten [Ell09a] beruhen. Obwohl für beide Verfahren jeweils ein Optimum der geringsten Phasenbeeinflussung gefunden werden konnte, erfordert dieses jedoch eine hohe Temperaturstabilität und Genauigkeit des Halbleiterprozesses. Eine weitere Arbeit [Cha09] verwendet Regelkreise zur Reduktion von Korrelationsfehlern in einer Serienschaltung von Amplituden- und Phasenstellgliedern.

Eine besonders gute Stabilisierung der Phase konnte mit auf der GILBERT-Zelle basierenden Strukturen [Min08] erreicht werden. Darüber hinaus kann im Falle einer symmetrischen Signalführung bei dieser Schaltungstopologie durch eine geeignet gewichtete Überlagerung beider Signalphasen eine partielle Auslöschung und daraus resultierende Abschwächung des Signals herbeigeführt werden [Erk09]. Dieses Verfahren bietet den Punkt einer nahezu vollkommenen Auslöschung, was einem besonders großen Stellbereich gleichkommt.

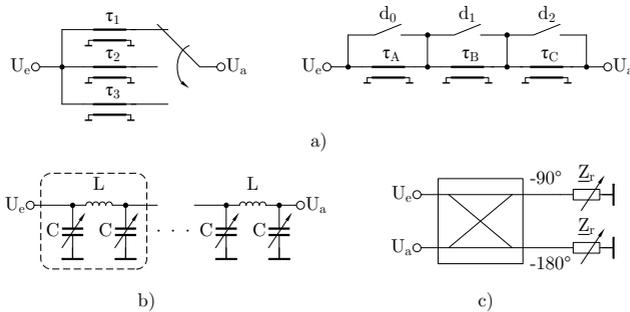


Abbildung 2.3: Phasenstellglieder a) geschaltete Verzögerungsleitungen b) TLPS c) RTPS.

2.2.2. Phasenstellglieder

Die Phasenlage eines Signals kann auf verschiedenen Wegen beeinflusst werden, wobei sich in der Regel für jeden der Ansätze passive und aktive Schaltungsrealisierungen finden lassen. Neben leitungsbasierten Topologien gibt es Strukturen, welche den Phasengang eines Filters oder eine Reflexion des Signals an Blindwiderständen ausnutzen. Alle Prinzipien erreichen eine bestimmte maximale Phasendrehung jedoch nur innerhalb eines begrenzten Frequenzbereichs.

Geschaltete Verzögerungsleitungen

Analog zu geschalteten Dämpfungsgliedern kann die Phase durch eine mittels Schaltern veränderbare Serien- oder Parallelschaltung von geeignet im Betrag der Verzögerung gewichteten Leitungen eingestellt werden. Aufgrund der prinzipbedingten unterschiedlichen Weglängen, die das Signal in den Verzögerungsleitungen zurücklegen muss, erfährt dieses eine ebenso unterschiedliche Dämpfung. Wird diese nicht durch entsprechend angepasste Schalter oder Verstärker ausgeglichen, besteht eine Kopplung zwischen beiden Größen [Dod07, Kang07, Kang06, TsWJ09].

Alternativ können die Verzögerungsleitungen jeweils für einen bestimmten Frequenzbereich durch verteilte Elemente ersetzt werden. Dies reduziert den hohen Platzbedarf der Leitungsstrukturen und kann dem Nachteil der Variation der Dämpfung, wie es in den Arbeiten [Cam00, Min08] im K Frequenzband gezeigt wurde, entgegenwirken. Für niedrigere Frequenzbänder, wie den für den Standard 802.11a zugehörigen S- und C-Band, benötigen die Spulen jedoch zunehmend Chipfläche.

Leitungsbasierte Phasenschieber (TLPS)

Wie bereits beschrieben, können Verzögerungsleitungen mit passiven und aktiven Bauelementen nachgebildet werden. Neben dem Umschalten solcher Strukturen besteht die Möglichkeit, die charakteristische Länge durch eine Verschiebung der Polfrequenzen der Tief- oder Hochpasselemente zu beeinflussen. Dies hat jedoch gleichzeitig eine Beeinflussung der Amplitude zur Folge. Eine weitere Quelle für Korrelationsfehler sind die Elemente zur Einstellung der charakteristischen Länge. Die meist dafür verwendeten Varaktoren weisen eine mit der Steuerspannung veränderliche Güte auf und tragen somit zu einer Beeinflussung der Amplitude bei [Ell03, Kim04, Lu06].

Der wesentliche Nachteil dieser Phasenschieber ist die hohe Zahl an Spulen und der damit einhergehende hohe Bedarf an Chipfläche. Eine Alternative dazu stellen aktive Spulen⁴ dar. Diese sind in der Regel sehr kompakt und bieten den zusätzlichen Vorteil, den Betrag der Induktivität einstellen zu können. Dagegen sprechen jedoch die erhöhte Stromaufnahme sowie die nicht vernachlässigbare hohe Rauschzahl dieser Anordnungen. Arbeiten zu leitungsbasierten Phasenschiebern mit aktiven Spulen finden sich in [Abd07a, Abd07b, Lu05].

Reflexionsphasenschieber (RTPS)

Diese Schaltungen nutzen den Phasensprung an einem nicht dem Wellenwiderstand entsprechenden Abschluss aus. Das reflektierte Signal wird mittels eines Kopplers oder Zirkulators weitergeleitet, sodass es sich nicht mit dem Quellsignal überlagern kann. Ist die Abschlussimpedanz rein imaginär, dann wird die Amplitude des Signals nicht beeinflusst und die Phase ändert sich abhängig vom Betrag der Impedanz. Damit ist dieser Gruppe von Phasenschiebern bereits die Möglichkeit einer prinzipbedingten Entkopplung der Amplitude gegeben. Die meist für die Abschlussimpedanz verwendeten Varaktoren haben jedoch eine geringe Güte und führen somit erneut zu einer Kopplung beider Größen [Het10]. Weitere Arbeiten [Wu08a, Wu08b] konnten die Amplitudenbeeinflussung durch die Verwendung von Transformatoren im Koppler stark reduzieren. Je nach verwendeter Topologie der Koppler benötigen diese Schaltungen eine große Zahl an Spulen. Es besteht somit gleichfalls die Möglichkeit, den Flächenbedarf der Schaltungen durch aktive Spulen zu reduzieren [Zar07].

⁴Durch Gyrator-Schaltungen kann das Klemmenverhalten einer Spule mittels eines Kondensators nachgebildet werden. Die aktive Spule weist meist eine sehr hohe Güte auf und kann für große Werte der Induktivität ausgelegt werden.

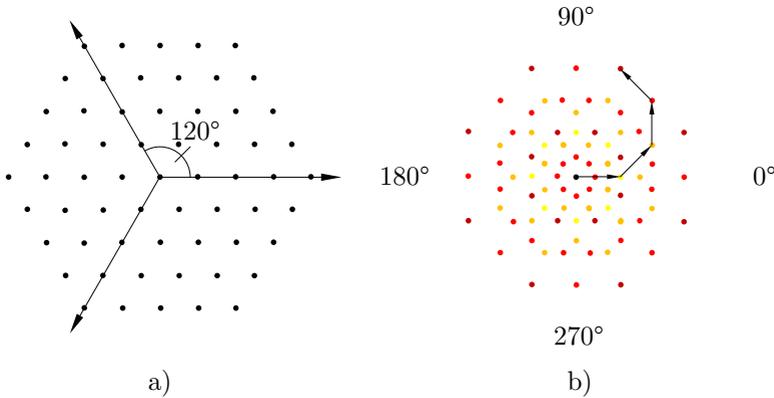


Abbildung 2.4: Kombinierte Verfahren a) Vektor-Modulator mit drei Basisvektoren b) Addition von phasenverschobenen Einheitsvektoren.

Anstelle der Koppler wurde bereits der erfolgreiche Einsatz von Zirkulatoren [Zheng08] und ähnlichen Strukturen [Chu06] nachgewiesen. In beiden Fällen führt die endliche Güte der verwendeten Varaktoren zu einer Beeinflussung der Amplitude.

2.2.3. Kombinierte Verfahren

Neben den in den vorangegangenen Abschnitten beschriebenen direkten Verfahren können Amplitude und Phase mittels einer Überlagerung geeigneter Vektoren indirekt beeinflusst werden. Die Genauigkeit der Stellung beider Größen hängt somit vom Verfahren und der jeweilig gewählten Auflösung der meist quantisierten Steuergrößen ab.

Vektor-Modulation

Diese Gruppe umfasst im Allgemeinen Schaltungen, welche die komplexe Zahl \underline{w} aus einer Linearkombination von Basisvektoren der komplexen Zahlenebene zusammensetzen. Der in Abschnitt 1.2 vorgestellte kartesische Ansatz verwendet zwei um 90° phasenverschobene Repräsentationen des Signals und addiert diese gewichtet auf. Verfügen die Schaltungselemente zur Gewichtung über die Möglichkeit einer zusätzlichen Vorzeichenumkehr, so kann mit diesem Verfahren der gesamte Wertebereich des komplexen Gewichts $\underline{w} = a + jb$ mit $a, b \in \mathbb{R} \mid [-W_{\max}, W_{\max}]$ abgebildet werden. Wie in Abbildung 2.4 a) dargestellt, verwenden weitere Ansätze [Ell01a] eine höhere Zahl an Basisvektoren, jedoch ist dieser auf-

grund der entsprechend höheren Anzahl von Amplitudenstellgliedern und der damit einhergehenden Komplexität des Systems eine Grenze gesetzt.

Die Korrelationsfehler der Amplitudenstellglieder verursachen ortsabhängige zusätzliche Phasendrehungen der Basisvektoren und tragen somit zu einer Verzerrung der Punktverteilung bei, wie es in Abbildung 1.7 dargestellt wurde. Eine Kompensation dieser Fehler kann einerseits durch die Entwicklung verbesserter Amplitudenstellglieder oder andererseits durch eine digitale Korrektur, z.B. mit Hilfe von Nachschlagetabellen oder Polynomen, erreicht werden.

Die Gruppe der kartesischen Vektor-Modulatoren kann weiter in Hinblick auf die verwendete Schaltung zur Aufteilung des Signals in seine um 90° phasenverschobene Repräsentationen unterteilt werden. Im Folgenden werden diese Schaltungen aufgrund ihrer Funktionsweise als Quadratur-Allpassfilter (QAF) bezeichnet. Es besteht die Möglichkeit, die Phasendrehung mittels aktiver Schaltungen [Tiku08, Vad09] zu erzeugen. Weiterhin wurde der Einsatz von passiven Kopplern [Vad09, Wu06], sowie LC- oder RC-Filtern ([Aso11, Koh07], sowie [Erk09, Kim11]) präsentiert.

Addition von Einheitsvektoren

Ein weiteres Verfahren [TsR09] verfolgt den Ansatz, die komplexe Zahl w aus einer Reihe von den Einheitskreis gleichmäßig aufteilenden Einheitsvektoren aufzubauen. Das Signal wird mittels geeigneter Schaltungen in ebendiese phasenverschobenen Repräsentationen aufgeteilt und an eine Schaltermatrix zur weiteren Auswahl angelegt. Das Ausgangssignal wird durch eine additive Überlagerung der ausgewählten Signalteile aufgebaut. Es ergibt sich daraus eine Menge an abbildbaren komplexen Zahlen, wie es beispielhaft für eine Anordnung mit acht Einheitsvektoren in Abbildung 2.4 b) dargestellt ist. Die farbige Kennzeichnung soll darin die für den jeweiligen Punkt auf der komplexen Ebene benötigte Anzahl von Einheitsvektoren verdeutlichen. Zusätzlich wurde zur Veranschaulichung des Prinzips einer der Punkte mit den verwendeten Einheitsvektoren dargestellt.

Es ist ersichtlich, dass es in diesem Ansatz prinzipbedingt keine Korrelationsfehler zwischen Amplitude und Phase geben kann, sofern die phasenverschobenen Signalteile die gleiche Amplitude aufweisen. Als nachteilig kann sich die insbesondere in Richtung höherer Beträge ungleichförmige Verteilung der Punkte erweisen.

2.3. Beurteilung und Schlussfolgerung

In diesem Kapitel wurde eine Systematisierung bekannter Amplituden- und Phasenkontrollschaltungen vorgenommen. Dabei wurde ersichtlich, dass neben diesen beiden Gruppen eine Dritte, die der Vektor-Modulation, genannt werden muss, welche eine Beeinflussung von Amplitude und Phase durch Überlagerung einzeln gewichteter Basisvektoren ermöglicht. Die Einteilung in diese drei Kategorien liegt dem weiteren Aufbau dieser Arbeit zugrunde. Die Untersuchungen und erzielten Ergebnisse werden jeweils in einem eigenen Kapitel präsentiert.

Im Zuge dieser Systematisierung wurden aktuelle Arbeiten aus dem Stand der Technik genannt und hinsichtlich ihrer Korrelation zwischen Amplitude und Phase diskutiert. Die bekannten Ansätze zur Verringerung der Phasenbeeinflussung durch Amplitudenstellglieder benötigen entweder eine größere Chipfläche aufgrund zusätzlicher Spulen oder Leitungen, oder ihre Wirksamkeit kann durch Prozess- und Temperaturschwankungen beeinträchtigt werden. Es wurde jedoch ein Potential für eine prinzipbedingte Stabilisierung der Phase in GILBERT-Zellen und ähnlichen Strukturen aufgezeigt. Weiterhin bedarf es, analog zur Analyse der Amplitudenstellbereiche in [Dog08], einer Diskussion der Phasenfehler in Dämpfungsgliedern.

Eine Vielzahl der Wirkprinzipien von Phasenstellgliedern benötigt Verzögerungsleitungen oder deren Nachbildung durch verteilte Elemente. Dies schränkt deren, in Hinblick auf den Flächenbedarf, sinnvolle Verwendbarkeit für kleinere Frequenzbereiche, wie denen des S- und C-Bands ein. Der alternativen Verwendung aktiver Spulen ist aufgrund deren Nachteile, wie hohem Rauschen und geringer Linearität, eine Grenze gesetzt. Darüber hinaus wurde ersichtlich, dass die Stellung der Phase mittels Varaktoren in der Regel eine der Hauptquellen der Amplitudenbeeinflussung darstellt und somit Alternativen zu suchen sind.

Die vorgestellten kartesischen Vektor-Modulatoren beinhalten zwei oder mehr Amplitudenstellglieder. Eine Verbesserung dieser Schaltungen führt somit gleichzeitig zu einer gleichförmigen und unverzerrten Verteilung der einstellbaren Gewichte. Weiterhin liegt ein besonderer Schwerpunkt der folgenden Betrachtungen beim Entwurf kartesischer Vektor-Modulatoren bei der Bildung der Quadraturphasen.

3. Entwicklung verbesserter Amplitudenstellglieder

Im vorangegangenen Kapitel wurden zwei grundlegende Arten von Amplitudenstellgliedern anhand ihrer passiven oder aktiven Natur unterschieden. Analog zu dieser Unterteilung wird im folgenden Abschnitt zunächst eine Diskussion der passiven Dämpfungsglieder durchgeführt.

Die Kaskode ist die für die Hochfrequenztechnik meist bevorzugte Topologie aktiver Verstärker, da sie eine geringere kapazitive Last für vorgelagerte Stufen darstellt und über einen hohen Ausgangswiderstand verfügt. Aus diesem Grund liegt der Fokus der Betrachtung aktiver steuerbarer Verstärker auf dieser Schaltung. Abschnitt 3.2 stellt das Wirkprinzip der in [Ell04, Ell09a] vorgestellten Kompensationsmethoden für Bipolar- und Feldeffekttransistoren dar. Für eine von der Wahl der Technologie und deren Toleranzen unabhängige Lösung des Problems wird in Abschnitt 3.3 eine Analyse der Ursachen der Phasendrehung durchgeführt und daraus Regeln für den Entwurf abgeleitet.

3.1. Dämpfungsglieder

Aus der in Abschnitt 2.2.1 durchgeführten Studie des Stands der Technik wurde ersichtlich, dass es an einer systematischen Analyse der verfügbaren Topologien hinsichtlich der Ursachen der Phasenbeeinflussung mangelt. Dies soll daher in diesem Abschnitt durchgeführt und beurteilt werden. Darüber hinaus wird ein Schaltungsbeispiel mit einer zusätzlichen Linearisierung der Steuerung vorgestellt.

3.1.1. Systematisierung und Analyse der Topologien

Kontinuierlich steuerbare Dämpfungsglieder werden aus einer geeigneten Kombination an Feldeffekttransistoren aufgebaut. Damit sich diese als steuerbare Widerstände eignen, wird sichergestellt, dass für alle Transistoren $U_{\text{DSA}} = 0 \text{ V}$ gilt. Weiterhin muss ein Dämpfungsglied folgenden Anforderungen genügen:

- **Symmetrie** - Für eine beidseitige Anpassung an die Referenzimpedanz Z_0 ist ein symmetrischer Aufbau erforderlich.

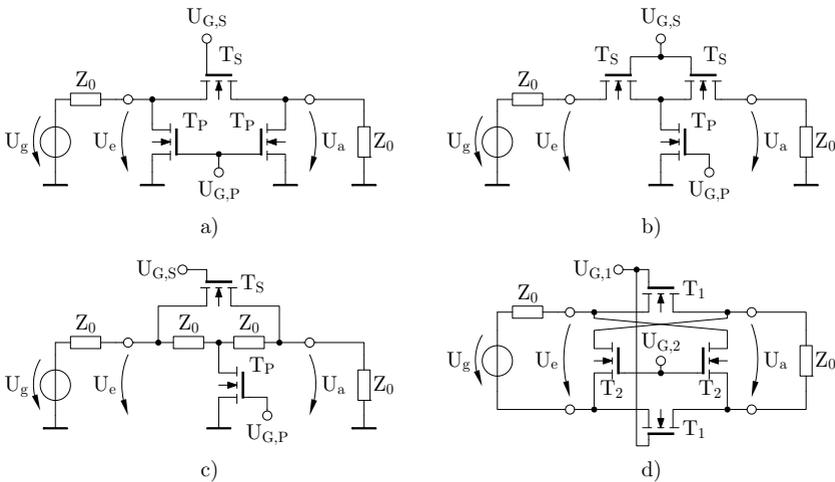


Abbildung 3.1: Dämpfungsglieder a) II, b) T, c) überbrücktes T und d) X.

- **Geringe Komplexität** - Eine geringe Zahl an Bauelementen im Signalpfad reduziert unerwünschte Verluste an parasitären Elementen. Somit entfallen mehrstufige Anordnungen.
- **Geringe Mindestdämpfung** - Um dies zu erreichen, wird die Verwendung von Minimallängentransistoren vorausgesetzt.
- **Hoher Stellbereich** - Die Dämpfung muss über einen möglichst hohen Bereich eingestellt werden können.

Mit den gegebenen Randbedingungen können vier Topologien aus der Menge bekannter Anordnungen ausgewählt werden: Das II-, T-, überbrückte T- und X-Netzwerk, wobei letzteres lediglich für eine symmetrische Signalführung verwendbar ist. Abbildung 3.1 stellt alle vier Netzwerke mit den zugehörigen Transistoren dar. Es werden die Indizes S für in Serie und P für parallel zum Signalpfad liegende Elemente verwendet.

In den Schaltbildern sind die Gate-Anschlüsse aus Gründen der Übersichtlichkeit direkt mit den Spannungen U_G verbunden. Wie später gezeigt wird, ist es in der Praxis jedoch zweckmäßiger, diese durch hochohmige Widerstände voneinander zu isolieren, was in der im Anschluss erfolgenden Analyse der Topologien berücksichtigt wird.

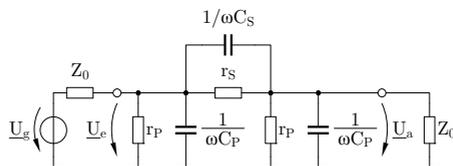


Abbildung 3.2: Kleinsignalersatzschaltbild des II-Netzwerks.

Um einen aussagekräftigen Vergleich der Topologien durchführen zu können müssen eine vergleichbare Mindestdämpfung, sowie ähnliche Strukturabmessungen berücksichtigt werden. Aus diesem Grund wurde für alle Transistoren, welche beim Durchfahren der Kennlinie des jeweiligen Dämpfungsglieds einen minimalen Kleinsignalwiderstand $r_{DS,on}$ erreichen müssen, eine gleiche Weite verwendet. Als Kompromiss zwischen der benannten Anforderung und der erzielbaren Bandbreite wurde $W = 150 \mu\text{m}$ festgelegt. Transistoren, welche lediglich bis zur Referenzimpedanz Z_0 eingestellt werden, erhalten eine Weite von $W = 40 \mu\text{m}$.

II-Netzwerk

Es wird zunächst das Kleinsignalersatzschaltbild, wie es in Abbildung 3.2 dargestellt ist, abgeleitet. Aufgrund des gewählten Arbeitspunktes können die Transistoren durch die entsprechenden steuerbaren Kleinsignalwiderstände r_S und r_P des Kanals ersetzt werden. Die Kondensatoren C_S und C_P fassen die an den jeweiligen Knoten befindlichen Gate- und Kontaktkapazitäten⁵ zusammen. Durch die Entkopplung der Gate-Anschlüsse und den gleichen Potentialen an Source und Drain können die halben Gate-Kapazitäten angesetzt werden, sodass gilt:

$$\begin{aligned}
 C_S &= \frac{C_{GS,S}C_{GD,S}}{C_{GS,S} + C_{GD,S}} \approx \frac{C_{GS,S}}{2} \approx W_S \cdot 0,2 \frac{\text{fF}}{\mu\text{m}} \\
 C_P &= \frac{C_{GS,P}}{2} + C_{DB,P} + C_{SB,S} \approx W_S \cdot 1 \frac{\text{fF}}{\mu\text{m}} + W_P \cdot 1,2 \frac{\text{fF}}{\mu\text{m}}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Die Bedingung für die Impedanzanpassung kann durch Gleichsetzen der Quellimpedanz mit der Eingangsimpedanz des mit Z_0 belasteten Zweitorts

⁵Ein üblicher Wert für die, auf die Gateweite bezogenen, Kontaktkapazitäten mit einer gängigen Kontaktlänge von ca. $0,5 \mu\text{m}$ liegt bei $1 \text{fF}/\mu\text{m}$. Der etwas kleinere Wert der Gatekapazitäten ist, aufgrund der üblichen Skalierung unter Beibehaltung der elektrischen Feldstärke, weitestgehend unabhängig von der gewählten Technologie.

berechnet werden. Es genügt⁶ die Betrachtung für den Gleichstromfall:

$$Z_0 = r_P \parallel (r_S + r_P \parallel Z_0) = \frac{r_P^2 r_S + r_P r_S Z_0 + r_P^2 Z_0}{r_P^2 + r_P r_S + 2r_P Z_0 + r_S Z_0} \quad (3.2)$$

Durch Umstellen erhält man:

$$\begin{aligned} Z_0^2 &= \frac{r_P^2}{1 + \frac{2r_P}{r_S}} \\ r_S &= \frac{2r_P Z_0^2}{r_P^2 - Z_0^2} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Aus Abbildung 3.2 können folgende Beziehungen hergeleitet werden:

$$\begin{aligned} \underline{U}_a \left(\frac{1}{Z_0} + \frac{1}{r_P} + j\omega C_P \right) &= (\underline{U}_g - \underline{U}_e) \frac{1}{Z_0} - \underline{U}_e \left(\frac{1}{r_P} + j\omega C_P \right) \\ \underline{U}_a \left(\frac{1}{Z_0} + \frac{1}{r_P} + j\omega C_P \right) &= (\underline{U}_e - \underline{U}_a) \left(\frac{1}{r_S} + j\omega C_S \right) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Mit Hilfe der Bedingung aus Gleichung (3.3) ergibt sich die Betriebsspannungsverstärkung zu:

$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_g} = \frac{1}{2} \frac{r_P - Z_0}{r_P + Z_0} \frac{\left[1 + j\omega \frac{2C_S Z_0 (r_P \parallel Z_0)}{r_P - Z_0} \right]}{\left[1 + j\omega C_P (r_P \parallel Z_0) \right] \left[1 + j\omega \frac{(2C_S + C_P) Z_0^2}{r_P + Z_0} \right]} \quad (3.5)$$

Wird die Gleichspannungsabschwächung L_{v0} wie folgt definiert:

$$L_{v0} = \frac{u_e}{u_a} = \frac{1}{2} \frac{u_g}{u_a} = \frac{r_P + Z_0}{r_P - Z_0}, \quad (3.6)$$

so kann Gleichung (3.5) umgeschrieben werden zu:

$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_g} = \frac{1}{2L_{v0}} \frac{\left[1 + j\omega C_S \frac{Z_0}{2} \left(L_{v0} - \frac{1}{L_{v0}} \right) \right]}{\left[1 + j\omega C_P \frac{Z_0}{2} \left(1 + \frac{1}{L_{v0}} \right) \right] \left[1 + j\omega (2C_S + C_P) \frac{Z_0}{2} \left(1 - \frac{1}{L_{v0}} \right) \right]} \quad (3.7)$$

⁶Eine sinnvolle Anwendung eines Dämpfungsglieds reicht bis höchstens zur 3 dB-Grenzfrequenz. In dieser Region ist noch kein nennenswerter Einfluss der parasitären Kapazitäten auf die Anpassung zu verzeichnen.

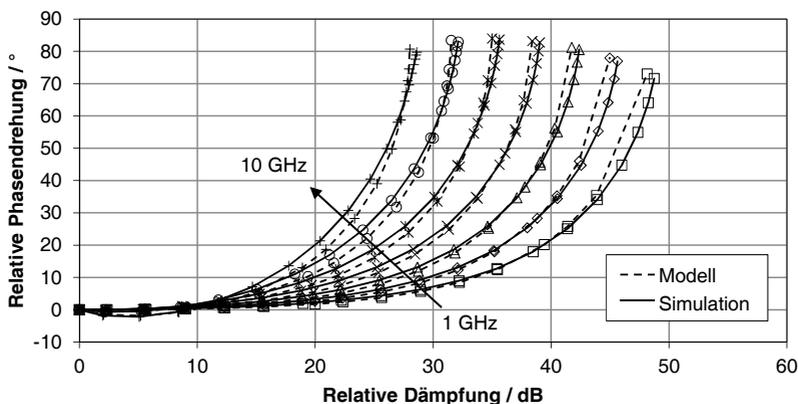


Abbildung 3.3: Phasendrehung des II-Netzwerks.

Es zeigt sich, dass die von den Elementen des Serientransistors erzeugte Nullstelle besonders für hohe Dämpfungen dominant ist und somit auch bei niedrigen Frequenzen zu einer relativen Phasendrehung von bis zu $+90^\circ$ führt. Die beiden nahe aneinander liegenden Polstellen weisen dagegen, mit Ausnahme des in der Realität nicht vorkommenden Falls $L_{v0} = 1$, eine vernachlässigbar kleine Abhängigkeit von der Dämpfung auf. Abbildung 3.3 stellt die modellierten und simulierten Kurven der relativen Phasendrehung in Abhängigkeit der relativen Dämpfung mit $W_S = 150 \mu\text{m}$ und $W_P = 40 \mu\text{m}$ dar.

T-Netzwerk

Das Kleinsignalersatzschaltbild des T-Netzwerks ist in Abbildung 3.4 dargestellt. Die als gleich groß angenommenen Transistoren⁷ werden durch die entsprechenden steuerbaren Kleinsignalwiderstände r_S und r_P des Kanals ersetzt und es werden die Kondensatoren C_S und $C_{P1/2}$ an den Knoten zusammengefasst:

⁷Die maximal einstellbare Dämpfung hängt vom Wert des minimalen Kleinsignalwiderstands $r_{P,\min}$ von T_P ab. Aus diesem Grund muss auch die Weite von T_P groß gewählt werden.

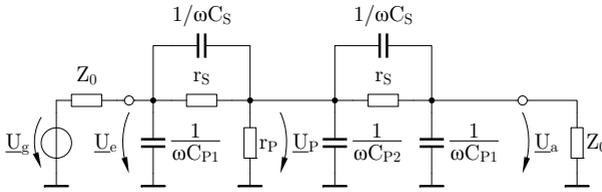


Abbildung 3.4: Kleinsignalersatzschaltbild des T-Netzwerks.

$$\begin{aligned}
 C_S &= \frac{C_{GS,S}}{2} \approx W \cdot 0,2 \frac{\text{fF}}{\mu\text{m}} \\
 C_{P1} &= C_{DB,S} \approx W \cdot 1 \frac{\text{fF}}{\mu\text{m}} \\
 C_{P2} &= 2C_{SB,S} + C_{DB,P} + \frac{C_{GS,P}}{2} \approx W \cdot 3,2 \frac{\text{fF}}{\mu\text{m}}
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

Das Zweitor wird mit Z_0 belastet und der resultierende Eingangswiderstand wird mit der Referenzimpedanz gleich gesetzt:

$$Z_0 = r_S + r_P \parallel (r_S + Z_0) = r_S + \frac{r_P (r_S + Z_0)}{r_P + r_S + Z_0} \tag{3.9}$$

Als Dimensionierungsvorschrift ergibt sich somit:

$$\begin{aligned}
 Z_0^2 &= r_S^2 + 2r_P r_S \\
 r_P &= \frac{Z_0^2 - r_S^2}{2r_S}
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

Im Zuge dieser Betrachtung wird ebenfalls die Gleichstromspannungsverstärkung L_{v0} berechnet. Unter Verwendung der Spannungsteilerregel und Gleichung (3.10) erhält man folgenden Zusammenhang:

$$L_{v0} = \frac{u_e}{u_a} = \frac{r_S^2 + 2r_P r_S + Z_0 (r_S + r_P)}{Z_0 r_P} = \frac{r_S + r_P + Z_0}{r_P} \tag{3.11}$$

Zur Vereinfachung der Rechnung kann der Kondensator C_S für sinnvolle Betriebsbereiche des Dämpfungsglieds, aufgrund des parallel dazu liegenden, stets kleinen Widerstands r_S , vernachlässigt werden. Die folgenden Beziehungen werden aus dem vereinfachten Ersatzschaltbild abgelesen:

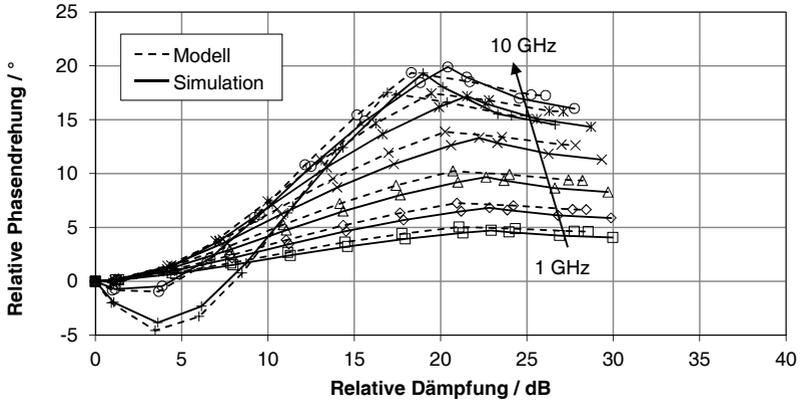


Abbildung 3.5: Phasendrehung des T-Netzwerks.

$$\begin{aligned}
 (\underline{U}_P - \underline{U}_a) \frac{1}{r_S} &= \underline{U}_a \left(\frac{1}{Z_0} + j\omega C_{P1} \right) \\
 (\underline{U}_e - \underline{U}_P) \frac{1}{r_S} &= \underline{U}_P \left(\frac{1}{r_P} + j\omega C_{P2} \right) + (\underline{U}_P - \underline{U}_a) \frac{1}{r_S} \\
 (\underline{U}_e - \underline{U}_P) \frac{1}{r_S} &= (\underline{U}_g - \underline{U}_e) \frac{1}{Z_0} - \underline{U}_e j\omega C_{P1}
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

Durch Umstellen und Einsetzen der Bedingung aus Gleichung (3.11) berechnet sich die Übertragungsfunktion zu:

$$\begin{aligned}
 \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_g} &\approx \frac{1}{2L_{v0}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_{P1}(r_S \parallel Z_0)} \\
 &\cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{r_S + Z_0}{2L_{v0}} \left(\frac{r_S + 2r_P}{r_P} C_{P1} + \frac{r_S + Z_0}{Z_0} C_{P2} \right) - \omega^2 \frac{r_S(r_S + Z_0)}{2L_{v0}} C_{P1} C_{P2}}
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

Abbildung 3.5 stellt die modellierten und simulierten Kurven der relativen Phasendrehung in Abhängigkeit der relativen Dämpfung mit $W = 150 \mu\text{m}$ dar. Da der Wert des Widerstands r_P nach unten begrenzt ist, können in diesem Beispiel relative Dämpfungen von mehr als 23 dB nicht eingestellt werden, ohne die Anpassungsbedingung zu verletzen. Soll eine Fehlanpassung von bis zu -10 dB toleriert werden, so kann der Stellbereich bis auf 30 dB erweitert werden.

Überbrücktes T-Netzwerk

Das Kleinsignalersatzschaltbild des überbrückten T-Netzwerks ist in Abbildung 3.6 a) dargestellt, wobei sich eine Ähnlichkeit zu dem des Π -Netzwerks zeigt. Die Transistoren werden äquivalent zum T-Netzwerk als gleich groß angenommen und durch die entsprechenden steuerbaren Kleinsignalwiderstände r_S und r_P des Kanals ersetzt. Es werden die Kondensatoren C_S und $C_{P1/2}$ an den Knoten zusammengefasst:

$$\begin{aligned} C_S &= \frac{C_{GS,S}}{2} \approx W \cdot 0,2 \text{ fF}/\mu\text{m} \\ C_{P1} &= C_{DB,S} \approx W \cdot 1 \text{ fF}/\mu\text{m} \\ C_{P2} &= C_{DB,P} + \frac{C_{GS,P}}{2} \approx W \cdot 1,2 \text{ fF}/\mu\text{m} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Zur Berechnung des Gleichstrom-Kleinsignaleingangswiderstand des belasteten Netzwerks wird die Stern-Dreieck-Transformation angewendet. Es gilt:

$$Z_0 = \frac{Z_0 r_S}{Z_0 + 2r_S} + \left(r_P + \frac{Z_0^2}{Z_0 + 2r_S} \right) \parallel \left(\frac{Z_0 r_S}{Z_0 + 2r_S} + Z_0 \right) \quad (3.15)$$

Als Dimensionierungsvorschrift ergibt sich durch Umstellen somit:

$$Z_0^2 = r_P r_S \quad (3.16)$$

Eine Berechnung des Gleichstromübertragungsverhaltens unter Verwendung von Gleichung (3.16) ergibt:

$$L_{v0} = \frac{u_e}{u_a} = 1 + \frac{r_S}{Z_0} = 1 + \frac{Z_0}{r_P} \quad (3.17)$$

Mit Hilfe einer Stern-Dreieck-Umwandlung des inneren Knotens mit der Spannung U_P kann das Netzwerk auf die Π -Topologie überführt werden. Dies ist in Abbildung 3.6 b) abgebildet. Die resultierenden Impedanzen wurden mit den verbliebenen Kleinsignalelementen zu den Admittanzen Y_S und Y_P zusammengefasst:

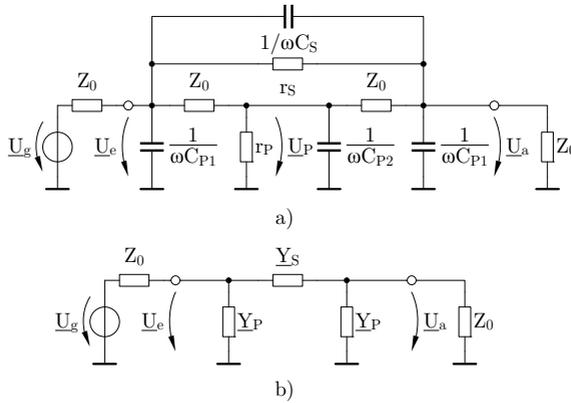


Abbildung 3.6: Kleinsignalersatzschaltbild des überbrückten T-Netzwerks a) vor und b) nach der Stern-Dreieck-Umwandlung.

$$\begin{aligned}
 Y_S &= \frac{r_P}{Z_0 (2r_P + Z_0) \left[1 + j\omega \left(r_P \parallel \frac{Z_0}{2} \right) C_{P2} \right]} + \frac{1}{r_S} (1 + j\omega r_S C_S) \\
 Y_P &= \frac{1 + j\omega r_P C_{P2}}{(2r_P + Z_0) \left[1 + j\omega \left(r_P \parallel \frac{Z_0}{2} \right) C_{P2} \right]} + j\omega C_{P1}
 \end{aligned} \quad (3.18)$$

Eine Rechnung analog zum Π -Netzwerk liefert:

$$\frac{U_a}{U_g} = \frac{Z_0 Y_S}{(1 + Z_0 Y_P) (1 + Z_0 Y_P + 2Z_0 Y_S)} \quad (3.19)$$

Durch Einsetzen der Definitionen der Admittanzen und der Bedingung aus Gleichung (3.17) berechnet sich die Übertragungsfunktion zu:

$$\begin{aligned}
 \frac{U_a}{U_g} &= \frac{1}{2L_{v0}} \cdot \frac{1 + j\omega x \left[r_S C_S + \left(r_P \parallel \frac{Z_0}{2} \right) C_{P2} \right] - \omega^2 x r_S \left(r_P \parallel \frac{Z_0}{2} \right) C_S C_{P2}}{1 + j\omega \left(r_S \parallel \frac{Z_0}{2} \right) (C_{P1} + 2C_S)} \\
 &\quad \cdot \frac{1}{1 + j\omega \left(r_P \parallel Z_0 \right) \left[\left(1 + \frac{Z_0}{2r_P} \right) C_{P1} + C_{P2} \right] - \omega^2 \frac{Z_0}{2} \left(r_P \parallel Z_0 \right) C_{P1} C_{P2}}
 \end{aligned} \quad (3.20)$$

mit:

$$x = \frac{Z_0^2 + 2Z_0 r_P}{Z_0^2 + 2Z_0 r_P + r_S r_P}$$

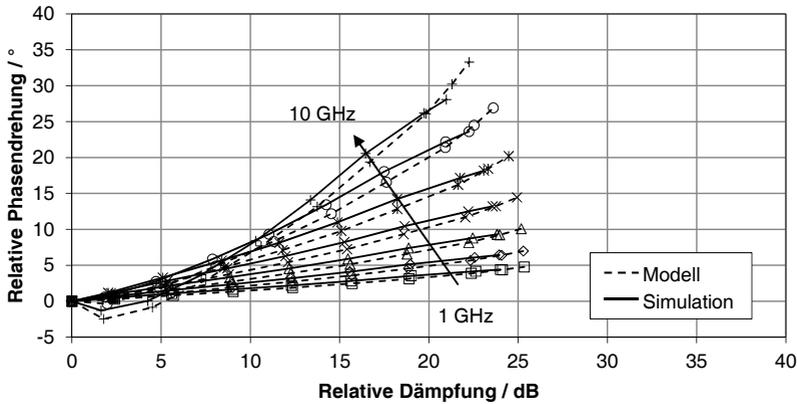


Abbildung 3.7: Phasendrehung des überbrückten T-Netzwerks.

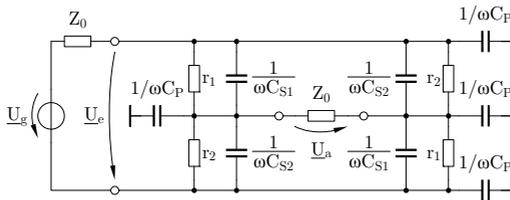


Abbildung 3.8: Kleinsignalersatzschaltbild des X-Netzwerks.

Abbildung 3.7 stellt die modellierten und simulierten Kurven der relativen Phasendrehung in Abhängigkeit der relativen Dämpfung mit $W = 150 \mu\text{m}$ dar. Entsprechend den Feststellungen am T-Netzwerk, führt der begrenzt einstellbare Widerstand r_P zu einer Einschränkung des verfügbaren Stellbereichs auf ca. 19 dB. Unter Zulassung einer leichten Fehlanpassung kann dieser Bereich bis maximal 25,4 dB mit den verwendeten Transistoren erweitert werden. Diese Grenze kann lediglich durch weitere Transistoren T_P mit einer ebenso größeren kapazitiven Last beeinflusst werden.

X-Netzwerk

Abbildung 3.4 zeigt eine Darstellung des Kleinsignalersatzschaltbildes. Die Transistoren werden durch die steuerbaren Kleinsignalwiderstände r_1 und r_2 abgebildet. Es werden folgende Kondensatoren zusammengefasst:

$$C_{S1/2} = \frac{C_{GS,1/2}}{2} \approx W \cdot 0,2 \text{ fF}/\mu\text{m} \quad (3.21)$$

$$C_P = 2C_{SB,1/2} \approx W \cdot 2 \text{ fF}/\mu\text{m}$$

Das mit Z_0 belastete Zweitor kann mit Hilfe der Stern-Dreieck-Transformation umgeformt werden, um die Berechnung des Eingangswiederstands zu vereinfachen. Durch Vereinfachung und anschließendem Gleichsetzen mit der Referenzimpedanz folgt die Bedingung für die Anpassung:

$$Z_0^2 = r_1 r_2 \quad (3.22)$$

Anhand des kompletten Kleinsignalersatzschaltbildes wird die Übertragungsfunktion hergeleitet. Es gelten folgende Knotengleichungen:

$$\begin{aligned} \underline{U}_a \left(\frac{1}{Z_0} + j\omega \frac{C_P}{2} \right) &= (\underline{U}_e - \underline{U}_a) \left(\frac{1}{2r_1} + j\omega \frac{C_S}{2} \right) - (\underline{U}_e + \underline{U}_a) \left(\frac{1}{2r_2} + j\omega \frac{C_S}{2} \right) \\ (\underline{U}_g - \underline{U}_e) \frac{1}{Z_0} &= \underline{U}_e j\omega \frac{C_P}{2} + (\underline{U}_e - \underline{U}_a) \left(\frac{1}{2r_1} + j\omega \frac{C_S}{2} \right) + (\underline{U}_e + \underline{U}_a) \left(\frac{1}{2r_2} + j\omega \frac{C_S}{2} \right) \end{aligned} \quad (3.23)$$

Das Lösen des Gleichungssystems unter Verwendung von Gleichung (3.22) und $C_x = C_S + \frac{C_P}{2}$ liefert:

$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_g} = \frac{1}{2} \frac{Z_0 - r_1}{Z_0 + r_1} \frac{1}{1 + j\omega C_x Z_0 + r_1 Z_0 \left(\frac{j\omega C_x Z_0}{Z_0 + r_1} \right)^2} \quad (3.24)$$

Mit der Einführung einer Gleichspannungsabschwächung L_{v0} ergibt sich Gleichung (3.24) zu:

$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_g} = \frac{1}{2L_{v0}} \frac{1}{\left[1 + j\omega C_x \frac{Z_0}{2} \left(1 + \frac{1}{L_{v0}} \right) \right] \left[1 + j\omega C_x \frac{Z_0}{2} \left(1 - \frac{1}{L_{v0}} \right) \right]} \quad (3.25)$$

Beide Polstellen fügen nur für kleine Werte der Gleichspannungsabschwächung L_{v0} einen mit der Dämpfung veränderlichen Anteil an der Phasendrehung hinzu. Abbildung 3.9 stellt die modellierten und simulierten Kurven der relativen Phasendrehung in Abhängigkeit der relativen Dämpfung mit $W = 150 \mu\text{m}$ dar.

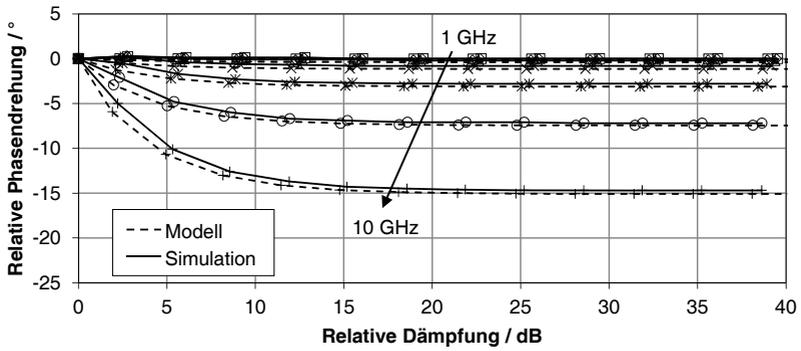


Abbildung 3.9: Phasendrehung des X-Netzwerks.

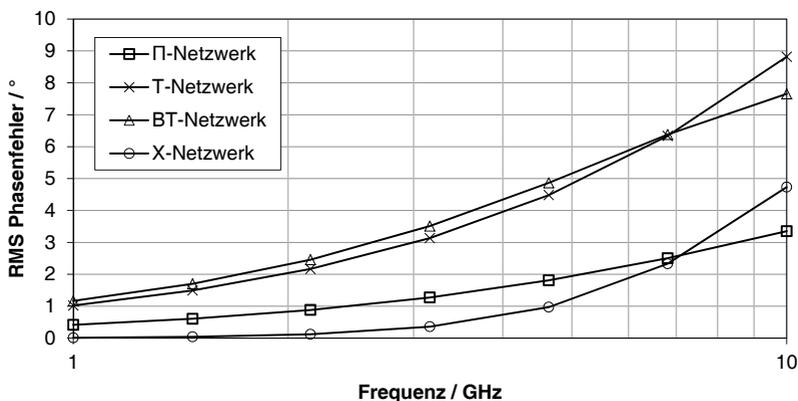


Abbildung 3.10: Vergleich der modellierten Abhängigkeit der Phase von der Verstärkung zwischen den Topologien.

3.1.2. Beurteilung der Topologien

Mit den in Abschnitt 3.1.1 hergeleiteten Zusammenhängen kann ein Vergleich hinsichtlich der relativen Phasendrehung zwischen den ausgewählten Topologien durchgeführt werden, welcher mit Abbildung 3.10 als eine Funktion der Frequenz grafisch unterlegt ist. Eine weitere Abbildung 3.11 zeigt die minimale und maximale Dämpfung der Topologien ebenfalls als Funktion der Frequenz.

Als besonderes Merkmal tritt die schlechte maximale Dämpfung der Topologien mit Ausnahme des X-Netzwerks hervor. Die Isolation des Π -Netzwerks wird durch den in Serie befindlichen Kondensator C_S begrenzt, wohingegen die der T-Strukturen von dem kleinsten erreichbaren Kleinsignalwiderstand des Paralleltransistors T_P abhängen, da dieser im Zusammenhang mit der jeweiligen Anpassungsbedingung dem Stellbereich der Dämpfung eine Grenze setzt. Durch Festlegung einer tolerierbaren Fehlanspassung bis üblicherweise -10 dB kann diese Grenze weiter verschoben werden, wie es durch gestrichelte Linien angedeutet ist.

Für symmetrische Signale können die besten Ergebnisse mit dem auf dem Prinzip der Auslöschung beruhenden X-Netzwerk erzielt werden. Dieses ermöglicht eine theoretisch unendliche Maximaldämpfung und weist dabei eine kleine relative Phasendrehung auf. Darüber hinaus besteht die Möglichkeit der gezielten Phasenumkehr. Die genannten Vorteile gelten jedoch nur unter Bedingung gleicher Transistoreigenschaften. So können

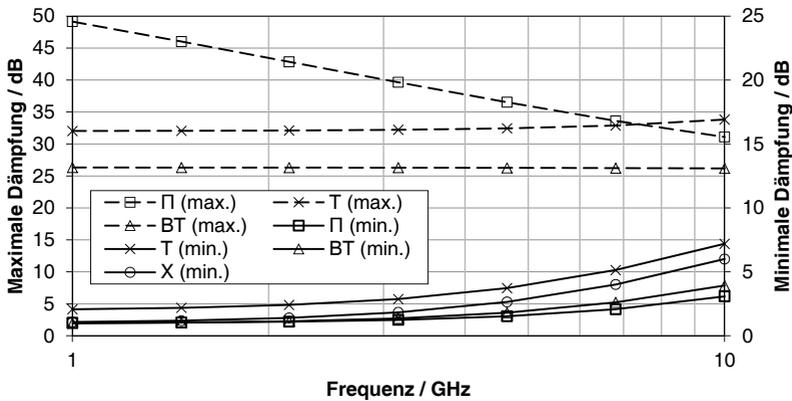


Abbildung 3.11: Vergleich der modellierten Abhängigkeit von Minimal- und Maximaldämpfung zwischen den Topologien.

prozessbedingte zufällige Schwankungen der geometrischen Abmessungen zu einer Degradierung der Eigenschaften führen. Es ist daher auf ein gutes Layout der Strukturen zu achten.

Tabelle 3.1 fasst die Erkenntnisse übersichtlich zusammen. Dazu sind ergänzend die für die Phasenbeeinflussung wesentlichen Gateweiten und die Steuerbarkeit durch die Steuerspannungen angegeben.

Tabelle 3.1: ÜBERSICHT ÜBER TOPOLOGIEN VON DÄMPFUNGSGLIEDERN.

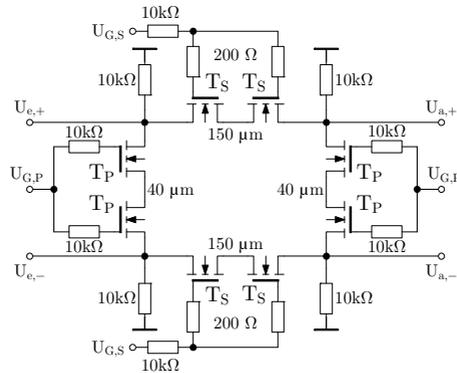
Topologie	Π	T	BT ^a	X
Min. Dämpfung	klein	mittel	klein	klein
Max. Dämpfung	hoch	klein	klein	unendlich ^b
Phasendrehung	mittel	hoch	hoch	sehr gering
Kritische Gateweite ^c	W_S	W_S & W_P	W_S	W
Steuerbarkeit	mittel	mittel	gut	problematisch ^d

^aÜberbrücktes (engl. „bridged“) T.

^bTheoretischer Wert - dieser kann aufgrund von Bauelementtoleranzen abweichen.

^cFür die Phasenbeeinflussung.

^dSehr kleiner Bereich der Steuerspannungen.

Abbildung 3.12: Beispiel eines Π -Netzwerks [May09b].

3.1.3. Beispiel eines Dämpfungsglieds

Zur Überprüfung der theoretischen Betrachtungen wurde ein Π -Netzwerk für die SGB25V Technologie entworfen. Darüber hinaus wurde daran die Machbarkeit der automatischen Anpassung und gleichzeitigen Linearisierung der Steuerkennlinien untersucht.

Abbildung 3.12 zeigt den Aufbau des für symmetrische Signale ausgelegten Dämpfungsglieds. Die Steuerspannungen werden über hochohmige Widerstände an die Gateanschlüsse der Transistoren angelegt, um die Isolation zu verbessern. Der Arbeitspunkt aller Transistoren wird durch die ebenso hochohmigen Widerstände an Ein- und Ausgang festgelegt. Die Weite der parallel zum Signalpfad liegenden Transistoren T_P ist kleiner, da der zur Erfüllung der Anpassungsbedingung kleinste zu erreichende Kleinsignalwiderstand dieser Transistoren Z_0 beträgt. Dies reduziert die Größe der parasitären Elemente am Ein- und Ausgangsknoten.

Es wurde eine Regelschleife zur automatischen Impedanzanpassung aufgebaut, welche auf den Arbeiten aus [Dog08, Dog04, Kau01] beruht. Diese verfolgen den Ansatz, dass von den zwei Steuerspannungen der Topologien von Dämpfungsgliedern stets eine zur Stellung der Dämpfung und eine zur Nachführung der Anpassung verwendet werden kann. Weiterhin gilt im Falle der Anpassung, dass der Gleichstromwiderstand des einseitig mit der Referenzimpedanz Z_0 abgeschlossenen Netzwerks ebendieser Impedanz Z_0 entspricht. Darauf aufbauend wird eine mit Z_0 belastete Kopie des Dämpfungsglieds mit einem hinreichend kleinen Strom I_{ref} durchflossen. Das sich dabei bildende Potential U_{ref} wird mit dem zweiten

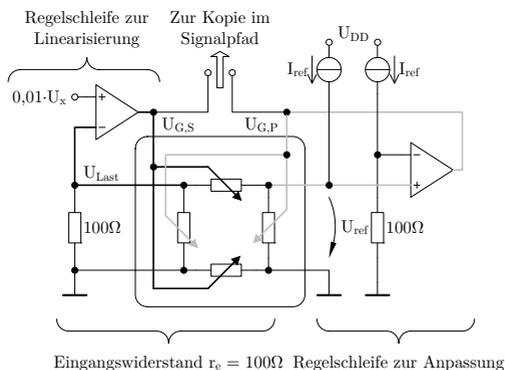


Abbildung 3.13: Regelschleifen zur Anpassung und Linearisierung [May09b].

Widerstands Z_0 verglichen. Das resultierende Maß der Abweichung der beiden Widerstände wird mit einem Fehlerverstärker zur Regelung einer der Steuerspannungen verwendet. Abbildung 3.13 stellt die Umsetzung des beschriebenen Konzepts dar.

Aus den Gleichungen der Gleichstromdämpfungen L_{v0} ist ersichtlich, dass diese in einem nichtlinearen Zusammenhang zu den jeweiligen Kleinsignalwiderständen steht. Aus diesem Grund wurde die Struktur um eine Regelschleife zur Linearisierung der Steuerkennlinie erweitert. Dabei wird der Umstand ausgenutzt, dass die Gleichstromdämpfung L_{v0} dem Verhältnis der Spannung am Eingang U_{ref} zu der über der Last U_{Last} entspricht. Bei bekannter konstanter Eingangsspannung, wie es aufgrund der Anpassungsregelung angenommen wird, kann somit die Spannung über der Last mit der einer linearen Steuerspannung U_x verglichen werden. Der komplette Regelkreis ist in Abbildung 3.13 hervorgehoben. Der Faktor vor der Steuerspannung U_x dient der Anpassung des Wertebereichs dieser Spannung und wird über einen Spannungsteiler bereitgestellt.

Die beiden geregelten Steuerspannungen dieses Dämpfungsgliedes werden zu einer Kopie im Signalpfad geführt. Diese sollte möglichst in der Nähe angeordnet sein, um Abweichungen aufgrund von Prozessschwankungen vorzubeugen. Eine weitere Quelle für Abweichungen beider Regelkreise liegt in den geringen Pegeln der Spannungen U_{ref} und U_x , denn die Ströme I_{ref} sollten so klein gewählt werden, sodass weiterhin für alle Transistoren annähernd $U_{DS} \approx 0 \text{ V}$ gilt und die Gesamtstromaufnahme gering bleibt. Es müssen folglich gegebenenfalls Maßnahmen zur Vermeidung von Offsetfehlern in den Verstärkern angewendet werden.

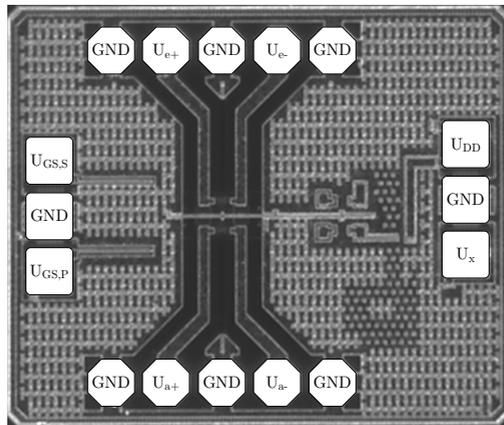


Abbildung 3.14: Chipfoto des Dämpfungsglieds [May09b].

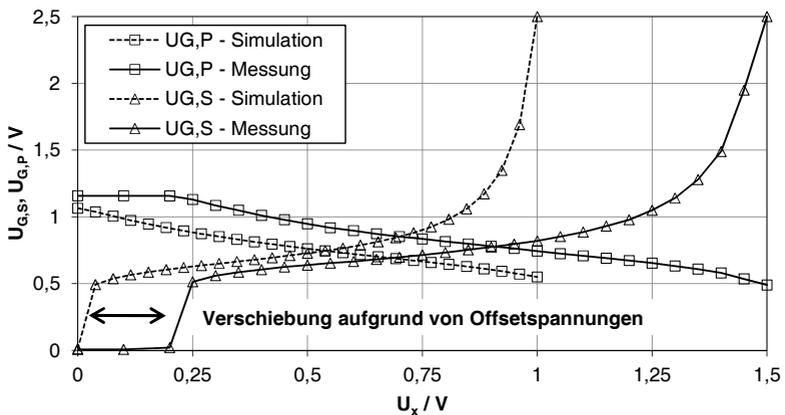


Abbildung 3.15: Geregelte Gatespannungen des Dämpfungsglieds.

Abbildung 3.14 zeigt ein Foto des integrierten Schaltkreises. Darauf sind der von oben nach unten verlaufende Hochfrequenzsignalpfad sowie die zentral angeordneten Strukturen des Dämpfungsglieds und dessen Kopie zur Regelung der Anpassung und Linearität zu erkennen. Die weiteren Bestandteile, wie eine Stromreferenzschaltung und die Operationsverstärker sind durch die großen Metallfüllstrukturen verdeckt. Die Größe des Schaltkreises beträgt $0,75 \text{ mm} \times 0,90 \text{ mm}$.

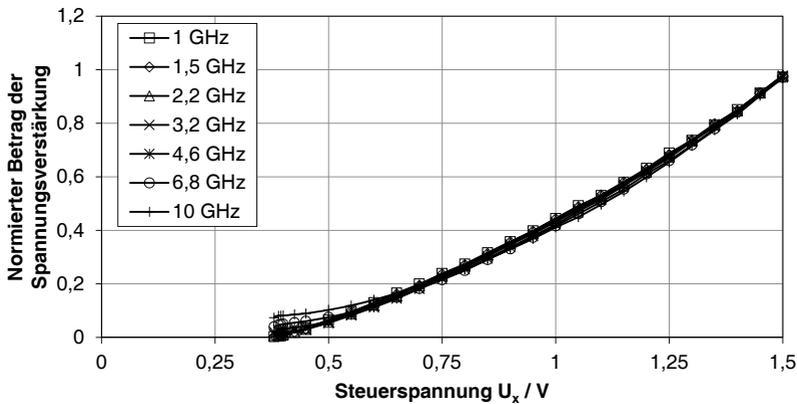


Abbildung 3.16: Gemessene Abhängigkeit der Verstärkung von der Steuerspannung.

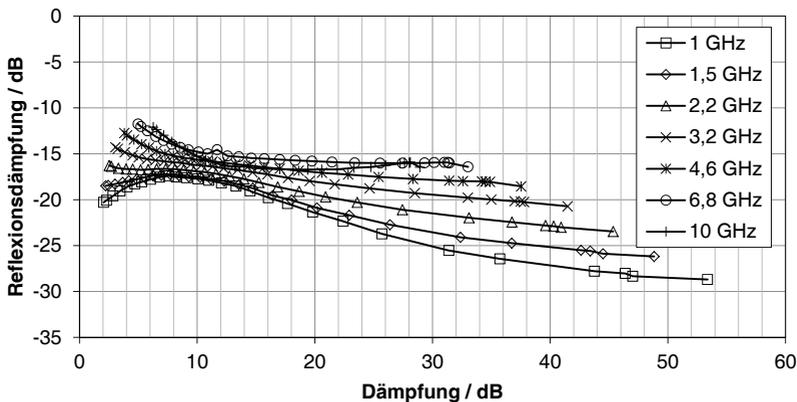


Abbildung 3.17: Gemessene Abhängigkeit der Anpassung von der Dämpfung.

Die Schaltung wurde für Frequenzen zwischen 1 GHz und 10 GHz für den gesamten Bereich der Steuerspannung U_x gemessen. Wie es aus Abbildung 3.15 erkennbar ist, zeigte sich bereits bei den geregelten Gatespannungen eine Verschiebung der Kennlinien, welche durch Offsetspannungen in beiden Operationsverstärkern in der Größenordnung von $U_{\text{off}} \approx \pm 1 \text{ mV}$ entstanden sind. Die Abhängigkeit der Spannungsverstärkung von der Steuerspannung ist in Abbildung 3.16 dargestellt.

Der Einfluss der Offsetspannungen wirkte ebenso auf die Regelschleife zur automatischen Anpassung. In Abbildung 3.17 zeigt sich dennoch eine gute Reflexionsdämpfung von mehr als 11,8 dB, unabhängig von der eingestellten Signaldämpfung.

Entsprechend den Ergebnissen der Modellierung in Abschnitt 3.1.1 ist eine hohe relative Phasendrehung bei großen Dämpfungswerten zu beobachten. Abbildung 3.18 zeigt die gemessenen und gestrichelt dargestellten modellierten Verläufe für verschiedene Frequenzen. Daran ist ebenfalls zu erkennen, dass der Fehler mit der Frequenz anwächst. Da im Modell die Serientransistoren zu einem großen zusammengefasst wurden und somit dazwischen liegende parasitäre Elemente nicht berücksichtigt werden, ergibt sich für hohe Frequenzen eine Abweichung.

Abbildung 3.19 stellt die mittleren quadratischen Fehler der Messung und des Modells als Funktion des Modells dar. Dafür wurde ein sinnvoller Bereich der Dämpfung von 20 dB zu Grunde gelegt. Zusätzlich ist der mittlere quadratische Linearitätsfehler der Steuerkennlinie unter Vernachlässigung der Verschiebung durch Offsetspannungen in Abbildung 3.19 aufgeführt.

Anhand der Ergebnisse konnte gezeigt werden, dass die Erweiterung der aus der Literatur bekannten Regelschleife zur automatischen Anpassung um eine weitere Regelschleife zur Linearisierung der Steuerkennlinie funktionsfähig ist. Der verbleibende Fehler von unter 0,5 dB ermöglicht eine sehr genaue Stellung der Signaldämpfung ohne zusätzlichen Kalibrierungsaufwand. Aus den jeweiligen Formeln der Gleichspannungsverstärkung und dem nichtlinearen Zusammenhang zwischen U_{GS} und dem Kleinsignalwiderstand ist ersichtlich, dass mit der vorgeschlagenen Technik eine deutliche Verbesserung erzielt werden konnte.

Aufgrund der Vergleichbarkeit der Topologien hinsichtlich der Anzahl der benötigten Steuerspannungen ist eine Übertragung des Konzepts möglich. Eine Verbesserung der Ergebnisse kann somit durch Verwendung eines X-Netzwerks und Methoden zur Verringerung der Offsetspannungen erreicht werden.

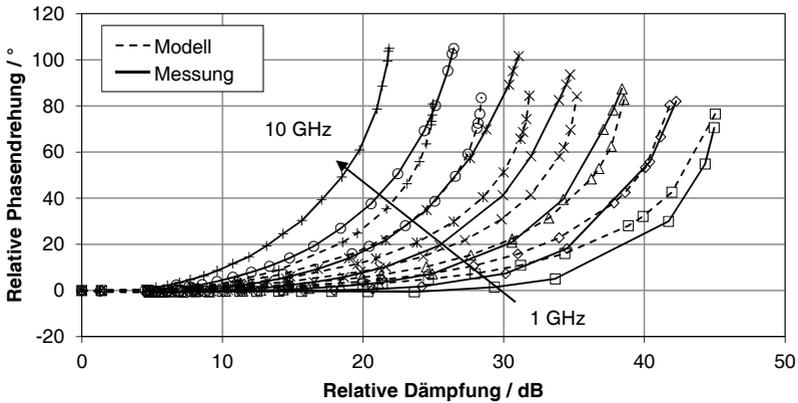


Abbildung 3.18: Abhängigkeit der relativen Phasendrehung von der Spannungsverstärkung.

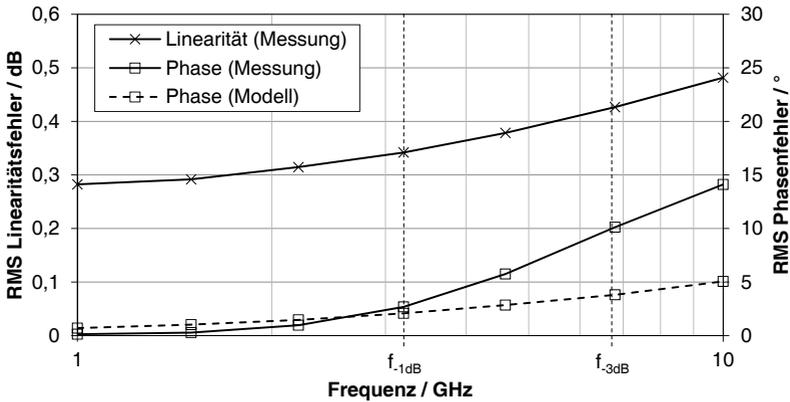


Abbildung 3.19: RMS Phasen- und Linearitätsfehler des Dämpfungsglieds.

3.2. Vorbetrachtungen zu aktiven Verstärkern

Die Phasendrehung des Signals setzt sich in aktiven steuerbaren Verstärkern in der Regel aus den Argumenten mehrerer Pol- und Nullstellen zusammen, wobei davon einige von denen zur Einstellung der Verstärkung verwendeten Kleinsignalelementen abhängen. Für den Fall, dass darunter gegenläufige Abhängigkeiten existieren, liegt der Ansatz nahe, diese durch eine geeignete Wahl der Bauelementparameter für eine Aufhebung der Phasenbeeinflussung durch die Verstärkungseinstellung auszunutzen. Diese Methode wird im folgenden Abschnitt näher erläutert.

3.2.1. Kompensationsmethode

Um eine Kompensation der verstärkungsabhängigen Bestandteile φ_i der Phasendrehung zu erzielen, muss der Summe der positiven Anstiege der Phase eine gleich große Summe der negativen Anstiege der Phase gegenüberstehen. Da in aktiven Verstärkern meist die Steilheit g_m zur Steuerung der Verstärkung verändert wird, kann somit die Bedingung für alle Werte von g_{m0} im steuerbaren Bereich zwischen $g_{m,\min}$ und $g_{m,\max}$ wie folgt definiert werden:

$$\sum \left. \frac{\partial \varphi_i(g_m)}{\partial g_m} \right|_{g_{m0}} \approx 0 \quad (3.26)$$

Dieser Zustand kann einerseits durch eine geeignete Steuerung mehrerer Arbeitspunktspannungen [Ell04] und andererseits durch die Beschaltung [Leu09, Ell09a] erreicht werden. Der erste Ansatz erfordert eine Kalibrierung und nachfolgend eine exakte Steuerung der Spannungen, wogegen der Zweite eine Modifikation des Übertragungsverhaltens im Kleinsignal darstellt. Aufgrund der geringfügigen Unterschiede der Kleinsignalersatzschaltungen von Bipolar- und Feldeffekttransistoren ergeben sich unterschiedliche Ausführungen dieses Verfahrens. Beide Varianten der Schaltung sind in Abbildung 3.20 dargestellt und werden im Folgenden kurz erläutert.

Bipolartransistoren

Wie in [Ell09a] gezeigt, ergibt sich bereits für die übliche Beschaltung einer Kaskodeschaltung die Möglichkeit, die Phasenlage des Signale hinsichtlich der einstellbaren Verstärkung zu stabilisieren.

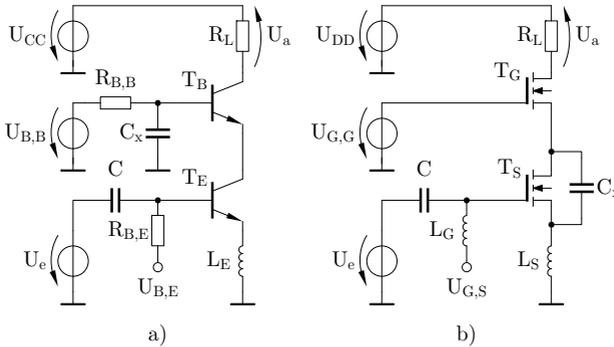


Abbildung 3.20: Kaskodeschaltungen zur Kompensation der Phasenbeeinflussung mit a) Bipolartransistoren und b) Feldeffekttransistoren.

Abbildung 3.20 a) zeigt das vereinfachte Schaltbild einer solchen Kaskode mit Bipolartransistoren. Die Arbeitspunktspannungen $U_{B,B}$ und $U_{B,E}$ werden über hochohmige Widerstände angelegt. Die Spule L_E dient der vereinfachten Anpassung an die Quellimpedanz und der Kondensator C_x stellt eine niederohmige Verbindung des Basisanschlusses der Basisstufe zur Masse sicher. Im Zuge der Analyse der Schaltung hinsichtlich der Anstiege der Funktionen für die Bestandteile der Phasendrehung φ_i ergab sich, dass es entgegen ebendieser Praxis, einen großen Kondensator zu verwenden, kleinere Werte für C_x gibt, für die die in Gleichung (3.26) definierte Bedingung erfüllt wird.

Feldeffekttransistoren

Eine Untersuchung der Übertragbarkeit des Aufbaus auf Feldeffekttransistoren in [Leu09] ergab, dass aufgrund der Unterschiede in den Kapazitäten der parasitären Kondensatoren ein negativer Wert des Kondensators C_x zur Erfüllung der Bedingung zur minimalen Phasenbeeinflussung notwendig wäre. In der gleichen Arbeit wurde jedoch ein auf dem gleichen Prinzip beruhender Ansatz entwickelt, welcher einen zwischen Drain und Source der Sourcestufe T_S befindlichen Kondensator C_x vorsieht, wie es in Abbildung 3.20 b) dargestellt ist. Es ergibt sich auch für diese Topologie ein Wert für C_x , in dem sich die Anstiege der Bestandteile der Phasendrehung φ_i aufheben.

3.2.2. Schlussfolgerung

Die Kompensationsmethode wurde in den im vorangegangenen Abschnitt vorgestellten Arbeiten untersucht und erfolgreich an Beispielen mit Bipolar- und Feldeffekttransistoren nachgewiesen. Es existieren folgende Verfahren zur Kompensation:

- Für den Fall, dass sich gegenläufige Abhängigkeiten der Phase von der Verstärkung für verschiedene Steuerspannungen ergeben, können diese derart gezielt angesteuert werden, sodass sich deren Einflüsse auf die Phase aufheben. Dies erfordert somit eine Kalibrierung der Steuerspannungen.
- Durch eine gezielte Beschaltung des aktiven Verstärkers mit Kondensatoren, kann die Kleinsignalübertragungsfunktion insofern beeinflusst werden, sodass diese weitestgehend unabhängig von der zur Einstellung der Verstärkung notwendigen Steilheit ist. Dieses Konzept kann zu einer gleichzeitigen Reduzierung der maximal verfügbaren Verstärkung führen.

Beiden Verfahren ist gemein, dass sie stark von den Kleinsignalparametern des Transistors und deren jeweiligen Abhängigkeit zur Steilheit sind. Aus diesem Grund ist eine sichere Kompensation im gesamten Betriebsbereich von Temperatur und Versorgungsspannung, sowie im Fall von Prozessabweichungen gegebenenfalls nicht durchführbar.

3.3. Analytischer Ansatz

Neben dem im vorangegangenen Abschnitt dargestellten Verfahren besteht eine weitere Möglichkeit der Stabilisierung der Phase aktiver Verstärker. Diese beruht jedoch nicht auf dem Prinzip der Kompensation, sondern setzt bei der Entstehung der Korrelationsfehler an. Es folgt eine Darstellung des Lösungsansatzes und dessen praktische Implementierung in Form der GILBERT-Zelle. Die universale Anwendbarkeit des vorgestellten Prinzips wird schließlich durch Beispiele steuerbarer Verstärker mit sowohl Feldeffekt- als auch Bipolartransistoren belegt.

3.3.1. Beschreibung des Ansatzes

Der im Folgenden vorgestellte Ansatz beruht auf dem Prinzip, die Ursache der Korrelationsfehler zu bestimmen und diese entweder zu beheben oder zu umgehen. Es müssen folglich zunächst die für steuerbare Hochfrequenzverstärker geeigneten Grundschaltungen der Emitter- und Basisschaltung, sowie deren Kombination in Form der Kaskode analysiert werden. Daraus können anschließend Regeln für die Vermeidung der Korrelationsfehler abgeleitet werden.

Zur Verdeutlichung des prinzipiellen Aufbaus der verwendeten Grundschaltungen wurde der Spezialfall reeller Quellwiderstände R_g und Lasten R_L in den Schaltbildern verwendet. Die sich daran jeweils anschließende Kleinsignalanalyse betrachtet schließlich den allgemeinen Fall und überführt die Widerstände in komplexwertige Quell- und Lastimpedanzen Z_g und $Z_{L,E}$, um den zahlreichen Möglichkeiten der Netzwerke an Ein- und Ausgang Rechnung zu tragen. Wie sich schließlich zeigen wird, ist eine detaillierte Diskussion dieser Möglichkeiten nicht erforderlich.

Analyse der Emitterstufe

In Abbildung 3.21 a) ist die Schaltung einer Emitterstufe mit geschlossenem Generator $U_{g,E}$ mit dem Quellwiderstand $R_{g,E}$ und dem Lastwiderstand $R_{L,E}$ dargestellt. Das zugehörige Hochfrequenz-Kleinsignalersatzschaltbild unter Berücksichtigung komplexwertiger Quell- und Lastimpedanzen ist in Abbildung 3.21 b) gegeben. Die Steuerung der Verstärkung der Emitterstufe soll über die Steilheit $g_{m,E}$ erfolgen. Da die Quell- und Lastimpedanz einer Hochfrequenzschaltung in der Regel niederohmig, z.B. auf einen Wert von $50\ \Omega$ festgelegt wird, kann der sehr hochohmige Kollektor-Emitter-Widerstand r_{CE} vernachlässigt werden. Es können somit folgende Knotengleichungen gefunden werden:

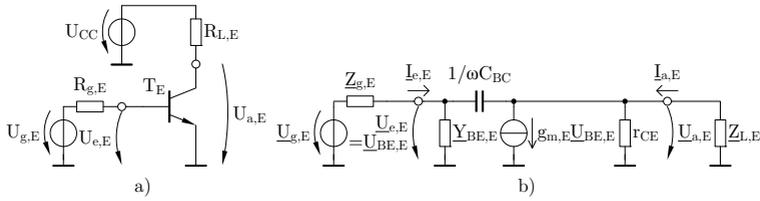


Abbildung 3.21: Emitterstufe a) Schaltbild b) Kleinsignalersatzschaltung.

$$\begin{aligned} \frac{U_{a,E}}{Z_{L,E}} + g_{m,E} U_{BE,E} &= (U_{BE,E} - U_{a,E}) j\omega C_{BC} \\ \frac{U_{g,E} - U_{BE,E}}{Z_{g,E}} &= (U_{BE,E} - U_{a,E}) j\omega C_{BC} + U_{BE,E} Y_{BE,E} \end{aligned} \quad (3.27)$$

Die Betriebsspannungsverstärkung $\underline{A}_{v,E}$ berechnet sich schließlich zu:

$$\begin{aligned} \underline{A}_{v,E} &= \frac{U_{a,E}}{U_{g,E}} \\ &= - \frac{g_{m,E} - j\omega C_{BC}}{\frac{1}{Z_{L,E}} + j\omega C_{BC} \left[1 + Z_{g,E} \left(g_{m,E} + \frac{1}{Z_{L,E}} + Y_{BE,E} \right) \right] + Y_{BE,E} \frac{Z_{g,E}}{Z_{L,E}}} \end{aligned} \quad (3.28)$$

Im betrachteten Frequenzbereich von 2–6 GHz können einige Annahmen zu den Verhältnissen der Elemente aus Gleichung (3.28) getroffen werden.

- Die Admittanz Y_{BE} der Basis-Emitter-Strecke setzt sich aus den Leitwerten des Kleinsignalwiderstands r_{BE} und der Kapazität C_{BE} zusammen. Im Vergleich dominiert jedoch der Einfluss der Kapazität C_{BE} , sodass r_{BE} vernachlässigt werden kann.
- Die Kapazität C_{BE} ist in der Regel größer als C_{BC} . Es entfällt somit der mittlere Term des Nenners in Gleichung (3.28).

Mit Hilfe dieser Annahmen reduziert sich Gleichung (3.28) zu:

$$\underline{A}_{v,E} \approx -g_{m,E} \frac{1 - j\omega C_{BC}}{\frac{1}{Z_{L,E}} (1 + j\omega C_{BE,E} Z_{g,E})} \quad (3.29)$$

Die Phase berechnet sich daraus wie folgt:

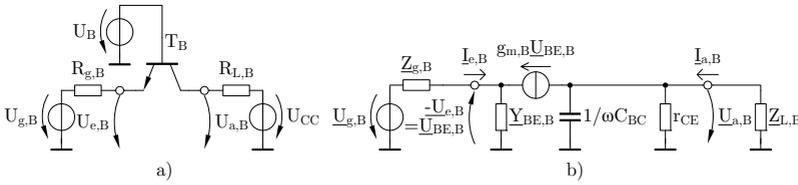


Abbildung 3.22: Basisstufe a) Schaltbild b) Kleinsignalersatzschaltung.

$$\angle \underline{A}_{v,E} \approx -\pi - \arctan\left(\frac{\omega C_{BC}}{g_{m,E}}\right) - \arctan(\omega C_{BE,E} Z_{g,E}) \quad (3.30)$$

Aus Gleichung (3.30) ist ersichtlich, dass eine Änderung der Steilheit und damit des Arbeitspunkts zu einer großen Beeinflussung der Phase führt. Besonders für kleine Werte von $g_{m,E}$ können bis zu 90° zusätzlicher Phasendrehung im Vergleich zum Punkt maximaler Verstärkung auftreten. Aus diesem Grund sollte mit dieser Stufe keine Einstellung der Verstärkung realisiert werden. Es sollte vielmehr sichergestellt sein, dass sich der Arbeitspunkt der Emittierstufe nicht ändert.

Analyse der Basisstufe

Die Grundsaltung einer Basisstufe ist in Abbildung 3.22 a) gegeben. Die Schaltung wird von einem Generator $U_{g,B}$ mit einem definierten Ausgangswiderstand $R_{g,B}$ angesteuert. An die Basis des Transistors ist eine konstante Spannung U_B angeschlossen. Am Ausgang befindet sich die Last $R_{L,B}$. Abbildung 3.22 b) stellt das entsprechende Kleinsignalersatzschaltbild unter Berücksichtigung des allgemeinen Falls komplexer Quell- und Lastimpedanzen dar. Für diese Stufe gilt ebenso, dass der Kollektor-Emitter-Widerstand r_{CE} gegenüber der Lastimpedanz vernachlässigt werden kann. Folgende Knotengleichungen gelten für das dargestellte Netzwerk:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{a,B} \left(\frac{1}{Z_{L,B}} + j\omega C_{BC} \right) &= -g_{m,B} \underline{U}_{BE,B} \\ \frac{\underline{U}_{g,B} + \underline{U}_{BE,B}}{Z_{g,B}} &= -\underline{U}_{BE,B} (g_{m,B} + Y_{BE,B}) \end{aligned} \quad (3.31)$$

Daraus kann die Betriebsspannungsverstärkung $\underline{A}_{v,B}$ abgeleitet werden:

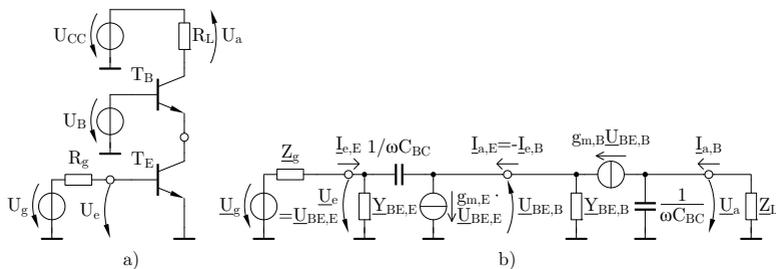


Abbildung 3.23: Kaskode a) Schaltbild b) Kleinsignalersatzschaltung.

$$\underline{A}_{v,B} = \frac{U_{a,B}}{U_{g,B}} = \frac{g_{m,B} \underline{Z}_{L,B}}{(1 + j\omega C_{BC} \underline{Z}_{L,B}) (1 + g_{m,B} \underline{Z}_{g,B} + \underline{Y}_{BE,B} \underline{Z}_{g,B})} \quad (3.32)$$

Mit den zuvor getroffenen Annahmen zur Emittterstufe ergibt sich:

$$\underline{A}_{v,B} \approx \frac{g_{m,B} \underline{Z}_{L,B}}{(1 + g_{m,B} \underline{Z}_{g,B} + j\omega C_{BE,B} \underline{Z}_{g,B})} \quad (3.33)$$

Die Phase setzt sich je nach Last $\underline{Z}_{L,B}$ aus einem konstanten Teil φ_0 und einem vom Arbeitspunkt abhängigen Teil zusammen:

$$\angle \underline{A}_{v,B} \approx \varphi_0 - \arctan \left(\frac{\omega C_{BE,B} \underline{Z}_{g,B}}{1 + g_{m,B} \underline{Z}_{g,B}} \right) \quad (3.34)$$

Da Steilheit und Basis-Emitter-Kapazität vom Arbeitspunkt abhängig sind, besteht lediglich eine geringe Kopplung zwischen Verstärkung und Phase. Daraus folgt, dass sich die Basisstufe gut für die Anwendung als steuerbarer Verstärker eignet.

Analyse der Kaskode

Die Kaskode ist die Serienschaltung einer Emittterstufe T_E und einer Basisstufe T_B . Die beiden Transistoren sind direkt gekoppelt, sodass sich eine Schaltung, wie sie in Abbildung 3.23 a) dargestellt ist, ergibt. Dies bedeutet, dass die Kleinsignalersatzschaltbilder aus Abbildung 3.21 b) und Abbildung 3.22 b) ebenso an der Schnittstelle $U_{a,E}$, beziehungsweise $U_{e,B}$ verbunden werden. Das resultierende Ersatzschaltbild ist in Abbildung 3.23 b) gegeben. Im Vergleich ist erkennbar, dass die Last $R_{L,E}$ der Emittterstufe und der Quellwiderstand $R_{g,B}$ der Basisstufe entfallen.

Die Kleinsignalverstärkung kann stufenweise aus den Gleichungen (3.29) und (3.33) hergeleitet werden. Es ist dabei zu beachten, dass die Betriebsingangsadmittanz $\underline{Y}_{eB,B}$ der Basisstufe als Last für die Emitterstufe wirkt:

$$\underline{Y}_{eB,B} = \frac{1}{\underline{Z}_{L,E}} = \frac{\underline{I}_{e,B}}{\underline{U}_{e,B}} = g_{m,B} + \underline{Y}_{BE,B} \approx g_{m,B} + j\omega C_{BE,B} \quad (3.35)$$

Aus den Gleichungen (3.29) und (3.35) ergibt sich nun die genäherte Betriebsspannungsverstärkung der Emitterstufe zu:

$$\underline{A}_{v,E}^* = \frac{-\underline{U}_{BE,B}}{\underline{U}_{g,E}} \approx -\frac{g_{m,E}}{g_{m,B}} \frac{1 - j\frac{\omega C_{BC}}{g_{m,E}}}{\left(1 + j\frac{\omega C_{BE,B}}{g_{m,B}}\right) \left(1 + j\omega C_{BE,E} \underline{Z}_{g,E}\right)} \quad (3.36)$$

Für die Basisstufe wird die Spannungsverstärkung berechnet:

$$\underline{A}_{v,B}^* = \frac{\underline{U}_a}{-\underline{U}_{BE,B}} \approx g_{m,B} \underline{Z}_L \quad (3.37)$$

Die Gesamtverstärkung ergibt sich nun zu:

$$\underline{A}_v = \underline{A}_{v,E}^* \underline{A}_{v,B}^* \approx -\frac{g_{m,E} \underline{Z}_L \left(1 - j\frac{\omega C_{BC}}{g_{m,E}}\right)}{\left(1 + j\frac{\omega C_{BE,B}}{g_{m,B}}\right) \left(1 + j\omega C_{BE,E} \underline{Z}_{g,E}\right)} \quad (3.38)$$

Der resultierende Phasengang entspricht schließlich:

$$\begin{aligned} \angle \underline{A}_v \approx & \angle \underline{Z}_L - \pi - \angle \left(1 + j\omega C_{BE,E} \underline{Z}_{g,E}\right) \\ & - \arctan \left(\frac{\omega C_{BC}}{g_{m,E}}\right) - \arctan \left(\frac{\omega C_{BE,B}}{g_{m,B}}\right) \end{aligned} \quad (3.39)$$

Da beide Transistoren den nahezu gleichen Kollektorstrom führen, würde eine Stellung der Verstärkung über die Steilheit zu einer im Vergleich zur Emitterstufe in etwa doppelt so hohen Phasendrehung führen.

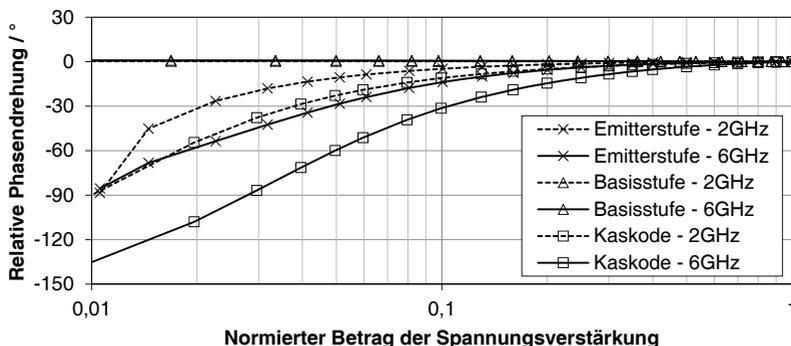


Abbildung 3.24: Modellierter relative Phasendrehung von Emittier- und Basisstufe sowie Kaskode als Funktion der Spannungsverstärkung.

Bewertung der Topologien

Mit den Gleichungen (3.30), (3.34) und (3.39) kann die jeweilige relative Phasendrehung in Abhängigkeit des Arbeitspunkts für typische Werte eines Transistors dargestellt werden. Eine Übersicht der resultierenden Kurven ist für eine Frequenz von jeweils 2 und 6 GHz in Abbildung 3.24 zusammengefasst. Es wurden die Modell- und Kleinsignalparameter eines HF-Bipolartransistors aus der SGB25V-Technologie verwendet.

Es zeigt sich, dass die Emittierstufe und Kaskode eine nicht vernachlässigbare Phasendrehung von bis zu 30° innerhalb eines Amplitudenstellbereichs von 20 dB verursachen. Die Basisstufe weist dagegen eine weitestgehend stabile Phase auf. Bei der zuvor festgelegten niederohmigen Last i.H.v. $50\ \Omega$ gleichen sich, auch bei hohen Betriebsfrequenzen, die maximalen Verstärkungen von Emittierstufe und Kaskode. Zur besseren Vergleichbarkeit wird die effektive Steilheit als die auf den Lastwiderstand normierte Spannungsverstärkung eingeführt. Für höhere Lastwiderstände wird bei der Emittierstufe die Gegenkopplung über C_{BC} wirksam, wodurch die effektiv wirksame Steilheit mit steigender Frequenz sinkt (MILLER-Effekt). Aufgrund der Zusammensetzung der Kaskode ist die effektive Steilheit unabhängig von der angeschlossenen Last. Die effektive Steilheit der Basisstufe ist bei den beschriebenen Bedingungen näherungsweise um den Faktor 2 geringer, da diese Stufe eine Eingangsimpedanz von ca. $50\ \Omega$ besitzt. Die beschriebenen Sachverhalte sind als Funktion des Lastwiderstandes in Abbildung 3.25 dargestellt.

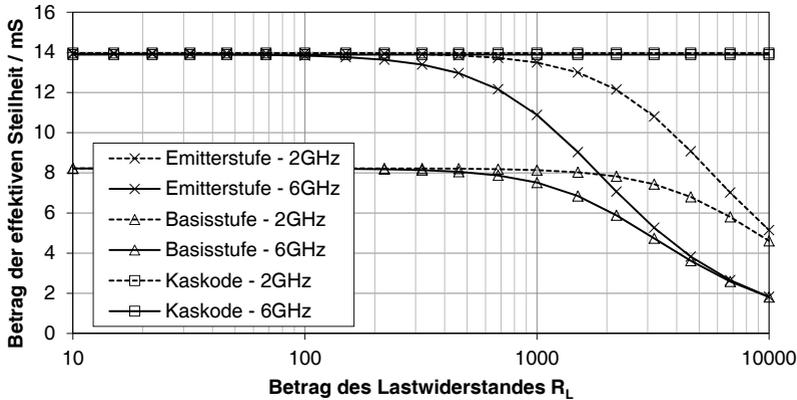


Abbildung 3.25: Modellierte effektive Steilheit von Emitter- und Basisstufe sowie Kaskode als Funktion des Lastwiderstandes.

Von der Kaskode zur Gilbert-Zelle

Ausgehend von den vorangegangenen Betrachtungen zur Emitter- und Basisstufe, sowie deren Verbund als Kaskode, gilt es eine Struktur zu finden, welche der Ursache der Korrelation zwischen Verstärkung und Phase entgegenwirkt. Es ist mit Hilfe der Gleichungen (3.30) und (3.39) gezeigt worden, dass die Emitterstufe einen wesentlichen Beitrag zur Phasendrehung bei einer Änderung ihres Arbeitspunktes leistet. Weiterhin ist aus Gleichung (3.39) ersichtlich, dass die Phase der Betriebseingangsadmittanz $\underline{Y}_{eB,B}$ der Basisstufe in einer Kaskode eine ebenso hohe Phasendrehung verursachen kann, obwohl eine einzelne Basisstufe entsprechend Gleichung (3.34) eine sehr geringe Phasendrehung aufweist. Zusammengefasst lassen sich somit folgende drei Regeln für die Kaskode ableiten:

1. Der Arbeitspunkt der Emitterstufe muss stets unverändert bleiben.
2. Die Betriebseingangsadmittanz der Basisstufe muss über den gesamten Stellbereich der Verstärkung konstant bleiben.
3. Die Phase der Last \underline{Z}_L sollte nicht durch die Stellung der Verstärkung beeinflusst werden.

Aufgrund der Struktur der Kleinsignalersatzschaltung der Basisstufe können mehrere solcher Stufen am Emitter parallel geschaltet werden, sodass sich einerseits die Arbeitspunktströme und andererseits die für

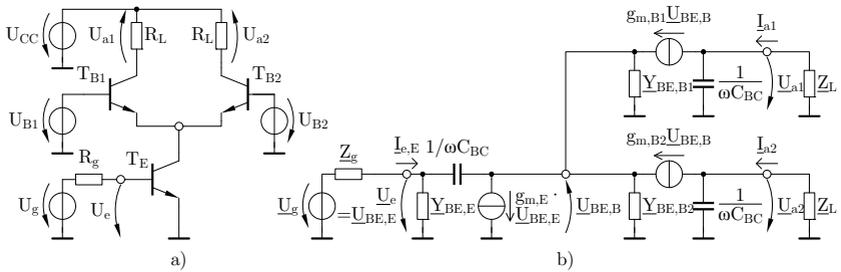


Abbildung 3.26: GILBERT-Zelle als VGA a) Schaltbild b) Kleinsignalersatzschaltung.

die Phasendrehung bedeutsamen Kleinsignalgrößen $C_{BE,B}$ und $g_{m,B}$ addieren. Werden genau zwei solcher Transistoren verwendet, so ergibt sich schließlich die Struktur der GILBERT-Zelle, wie sie in Abbildung 3.26 a) dargestellt ist. Eine Analyse des zugehörigen Kleinsignalersatzschaltbildes in Abbildung 3.26 b) liefert analog zu den Betrachtungen zur Kaskode eine Verstärkung von:

$$\underline{A}_{v1/2} = \frac{U_{a1/2}}{\underline{U}_g} \approx - \frac{g_{m,B1/2}}{g_{m,B1} + g_{m,B2}} \cdot \frac{g_{m,E} \underline{Z}_L \left(1 - j \frac{\omega C_{BC}}{g_{m,E}} \right)}{\left[1 + j \frac{\omega (C_{BE,B1} + C_{BE,B2})}{g_{m,B1} + g_{m,B2}} \right] \left(1 + j \omega C_{BE,E} \underline{Z}_{g,E} \right)} \quad (3.40)$$

Die Phase berechnet sich daraus zu:

$$\begin{aligned} \angle \underline{A}_{v1/2} \approx & \angle \underline{Z}_L - \pi - \angle \left(1 + j \omega C_{BE,E} \underline{Z}_{g,E} \right) \\ & - \arctan \left(\frac{\omega C_{BC}}{g_{m,E}} \right) - \arctan \left[\frac{\omega (C_{BE,B1} + C_{BE,B2})}{g_{m,B1} + g_{m,B2}} \right] \end{aligned} \quad (3.41)$$

Zur Stabilisierung der Steilheit $g_{m,E}$ der Emitterstufe muss einerseits ein konstanter Arbeitspunktstrom $I_{CA,E}$ sowie eine konstante Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CEA,E}$ sichergestellt werden. Zusätzlich folgt aus dem letzten Term in Gleichung (3.41), dass die Summe der Kollektorströme der Basisstufen stets konstant bleiben muss, um die Phasenbeeinflussung durch die Basisstufen zu minimieren.

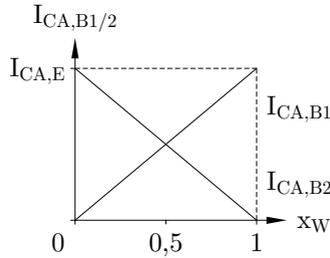


Abbildung 3.27: Schematische Kennlinien der Stromsteuerung.

Schaltung zur Ansteuerung der Gilbert-Zelle

Die konstante Stromsumme $I_{CA,E}$ wird durch eine gegenläufig lineare Stellung der Kollektorströme $I_{CA,B1/2}$ der Basisstufen erreicht, wie es in Abbildung 3.27 mit der normierten Steuergröße x_W vereinfacht dargestellt ist. Aufgrund der nichtlinearen Steuerkennlinien der Basisspannungen $U_{B1/2}$ der Basistransistoren in Hinblick auf den jeweiligen Kollektorstrom, ist eine Stromsteuerung durch direkte Speisung des Basisstroms oder mittels einem Stromspiegel ähnlichen Strukturen vorzuziehen.

Abbildung 3.28 a) zeigt eine Schaltung zur Einstellung der Kollektorströme über die Basisströme der Transistoren. Diese müssen entsprechend der Stromverstärkung der Transistoren mit einem Faktor beaufschlagt werden, um das gewünschte Ergebnis zu erzielen. Es ergeben sich jedoch einige zum Teil nur mit erheblichem Aufwand lösbare Problemstellungen bei diesem Ansatz:

- Aufgrund der sehr hohen Stromverstärkung müssen meist verhältnismäßig kleine Ströme verwendet werden, was einen reduzierten Signal-Rausch-Abstand der Steuersignale zur Folge hat. Weiterhin müssen diese in einer Weise erzeugt werden, sodass sich der prozessbedingt schwankende Parameter der Stromverstärkung rechnerisch in der Gesamtübertragungsfunktion der Steuersignale kürzen lässt.
- Die Arbeitspunkte der Basisspannungen von $T_{B1/2}$ sowie die Kollektor-Emitter-Spannung von T_E sind nicht hinreichend definiert, da die Knoten hochohmig angeschlossen sind. Dies kann einerseits leicht zu Schwankungen der Arbeitspunktspannungen im Verlauf der Steuerkennlinie führen und andererseits einen Arbeitspunkt zur Folge haben, welcher die Funktion der Schaltung beeinträchtigt.

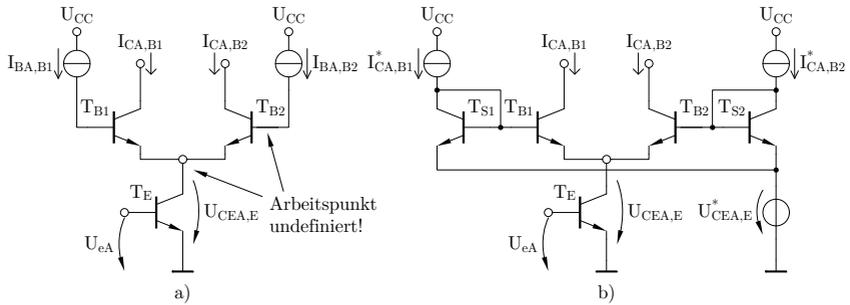


Abbildung 3.28: Schaltungen zur Stromsteuerung a) Basisstromspeisung b) Stromspiegel.

- Der Arbeitspunkt ist durch die Stromquellen und die Emittorstufe überbestimmt. Bei geringsten Abweichungen der Ströme zueinander wird dies im Zusammenhang mit den hochohmigen Knoten zu einem nicht vorhersagbaren Verhalten führen.

Ein Lösungsansatz wäre die Verwendung einer Regelschleife, welche z.B. die Arbeitspunktspannung U_{eA} der Emittorstufe in Abhängigkeit zur Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CEA,E}$ einstellt. Diese sollte jedoch keinen Einfluss auf die Signalübertragung selbst haben dürfen.

Eine geeignetere Schaltung ist in Abbildung 3.28 b) dargestellt. Diese entspricht einer vorverzerrten Stellung der Basisspannungen von $T_{B1/2}$. Die Abbilder $I_{CA,B1/2}^*$ der Kollektorströme von $T_{B1/2}$ werden jeweils durch eine Transistordiode $T_{S1/2}$ geleitet. Deren Emittoren sind zusammen an eine Spannungsquelle $U_{CEA,E}^*$ angeschlossen, um deren Bezugspotential anzuheben. Da beide Ströme der Forderung nach einer konstanten Summe genügen müssen, kann folglich ein Widerstand oder eine weitere Diode zur Bereitstellung der Spannung $U_{CEA,E}^*$ verwendet werden. Sind nun die Größenverhältnisse der Transistoren $T_{S1/2}$ zu $T_{B1/2}$ gleich denen der Ströme $I_{CA,B1/2}^*$ zu $I_{CA,B1/2}$, so bildet sich äquivalent zu einem Stromspiegel eine ebenso in Hinblick auf die Stellung der Verstärkung stabile Arbeitspunktspannung $U_{CEA,E}$ am gemeinsamen Emitterschluss der Basisstufen heraus. Somit sind alle Forderungen, welche der Stabilisierung der Phasenlage dienen, erfüllt.

Aufgrund der Analogie der Kleinsignalersatzschaltbilder von Bipolar- und Feldeffekttransistoren ist das vorgestellte Prinzip auf beide Typen anwendbar. Bei Letzterem ist lediglich die Summe der Steilheiten einer leichten Veränderung unterworfen.

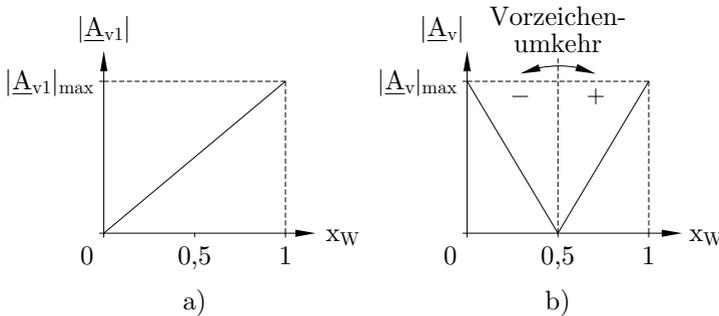


Abbildung 3.29: Schematische Kennlinien der Verstärkung a) ohne Kreuzkopplung und b) mit Kreuzkopplung.

Anhand der in Abbildung 3.26 a) dargestellten Topologie und Gleichung (3.40) ist erkennbar, dass die Schaltung einen einstellbaren Anteil des Signals nicht zum genutzten Ausgang, wie z.B. \underline{U}_{a1} , sondern zu einem weiteren, ungenutzten Ausgang leitet und somit die Verstärkung \underline{A}_{v1} reduziert. Dieser Zusammenhang zwischen der Verstärkung und der normierten Steuergröße x_W wird in Abbildung 3.29 a) schematisch dargestellt. Liegt darüber hinaus eine symmetrische Signalführung vor, so kann eine Kreuzkopplung mit dem gegenphasig angesteuerten Teil der Schaltung durchgeführt werden, sodass sich die gegenphasigen Signalbestandteile auslöschen und somit effektiv die Amplitude reduziert wird. Abbildung 3.29 b) zeigt den Verlauf der Spannungsverstärkung für diesen Fall. Es kann eine Reihe von Vorteilen daraus abgeleitet werden:

- Der einstellbare Bereich enthält stets den Punkt der vollkommenen Auslöschung. Dies verhindert das in Abschnitt 1.3.3 beschriebene Entstehen von nicht einstellbaren Wertebereichen des komplexen Gewichts.
- Die Schaltung beinhaltet die Möglichkeit der Vorzeichenumkehr. Es werden folglich keine passiven oder aktiven Schaltungen zur Einstellung des Vorzeichens benötigt, was den Bedarf an Chipfläche und gegebenenfalls die Stromaufnahme reduziert.
- Unter der Voraussetzung einer konstanten Summe der Kollektorströme ist ebenso eine konstante Summe der Ströme durch die Lasten gegeben. Dies trägt zusätzlich zu einem in Bezug zur Amplitudenstellung stabilisierten Arbeitspunkt bei.

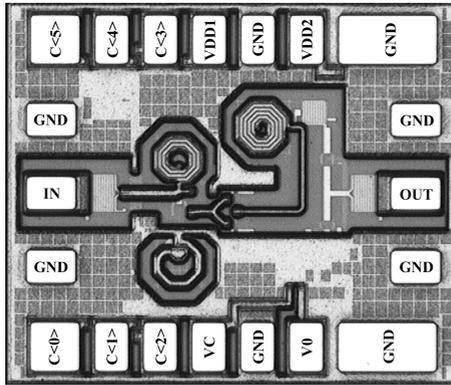


Abbildung 3.31: Chipfoto des steuerbaren C-Band-Verstärkers [May10c].

Der Arbeitspunkt der Sourcestufe wird über einen hochohmigen Widerstand R_1 von dem aus den Transistoren T_{7A} , T_{7B} und T_{6A} bestehenden Netzwerk festgelegt. Der Referenzstrom I_0 erzeugt zusammen mit R_3 , analog zum gleichwertigen Widerstand R_2 , eine Verschiebung des Bezugspotentials des Spiegels $T_{7A/B}$ um in etwa U_{DS1} . Ein ebenso mit I_0 gespeister Pfad versorgt den Transistor T_{6A} , wobei dessen Drainpotential durch T_{7B} bestimmt wird. Setzt man gleiche Ströme in beiden Pfaden voraus, so gleicht dieses Potential dem Spannungsabfall über R_3 . Somit stellt sich das Gatepotential von T_{6A} und damit T_1 so ein, sodass T_1 den Strom I_0 im Arbeitspunkt führen wird. Das Gatepotential von T_{6A} dient zusätzlich der Festlegung des Ruhestroms der Drainstufe, dessen Arbeitspunkt über das Gatepotential von T_{7A} bestimmt wird. Ein Foto des integrierten Schaltkreises ist in Abbildung 3.31 abgebildet.

Auf dem Chip mit den Abmessungen $0,95 \text{ mm} \times 0,80 \text{ mm}$ sind deutlich die Spulen und der Padrahmen als den Platzbedarf bestimmenden Elemente zu erkennen.

Die Schaltung wurde mittels Kontaktnadeln direkt auf dem Chip vermessen. Es wurden zunächst die S-Parameter zwischen 4,5 und 6,5 GHz bestimmt. Innerhalb der daraus abgeleiteten 1-dB-Bandbreite der Verstärkung von 5,2... 5,7 GHz wurden der absolute Phasenfehler sowie der RMS-Fehler ermittelt. Die beiden Kurven sind in Abbildung 3.32 dargestellt. Zur Überprüfung der theoretischen Vorbetrachtungen wurde die Abhängigkeit der Phase von der normierten Spannungsverstärkung in Abbildung 3.33 für Theorie, Simulation und Messung bei 5,5 GHz zusammengefasst. Daraus ist ersichtlich, dass die Simulation ohne parasi-

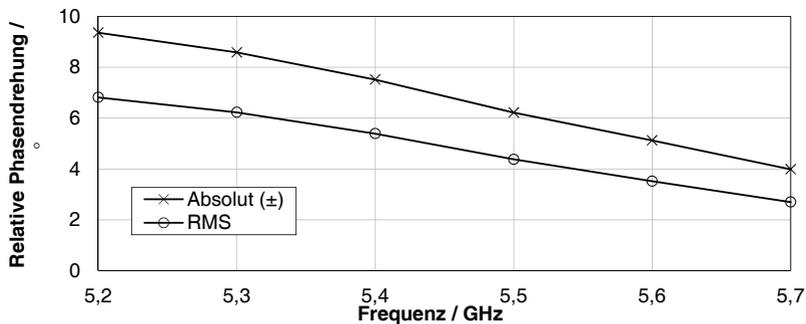


Abbildung 3.32: Gemessene relative Phasendrehung (Absolutwert und RMS) innerhalb der 1 dB-Bandbreite.

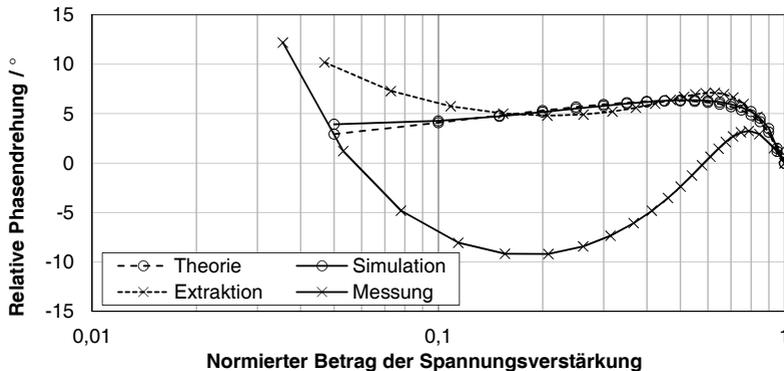


Abbildung 3.33: Abhängigkeit der Phase von der Verstärkung bei 5,5 GHz.

täre Elemente bereits weitestgehend die Theorie bestätigt. Die Ergebnisse der Simulation des extrahierten Layoutmodells sowie der Messung weisen eine Abweichung bei niedrigen Spannungsverstärkungen auf. Diese sind auf die endliche Isolation zurückzuführen, welche insbesondere durch über den Transistor befindliche Verdrahtungsstrukturen beeinflusst wird.

In Abbildung 3.34 sind die simulierten und gemessenen Verläufe der Anpassung an Ein- und Ausgang, sowie der Rauschzahl in Abhängigkeit von der Verstärkung zusammengefasst. Es ist daran erkennbar, dass die Eingangsanpassung weitestgehend unabhängig von der Verstärkung ist und stets unter -10 dB bleibt. Die Ausgangsanpassung wird mit zunehmender Verstärkung schlechter, was auf eine unzureichende Stützung der

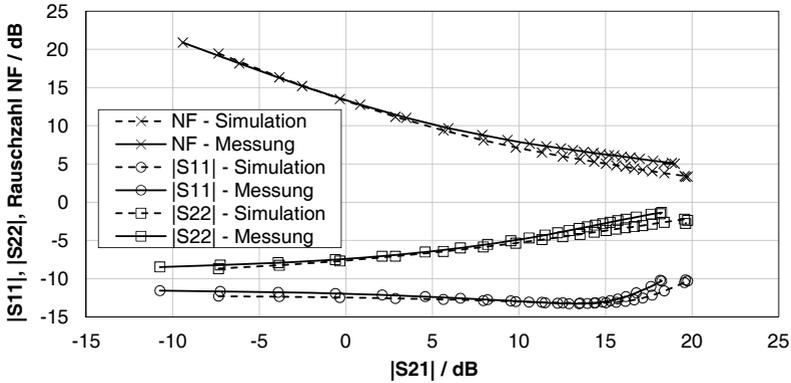


Abbildung 3.34: Abhängigkeit von Anpassung und Rauschzahl von der Verstärkung bei 5,5 GHz.

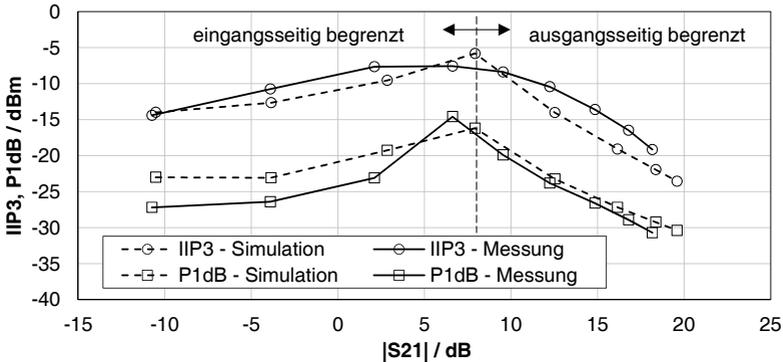


Abbildung 3.35: Abhängigkeit der Großsignaleigenschaften von der Verstärkung bei 5,5 GHz.

Versorgungsspannung auf dem Chip zurückzuführen war. Weiterhin ist aus Abbildung 3.34 ersichtlich, dass die Rauschzahl im direkten Zusammenhang zur Verstärkung steht. Es ist lediglich eine Verringerung des Anstiegs bei hohen Verstärkungen zu beobachten, da die Sourcestufe als Vorverstärker dient.

Aufgrund eines Übergangs der Begrenzung großer Signalamplituden vom Eingang zum Ausgang, besteht eine Abhängigkeit des Kompressionspunktes (P1dB) und der Intermodulation (IIP3) von der Verstärkung. Dies ist in Abbildung 3.35 anschaulich dargestellt.

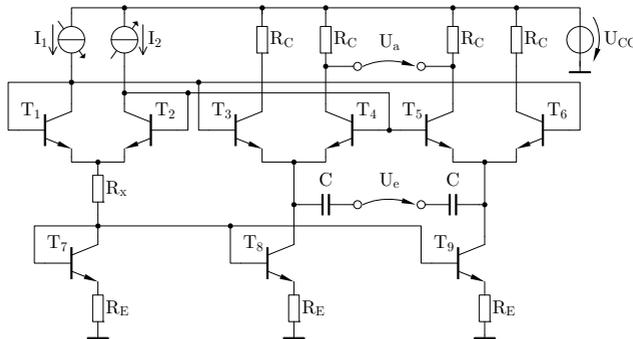


Abbildung 3.36: Schaltplan eines Bipolarverstärkers mit ungenutzter Last [May11d].

3.3.3. Beispiele steuerbarer Verstärker mit Bipolartransistoren

Zur Demonstration der Übertragbarkeit des Konzepts auf andere Technologien, wurden Verstärker mit Bipolartransistoren in der SiGe-Technologie SGB25V von IHP entworfen. In Abschnitt 3.3.1 wurde gezeigt, dass die Basisstufe eine geringe Phasenbeeinflussung aufweist. Zur Vereinfachung der Anpassung an vorgelagerte Stufen und die Aufteilung des begrenzt verfügbaren Versorgungsspannungsbereichs wurden daher nur Basisstufen verwendet. Da Verstärker im Gegensatz zu dem in Abschnitt 3.3.2 vorgestellten Entwurf symmetrisch ausgeführt werden sollten, ergaben sich zwei Implementierungsmöglichkeiten. Einerseits kann ein einstellbarer Anteil des Signals gegen eine ungenutzte Last abgeleitet werden, andererseits besteht die Möglichkeit der Kreuzkopplung der Ausgänge.

Ungenutzte Last

Das Funktionsprinzip gleicht dem des CMOS-Verstärkers aus Abschnitt 3.3.2 und wurde auf Bipolartransistoren in Basisschaltung angewendet. Eine Darstellung des Schaltplans findet sich in Abbildung 3.36. Das symmetrische Eingangssignal U_e wird über Koppelkondensatoren an die gemeinsamen Emitteranschlüsse zweier Paare von Basisstufen $T_{3/4}$ und $T_{5/6}$ angelegt. Jedes der Paare dient der steuerbaren Auftrennung des Signals in zwei gewichtete Bestandteile, wobei einer davon gegen eine nicht zur Signalübertragung genutzte Last R_C abgeleitet wird. Dies betrifft die Basisstufen T_3 und T_6 . Der Anteil des Signals, welcher an den Lasten R_C der Transistoren T_4 und T_5 abfällt, bildet die Ausgangsspannung U_a . Die Basispotentiale der Basisstufen werden über die Referenztransistoren T_1 und

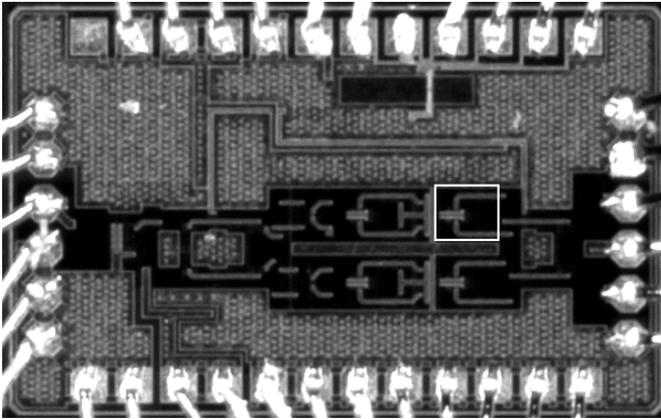


Abbildung 3.37: Chipfoto des steuerbaren Bipolarverstärkers [May11d].

T_2 vorgegeben. Deren Arbeitspunktströme I_1 und I_2 sind steuerbar und weisen eine konstante Summe I_0 auf, welche sich unter Vernachlässigung der geringen Basisströme am gemeinsamen Emitter der beiden Transistoren bildet. Das Potential der Emitter wird durch eine Serienschaltung von Widerständen und des Transistors T_7 angehoben. Letzterer bildet zusammen mit R_E eine Referenz für die Stromquellen T_8 und T_9 der Basisstufen. Die Widerstände dienen dabei als Stromgegenkopplung und erhöhen somit den Ausgangswiderstand und die Genauigkeit des Stromspiegels. Durch den Widerstand R_x wird der verfügbare Spannungsbereich zwischen Ein- und Ausgang für eine optimale Aussteuerbarkeit der Basisstufen aufgeteilt.

Die Schaltung wurde als Bestandteil eines Vektor-Modulators entworfen. Die Abmessungen betragen $0,16 \text{ mm} \times 0,18 \text{ mm}$ und sind somit deutlich kleiner als die des CMOS-Verstärkers, da keine Spulen verwendet wurden. Dieser Gewinn an Chipfläche kann bei den beiden vergleichbaren Technologien unter Umständen den Nachteil einer geringeren Bandbreite beziehungsweise Verstärkung mit sich bringen. Der in Abbildung 3.37 hervorgehobene Bereich markiert den Verstärker im Foto des hergestellten Vektor-Modulators. Der gesamte Schaltkreis beinhaltet neben dem Signalpfad weitere Schaltungen, wie eine Stromreferenz, Digital-Analog-Wandler und eine digitale Schnittstelle, welche unter anderem zur Einstellung der Verstärkung des Verstärkers genutzt wurde. Die Messung erfolgte an einem mittels Bondverbindungen auf einer Leiterplatte kontaktierten Schaltkreis.

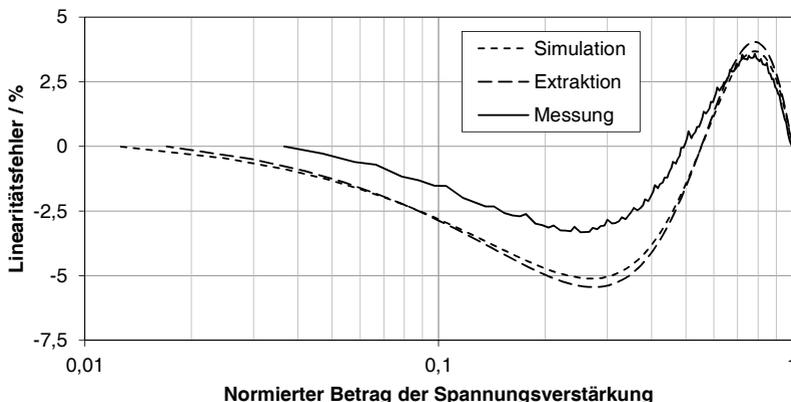


Abbildung 3.38: Linearitätsfehler der Verstärkungssteuerung des Bipolarverstärkers mit ungenutzter Last bei 5,5 GHz.

Aufgrund der linearen Beziehung zwischen der Steilheit g_m und dem Arbeitspunktstrom eines Bipolartransistors ist bei der verwendeten Methode zur Einstellung der Verstärkung eine ebenso hohe Linearität der Steuerkennlinie zu erwarten. Der verbleibende Linearitätsfehler wurde durch Simulation des Schaltplans und des extrahierten Layouts sowie einer Messung bei 5,5 GHz ermittelt. Abbildung 3.38 zeigt die Verläufe zum Vergleich in einem Diagramm in Abhängigkeit der normierten Spannungsverstärkung. Neben der guten Überdeckung der Kurven im Bereich hoher Verstärkungen zeigt sich eine Abweichung insbesondere beim Wert der geringsten Verstärkung, welche auf eine endliche Isolation zwischen Emittter und Kollektor der für den Signalpfad genutzten Basisstufen hindeutet. Der bei 5,5 GHz gemessene RMS-Linearitätsfehler beträgt 0,2 dB.

Abbildung 3.39 stellt die simulierten und gemessenen Kurven der relativen Phasendrehung in Abhängigkeit der normierten Spannungsverstärkung bei einer Signalfrequenz von 5,5 GHz dar. Analog zum CMOS-Verstärker führt die bereits in der Betrachtung zur Steuerlinearität festgestellte endliche Isolation zu einer mit sinkender Verstärkung anwachsenden Phasendrehung. Dieser Effekt tritt insbesondere bei den Messwerten aufgrund zusätzlicher parasitärer Elemente hervor. Es bestätigt sich gleichfalls die durch das verwendete Prinzip über weite Bereiche der Verstärkungsstellung geringe Phasendrehung. Der bei 5,5 GHz gemessene mittlere quadratische Fehler der Phasendrehung beträgt lediglich 2,5°.

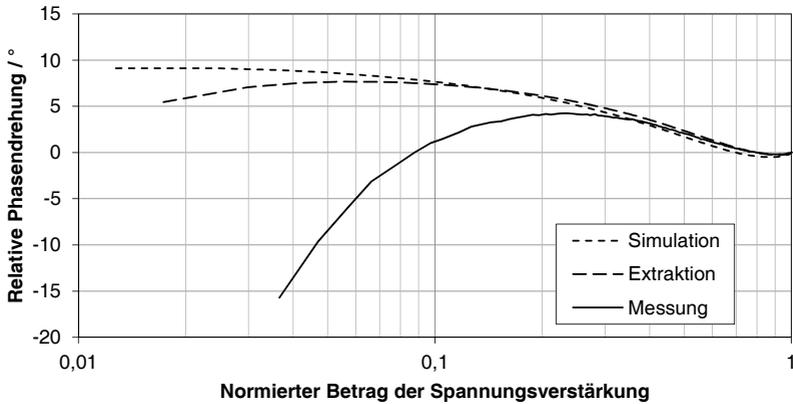


Abbildung 3.39: Abhängigkeit der Phase von der Verstärkung des Bipolarverstärkers mit ungenutzter Last bei 5,5 GHz.

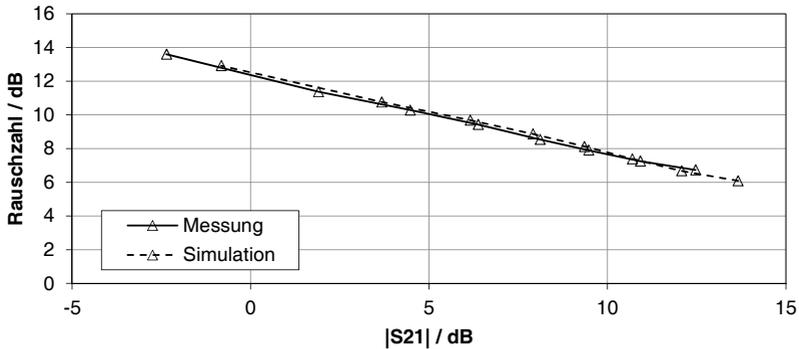


Abbildung 3.40: Rauschzahl des auf Leiterplatte gemessenen Schaltkreises [May11d] bei 5,5 GHz.

Da der steuerbare Verstärker in einem Systemschaltkreis eingebettet gemessen wurde, sind mehrere Größen weitestgehend unabhängig von der Verstärkung. Dazu zählen die Ein- und Ausgangsanpassung, sowie die Großsignaleigenschaften. Eine ausführliche Diskussion dieser Größen befindet sich in [May11d]. Der Verlauf der Rauschzahl ist in Abbildung 3.40 abgebildet.

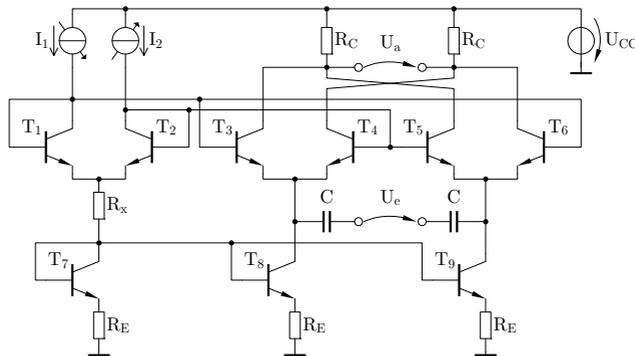


Abbildung 3.41: Schaltplan eines steuerbaren Bipolarverstärkers mit Kreuzkopplung [May11b].

Auslöschung durch Kreuzkopplung

Die im vorangegangenen Abschnitt beschriebene Schaltung lässt sich durch eine kleine Änderung wesentlich verbessern. Durch eine Verbindung des zuvor ungenutzten Signalpfades der Gegenphase auf den genutzten, wird neben der steuerbaren Reduktion des genutzten Signalanteils eine zusätzliche teilweise Auslöschung durch den entsprechenden Anteil der Gegenphase erzielt. Der Schaltplan ist in Abbildung 3.41 dargestellt. Die Kreuzkopplung sorgt für stabile Arbeitspunkte an den Ausgängen der Basisstufen und somit für eine geringere Phasendrehung.

Der Verstärker wurde ebenso als Teilschaltung eines komplexen Empfängerschaltkreises entworfen. Aufgrund der weitestgehend identischen Struktur besitzt der Entwurf die gleichen Abmessungen. Die Messung erfolgte gleichermaßen über eine Leiterplatte, auf der der Schaltkreis gebondet wurde.

Eine Übersicht der bei 5,5 GHz simulierten und gemessenen Kennlinien des Linearitätsfehlers der Verstärkungssteuerung bietet Abbildung 3.42. Es zeigt sich zum Einen, dass eine ähnlich dem Verstärker mit ungenutzter Last gute Linearität erzielt werden kann. Zum Anderen ist anhand der allseits guten Überdeckung der Kurven gut erkennbar, dass der Einfluss parasitärer Elemente vernachlässigbar gering ist. Es liegt zwar aufgrund gleicher Transistoren und nahezu identischer Verdrahtungsstrukturen der in etwa gleiche Betrag der Isolation vor, jedoch steht dem jeweils schwachen übersprechenden Signal die mit deutlich größerer Amplitude vorliegende Gegenphase gegenüber. Der bei 5,5 GHz gemessene mittlere quadratische Linearitätsfehler der Verstärkungssteuerung beträgt 0,16 dB.

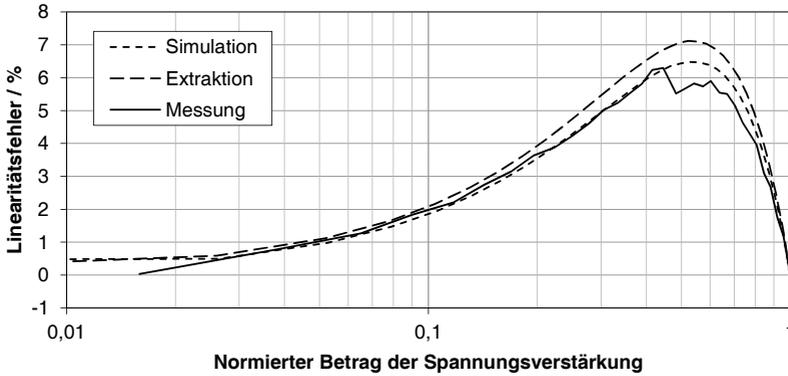


Abbildung 3.42: Linearitätsfehler der Verstärkungssteuerung des Bipolarverstärkers mit Kreuzkopplung bei 5,5 GHz.

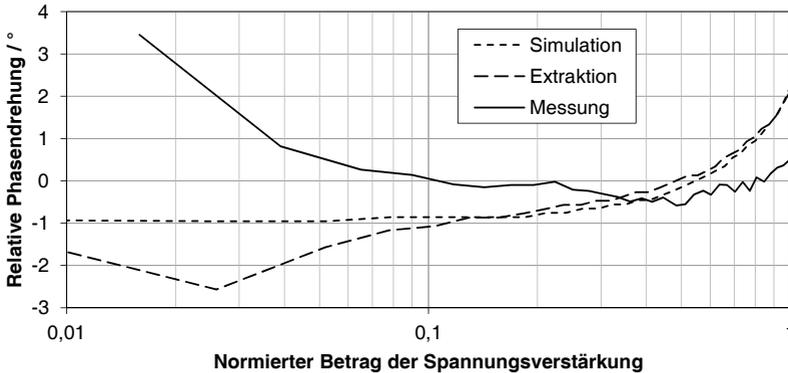


Abbildung 3.43: Abhängigkeit der Phase von der Verstärkung des Bipolarverstärkers mit Kreuzkopplung bei 5,5 GHz.

Die Phase wies im Vergleich zu den vorangegangenen Entwürfen eine deutlich geringere Abhängigkeit von der Verstärkungsstellung auf. Abbildung 3.43 stellt diese für eine Frequenz von 5,5 GHz dar. Der mittlere quadratische Fehler der Phase liegt bei nur $0,68^\circ$. Die über eine große Frequenzbandbreite geringen Phasen- und Linearitätsfehler des vorgestellten Konzepts werden in Abbildung 3.44 dargestellt.

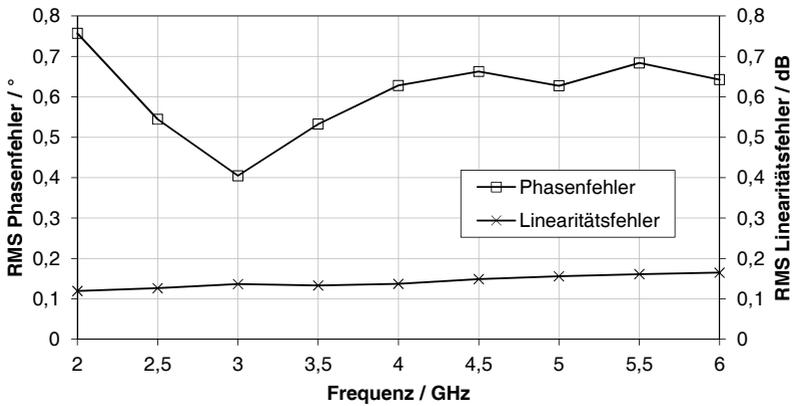


Abbildung 3.44: Gemessener RMS Phasen- und Linearitätsfehler des Bipolarverstärkers mit Kreuzkopplung.

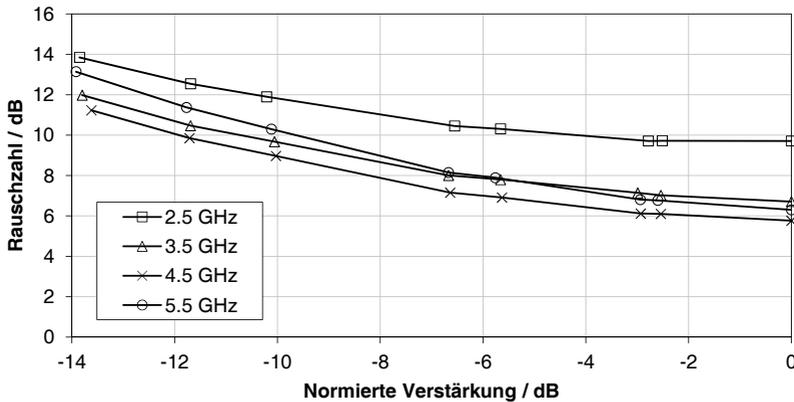


Abbildung 3.45: Gemessene Rauschzahl des Schaltkreises [May11b].

Analog zum zuvor beschriebenen Schaltkreis ist der steuerbare Verstärker ein Element eines Systemschaltkreises, welcher auf Leiterplatte gemessen wurde. Die Anpassung und die Großsignaleigenschaften werden aus diesem Grund von den restlichen Bauelementen im System bestimmt. Der Einfluss der Verstärkungsstellung auf die Rauschzahl des Schaltkreises ist in Abbildung 3.45 für mehrere Frequenzen abgebildet.

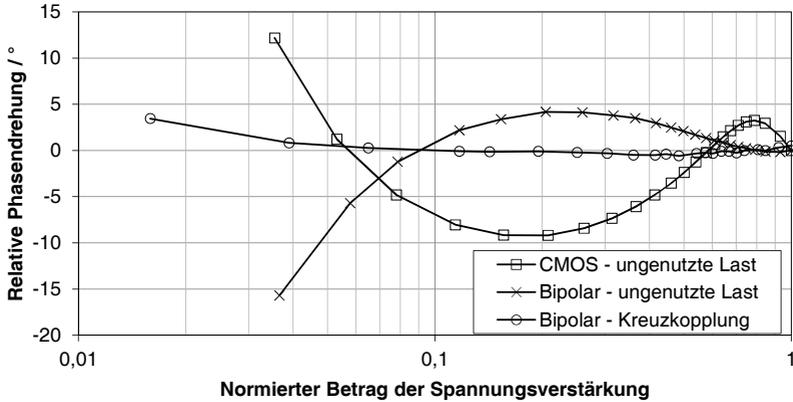


Abbildung 3.46: Vergleich der gemessenen Abhängigkeit der Phase von der Verstärkung zwischen den Beispielen bei 5,5 GHz.

3.3.4. Beurteilung

Zur abschließenden Beurteilung der möglichen Realisierungsformen des in Abschnitt 3.3.1 dargelegten Ansatzes zur Reduzierung der Phasenbeeinflussung durch steuerbare Verstärker sind die entsprechenden Verläufe der Messdaten in Abbildung 3.46 in einem Diagramm abgebildet. Es zeigt sich, dass unabhängig von der Technologie die absoluten Phasenfehler der Verstärker mit ungenutzter Last eine gleiche Größenordnung aufweisen. In beiden Fällen werden diese durch die endliche Isolation der Transistoren bedingt, was den erzielbaren Bereich der Verstärkungsstellung gleichermaßen auf ca. 29 dB einschränkt.

Die verbesserte Topologie mit Kreuzkopplung erreicht in einem Steuerbereich der Verstärkung von bis zu 36 dB eine deutlich höhere Stabilität der Phase. Weiterhin ermöglichte sie eine besonders lineare Stellung der Verstärkung. Aus diesen Gründen ist dieser Ansatz stets zu bevorzugen. Der deutliche Gewinn an Genauigkeit spricht darüber hinaus für eine im Falle einer unipolaren Signalführung notwendige Umwandlung in ein symmetrisches Signal.

Die Ergebnisse bestätigen, dass der verwendete analytische Ansatz zu einer deutlichen Reduzierung der Phasenbeeinflussung aktiver Amplitudenstellglieder beitragen kann.

4. Entwicklung verbesserter Phasenstellglieder

In der in Abschnitt 2.2.2 durchgeführten Systematisierung der Phasenschieber wurde die Verwendbarkeit von leitungsbasierten Phasenschiebern und Reflexionsphasenschiebern für den Frequenzbereich des S- und C-Bandes hervorgehoben. In den sich anschließenden Abschnitten werden Vorbetrachtungen und eine wesentliche Weiterentwicklung zu diesen Strukturen vorgestellt.

4.1. Vorbetrachtungen

Die Amplitudenbeeinflussung der leitungsbasierten Phasenschieber und Reflexionsphasenschieber kann einerseits durch eine geeignete Wahl der Dimensionierung, andererseits durch ein Ersetzen der verlustbehafteten Varaktoren reduziert werden.

4.1.1. Leitungsbasierte Phasenschieber

Leitungsbasierte Phasenschieber bestehen aus verteilten Tief- oder Hochpassgliedern, welche mittels veränderbarer Blindschaltenelemente, wie beispielsweise Varaktoren, eine variable Phasendrehung des Signals ermöglichen. Neben den zusätzlichen Korrelationseinflüssen, welche sich durch die endliche Güte der Varaktoren ergeben, weist bereits der Betrag der Übertragungsfunktion eines solchen Phasenschiebers eine Abhängigkeit zur Phasenstellung auf. Dieser Sachverhalt liegt darin begründet, dass die Phasenstellung durch Beeinflussung der Eckfrequenzen der Tief- bzw. Hochpasselemente bewerkstelligt wird, sodass diese schließlich in den Bereich der Arbeitsfrequenz verschoben werden und somit eine Amplitudenbeeinflussung auftritt.

In den Arbeiten [Ell03, Wag07, Wag08] wurde gezeigt, dass ein Bereich des Parameter der charakteristischen Länge $\varphi_{21,0}$ von 60° bis 70° existiert, für die die Übertragungsfunktion eine geringe Variation der Amplitude aufweist. Somit konnten leitungsbasierte Phasenschieber mit einer sehr geringen Amplitudenbeeinflussung demonstriert werden.

Es verbleiben jedoch die Problemstellungen der nicht idealen Varaktoren sowie des großen Platzbedarfs dieser Phasenschieber.

4.1.2. Reflexionsphasenschieber

Das Funktionsprinzip eines Reflexionsphasenschiebers beruht auf der Reflexion des Signals an einem Blindwiderstand, wobei der reflektierte Anteil durch einen geeigneten Koppler vom eingehenden Signal getrennt wird. Entgegen den zuvor beschriebenen leitungsbasierten Phasenschiebern, besitzt die Übertragungsfunktion keine Abhängigkeit zwischen Betrag und Phase, denn es handelt sich um die Funktion eines Allpassfilters:

$$S_{21} = A \cdot \frac{1 + j\omega\tau}{1 - j\omega\tau}$$

Die Problemstellung ergibt sich daraus, dass es keine idealen steuerbaren Blindwiderstände gibt. Die Güte der einzig verfügbaren passiven Varaktoren ist endlich, sodass ein Teil des eingehenden Signals in diesem Realteil abgeleitet wird und somit nicht phasenverschoben reflektiert werden kann. Dies führt zu einer Abschwächung des Signals, welche vom Imaginärteil der Varaktorimpedanz und damit von der eingestellten Phase abhängt.

In [Rich10, Zar07] wurde ein Ansatz zur Verringerung der Amplitudenbeeinflussung verfolgt, in dem die verlustbehafteten Varaktoren durch aktive Spulen ersetzt wurden. Darin zeigt sich, dass der Realteil der wirkenden Impedanz der aktiven Spule und damit die resultierende Amplitudenbeeinflussung vernachlässigbar klein sein kann.

Die in [Rich10] durchgeführte Machbarkeitsstudie wies dagegen folgende Nachteile des Ansatzes auf, welche insbesondere in Frequenzbereichen nahe der maximalen Transitfrequenz der Transistoren auftraten:

- **Stabilität** - Die zur Nachbildung des Klemmenverhaltens einer Spule verwendeten Gyratoren können instabile Zustände erreichen. Es ist eine besondere Untersuchung der Stabilität der Schaltung in allen Arbeitspunkten durchzuführen.
- **Güte** - Aufgrund der nicht idealen Eigenschaften der Transistoren hängt die Güte ebenso vom Arbeitspunkt und somit der einzustellenden Phase ab. Durch zusätzliche Strukturen [Rich10] kann dies kompensiert werden, was jedoch den Stromverbrauch der Schaltung weiter erhöht.
- **Rauschen** - Aktive Spulen haben eine besonders hohe Rauschzahl. Es ist daher ein geeigneter Vorverstärker zu verwenden, welcher einen hinreichenden Signal-Rausch-Abstand sicherstellt.

- **Großsignallinearität** - Die für die Gyratoren und Kompensationsverstärker notwendigen Transkonduktanzverstärker besitzen eine eingeschränkte Großsignallinearität. Diese kann durch Gegenkopplung oder andere Linearisierungstechniken [Rich10] erweitert werden.
- **Unipolar** - Die untersuchten Schaltungen sind nur für unipolare Signale geeignet. Für symmetrische Signale steigt aus diesem Grund die ohnehin hohe Komplexität und der hohe Strombedarf weiter an.

Ein Großteil der Probleme lässt sich durch geeignete Kompensationstechniken und -schaltungen beheben. Daraus ergibt sich jedoch eine deutlich höhere Stromaufnahme, was die Einsatzmöglichkeiten stark einschränkt. Es ist daher nach einer weiteren Lösung zu suchen, die verlustbehafteten Varaktoren zu ersetzen.

4.2. Reflexionsphasenschieber mit Zirkulator

In diesem Abschnitt wird der Einsatz von Zirkulatoren für Reflexionsphasenschieber erläutert und eine Technik zur Verringerung der Amplitudenbeeinflussung vorgestellt. Abschließend werden Messergebnisse eines Zirkulator-Phasenschiebers präsentiert.

4.2.1. Aufbau eines Zirkulator-Phasenschiebers

Zirkulatoren leiten Signale in einer Richtung von einem Tor zum nächsten und bieten eine hohe rückwärts gerichtete Isolation. Aufgrund dieser Eigenschaften werden Zirkulatoren bereits in vielen Systemen zur Trennung des Sende- und Empfangspfades eingesetzt. Ebenso kann die Funktion des Kopplers in einem Reflexionsphasenschieber durch einen Zirkulator nachgebildet werden.

Abbildung 4.1 stellt ein stark vereinfachtes Prinzipschaltbild des Zirkulator-Phasenschiebers dar. Das Quellsignal wird an das zweite Tor weitergeleitet und dort an einer Abschlussimpedanz Z_x phasenverschoben reflektiert. Das reflektierte Signal tritt im zweiten Tor wieder ein und wird schließlich zur Last am dritten Tor geleitet. Anhand des Schaltbildes können folgende Knotengleichungen gebildet werden:

$$\begin{aligned} g_{m1} (U_3 - U_2) &= \frac{1}{Z_0} (U_1 - U_g) \\ g_{m2} (U_1 - U_3) &= \frac{1}{Z_x} U_2 \\ g_{m3} (U_2 - U_1) &= \frac{1}{Z_0} U_3 \end{aligned} \quad (4.1)$$

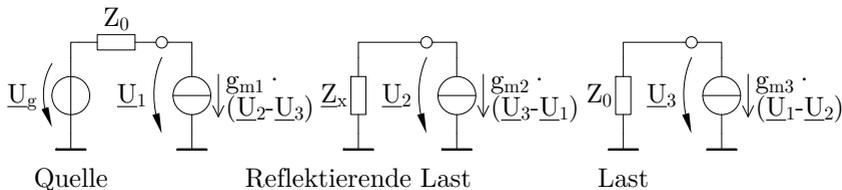


Abbildung 4.1: Prinzipschaltbild eines Zirkulator-Phasenschiebers.

Durch Elimination der Spannungen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 ergibt sich die Übertragungsfunktion:

$$\frac{\underline{U}_3}{\underline{U}_g} = g_{m3}Z_0 \cdot \frac{g_{m2}\underline{Z}_x - 1}{g_{m2}\underline{Z}_x (g_{m1}Z_0 + g_{m3}Z_0) + 1 + g_{m1}g_{m3}Z_0^2} \quad (4.2)$$

Um eine reflexionsfreie Übernahme des Quellsignals am ersten Tor, sowie des phasenverschobenen Signals in die Last sicherzustellen, muss gelten:

$$g_{m1} = g_{m3} = \frac{1}{Z_0} \quad (4.3)$$

Mit dieser Nebenbedingung reduziert sich die Übertragungsfunktion zu:

$$\frac{\underline{U}_3}{\underline{U}_g} = \frac{1}{2} \cdot \underline{S}_{21} = \frac{1}{2} \cdot \frac{g_{m2}\underline{Z}_x - 1}{g_{m2}\underline{Z}_x + 1} \quad (4.4)$$

Unter der Voraussetzung einer rein imaginären Impedanz \underline{Z}_x beschreibt Gleichung (4.4) ein Allpassfilter und es gilt für \underline{S}_{21} :

$$|\underline{S}_{21}| = 1 \quad (4.5)$$

Analog zu den in Abschnitt 4.1.2 beschriebenen Reflexionsphasenschiebern ist auch die Verstärkung des Zirkulator-Phasenschiebers konstant. Für einen platzsparenden Aufbau und zur Erzielung einer hohen Güte ist die Verwendung eines Kondensators für \underline{Z}_x einer Spule vorzuziehen. Es berechnet sich die Phase von \underline{S}_{21} zu:

$$\arg(\underline{S}_{21}) = \varphi_{21} = -2 \arctan\left(\frac{\omega C_x}{g_{m2}}\right) \quad (4.6)$$

Es stellt sich erneut das Problem, dass ein steuerbarer Kondensator C_x nur durch einen Varaktor, bzw. durch eine Austausch mit einer aktiven Spule mit den jeweiligen Nachteilen implementiert werden kann.

4.2.2. Beschreibung des Ansatzes

Gleichung (4.6) zeigt, dass die Phase neben C_x durch die Steilheit g_{m2} bestimmt wird. Da steuerbare Transkonduktanzverstärker technisch leicht umsetzbar sind, ergibt sich eine weitere, bislang ungenutzte Möglichkeit der Phasenstellung. Diese zeichnet sich durch eine prinzipbedingt vernachlässigbare Beeinflussung der Amplitude aus. Im Folgenden wird die Funktion der relativen Phasendrehung hergeleitet.

Aufgrund der Form des Arkustangens ist es zweckmäßig, die Transkonduktanz ausgehend von einem Maximalwert $g_{m2,0}$ bis 0 zu stellen. Damit ergibt sich folgende Beziehung für die relative Phasendrehung $\Delta\varphi_{21}$, wobei x_φ eine normierte Steuergröße für g_{m2} ist:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{21}(x_\varphi) &= 2 \arctan\left(\frac{\omega C_x}{g_{m2,0}(1-x_\varphi)}\right) - 2 \arctan\left(\frac{\omega C_x}{g_{m2,0}}\right) \\ &= 2 \arctan\left(\frac{x_\varphi}{\frac{g_{m2,0}(1-x_\varphi)}{\omega C_x} + \frac{\omega C_x}{g_{m2,0}}}\right) \end{aligned} \quad (4.7)$$

Neben der Steuergröße x_φ ist der Parameter des Verhältnisses zwischen $g_{m2,0}$ und C_x in Gleichung (4.7) enthalten. Beide Größen beeinflussen die Lage des Arkustangens in Bezug auf die Frequenzachse.

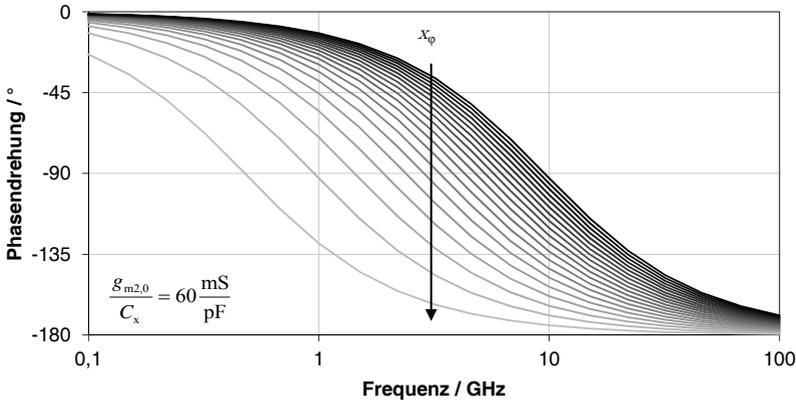


Abbildung 4.2: Modellierter Phasendrehung eines Zirkulator-Phasenschiebers mit einstellbarer Steilheit $g_{m2}(x_\varphi)$.

Beim Durchfahren des Parameterbereichs von x_φ entsteht eine Kurvenschar von Arkustangensfunktionen, welche jeweils zueinander auf der Frequenzachse verschoben sind. Dies ist in Abbildung 4.2 exemplarisch für linear gestufte Werte von x_φ dargestellt, wobei der Wert $x_\varphi = 1$ eine von der Frequenz unabhängige Phasendrehung von 180° erzeugt. Durch eine geeignete Wahl des Verhältnisses zwischen $g_{m2,0}$ und C_x kann diese Kurvenschar verschoben werden. Wie aus Abbildung 4.2 ersichtlich ist, nimmt die Steuerlinearität mit steigender Frequenz zu, wenngleich der maximale Stellbereich zunehmend eingeschränkt wird. Im Gegensatz dazu verschlechtert sich die Steuerlinearität und vergrößert sich der Stellbereich bei geringeren Frequenzen. Es ist daher ein Kompromiss aus maximalem Stellbereich und der Steuerlinearität zu finden.

In den im nächsten Abschnitt vorgestellten Entwürfen wurde $g_{m2,0}$ den Steilheiten der zwei weiteren Transkonduktanzverstärker im Zirkulator gleichgesetzt, um gleiche Strukturen wiederverwenden zu können. Eine Analyse des Kleinsignalverhaltens des Zirkulators ergibt, dass die Kondensatoren C_{BC} und C_{BE} der Transistoren als kapazitive Last an jeder Stufe wirken und sich somit zu C_x addieren. In beiden Entwürfen reichte diese Kapazität bereits für den Frequenzbereich des S- und C-Bands aus, sodass kein weiterer Kondensator verwendet wurde. Die aus Gleichung (4.7) resultierenden Kurven sind für das daraus resultierende Verhältnis zwischen $g_{m2,0}$ und C_x in Abbildung 4.3 dargestellt.

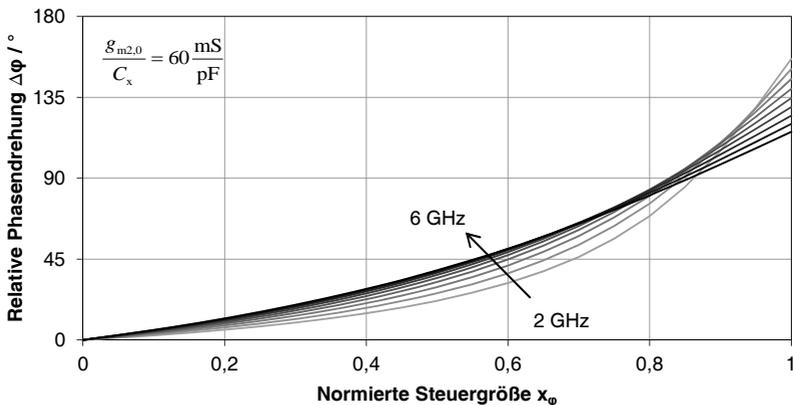


Abbildung 4.3: Modellierte relative Phasendrehung eines Zirkulator-Phasenschiebers mit einstellbarer Steilheit $g_{m2}(x_\varphi)$.

4.2.3. Beispiele für Zirkulator-Phasenschieber

Die im vorangegangenen Abschnitt dargelegten Erkenntnisse wurden anhand zweier integrierter Schaltkreise messtechnisch überprüft. Beim Entwurf der Schaltkreise wurde zunächst der erreichbare Phasenstellbereich abgeschätzt. Aus den Kurven in Abbildung 4.2 kann abgeleitet werden, dass der maximal verfügbare Stellbereich eines einzelnen Zirkulator-Phasenschiebers maximal 180° betragen kann und für höhere Frequenzen darunter liegt. Eine Vergrößerung des Stellbereichs unter Ausnutzung einer Resonanz mit einer Spule, wie sie in [Ell02, Ell01b] demonstriert wurde, ist hierbei nicht anwendbar, da der Wert des Kondensators C_x nicht geändert wird. Aus diesen Gründen muss der Phasenstellbereich durch eine Serienschaltung mehrerer Phasenschieber vervielfacht werden. Zudem besteht für symmetrische Signale die Möglichkeit der Phasenumkehr, was einer weiteren Verdopplung des Stellbereichs gleichkommt.

Entwurf des Zirkulators

Es existieren verschiedene Ansätze, um das in Abbildung 4.1 dargestellte Verhalten nachzubilden. Erste Untersuchungen dazu lieferte [Tan65] für unipolare Strukturen mit drei Transistoren, wie sie später z.B. in [Zheng08] Verwendung fand, wobei eine Steuerung der Steilheit einer der Transistoren schwer realisierbar wäre. Weitere Arbeiten [Shin08, Wu10, Zheng09] beschreiben Strukturen, welche nur bestimmte benötigte Eigenschaften eines Zirkulators besitzen. Diese als Quasi-Zirkulatoren bezeichneten Schaltungen sind gleichfalls nicht gezielt steuerbar. Des Weiteren besteht die Möglichkeit, die Transkonduktanzverstärker durch Operationsverstärkergrundschaltungen zu ersetzen [Chen10, Tie10]. Dies würde Operationsverstärker mit einer herausragenden Bandbreite erfordern, wegen sich Transkonduktanzverstärker leichter implementieren lassen.

Eine einfache Form des Transkonduktanzverstärkers ist das Differenzpaar. Darüber hinaus enthält es die analoge Rechenfunktion der Differenz der Eingangsspannungen, wie sie für einen Zirkulator entsprechend Abbildung 4.1 benötigt wird. In dieser einfachen Struktur würde jedoch die Hälfte der Signalamplitude in jedem der Transkonduktanzverstärker am jeweils ungenutzten Anschluss des symmetrischen Ausgangs verloren gehen. Aus diesem Grund wurde für diesen Entwurf eine vollständig symmetrische Struktur verwendet, wobei die Spannungsdifferenzen mittels doppelter Eingänge an den Transkonduktanzverstärkern gebildet werden können. Abbildung 4.4 stellt die Verschaltung der Transkonduktanzverstärker zusammen mit dem Kondensator C_x dar.

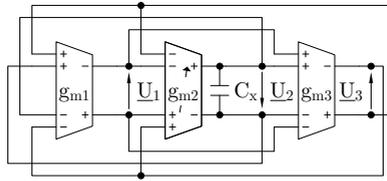


Abbildung 4.4: Schaltbild des symmetrischen Zirkulator-Phasenschiebers.

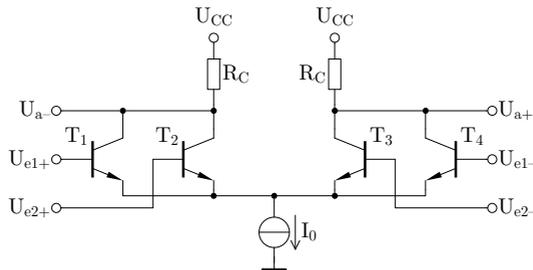


Abbildung 4.5: Vereinfachtes Schaltbild der Transkonduktanzverstärker.

In Abbildung 4.5 ist das Schaltbild der Transkonduktanzverstärker g_{m1} und g_{m3} dargestellt. Der Referenzstrom I_0 wird mittels eines Stromspiegels mit Feldeffekttransistoren bereitgestellt und ist auf die in Gleichung (4.3) definierte Bedingung ausgelegt. Der steuerbare Verstärker wird durch ein zweites identisches Differenzpaar ergänzt, welches an den Eingängen parallel und am Ausgang gekoppelt zu dem bereits abgebildeten Differenzpaar geschaltet wird. Die ausgangsseitige Kreuzkopplung bewirkt eine Auslöschung des Signalstroms und somit eine Steuerung der effektiv wirksamen Steilheit. Jeder der zwei Differenzverstärker erhält eine eigene steuerbare Fußstromquelle. Um einen definierten Arbeitspunkt am Ausgang sicherzustellen, werden beide Stromquellen gegenläufig gesteuert, wobei die Summe beider Ströme konstant I_0 ist.

Entwurf in IBM 7WL

Zur Überprüfung des Konzepts wurde zunächst ein einzelner Zirkulator-Phasenschieber in der $0,18 \mu\text{m}$ Technologie 7WL von IBM untersucht. Abbildung 4.6 zeigt ein Chipfoto des Schaltkreises mit den Abmessungen $0,73 \text{ mm} \times 0,65 \text{ mm}$. Der Schaltkreis wird mit einer Referenzstromquelle ergänzt. Der Zirkulator-Kern ist mit nur $0,023 \text{ mm}^2$ Fläche im Zentrum des Schaltkreises zu erkennen.

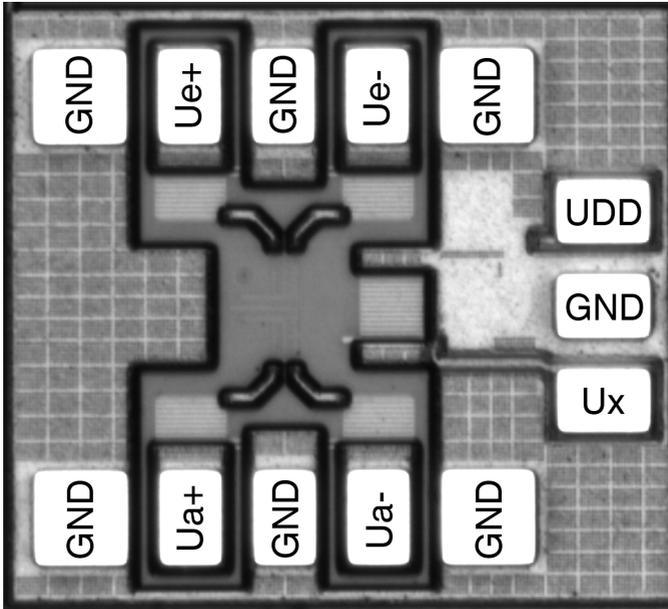


Abbildung 4.6: Chipfoto des Phasenschiebers in IBM 7WL [May09a].

Ergebnisse

Der Schaltkreis wurde zwischen 2,5 GHz und 6 GHz über den gesamten Phasenstellbereich gemessen. Aus den Simulations- und Messdaten wurden die in Abbildung 4.7 dargestellten Verläufe der relativen Phasendrehung gewonnen. Daraus ist erkennbar, dass die benötigte Mindestphasendrehung von 90° stets erreicht wird. Aufgrund der Eigenschaften des Arkustangens ist für kleine Werte der Steuergröße x_φ eine hohe Linearität der Steuerkennlinien zu verzeichnen. Die Steuerlinearität und der Stellbereich weisen eine sehr gute Überdeckung zwischen Simulation und Messung auf. Lediglich die im Vergleich zur Simulation erkennbare Abweichung im Anstieg der gemessenen Kurven wird durch eine Verschiebung des Arbeitspunktes der Transkonduktanzverstärker bedingt. Dies führte auch zu einer geringen Erhöhung der Amplitudenfehler, wie es aus Abbildung 4.8 zu erkennen ist. Dennoch zeigt sich an dieser Darstellung bereits der erfolgreiche Funktionsnachweis des neuartigen Steuerkonzepts für Zirkulator-Phasenschieber. Die Amplitude wird nur gering durch die Phasenstellung beeinflusst.

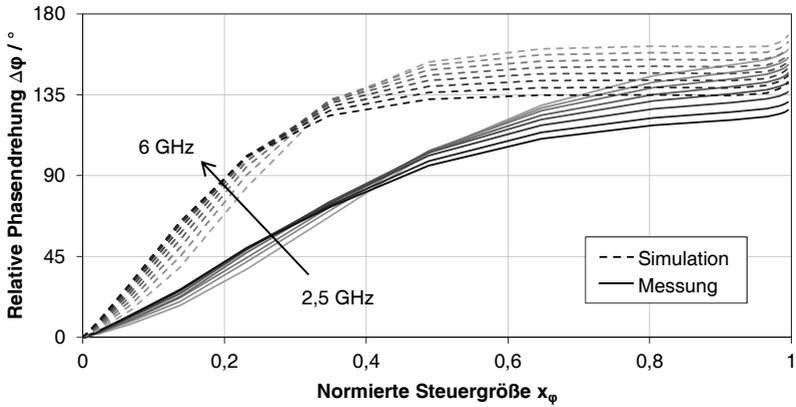


Abbildung 4.7: Relative Phasendrehung des Zirkulator-Phasenschiebers in IBM 7WL.

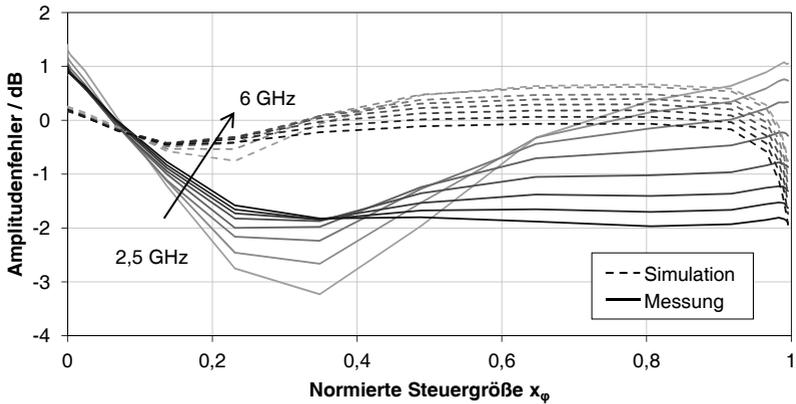


Abbildung 4.8: Amplitudenfehler des Zirkulator-Phasenschiebers in IBM 7WL.

Wie in [May09a] ausführlich dargestellt wurde, sind die Großsignalparameter und die Rauschzahl weitestgehend unabhängig von der eingestellten Phasendrehung.

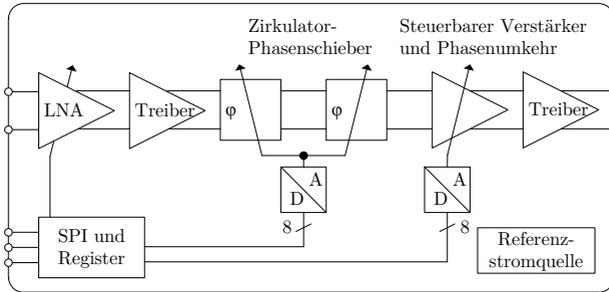


Abbildung 4.9: Blockschaltbild des kompletten Phasenschiebers mit steuerbarer Verstärkung in IHP SGB25V.

Entwurf in IHP SGB25V

Nach den guten Ergebnissen des einzelnen Zirkulators wurde das Konzept auf die $0,25\ \mu\text{m}$ Technologie SGB25V von IHP übertragen. Neben der möglichen Integrierbarkeit in das MIMAX Projekt ergab sich zusätzlich die Gelegenheit, den Ansatz in einer anderen Technologie zu überprüfen.

Die symmetrische Signalführung im Zirkulator erlaubt den Einsatz einer Schaltung zur Umkehr der Phasenlage, sodass der verfügbare Phasenstellbereich verdoppelt wird. Da sich für diesen Zweck die in Abschnitt 3.3.3 beschriebene symmetrische Struktur mit Kreuzkopplung eignet, wird der Phasenschieber um die Möglichkeit der Verstärkungsstellung erweitert. Die für einen Stellbereich von 360° notwendige weitere Verdopplung wird durch einen zweiten, in Serie geschalteten Zirkulator erreicht. Weitere Peripheriebaugruppen sind ein rauscharmer Vorverstärker und Treiberschaltungen sowie digitale Blöcke zur Übertragung, Speicherung und Wandlung der Steuergrößen. Zusammenfassend ergibt sich das in Abbildung 4.9 dargestellte Blockschaltbild des Systems.

Ergebnisse

Die Abmessungen des in Abbildung 4.10 dargestellten Chips betragen $1,25\ \text{mm} \times 0,85\ \text{mm}$. Der hervorgehobene Bereich umfasst den Hochfrequenzsignalpfad mit einer Fläche von nur $0,2\ \text{mm}^2$. Wie auf Abbildung 4.10 zu erkennen ist, wurde der Schaltkreis auf eine Prototypenleiterplatte gebondet. Unbezeichnete Verbindungen sind Massekontakte. Da eine gegenseitige Beeinflussung des Phasenschiebers und des steuerbaren Verstärkers ausgeschlossen werden kann, wurden alle äquidistanten Zustände des Phasenschiebers bei maximaler Verstärkung zwischen 2 GHz und 6 GHz gemessen.

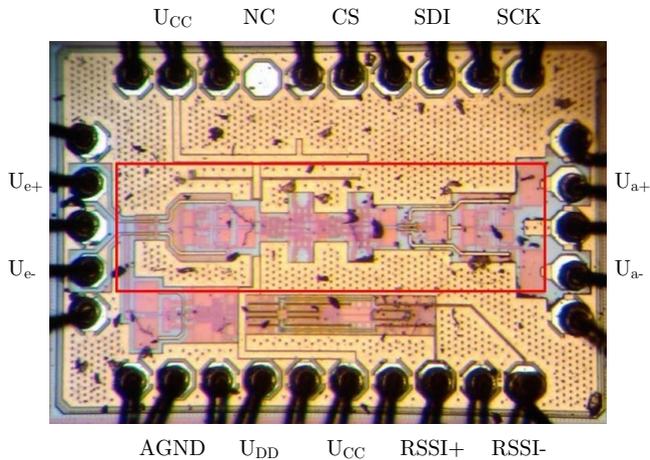


Abbildung 4.10: Chipfoto des Zirkulator-Phasenschiebers in IHP SGB25V [May11b].

Eine Simulation der Schaltung bestätigte erneut die Modellbildung aus Abschnitt 4.2.2. Die Phase lässt sich weitestgehend linear steuern und zeigt nur eine geringe Frequenzabhängigkeit im betrachteten Band. Abbildung 4.11 stellt den Verlauf der Kurven dar. Die gemessene relative Phasendrehung zeigt Abbildung 4.12. Der Stellbereich von mindestens 90° je Zirkulator entspricht dem des Modells und der Simulation. Die im

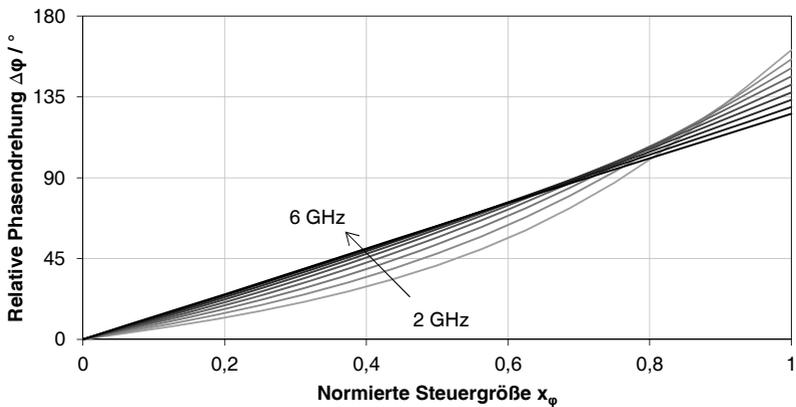


Abbildung 4.11: Simulierte relative Phasendrehung je Zirkulator-Phasenschieber.

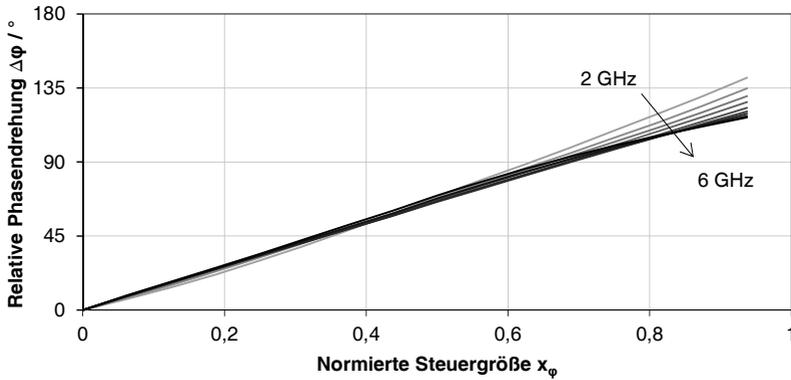


Abbildung 4.12: Gemessene relative Phasendrehung je Zirkulator-Phasenschieber.

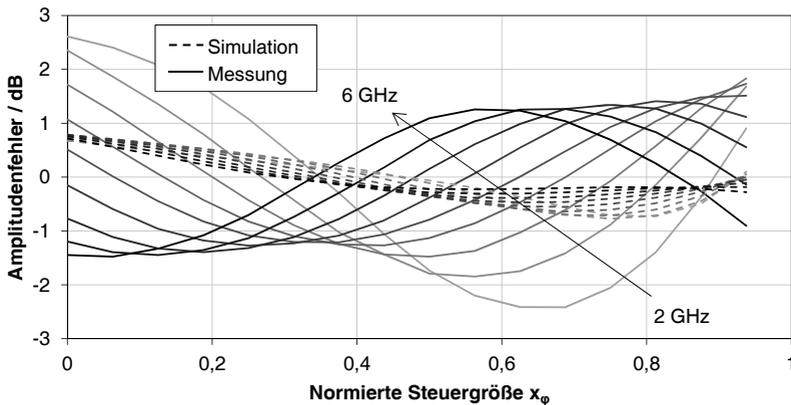


Abbildung 4.13: Gemessener Amplitudenfehler beider Zirkulator-Phasenschieber.

Modell und der Simulation erkennbare Frequenzabhängigkeit der Form der Steuerkennlinien fällt dagegen deutlich geringer aus. Dies liegt darin begründet, dass weitere parasitäre Elemente, welche beispielsweise durch die Verdrahtung der Transistoren entstehen, einen zusätzlichen Einfluss auf den Frequenzgang haben.

Abbildung 4.13 stellt den geringen Amplitudenfehler in dB in Abhängigkeit der Frequenz dar, wobei jede der Kurven einem von 16 äquidistanten Zuständen des Phasenstellbereichs bis 90° entspricht.

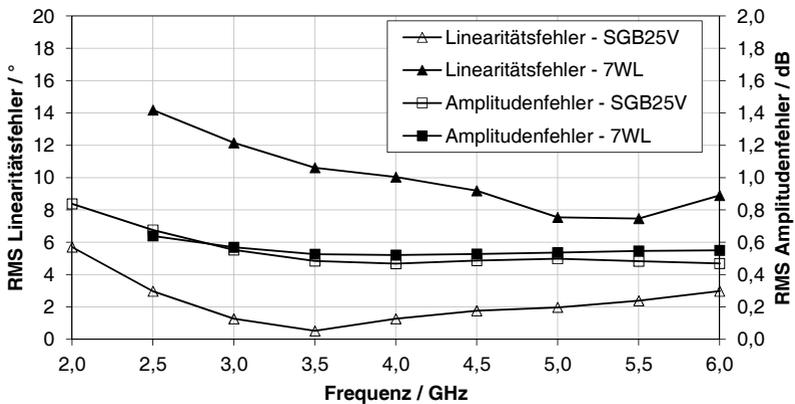


Abbildung 4.14: Gemessene RMS Amplituden- und Linearitätsfehler der Zirkulator-Phasenschieber im gleichen Phasenstellbereich von 125° .

4.2.4. Beurteilung

Mit dem in dieser Arbeit entwickelten, neuartigen Ansatz für Phasenschieber mit Zirkulatoren ist eine über einen weiten Frequenzbereich lineare Stellung der Phase möglich. Die durch die Neuerung vorgeschlagene Methode zur Steuerung des Zirkulators am Tor der reflektierenden Last erlaubt es, auf die mit zahlreichen Nachteilen behafteten steuerbaren Blindwiderstände wie Varaktoren und aktiven Spulen zu verzichten. Damit wird die von der Theorie der Reflexionsphasenschieber vorhergesagte, besonders geringe Amplitudenbeeinflussung erreicht.

Zur Zusammenfassung der in den Beispielen des vorangegangenen Abschnitts erzielten Ergebnisse sind die mittleren quadratischen Fehler der Linearität und Amplitude über der Frequenz in Abbildung 4.14 dargestellt. Darin ist erkennbar, dass der Ansatz unabhängig von der verwendeten Technologie ist. Es zeigen sich nur geringe Abweichungen zwischen den Kurven der Schaltungen, welche in IBM 7WL [May09a] und IHP SGB25V [May11b] gefertigt wurden.

5. Untersuchung kartesischer Vektor-Modulatoren

Kanalschätzungsalgorithmen stellen die Grundlage der Berechnung komplexer Gewichte in Diversitätssendern und -empfängern dar und werden in der Regel in der kartesischen Form der komplexen Zahlen durchgeführt⁸. Dies unterstreicht die Bedeutung kartesischer Vektor-Modulatoren für moderne Funkübertragungssysteme, wobei zur Erlangung eines hohen Diversitätsgewinns eine möglichst exakte Einstellbarkeit von Real- und Imaginärteil des Gewichts erforderlich ist.

Die Bereitstellung der Quadraturkomponenten des Signals ist ein wesentlicher Bestandteil eines kartesischen Vektor-Modulators. Aus diesem Grund ist der erste Abschnitt dieses Kapitels der Analyse und Beurteilung verschiedener Ansätze zur entsprechenden Aufteilung des Signals gewidmet. Der zweite Abschnitt stellt die Ergebnisse der Erprobung eines kartesischen Vektor-Modulators im Rahmen des EU-Projektes MIMAX vor.

5.1. Prinzipien zur Bildung von Quadraturphasen

Zur Erzeugung der Quadraturphasen wird das Signal zunächst in zwei Teilsignale gleicher Amplitude aufgeteilt. Anschließend werden beide Teilsignale insofern durch geeignete Schaltungen beeinflusst, sodass zwischen ihnen eine relative Phasendrehung von 90° bei gleicher Amplitude entsteht. Es handelt sich dabei in der Regel um passive oder aktive Phasenschieber. Darüber hinaus kann im Zuge einer Frequenzumsetzung mittels Mischern ein solches Verhalten erzielt werden.

In den folgenden Abschnitten werden bekannte Prinzipien dieser drei Gruppen mit ihren jeweiligen Vor- und Nachteilen vorgestellt und im Anschluss hinsichtlich ihrer Verwendbarkeit für Diversitätssender und -empfänger beurteilt.

⁸Dies liegt darin begründet, dass die für die Matrizenrechnung verwendete Grundrechenart der Addition in der polaren Form jeweils mehrere Berechnungen von Winkel-funktionen erfordert und somit nur unter hohem Aufwand realisiert werden kann. Der Vorteil einer ebenso notwendigen und in der polaren Form einfacheren Multiplikation kann dies nicht ausgleichen.

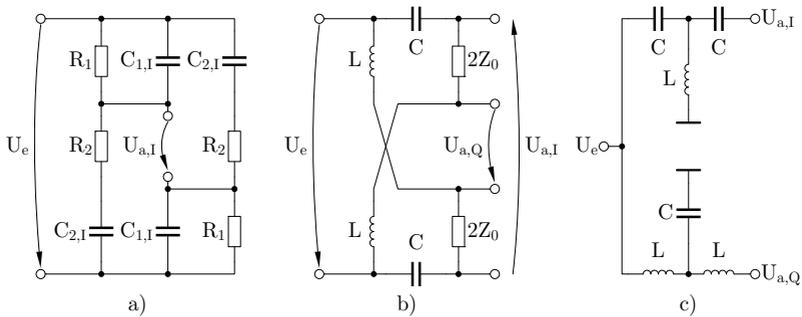


Abbildung 5.1: Quadraturallpassfilter a) RC b) RLC c) LC.

5.1.1. Passive Filter

Die für die Quadraturphasen definierten Anforderungen an ein Filter werden durch die Klasse der Allpassfilter erfüllt. Es werden drei Untergruppen, abhängig vom Einsatz von Widerständen und Spulen, unterteilt.

RC-Filter

Diese Strukturen bilden das Verhalten eines Allpassfilters mittels einer Verbindung aus Hochpass- und Tiefpassfiltern. Da dazu keine Spulen mit hohem Platzbedarf nötig sind, wurden diese auch als Polyphasenfilter bezeichneten Schaltungen bereits früh in integrierten Schaltungen verwendet. So findet sich z.B. in [Wea54] eine detailliert beschriebene Berechnungsvorschrift zur Dimensionierung eines solchen Filters zum Zwecke der Erzeugung von Quadraturphasen.

Abbildung 5.1 a) zeigt die Inphasenkomponente $U_{a,I}$ eines solchen, für eine symmetrische Signalführung angepassten Netzwerks. Eine gleichförmige Struktur mit entsprechend anderen Kapazitäten wird am Eingang U_e parallel geschaltet, um die Quadraturphasenkomponente $U_{a,Q}$ zu erzeugen. Neben dem Vorteil des kompakten Layouts ist diese Struktur robust gegenüber den Toleranzen der Bauelemente und kann sehr breitbandig ausgelegt werden. Als nachteilig wirkt sich der hohe Verlust in der Größenordnung von 10 dB aus. Es ist daher zweckmäßig, ein solches Filter mit einer niederohmigen Stufe zu treiben.

Ein RC-Polyphasenfilter fand in den kartesischen Vektormodulatoren von [May11d] Anwendung. Dazu wurde die Berechnungsvorschrift in Form eines in C# verfassten Programms implementiert und damit die entsprechenden Bauelementwerte berechnet.

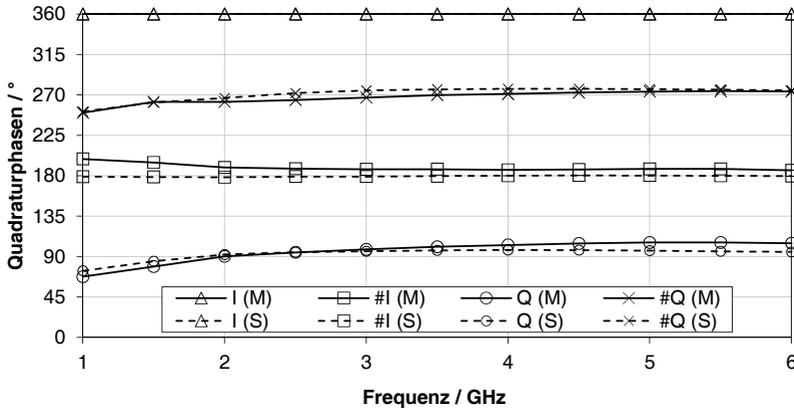


Abbildung 5.2: Gemessene (M) und simulierte (S) Phasen des RC-Filters [May11d].

In Abbildung 5.2 sind die gemessenen und simulierten Verläufe der Phasenbeziehungen des RC-Quadraturallpassfilters abgebildet. Es zeigt sich ein großer Frequenzbereich, in dem die Phasen nahezu konstant sind. Eine leichte Verschiebung des Arbeitspunkts der nachfolgenden Basisstufe und somit deren Eingangsimpedanz führte zu einer geringen Abweichung der Aufteilung in 90° .

RLC-Filter

Unter Verwendung von Spulen können einfachere Strukturen zur Bildung der Quadraturphasen aufgebaut werden [Koh07, Jor09]. Abbildung 5.1 b) stellt ein solches RLC-Filter dar. Der Widerstand ergibt sich aus der Anpassungsbedingung und entspricht somit dem Doppelten der Referenzimpedanz Z_0 . Die Induktivität und Kapazität werden gemäß den Gleichungen der Resonanzbedingung dimensioniert:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Q = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Um bei der Resonanzfrequenz ω_0 eine exakte Aufteilung der Quadraturphasen zu erreichen, muss die Güte Q den Wert 1 annehmen. Der hohe Platzbedarf der Spulen spricht gegen eine Verwendung in integrierten Schaltkreisen mit mehreren Vektor-Modulatoren.

LC-Filter

Mit Spulen lassen sich analog zu RC-Filtern Allpassfilter aus Hoch- und Tiefpasselementen zusammensetzen. Der Vorteil solcher Strukturen liegt in den im Vergleich zu RC-Filtern sehr geringen Verlusten. Da LC-Filter jedoch unsymmetrisch aufgebaut sind und RLC-Filter eine ebenso verlustarme Alternative darstellen, wird dieser Filtertyp seltener eingesetzt. Darüber hinaus ist die Aufteilung der Phase nicht symmetrisch um die Resonanzfrequenz ω_0 , wodurch die Bandbreite der Anordnung eingeschränkt ist. Aufgrund der Verwendung von Spulen ist der Platzbedarf von LC-Filtern sehr groß.

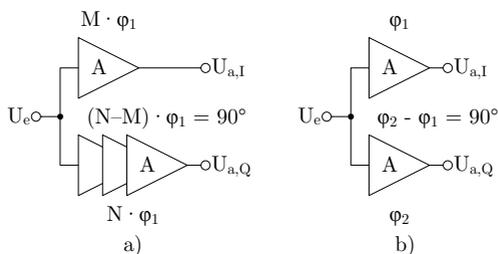


Abbildung 5.3: Aktive Quadraturallpassfilter a) Verzögerungsglieder b) Verstärker.

5.1.2. Aktive Filter

Die im vorangegangenen Abschnitt vorgestellten, passiven Strukturen haben den gemeinsamen Nachteil das Signal abzuschwächen. Ist dies, z.B. zur Wahrung eines minimalen Signal-Rausch-Abstandes, nicht für eine Verwendung im Gesamtsystem vertretbar, so empfiehlt sich der Einsatz aktiver Filter. Es werden zwei Ansätze unterschieden.

Verzögerungsglieder

Wie in Abbildung 5.3a) dargestellt ist, kann das Signal durch eine Kette von N Verzögerungsgliedern mit einer definierten Verstärkung A und einen weiteren Pfad mit mindestens einem Verzögerungsglied und einer ebenso großen Verstärkung A geleitet werden, um eine effektiv wirksame Phasendifferenz von 90° bei der gewählten Betriebsfrequenz zu erhalten. Da keine bzw. kaum passive Elemente verwendet werden, wird eine hohe Integrationsdichte erzielt. Da jedoch eine hohe Zahl aktiver Elemente verwendet wird, eignet sich dieses Prinzip nicht für stromsparende Anwendungen. Ein Beispiel einer Schaltung zur Erzeugung der Quadraturphasen mit Verzögerungsgliedern ist in [Tiku08] gegeben. Hierbei wurden die Verzögerungsglieder durch Differenzverstärker repräsentiert.

Verstärker

Ein weiterer Ansatz verwendet in einem oder beiden Pfaden aktive Verstärker mit einer jeweils eigenen Phasendrehung, sodass sich eine Differenz von 90° ergibt. Dabei gilt, dass die Verstärkung A der Signalpfade identisch sein muss. Eine schematische Darstellung dazu befindet sich in Abbildung 5.3 b). Die Phasendrehung der Verstärker kann durch passive Filterstrukturen in der Last [Kam93], durch die Anpassungsnetzwerke [Vad09] oder durch Gegenkopplungsnetzwerke [Sim00] eingestellt werden.

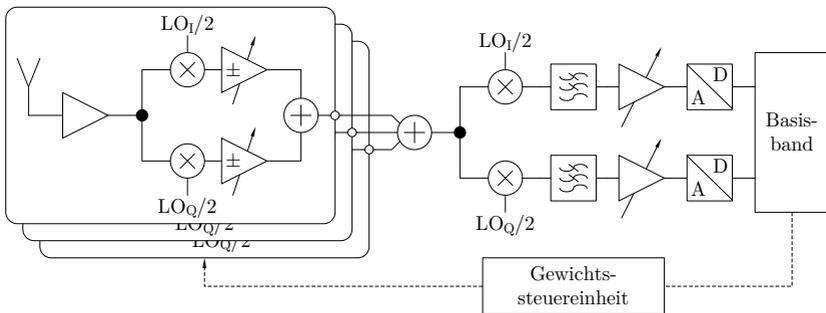


Abbildung 5.4: Blockschaltbild eines Empfängers mit Frequenzumsetzung zur Erzeugung der Quadraturphasen.

5.1.3. Frequenzumsetzung

Komplexe Modulationsverfahren, wie z.B. der Quadraturamplitudenmodulation (QAM), benötigen ebenso zwei um 90° zueinander phasenverschobene Teilsignale. Da sich die Phase des Signals bei einem Mischvorgang mit der des Lokaloszillators addiert, kann eine solche feste Phasendifferenz über den LO-Takt eingepreßt werden. Die Phasendifferenz im LO-Takt wird wiederum verhältnismäßig einfach aus dem stabilisierten Oszillatortakt durch Frequenzteilung gewonnen. Beide Prinzipien können sich für die Erzeugung der Quadraturphasen in Vektormodulatoren eignen und werden im Folgenden kurz erläutert. Eine ausführliche theoretische Betrachtung dazu liefert [Leu10].

Frequenzteilung

Ein Frequenzteiler beruht auf dem Prinzip eines rückgekoppelten und somit als Zähler geschalteten Flip-Flops, wobei es unterschiedliche Ausprägungsformen insbesondere für Hochfrequenzschaltungen gibt. Mit Ausnahme spezieller Varianten ist ein Abgriff des um 90° phasenverschobenen Signals an internen Knoten des Flip-Flops möglich. Dies und die Eigenschaft das Signal selbst zur Teilung der Frequenz verwenden zu können, sind die Ursachen für die weite Verbreitung der Schaltung für Quadraturmischer und in Phasenregelschleifen.

Da der Einsatzbereich der Schaltung nicht auf digitale oder rein sinusförmige Signale eingeschränkt ist, könnte sie in Vektor-Modulatoren zur Bereitstellung der Quadraturphasen verwendet werden. Dagegen stehen jedoch einige prinzipbedingte Probleme:

- Ein Frequenzteiler benötigt ein Taktsignal mit einer im Vergleich zum Nutzsignal hinreichend großen Amplitude. Soll demnach das Quellsignal selbst zur Bereitstellung des Taktes verwendet werden, so muss ein starker Träger vorausgesetzt werden. Dies schränkt die Verwendbarkeit der Schaltung für trägerlose Kommunikationsverfahren ein.
- Beim internen Mischvorgang entstehen prinzipbedingt Mischprodukte vierter Ordnung mit hoher Leistung, welche die Seitenbänder ineinander abbilden. Dies führt dazu, dass das Nutzsignal nicht zurückgewonnen werden kann.

Zusammenfassend wurde daher die Verwendung von Frequenzteilern für Vektor-Modulatoren in [Leu10] nicht empfohlen.

Quadraturmischung

Die üblicherweise⁹ für einen Empfänger benötigte Frequenzumsetzung kann in zwei Schritten erfolgen, wobei der erste Mischvorgang um eine Quadraturmischung erweiterbar ist. Auf diesen Weg stehen im Band der Zwischenfrequenz die Quadraturphasen des Signals zur Verfügung und können entsprechend dem Prinzip kartesischer Vektor-Modulatoren einzeln gewichtet und zusammengefasst werden. In einem zweiten Mischvorgang wird schließlich das Signal zur Basisbandfrequenz umgesetzt, entsprechend dem üblichen Aufbau eines Empfängers gefiltert und für die Analog-Digital-Wandlung vorverstärkt. Abbildung 5.4 stellt den beschriebenen Aufbau als Blockschaltbild dar. Ein sinngemäßer Aufbau ist ebenfalls für den Sender möglich.

Es ergeben sich einige Vorteile aus dem beschriebenen Verfahren. So ist es einerseits möglich, die Zwischenfrequenz exakt auf die Hälfte der Differenz zwischen Hochfrequenz und Basisbandfrequenz festzulegen. Damit verwenden beide Mischvorgänge die gleiche Frequenz des Lokaloszillators und tragen somit zu einem geringeren schaltungstechnischen Aufwand bei. Zudem wird ebenso im Vergleich zu einem üblichen System die halbe LO-Frequenz benötigt, sodass der Entwurf des Oszillators und der zugehörigen PLL vereinfacht wird. Gleiches gilt für die im Band der Zwischenfrequenz befindlichen Komponenten der Vektor-Modulatoren, der Addierschaltung und des zweiten Mischers.

⁹Dies trifft nicht für rein digitale Empfänger (engl.: „software defined radio“) zu. Da sie jedoch prinzipbedingt keine analogen Baugruppen, wie Vektor-Modulatoren, verwenden, sind sie nicht Gegenstand dieser Betrachtungen.

Tabelle 5.1: ÜBERSICHT ÜBER VERFAHREN ZUR ERZEUGUNG VON QUADRATURPHASEN.

Netzwerk	RC	(R)LC	Verzögerung	Verstärker	Zwischenfrequenz
Fläche	klein	groß	sehr klein	klein	klein bis mittel
Strombedarf	keiner	keiner	sehr hoch	mittel	hoch ^a
Bandbreite	hoch	mittel ^b	gering	gering	gering bis hoch ^c
Ausbeute	mittel	mittel	gering	mittel ^d	sehr hoch
SNR	gering	mittel	hoch	hoch	gering bis hoch ^e
IIP3, P1dB	hoch	hoch	mittel	mittel	mittel

^aAber positive Nebeneffekte auf Gesamtsystem.

^bKlein bei reinem LC-Filter.

^cJe nach Stellbereich des Oszillators.

^dTrimmung ggf. erforderlich.

^eNach Anpassung der Schalterkennlinie und des Frequenzplans.

Als nachteilig hat sich in der Betrachtung von [Leu10] herausgestellt, dass analog zu dem Verfahren der Frequenzteilung Mischprodukte vierter Ordnung entstehen. Da analytische Berechnungen zeigen, dass sich dieser Effekt auf die Schalterkennlinie des Mischers und die gewählte Frequenzplanung zurückführen lässt, besteht die Möglichkeit, die Signalqualität durch geeignete schaltungstechnische Maßnahmen zu verbessern.

5.1.4. Beurteilung

Die vorgestellten Verfahren zur Erzeugung orthogonaler Vektoren für kartesische Vektor-Modulatoren bieten die in Tabelle 5.1 zusammengefassten Vor- und Nachteile.

Es zeigt sich, dass das Verfahren der Zwischenfrequenz ein hohes Potential bietet, zumal es deutliche Vereinfachungen im Entwurf des Gesamtsystems ermöglicht. Voraussetzung dafür ist allerdings die Lösung des Problems der in Abschnitt 5.1.3 beschriebenen Mischprodukte vierter Ordnung. Es ist empfehlenswert, dieses Verfahren weiterzuentwickeln.

Eine gute Alternative bieten die passiven Filterstrukturen, welche keinen Strombedarf und eine hohe Großsignallinearität aufweisen. Auch wenn die Dämpfung eines RC-Filters mit bis zu 10 dB besonders hoch ist, bietet diese Struktur die höchste Bandbreite und die kleinste Fläche. Da dies wichtige Parameter für MIMO-Multibandsysteme sind, wurden RC-Filter im Projekt MIMAX bevorzugt eingesetzt.

5.2. Erprobung am Anwendungsbeispiel MIMAX

In Abschnitt 1.4 wurden die Ziele und Spezifikationen des Forschungsprojektes MIMAX vorgestellt. Teile der im Verlauf dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen waren Bestandteile des Projekts, sodass die Erkenntnisse im Rahmen eines vollständigen Kommunikationssystems überprüft werden konnten. Die für das Projekt spezifischen Ergebnisse der Arbeit werden in diesem Abschnitt dargelegt.

Als Grundlage zur Einstellung der komplexen Gewichte im MIMAX-System wurde ein kartesischer Vektor-Modulator entsprechend Abbildung 5.5 entworfen. Eine Begründung des Vorzugs der kartesischen Repräsentation komplexer Zahlen lieferten bereits Abschnitt 1.2.2 und der Beginn dieses Kapitels. Da die Komponente in jedem der Empfangspfade verwendet wird, wurde ein komplettes Modul mitsamt dem für einen guten Signal-Rausch-Abstand notwendigen rauscharmen Verstärker (LNA) entwickelt. Das unipolare vorverstärkte Antennensignal wird auf eine Symmetrierstufe (Balun) geleitet und erneut mittels eines sehr niederohmigen Treibers verstärkt, um das Quadraturallpassfilter mit einem geeigneten Impedanzniveau anzusteuern. Wie in Abschnitt 5.1.4 dargelegt, wird ein RC-Filter zur Erzeugung der orthogonalen Basisvektoren verwendet. Es folgt in jedem der Teilpfade ein Verstärker mit wahlweise zuschaltbarer Vorzeichenumkehr, sowie die zur Einstellung der Gewichte notwendigen steuerbaren Verstärker. Dieser entspricht der in Abschnitt 3.3.3 beschriebenen Struktur.

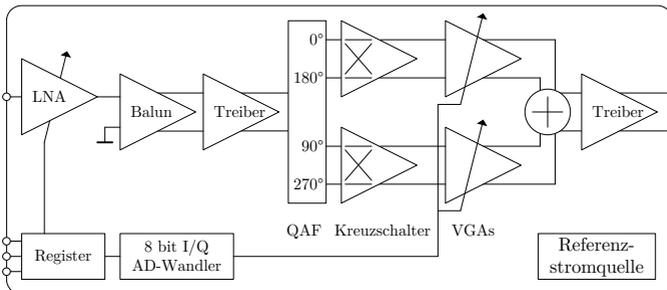


Abbildung 5.5: Blockschaltbild des Vektor-Modulators im Projekt MIMAX.

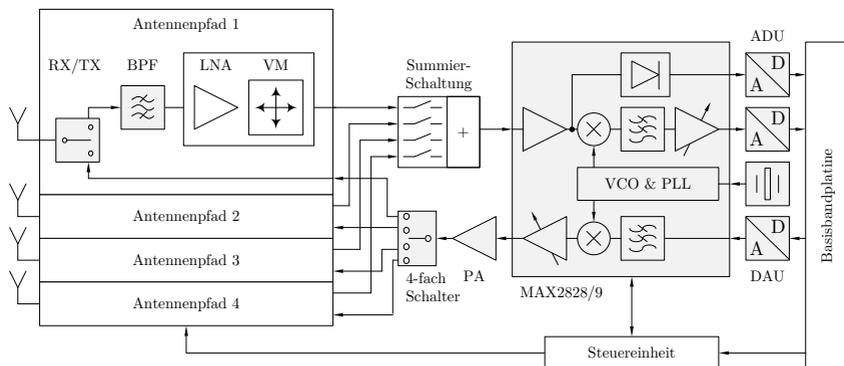


Abbildung 5.6: Blockschaltbild des Hybridbaus.

Die orthogonalen Signale werden über ein passives Addiernetzwerk zusammengefasst und schließlich mittels eines weiteren Treibers auf das Niveau der Referenzimpedanz Z_0 angepasst. Das Modul wird durch eine digitale Schnittstelle mit Registern und Digital-Analog-Wandler zur Erzeugung der Steuerströme der VGAs ergänzt.

Die Schaltung wurde darüber hinaus in dem beschriebenen Umfang zuzüglich einer SPI-Schnittstelle und einer Referenzstromquelle als eigenständiger integrierter Schaltkreis entworfen und charakterisiert. Da diese im Hybridbau eingesetzt wurden, wird auf die in Abschnitt 5.2.1 sowie [May11d] vorgestellten Ergebnisse verwiesen.

5.2.1. Hybridbau

Der Hybridbau wurde zur ersten Demonstration des in MIMAX erarbeiteten Prinzips entworfen. Hierfür sind die für das Gewichtungsverfahren notwendigen und in der Arbeitsgruppe entwickelten Schaltkreise zusammen mit im Handel erhältlichen Komponenten auf einer Leiterplatte zu einem Funkübertragungssystem zusammengeschaltet worden.

Implementierung

Abbildung 5.6 stellt den Aufbau der Leiterplatte auf Blockebene dar. Die zugekauften Bauteile sind zur Unterscheidung grau unterlegt. Zum Vergleich ist ein Foto der Leiterplatte in Abbildung 5.7 enthalten. Unter den schwarzen Schutzkappen im rechten Drittel der Leiterplatte befinden sich das in Abbildung 5.5 abgebildete Vektor-Modulator-Modul und eine Schaltung zur Addition der vier Antennenpfade.

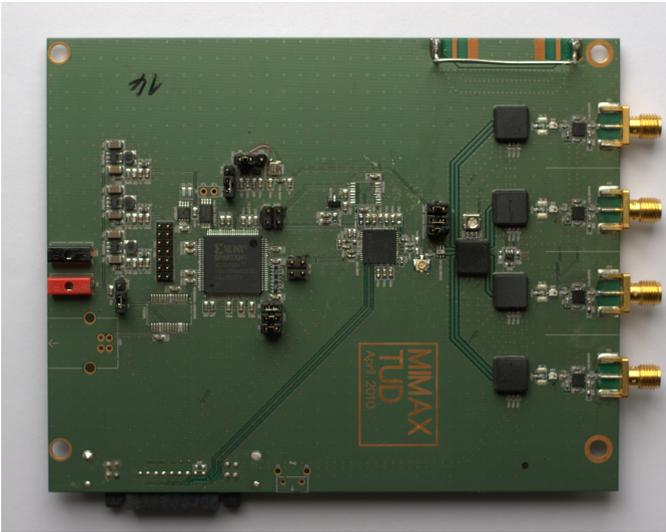


Abbildung 5.7: Leiterplatte des Hybridbaus (11 cm \times 14 cm).

Der Empfangspfad wird durch einen Antennenschalter, ein passives Bandpassfilter und einen integrierten Analogschaltkreis mit Mischern, PLL und Basisbandfiltern ergänzt. Die Steuerung erfolgt wahlweise über eine USB-Schnittstelle zum Laborrechner oder durch die von Projektpartnern entwickelte Basisbandleiterplatte. Die jeweiligen Kommandos werden von einer FPGA-Plattform der Firma Xilinx entgegengenommen und für eine Übertragung zu den Vektor-Modulatoren aufbereitet. Somit ist sowohl ein Test der Komponenten als auch der Betrieb im Kommunikationssystem möglich.

Ergebnisse

Über einen Abgriff des Signals zwischen Addierschaltung und dem integrierten Schaltkreis MAX2828 wurden die Hochfrequenzeigenschaften der Vektor-Modulatoren und der Addierschaltung überprüft. Dazu wurde ein sinusförmiges Testsignal im Band des WLAN-Standards 802.11a an den jeweiligen Antennenbuchsen eingespeist und anschließend der einstellbare Vektorraum mit einer automatischen Messroutine in LabView durchfahren. Da keine Frequenzumsetzung zwischen dem Einspeisepunkt und dem Abgriff stattfindet, können die S-Parameter mittels eines Vektoranalysators gemessen werden.

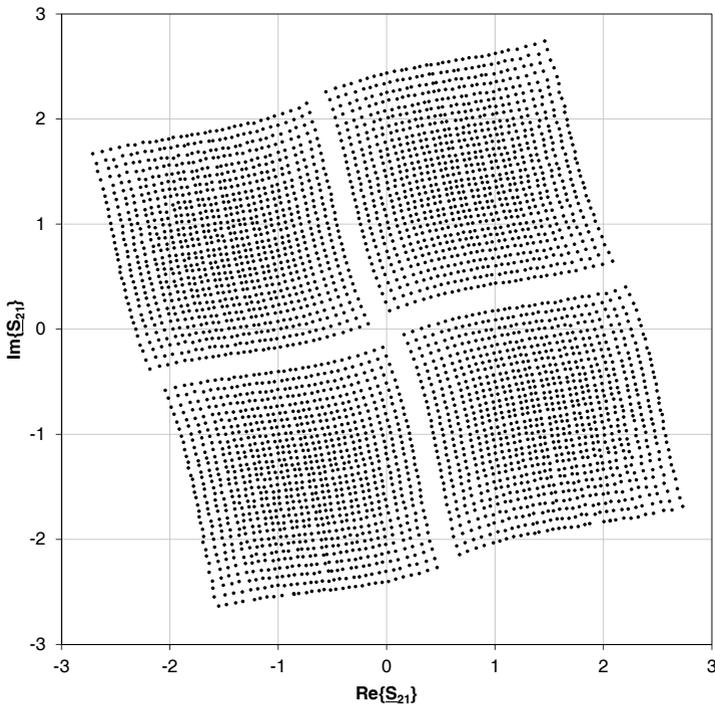


Abbildung 5.8: Gemessener Stellbereich eines Vektor-Modulators im Hybridaufbau bei 5,26 GHz.

Abbildung 5.8¹⁰ zeigt die Messpunkte für einen der vier Vektor-Modulatoren in der Darstellung der komplexen Ebene. Es ist eine sehr gleichmäßige Verteilung der Punkte erkennbar. Die geringe Durchbiegung der Punktreihen resultiert aus der verbleibenden Phasenbeeinflussung durch die steuerbaren Verstärker. Diese entspricht sehr gut der in Abschnitt 3.3.3 bestimmten mittleren quadratischen Phasenbeeinflussung von nur $2,8^\circ$. Die entlang der Achsen des Vektor-Modulators sichtbaren Bereiche ohne Punkte sind auf einen Versatz der Kennlinie der Digital-Analog-Wandler zurückzuführen und können durch den Einsatz vollkommen symmetrischer, steuerbarer Verstärker mit Kreuzkopplung behoben werden.

¹⁰Die Abbildung ist rein technischer Natur. Ähnlichkeiten mit Markenzeichen sind rein zufällig und nicht vom Autor beabsichtigt.

5.2.2. Statistische Auswertung

Für die Bestückung mehrerer Hybridleiterplatten wurden die Vektor-Modulatoren eines Wafers mit der Unterstützung des IHP gemessen. Abbildung 5.9 stellt die Ergebnisse in komprimierter Form dar.

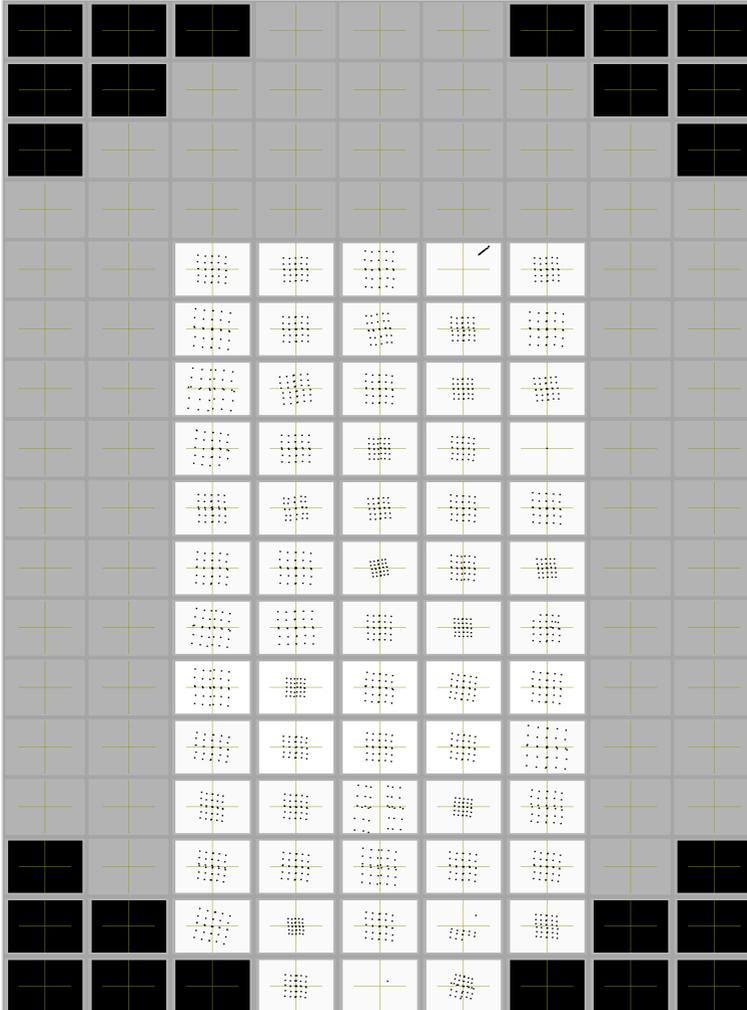


Abbildung 5.9: Messergebnisse der Vektor-Modulatoren eines Wafers.

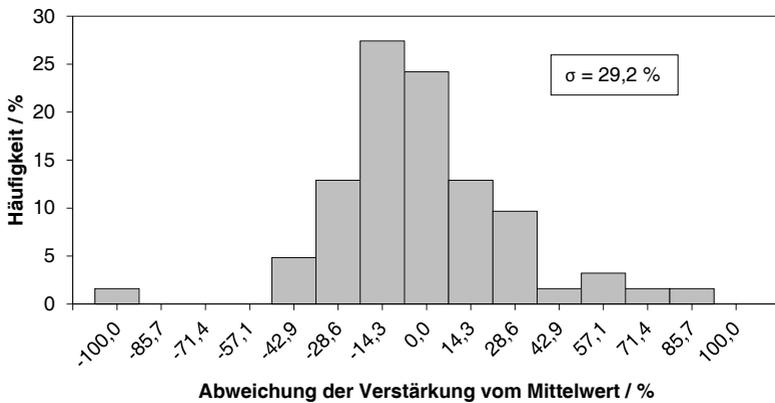


Abbildung 5.10: Verteilung der relativen Verstärkung in 63 Schaltkreisen.

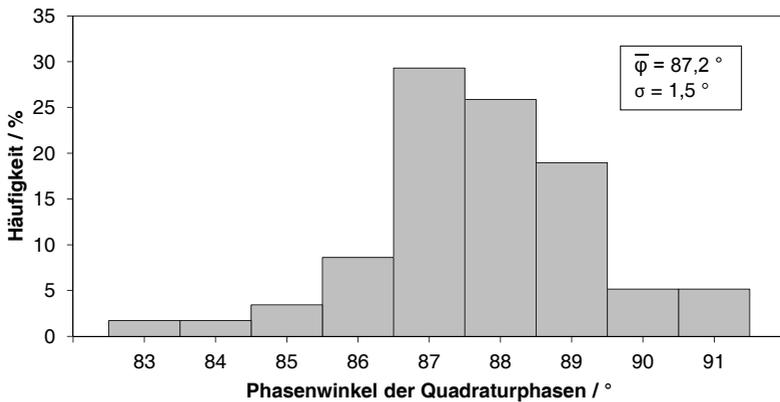


Abbildung 5.11: Verteilung der Quadraturphasendifferenz in 57 Schaltkreisen.

Schwarz markierte Felder liegen außerhalb des Wafers, graue Felder konnten nicht gemessen werden, da diese bereits zur ersten Auslieferung abgetrennt waren. Es sind somit die Stellbereiche von 63 Schaltkreisen zu erkennen, von denen 5 eindeutig als Ausschuss gekennzeichnet werden konnten. Für eine sinnvolle Dauer der Messung wurden die jeweiligen Eck- und Mittelpunkte der Quadranten ausgewählt. Die Abbildungen 5.10 und 5.11 zeigen die Verteilung der Verstärkung und der Quadraturphasen.

Alle Messungen wurden unter gleichen Randbedingungen, d.h. mit gleicher Versorgungsspannung durchgeführt. Die zur Arbeitspunkteinstellung verwendeten Ströme und Spannungen werden vollständig auf dem jeweiligen Chip erzeugt und unterliegen nicht der Kontrolle des Messvorgangs. Die beobachteten Abweichungen resultieren somit im Wesentlichen aus prozessbedingten Schwankungen der Referenzschaltungen.

Aus der Verteilung der gemessenen Verstärkungswerte kann eine Standardabweichung von 29,2 % berechnet werden. Es liegen 65 % der Schaltkreise in einem Intervall der relativen Verstärkung von ± 15 %. Eine Verbesserung der Abweichungen kann beispielsweise durch eine Erweiterung der Referenzstromquelle um Möglichkeiten zur Kalibrierung erreicht werden. Der Ausschuss in Höhe von 8 % befindet sich vorrangig an den Rändern des Wafers und entlang der Sägekanten und ist daher mit hoher Wahrscheinlichkeit nicht auf einen Entwurfsfehler zurückzuführen.

Die für das Verfahren des Vektor-Modulators wichtige Aufteilung in Quadraturphasen wird durch ein passives RC-Filter durchgeführt, welches ebenfalls Schwankungen der Bauelementwerte unterworfen ist. Für die statistische Auswertung wurde der Ausschuss nicht berücksichtigt. Der gemessene Mittelwert liegt mit $87,2^\circ$ leicht abseits der angestrebten Aufteilung in 90° . Dies sollte demnach in einer Überarbeitung des Entwurfs berücksichtigt werden. Die sehr geringe Standardabweichung von nur $1,5^\circ$ spricht für ein besonders robustes Verfahren zur Erzeugung der Quadraturphasen.

Die in diesem Abschnitt durchgeführten Untersuchungen bieten einen Blick auf die Streuung der Eigenschaften des entworfenen Vektor-Modulators. Für eine genügende statistische Sicherheit sind jedoch, insbesondere in Hinblick auf eine Serienreife, deutlich mehr Stichproben zu entnehmen. Dazu ist es ebenfalls erforderlich, die Stichproben über mehrere Wafer und Fertigungslose zu verteilen.

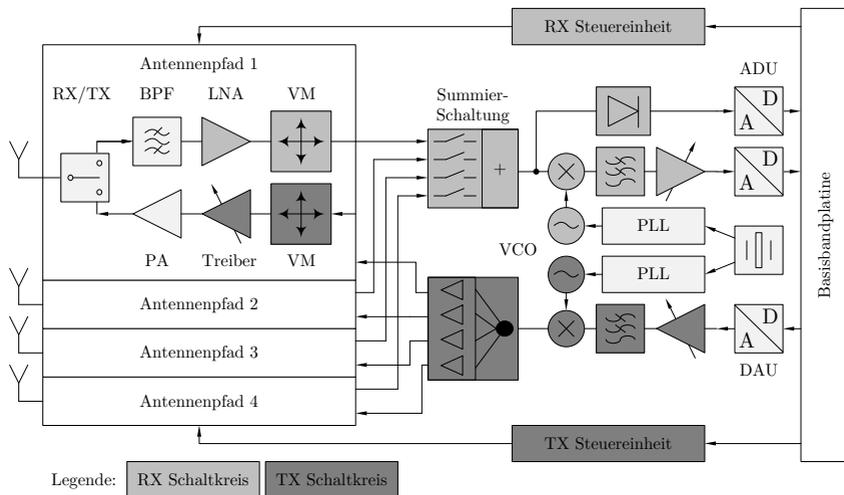


Abbildung 5.12: Blockschaltbild des integrierten Aufbaus mit Empfänger- und Sendeschaltkreis.

5.2.3. Integrierte Schaltung

Hybride, aus mehreren Teilschaltungen bestehende Lösungen sind aus mehreren Gründen nicht zweckmäßig. Einerseits ist es aus technischer Sichtweise problematisch, die meist schwachen Hochfrequenzsignale durch mehrere Schnittstellen an Schaltkreisen und über weite Strecken auf einer Leiterplatte zu leiten. Die dabei auftretenden Verluste und Fehlanpassungen führen zu einer weiteren Degradierung der Signalqualität. Andererseits bestimmt aus marktwirtschaftlicher Perspektive der Kostenfaktor die Marktfähigkeit eines Produktes. Da die Herstellungs- und Bestückungskosten einzelner Schaltkreise meist über denen eines einzelnen integrierten Schaltkreises mit gleichem Funktionsumfang liegen, werden solche Aufbauten in der Regel vermieden.

Es war daher als Projektziel definiert worden, eine möglichst hoch integrierte Lösung für den analogen Signalteil zu schaffen. Für eine realistische Machbarkeit wurde eine aus zwei Schaltkreisen bestehende Lösung mit ausgelagertem Leistungsverstärker angestrebt.

Der Aufbau der Leiterplatte ist in Abbildung 5.12 dargestellt. Die Bestandteile des Empfänger- und Sendeschaltkreises sind farblich gekennzeichnet. Die restlichen, hellgrau dargestellten Komponenten ergänzen das Kommunikationssystem.

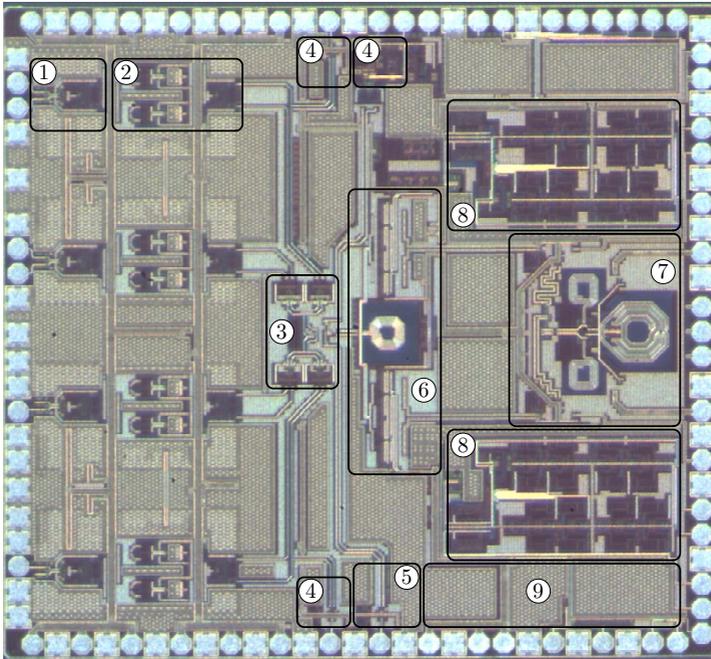


Abbildung 5.13: Chipfoto des integrierten Empfänger-Schaltkreises (2,9 mm×2,6 mm).

1. Rauscharmer Verstärker (LNA)
2. Vektor-Modulator mit Treiberschaltungen
3. Signalkombinierschaltung
4. Treiberschaltungen für Testabgriffe
5. Empfangsfeldstärkedetektor (RSSI)
6. Mischer
7. Spannungsgesteuerter Oszillator
8. SC-Basisbandfilter und -verstärker (Tiefpass 8. Ordnung, bis zu 63 dB Stellbereich)
9. Digitale serielle Schnittstelle (SPI)

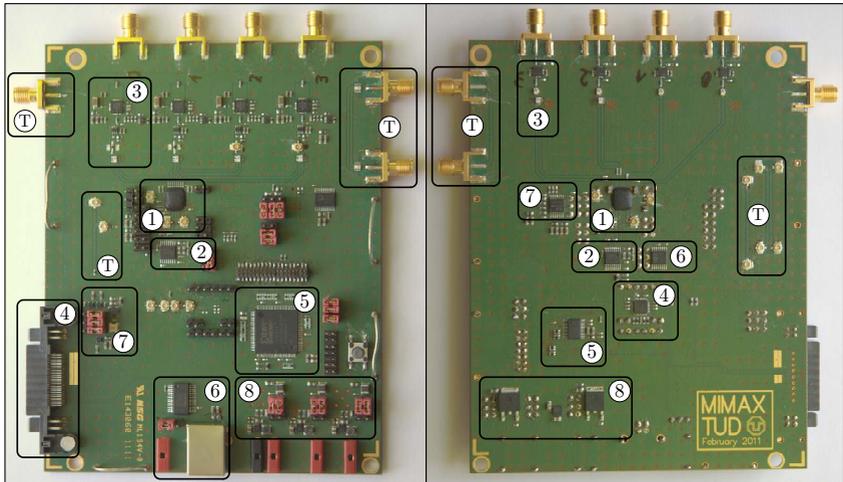


Abbildung 5.14: Leiterplatte des integrierten Schaltkreises (11 cm × 14 cm).

Senderseite

1. Sendeschaltkreis
2. PLL für Sender
3. Leistungsverstärker
4. Verbinder zur Basisband-Leiterplatte
5. FPGA
6. USB-Schnittstelle
7. Takterzeugung
8. Spannungsversorgung (DC/DC)

Empfängerseite

1. Empfängerschaltkreis
2. PLL für Empfänger
3. Bandfilter & Antennenschalter
4. Optionales Basisbandfilter
5. Flash-Speicher für FPGA
6. Digital-Analog-Wandler
7. Puffer-OPV
8. Spannungsversorgung (linear)

Abbildung 5.13 zeigt ein Chipfoto des in der Arbeitsgruppe entworfenen Empfänger-Schaltkreises. In der linken Hälfte sind vier Empfangspfade zu erkennen, welche durch die zentrale Addierschaltung zusammengefasst werden. Die rechte Hälfte wird durch die Spulen des spannungsgesteuerten Oszillators und des Mischers, sowie durch die Basisbandfilter und digitalen Steuerblöcke belegt.

Die Leiterplatte ist in Abbildung 5.14 dargestellt. Die Schaltkreise befinden sich unter den Kappen. Durch eine zuschaltbare USB-Verbindung zum Labor-PC und zahlreiche Testpunkte im Signalpfad ist eine Charakterisierung der Teilschaltungen möglich.

Ergebnisse

Neben der Funktionsprüfung mittels der beschriebenen Testabgriffe, wurde der komplette Signalpfad inklusive der Mischer gemessen. Dazu wurde ein Testsignal, welches eine Differenz von 1 MHz zum Lokaloszillator bei 5,4 GHz aufweist, eingespeist. Die vom Empfängerschaltkreis erneut zu 1 MHz herunter gemischten symmetrischen Basisbandsignale wurden anschließend mittels eines breitbandigen SMA-Baluns auf ein unipolares Signal gewandelt und schließlich mit einem Spektrumanalysator gemessen. Den Messaufbau zeigt Abbildung 5.15. Daraus ergab sich die in Abbildung 5.16 dargestellte Verteilung der normierten Werte der Inphase und Quadraturphase.

Da für den integrierten Empfänger steuerbare Verstärker mit Auslöschungsprinzip gewählt wurden, konnten die Ergebnisse des Hybridbaus verbessert werden. Der RMS Phasenfehler liegt bei $0,38^\circ$ und konnte somit um den Faktor 7 im Vergleich zum Hybridbau reduziert werden. Damit können, ohne eine Kalibrierung des Systems durchzuführen, Real- und Imaginärteil des komplexen Gewichts mit einer effektiven Genauigkeit von 6 bit eingestellt werden. Der geforderte Dynamikbereich der Amplitudenstellung von 24 dB wird somit mit 36 dB sicher eingehalten.

In Tabelle 5.2 sind die wesentlichen Parameter des Empfängerschaltkreises zusammengefasst. Die Bandbreite ist für das Band des Standards 802.11a ausgelegt und überdeckt diesen vollständig. Die Möglichkeit einer Erweiterung auf das Band der Standards 802.11b/g ist beim Entwurf der Komponenten des integrierten Schaltkreises berücksichtigt worden. Zur Erzielung einer höheren Entwurfssicherheit und aufgrund fehlender Mehrfachbandkomponenten, wie Bandfilter, Balun und PLL wurde der spannungsgesteuerte Oszillator jedoch auf das Band um 5,6 GHz eingeschränkt.

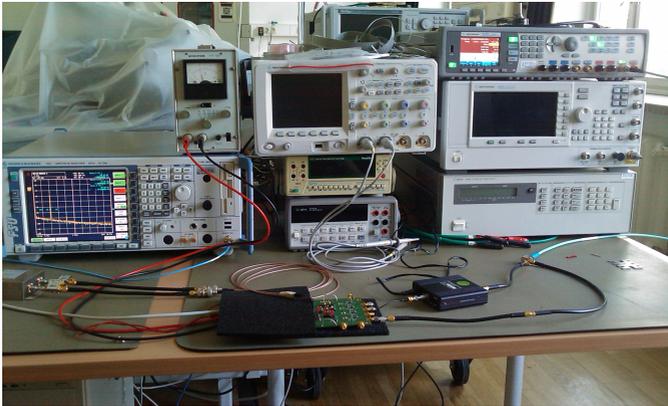


Abbildung 5.15: Aufbau zur Messung des Signalpfades.

Tabelle 5.2: KENNZAHLEN DES INTEGRIERTEN EMPFÄNGERSCHALTKREISES.

3 dB Bandbreite ^a / GHz	4,7 – 6,15
PLL Regelbereich / GHz	5,37 – 6,13
Max. HF-Verstärkung ^a / dB	26,2
Min. Rauschzahl ^a / dB	7
1 dB Kompressionspunkt ^b / dBm	–35,3... – 40,7
Phasenrauschen bei 1 MHz Offset / $\frac{\text{dBc}}{\text{Hz}}$	–107
Spannungsversorgungen / V	2,5 (digital), 3,3 (analog)
Leistungsaufnahme / mW	508,2 + 76 (ext. PLL)

^aAm Testabgriff nach LNA und Vektor-Modulator.^bVon Antenneneingang bis Basisband. Einstellbar über LNA-Verstärkung.

Anhand der an einem einfachen Zwischenabgriff des HF-Signals gemessenen Verstärkung und Rauschzahl ist erkennbar, dass eine hinreichend hohe Vorverstärkung des Signals vorhanden ist. Die Rauschzahl liegt im Bereich des Erwarteten, da dem LNA vorgelagerte Bauelemente, wie Antennenschalter, Bandpassfilter und Zuleitungen, diese direkt erhöhen. Die Linearität des Empfängers kann durch eine Anpassung der Verstärkung des LNA bei hohen Pegeln eingehalten werden. Die Leistungsaufnahme des Empfängers liegt nur leicht über der eines technologisch vergleichbaren SISO-Systems (z.B. +36 % im Vergleich zu [Zarg02]).

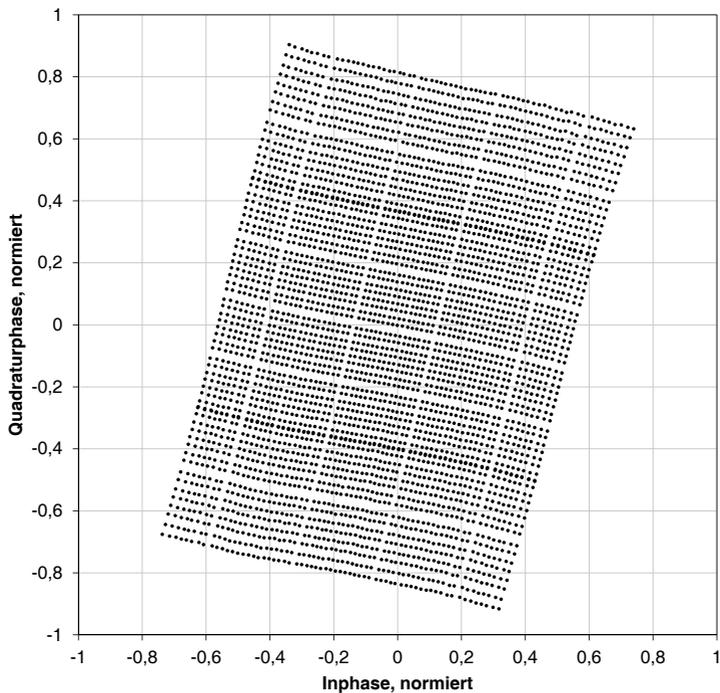


Abbildung 5.16: Gemessener Stellbereich des Vektor-Modulators im Empfänger.

Die erzielten Ergebnisse demonstrieren das Prinzip eines Diversitätssenders und -empfängers anhand eines vollständig in einem integrierten Schaltkreis implementierten Signalpfads. Da der Formfaktor und die Schnittstelle zur Basisbandplatine mit dem Hybridbau übereinstimmen, kann die Schaltung im bestehenden Funkübertragungssystem verwendet werden. Dies ebnet den Weg für den Aufbau eines kompletten Kommunikationssystems, welches die Verbindungsqualität und Übertragungsraten im Vergleich zu herkömmlichen WLAN-Systemen verbessert.

5.2.4. Beurteilung

Im Verlauf dieser Arbeit wurde ein kartesischer Vektor-Modulator entworfen und durch Messungen überprüft. Dieser erlaubt durch den Einsatz steuerbarer Verstärker mit sehr geringer Phasenbeeinflussung eine sehr genaue Einstellung von Real- und Imaginärteil des komplexen Gewichts. Eine Untersuchung mehrerer Vektor-Modulatoren eines Wafers zeigte eine hohe Robustheit des verwendeten Prinzips. Über den Zwischenschritt eines einzelnen integrierten Schaltkreises zum Funktionsnachweis, wurde der Vektor-Modulator direkt in hochintegrierte Schaltkreise für Diversitäts-Sender und -empfänger implementiert.

Eine Überprüfung des Konzepts der komplexen Gewichtung im Hochfrequenzbereich anhand des Hybridbaus ergab eine Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes i.H.v. 6 dB, was einer Verdopplung der Reichweite des Systems gleichkommt.

Der mit der Entwicklung des analogen Hochfrequenzteils betreuten Arbeitsgruppe des EU-Projektes MIMAX gelang es darüber hinaus, in nur drei Jahren Entwicklungszeit den Empfängerschaltkreis im ersten Entwicklungszyklus („first silicon“) zielführend umzusetzen und messtechnisch seine Funktion erfolgreich nachzuweisen. Eine weitere Überarbeitung des Schaltkreises verbesserte die Eigenschaften deutlich, sodass insbesondere eine um den Faktor 7 geringere Phasenbeeinflussung durch die steuerbaren Verstärker zu verzeichnen ist. Dies bedeutet, dass die analoge komplexwertige Gewichtung der Antennensignale mit einer Genauigkeit von 6 bit durchgeführt werden kann. Dabei entfällt die Notwendigkeit einer Kalibrierung, sowie der Verwendung von Nachschlagetabellen für Korrekturwerte, wodurch deutliche Einsparungen beim Entwurf des Basisbandprozessors, aber auch bei der Inbetriebnahme der Schaltungen erzielt werden.

6. Zusammenfassung

Im Folgenden werden die im Verlauf dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnisse bewertet. Dazu werden die Ergebnisse der jeweiligen Implementierungsbeispiele in den Stand der Technik eingeordnet. Daran schließt sich die Schlussfolgerung zur Arbeit an und es wird ein Ausblick für künftige Entwicklungspotentiale gegeben.

6.1. Einordnung der Ergebnisse in den Stand der Technik

Entsprechend der Unterteilung der Arbeit in die drei Bereiche der Amplituden- und Phasenstellglieder, sowie der kombinierten Verfahren, werden die Ergebnisse der vorgestellten Beispiele in je einem eigenen Abschnitt diskutiert. Es wird dazu ein Vergleich mit dem Stand der Technik in komprimierter Form durchgeführt.

6.1.1. Amplitudenstellglieder

Tabelle 6.1 gibt einen Überblick über den Stand der Technik der passiven Amplitudenstellglieder. Im Vergleich ist erkennbar, dass durch die Wahl einer geeigneten Topologie bereits eine niedrige Phasenbeeinflussung erzielt werden kann. Der in Abschnitt 3.1.3 vorgeschlagene, neuartige Ansatz zur Regelung der Steuerlinearität wurde messtechnisch erfolgreich nachgewiesen. Aus Tabelle 6.1 ist ebenfalls ersichtlich, dass der Einsatz spezieller, aber kostenintensiver Technologien eine höhere Bandbreite und niedrige Phasenbeeinflussung ermöglicht.

In einer gesonderten Gegenüberstellung, aber auch zum Vergleich mit den passiven Ansätzen, sind aktuelle Werke zu aktiven steuerbaren Verstärkern in Tabelle 6.2 zusammengefasst. Durch Einsatz des Auslöschungsprinzips konnte in dieser Arbeit über einen sehr großen Frequenzbereich die niedrigste Phasenbeeinflussung und gleichzeitig der höchste Amplitudenstellbereich gezeigt werden. Der prinzipbedingt sehr niedrige Linearitätsfehler der Steuerkennlinie wird bestätigt. Eine niedrige Leistungsaufnahme und ein sehr geringer Platzbedarf kennzeichnen ebenso die Schaltung.

Tabelle 6.1: STAND DER TECHNIK PASSIVER AMPLITUDENSTELLGLIEDER.

Referenz	[Dai07]	[Ku10]	[Min07]	[Saa06]	[May09b] Diese Arbeit
Technologie	0,5 μm GaAs	0,18 μm CMOS	0,12 μm BiCMOS	0,18 μm CMOS	0,25 μm BiCMOS
Topologie	2 x T in Serie	Geschaltet	Verteilte Elemente	Auslö- schung	II
f / GHz	0..50	8..12	0..50	1..3,5	0,1..6,7
$S_{21,\text{max}}$ / dB	-2	-9,8	-2,1	-2,6	-2,1
ΔS_{21} / dB	>70	31,5	11	30	> 28,2
$\Delta W_{\text{lin,RMS}}$ / dB	- ^a	0,4^a	- ^a	-	0,28..0,43
$\Delta\varphi_{\text{korrr}}$ / °	1,72 ^b	2,2 ^b	3 ^c	15 ^b	0,1..10,1^c
max. $P_{1\text{dB}}$ / dBm	-	13	5	-13	10
A / mm ²	5,81	0,34	0,15	0,158	0,675
P_v / mW	0	0	0	18	1,35

^aLogarithmisch steuerbar.^bAbsolutwert.^cMittlerer quadratischer Fehler (RMS).

Tabelle 6.2: STAND DER TECHNIK AKTIVER AMPLITUDENSTELLGLIEDER.

Referenz	[Cha09]	[Min08]	[TsR09]	[ElI09a]	[May11b] Diese Arbeit
Technologie	0,18 μm BiCMOS	0,12 μm BiCMOS	90 nm CMOS	0,25 μm BiCMOS	0,25 μm BiCMOS
Verfahren	Regelkreis	Gilbert- Zelle	Vektor- addition	Kompen- sation	Gilbert- Zelle
f / GHz	1,9	28..40	2,4..4,9	5,2..5,9	2..6
$S_{21,\text{max}}$ / dB	12,1	9,1	15	7	18,5
ΔS_{21} / dB	20	11	12,6	20	36
$\Delta W_{\text{lin,RMS}}$ / dB	-	-	0,12	-	0,12..0,16
$\Delta\varphi_{\text{korr}}$ / $^\circ$	2,3 ^a	0,7..2,5 ^b	4,2 ^a	6 ^a	0,4..0,8^b
min. NF / dB	-	3,8	13	3,2	5,7
max. $P_{1\text{dB}}$ / dBm	-	-28	-	-	-27,5
max. $IIP3$ / dBm	-	-20	2	-3	-
A / mm^2	0,13 ^c	0,15	1,92 ^d	0,56	0,029
P_v / mW	5 ^c	33	166 ^d	1,6	5,9

^aAbsolutwert.^bMittlerer quadratischer Fehler (RMS).^cZzgl. Platz- und Strombedarf für Regelstruktur und Phasenschieber.^d4 Empfangspfade.

6.1.2. Phasenstellglieder

Tabelle 6.3 stellt den in Abschnitt 4.2.2 vorgestellten, neuartigen Ansatz zur Einstellung der Phase in den Zusammenhang des Stands der Technik. Es zeigt sich, dass durch die Verbesserung des Reflexionsphasenschiebers auf Basis von Zirkulatoren eine der niedrigsten Amplitudenbeeinflussungen erzielt werden kann. Aufgrund der Kennlinie der relativen Phasendrehung eines Reflexionsphasenschiebers ist über einen großen Frequenzbereich eine sehr lineare Steuerung der Phase möglich. Da der Ansatz auf aktiven Verstärkern beruht, ist ein besonders kompaktes Layout entstanden. Der Nachteil der geringen maximalen Phasendrehung kann aufgrund der überragenden restlichen Eigenschaften durch eine Verkettung von zwei Phasenschiebern und die wahlweise Umschaltung der symmetrischen Signalphasen problemlos auf volle 360° erweitert werden. Die Leistungsaufnahme liegt über denen der vorrangig passiven Strukturen, ist aber deutlich niedriger als ein weiterer Zirkulator-Phasenschieber mit Varaktoren.

Tabelle 6.3: STAND DER TECHNIK DER PHASENSTELLGLIEDER.

Referenz	[Min08]	[TsWJ09]	[Zar07]	[Zheng08]	[May11b] Diese Arbeit
Technologie	0,12 μm BiCMOS	0,18 μm CMOS	0,18 μm CMOS	0,18 μm CMOS	0,25 μm BiCMOS
Verfahren	TLPS	Geschaltet	RTPS	RTPS mit Zirkulator	RTPS mit Zirkulator
f / GHz	28..40	21..29	2,27..2,45	2,4..2,5	2..6
$S_{21,\text{max}}$ / dB	-10	-11,8	-4,6	-5	18,5
$\Delta\varphi_{21}$ / $^\circ$	360	360^a	105	120	$> 180b$
$\Delta\varphi_{\text{lin,RMS}}$ / $^\circ$	4..15	5,3	-	-	0,5..11,8
ΔW_{korrr} / dB	$< 1d$	1,2 ^d	6,4 ^c	5 ^c	0,9..1,6^d
A / mm^2	0,18	0,285	2,5	0,357	0,052
P_v / mW	0	0	1,8	111	24

^aAuflösung: 45° .

^bZwei Einheiten, zzgl. Verdopplung im nachgelagerten steuerbaren Verstärker.

^cAbsolutwert.

^dMittlerer quadratischer Fehler (RMS).

6.1.3. Vektor-Modulatoren

Im Verlauf dieser Arbeit entstanden zwei Vektor-Modulatoren durch Kombination der untersuchten Prinzipien zur Stellung von Phase und Amplitude. Dazu zählen einerseits der im Empfängerschaltkreis von MIMAX verwendete Vektor-Modulator, sowie andererseits ein aus dem Zirkulator-Phasenschieber und dem Verstärker mit Auslöschungsprinzip bestehender Schaltkreis. Tabelle 6.4 fasst den Stand der Technik zusammen.

Beide Entwürfe zeichnen sich durch einen großen Frequenzbereich aus. Aufgrund eines fast baugleichen vorgeschalteten rauscharmen Verstärkers wurde eine ähnliche Rauschzahl und Großsignallinearität erreicht. Da der polare Vektor-Modulator kein verlustbehaftetes RC-Polyphasenfilter benötigt, ist die Verstärkung deutlich höher und liegt somit im Trend der aktuellen Entwicklung. Beide Vektor-Modulatoren sind mit Schaltungen, welche in einer ähnlichen Technologie entworfen worden, hinsichtlich Großsignallinearität und Flächenbedarf vergleichbar. Die Leistungsaufnahme beider Schaltungen liegt im mittleren Bereich, wobei das Verhältnis aus Verstärkung und Strombedarf zugunsten des polaren Vektor-Modulators ausfällt.

Tabelle 6.4: STAND DER TECHNIK DER VEKTOR-MODULATOREN.

Referenz	[Erk09]	[Koh07]	[TsR09]	[May11d] Diese Arbeit	[May11b] Diese Arbeit
Technologie	0,25 μm BiCMOS	0,13 μm CMOS	90 nm CMOS	0,25 μm BiCMOS	0,25 μm BiCMOS
Topologie	kartesisch, RC	kartesisch, LC	polar, Vektor- addition	kartesisch, RC	polar, Zirku- lator
f / GHz	2,9..3,1	6..18	2,4..4,9	2,4..5,6	2..6
$\underline{S}_{21,\text{max}}$ / dB	19,2	-2,1	15	12,2	18,5
min. NF / dB	4,8	-	13	6,7	5,7
max. $P_{1\text{dB}}$ / dBm	-33,1	-5,4	-	-34,5	-34
A / mm^2	1,02	0,45	1,92 ^a	1,3	1,06
P_v / mW	113,2	8,7	166 ^a	56	39

^aVier Empfangspfade.

6.2. Schlussfolgerung und Ausblick

In der vorliegenden Arbeit wurden Methoden und Schaltungen zur Einstellung der Signalphase und -amplitude untersucht und weiterentwickelt. Die an Implementierungsbeispielen erprobten neuen Konzepte verbesserten die Leistungsfähigkeit dieser Schaltungen als analoge HF-Baugruppen in Empfangs- und Sendeschaltkreisen. Dabei wurden die Steuerlinearitäts- und Korrelationsfehler gegenüber dem Stand der Technik mit einem vergleichbaren oder teilweise geringerem schaltungstechnischen Aufwand und Strombedarf verbessert. Ausgehend von analytischen Untersuchungen der jeweiligen Schaltungen, wurden Vorschläge zur Reduzierung der Korrelation zwischen Amplitude und Phase abgeleitet.

In der Arbeit wurde eine umfassende Modellierung und Analyse der Phasenbeeinflussung passiver steuerbarer Dämpfungsglieder erstellt. Anhand wesentlicher Kriterien für den Entwurf wurden hierfür die Topologien II, T, überbrücktes T und X ausgewählt. Es wurde gezeigt, dass II- und X-Netzwerke zu bevorzugen sind. Zusätzlich ist eine neue, auf einer Regelschleife beruhende Methode zur Linearisierung der Steuerkennlinie vorgestellt worden und dessen Wirkprinzip an der realen Schaltung eines II-Netzwerks nachgewiesen worden. Somit konnte innerhalb der 1 dB Grenzfrequenz und einem Steuerbereich von 20 dB ein Phasenfehler von 3° und ein Steuerlinearitätsfehler von 0,35 dB erzielt werden.

Eine weitere analytische Betrachtung zu aktiven steuerbaren Verstärkern zeigte die besondere Eignung der GILBERT-Zelle zur Amplitudenstellung mit geringer Phasenbeeinflussung. Dazu wurde eine auf dem Prinzip des Stromspiegels beruhende Hilfsschaltung zur geeigneten Ansteuerung der Kaskodetransistoren entwickelt, um diese Eigenschaften für einen steuerbaren Verstärker nutzen zu können. Durch in verschiedenen Technologien nach diesem Prinzip entworfene integrierte Schaltkreise konnten besonders niedrige Phasenfehler von bis zu $0,4^\circ$ innerhalb eines großen Stellbereichs von 36 dB gemessen werden. Damit wurde gegenüber dem Stand der Technik innerhalb eines um den Faktor 4 größeren Stellbereichs eine Verbesserung des Phasenfehlers um den Faktor 2 erreicht.

Die Arbeit liefert darüber hinaus eine sorgfältige Auswahl eines geeigneten Prinzips zur Phasenstellung und verbesserte dies im besonderen Maße. Durch eine neuartige Ansteuerung des Zirkulator-Phasenschiebers am Transkonduktanzverstärker wurden die sonst für die Amplitudenbeeinflussung im Wesentlichen verantwortlichen Varaktoren überflüssig. Die Messung der nach dem Konzept implementierten und gefertigten Schal-

tung bestätigte dies mit einem Amplitudenfehler von nur 0,9 dB über einen Phasenstellbereich von 360° und einem Frequenzbereich von 2 bis 6 GHz. Damit konnte der Stand der Technik von Zirkulator-Phasenschiebern um den Faktor 3 verbessert werden.

Mit dem abschließenden Entwurf mehrerer im hohen Maße genauer Vektor-Modulatoren wurden schließlich Kernkomponenten für einen Diversitätssender und -empfänger geschaffen. Durch die verwendeten steuerbaren Verstärker mit einem Phasenfehler von weniger als $0,4^\circ$ konnte eine effektive Auflösung von 6 bit erreicht werden, ohne dafür eine hinsichtlich eines Produktes kostenintensive Kalibrierung durchführen zu müssen. Der Funktionsnachweis wurde anhand von Messungen der Einzelschaltungen, Hybridbauten und schließlich im Rahmen eines vollständig integrierten Empfängerschaltkreises für das Projekt MIMAX erbracht. Dabei wurde eine Verdopplung der Reichweite bei einer um nur 35 % höheren Leistungsaufnahme gegenüber einem herkömmlichen Kommunikationsverfahren (SISO) erzielt.

Die vorgeschlagenen Methoden zur Reduzierung der Korrelationsfehler liefern einen wesentlichen Beitrag für den Einsatz von Amplituden- und Phasenstellgliedern im Hochfrequenzbereich. Damit ebnen sie den Weg für neuartige Systemkonzepte für die drahtlose Kommunikation, welche eine exakte Kontrolle von Amplitude und Phase, z.B. zur Einstellung eines komplexen Gewichts, benötigen. Die hohe Genauigkeit der Ansätze, gepaart mit deren einfachen Schaltungsanordnungen, trägt zu einer Vereinfachung der Ansteuerungslogik und somit auch wesentlich zur Reduzierung der Leistungsaufnahme und der Herstellungskosten bei. Die vorgestellten Ansätze und Erkenntnisse sind allgemeiner Natur und somit auf andere Fertigungstechnologien übertragbar. Dies unterstreicht deren Bedeutung für zukünftige Systeme.

Wenngleich es sich bei den vorgestellten Schaltungen um Labormuster handelt, konnte bereits eine gute Robustheit der Ansätze gegenüber Prozess- und Temperaturschwankungen beobachtet werden. Zur Sicherstellung einer Serienreife mit besonders hoher Ausbeute sind weitere Maßnahmen erforderlich. Dazu zählen die wirksame Reduzierung oder Kompensation von Offsetfehlern, die Absicherung der Funktionsweise innerhalb üblicher Temperaturbereiche und ein erweitertes Testkonzept mit Möglichkeiten der nachträglichen Kalibrierung einzelner Baugruppen. Weitere Entwicklungspotentiale bieten sich in der Optimierung von Stromaufnahme und Bandbreite für einen gezielten Einsatz in einem hoch integrierten Systemschaltkreis.

Literaturverzeichnis

- [IEEE03] “IEEE Standard for Information Technology- Telecommunications and Information Exchange Between Systems- Local and Metropolitan Area Networks- Specific Requirements Part II: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications,” *IEEE Std 802.11g-2003 (Amendment to IEEE Std 802.11, 1999 Edn. (Reaff 2003) as amended by IEEE Stds 802.11a-1999, 802.11b-1999, 802.11b-1999/Cor 1-2001, and 802.11d-2001)*, pp. i–67, 2003.
- [Abd07b] M. Abdalla, K. Phang, and G. Eleftheriades, “A Bi-Directional Electronically Tunable CMOS Phase Shifter Using the High-Pass Topology,” in *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, 2007.*, pp. 2173–2176, 2007.
- [Abd07a] M. Abdalla, K. Phang, and G. Eleftheriades, “Printed and Integrated CMOS Positive/Negative Refractive-Index Phase Shifters Using Tunable Active Inductors,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 8, pp. 1611–1623, 2007.
- [Aso11] A. Asoodeh and M. Atarodi, “A 6 bit active digital phase shifter,” *IEICE Electronics Express*, vol. 8, no. 3, pp. 121–128, 2011.
- [Cam00] C. Campbell and S. Brown, “A compact 5 bit phase-shifter MMIC for K-band satellite communication systems,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 12, pp. 2652–2656, 2000.
- [Cha09] C. Charles and D. Allstot, “A Calibrated Phase and Amplitude Control System for a 1.9 GHz Phased-Array Transmitter Element,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 56, no. 12, pp. 2728–2737, 2009.
- [Chen10] P.-H. Chen and R. Narayanan, “Design of active circulators using high-speed operational amplifiers,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 10, pp. 575–577, 2010.

- [Chu06] M. Chu, J. Huard, K. Wong, and D. Allstot, "A 5 GHz wide-range CMOS active phase shifter for wireless beamforming applications," in *IEEE Radio and Wireless Symposium, 2006*, pp. 47–50, 2006.
- [Cic08] W. Ciccognani, F. Giannini, E. Limiti, and P. Longhi, "Compensating for parasitic phase shift in microwave digitally controlled attenuators," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 12, pp. 743–744, 2008.
- [Dai07] Y.-S. Dai, D.-G. Fang, and Y.-X. Guo, "A Novel UWB (0.045–50 GHz) Digital/Analog Compatible MMIC Variable Attenuator With Low Insertion Phase Shift and Large Dynamic Range," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 1, pp. 61–63, 2007.
- [Dod07] N. Doddamani, Harishchandra, and A. Nandi, "Design of SPDT Switch, 6 bit Digital Attenuator, 6 bit Digital Phase Shifter for L-Band T/R Module using 0.7 um GaAs MMIC Technology," in *International Conference on Signal Processing, Communications and Networking, 2007. ICSCN '07.*, pp. 302–307, 2007.
- [Dog04] H. Dogan, R. Meyer, and A. Niknejad, "A DC-10 GHz linear-in-dB attenuator in 0.13 um CMOS technology," in *Proceedings of the IEEE 2004 Custom Integrated Circuits Conference, 2004.*, pp. 609–612, 2004.
- [Dog08] H. Dogan, R. Meyer, and A. Niknejad, "Analysis and Design of RF CMOS Attenuators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 10, pp. 2269–2283, 2008.
- [Eick09a] R. Eickhoff, R. Kraemer, I. Santamaria, and L. Gonzalez, "Developing energy-efficient MIMO radios," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 4, no. 1, pp. 34–41, 2009.
- [Ell08a] F. Ellinger, *Radio frequency integrated circuits and technologies*, Springer, Berlin ;Heidelberg, 2. edn., 2008.
- [Ell04] F. Ellinger and H. Jackel, "Low-cost BiCMOS variable gain LNA at Ku-band with ultra-low power consumption," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 2, pp. 702–708, 2004.

-
- [Ell03] F. Ellinger, H. Jackel, and W. Bachtold, "Varactor-loaded transmission-line phase shifter at C-band using lumped elements," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 4, pp. 1135–1140, 2003.
- [Ell01a] F. Ellinger, U. Lott, and W. Bachtold, "An antenna diversity MMIC vector modulator for HIPERLAN with low power consumption and calibration capability," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 5, pp. 964–969, 2001.
- [Ell01b] F. Ellinger, R. Vogt, and W. Bachtold, "Compact reflective-type phase-shifter MMIC for C-band using a lumped-element coupler," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 5, pp. 913–917, 2001.
- [Ell02] F. Ellinger, R. Vogt, and W. Bachtold, "Ultracompact reflective-type phase shifter MMIC at C-band with 360° phase-control range for smart antenna combining," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 4, pp. 481–486, 2002.
- [Erk09] H. Erkens, R. Wunderlich, and S. Heinen, "A Low-Cost, High Resolution, 360° Phase/Gain Shifter in SiGe BiCMOS," in *IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2009. SiRF '09.*, pp. 1–4, 2009.
- [Haj05] A. Hajimiri, H. Hashemi, A. Natarajan, X. Guan, and A. Komijani, "Integrated Phased Array Systems in Silicon," *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 9, pp. 1637–1655, 2005.
- [Het10] K. Hettak and G. Morin, "An integrated C-Band SiGe variable gain amplifier and reflected type phase shifter for phased array T/R modules," in *European Microwave Conference (EuMC), 2010*, pp. 1544–1547, 2010.
- [Itoh10] Y. Itoh, W. Cao, T. Murata, and K. Sakurai, "An L-band gain and bandwidth tunable low-noise differential amplifier using varactor-tuned bias circuits and active loads," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), 2010*, pp. 960–963, 2010.

- [Kam93] H. Kamitsuna and H. Ogawa, "Ultra-wideband MMIC active power splitters with arbitrary phase relationships," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 9, pp. 1519–1523, 1993.
- [Kang07] D.-W. Kang and S. Hong, "A 4 bit CMOS Phase Shifter Using Distributed Active Switches," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 7, pp. 1476–1483, 2007.
- [Kang06] D.-W. Kang, H. D. Lee, C.-H. Kim, and S. Hong, "Ku-band MMIC phase shifter using a parallel resonator with 0.18 um CMOS technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 294–301, 2006.
- [Kau01] R. Kaunisto, P. Korpi, J. Kiraly, and K. Halonen, "A linear-control wide-band CMOS attenuator," in *The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2001. ISCAS 2001.*, vol. 4, pp. 458–461, 2001.
- [Kim11] K.-J. Kim and K. Ahn, "Design of 60 GHz Vector Modulator Based Active Phase Shifter," in *Sixth IEEE International Symposium on Electronic Design, Test and Application (DELTA), 2011*, pp. 140–143, 2011.
- [Kim04] T. Kim and D. Allstot, "A tunable transmission line phase shifter (TTPS)," in *Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04.*, vol. 1, pp. 972–975, 2004.
- [Koh07] K.-J. Koh and G. Rebeiz, "0.13 um CMOS Phase Shifters for X-, Ku-, and K-Band Phased Arrays," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 11, pp. 2535–2546, 2007.
- [Ku10] B.-H. Ku and S. Hong, "6-bit CMOS Digital Attenuators With Low Phase Variations for X-Band Phased-Array Systems," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 7, pp. 1651–1663, 2010.
- [Leu09] J. D. Leufker, "Analyse und Entwurf eines CMOS Verstärkers mit einstellbarer Verstärkung und geringer Phasenvariation," Studienarbeit, TU Dresden, 2009.

-
- [Leu10] J. D. Leufker, "Analyse und Entwurf eines Vektormodulators auf Basis eines Frequenzteilers oder Quadraturmischers bei 5,6 GHz," Diplomarbeit, TU Dresden, 2010.
- [Lu06] C. Lu, A.-V. Pham, and D. Livezey, "On the feasibility of CMOS multiband phase shifters for multiple-antenna transmitters," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 5, pp. 255–257, 2006.
- [Lu05] L.-H. Lu and Y.-T. Liao, "A 4 GHz phase shifter MMIC in 0.18 μm CMOS," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 10, pp. 694–696, 2005.
- [Mas05] M. Masud, H. Zirath, and M. Kelly, "A 45 dB variable gain low noise MMIC amplifier," in *European Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium, 2005. EGAAS 2005.*, pp. 669–672, 2005.
- [Min07] B.-W. Min and G. Rebeiz, "A 10-50 GHz CMOS Distributed Step Attenuator With Low Loss and Low Phase Imbalance," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 11, pp. 2547–2554, 2007.
- [Min08] B.-W. Min and G. Rebeiz, "Single-Ended and Differential Ka-Band BiCMOS Phased Array Front-Ends," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 10, pp. 2239–2250, 2008.
- [Nis95] K. Nishikawa and T. Tokumitsu, "An MMIC low-distortion variable-gain amplifier using active feedback," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1995.*, vol. 3, pp. 1619–1622, 1995.
- [Rich10] A. Richter, "Analyse und Entwurf eines Reflexionsphasenschiebers unter Verwendung aktiver Spulen," Studienarbeit, TU Dresden, 2010.
- [Saa06] C. Saavedra and B. Jackson, "Voltage-variable attenuator MMIC using phase cancellation," *IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems*, vol. 153, no. 5, pp. 442–446, 2006.
- [Shin08] S.-C. Shin, J.-Y. Huang, K.-Y. Lin, and H. Wang, "A 1.5-9.6 GHz monolithic active quasi-circulator in 0.18 μm CMOS

- technology,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 12, pp. 797–799, 2008.
- [Sim00] H. Simon and R. A. Perichon, “A MMIC Broad-Band 90° Power Divider using a New All-Pass Active Filter,” in *30th European Microwave Conference*, pp. 1–4, 2000.
- [Tak10] H. Takahashi, T. Kosugi, A. Hirata, K. Murata, and N. Kukutsu, “10 Gbit/s Quadrature Phase-Shift-Keying Modulator and Demodulator for 120-GHz-Band Wireless Links,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 12, pp. 4072–4078, 2010.
- [Tan65] S. Tanaka, N. Shimomura, and K. Ohtake, “Active circulators - The realization of circulators using transistors,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 53, no. 3, pp. 260–267, 1965.
- [Tie10] U. Tietze, C. Schenk, and E. Gamm, *Halbleiter-Schaltungstechnik*, vol. 13, Springer, 2010.
- [TsR09] R. Tseng, H. Li, D. H. Kwon, A. Poon, and Y. Chiu, “An inherently linear phase-oversampling vector modulator in 90 nm CMOS,” in *IEEE Asian Solid-State Circuits Conference, 2009. A-SSCC 2009.*, pp. 257–260, 2009.
- [TsWJ09] W.-J. Tseng, C.-S. Lin, Z.-M. Tsai, and H. Wang, “A miniature switching phase shifter in 0.18 um CMOS,” in *Asia Pacific Microwave Conference, 2009. APMC 2009.*, pp. 2132–2135, 2009.
- [Vad09] P. Vadivelu, P. Sen, S. Sarkar, D. Dawn, S. Pinel, and J. Laskar, “Integrated CMOS mm-wave phase shifters for single chip portable radar,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09.*, pp. 565–568, 2009.
- [Wag07] J. Wagner, “Entwurf eines Phasenschiebers für Adaptive Antenna Combining,” Studienarbeit, TU Dresden, 2007.
- [Wea54] D. Weaver, “Design of RC Wide-Band 90 Degree Phase-Difference Network,” *Proceedings of the IRE*, vol. 42, no. 4, pp. 671–676, 1954.

-
- [Wu10] H.-S. Wu, C.-W. Wang, and C.-K. Tzuang, "CMOS active quasi-circulator with dual transmission gains incorporating feedforward technique at K-band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 8, pp. 2084–2091, 2010.
- [Wu08b] J.-C. Wu, C.-C. Chang, S.-F. Chang, and T.-Y. Chin, "A 24 GHz full-360° CMOS reflection-type phase shifter MMIC with low loss-variation," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2008. RFIC 2008.*, pp. 365–368, 2008.
- [Wu08a] J.-C. Wu, T.-Y. Chin, S.-F. Chang, and C.-C. Chang, "2.45 GHz CMOS Reflection-Type Phase-Shifter MMICs With Minimal Loss Variation Over Quadrants of Phase-Shift Range," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 10, pp. 2180–2189, 2008.
- [Wu06] P.-S. Wu, H.-Y. Chang, M.-D. Tsai, T.-W. Huang, and H. Wang, "New miniature 15-20 GHz continuous-phase/amplitude control MMICs using 0.18 um CMOS technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 10–19, 2006.
- [Tiku08] T. Yu and G. Rebeiz, "A 24 GHz 4-channel phased-array receiver in 0.13 um CMOS," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2008. RFIC 2008.*, pp. 361–364, 2008.
- [Zar07] H. Zarei, C. Charles, and D. Allstot, "Reflective-Type Phase Shifters for Multiple-Antenna Transceivers," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 54, no. 8, pp. 1647–1656, 2007.
- [Zarg02] M. Zargari, D. Su, C. Yue, S. Rabii, D. Weber, B. Kaczynski, S. Mehta, K. Singh, S. Mendis, and B. Wooley, "A 5 GHz CMOS transceiver for IEEE 802.11a wireless LAN systems," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 12, pp. 1688–1694, 2002.
- [Zheng08] Y. Zheng and C. Saavedra, "An Ultra-Compact CMOS Variable Phase Shifter for 2.4 GHz ISM Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 6, pp. 1349–1354, 2008.

- [Zheng09] Y. Zheng and C. Saavedra, “Active quasi-circulator MMIC using OTAs,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, no. 4, pp. 218–220, 2009.

Veröffentlichungen

Patente

- [May10a] U. Mayer, “Anordnung und Verfahren zur Einstellung einer Phase eines Signals,” 2010.
- [May10b] U. Mayer, “Steuerbare Verstärkeranordnung und Verfahren zur Steuerung einer Eingangsspannung,” 2010.

Darunter als Mitverfasser

- [Eick10a] R. Eickhoff, U. Mayer, and R. Kraemer, “Anordnung und Verfahren zur Steuerung einer Raumdiversitätssender- und Empfängerstruktur,” 2010.
- [Eick10b] R. Eickhoff, U. Mayer, and M. Wickert, “Verfahren zur Signalübertragung in Raum-Diversitäts-Systemen,” 2010.
- [May11a] U. Mayer, J. Wagner, and M. Wickert, “Anordnung und Verfahren zur gleichzeitigen Linearisierung und Anpassung eines Dämpfungsgliedes,” 2012, eingereicht.

Zeitschriftenartikel

- [May10c] U. Mayer, F. Ellinger, and R. Eickhoff, “Analysis and Reduction of Phase Variations of Variable Gain Amplifiers verified by CMOS Implementation at C-Band,” *IET Circuits, Devices & Systems*, vol. 4, no. 5, pp. 433–439, 2010.
- [May11b] U. Mayer, M. Wickert, R. Eickhoff, and F. Ellinger, “2-6 GHz BiCMOS Polar Vector Modulator for Multistandard RF Diversity Receivers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 3, pp. 567–573, 2012.

Darunter als Mitverfasser

- [Ell09a] F. Ellinger, U. Jörges, U. Mayer, and R. Eickhoff, “Analysis and Compensation of Phase Variations Versus Gain in Amplifiers Verified by SiGe HBT Cascode RFIC,” *IEEE Transactions on*

Microwave Theory and Techniques, vol. 57, no. 8, pp. 1885–1894, 2009.

- [Ell10a] F. Ellinger, U. Mayer, M. Wickert, N. Joram, J. Wagner, R. Eickhoff, I. Santamaria, C. Scheytt, and R. Kraemer, “Integrated Adjustable Phase Shifters,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 6, pp. 97–108, 2010.
- [Ell08b] F. Ellinger, J. Wagner, U. Mayer, and R. Eickhoff, “Passive varactor tuned equivalent transmission line phase shifter at C-band in 0.25 μm BiCMOS,” *IET Circuits, Devices & Systems*, vol. 2, no. 4, pp. 355–360, 2008.
- [Wick11] M. Wickert, U. Mayer, R. Eickhoff, I. Santamaria, and F. Ellinger, “RF-MIMO for WLAN Applications verified in a fully compatible 802.11a Transceiver,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2011.

Konferenzbeiträge

- [May09a] U. Mayer, R. Eickhoff, and F. Ellinger, “Compact Circulator Based Phase Shifter at C-Band in BiCMOS,” in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2009. RFIC 2009.*, pp. 499–502, 2009.
- [May09c] U. Mayer, C. Rossberg, Z. Tibensky, and F. Ellinger, “A Low-Power Ultra-Wideband BiCMOS Low Noise Amplifier with Noise Cancellation,” in *Semiconductor Conference Dresden 2009*, p. on CD, 2009.
- [May09b] U. Mayer, M. Wickert, R. Eickhoff, and F. Ellinger, “An Automatically Matched CMOS Attenuator for C-Band with Improved Control Linearity,” in *Proceedings of the International IEEE Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic System (COMCAS)*, p. on CD, 2009.
- [May11d] U. Mayer, M. Wickert, R. Eickhoff, and F. Ellinger, “Multiband Mixed-Signal Vector Modulator IC,” in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2011. RFIC 2011.*, 2011.

-
- [May10d] U. Mayer, M. Wickert, and F. Ellinger, "Design of received signal strength indicators for RF-MIMO systems," in *Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, pp. 1–4, 2010.

Darunter als Mitverfasser

- [Eick08a] R. Eickhoff, F. Ellinger, U. Mayer, and I. Santamaria, "Low Cost RF Adaptive Antenna Combining," in *Proceedings of the Semiconductor Conference Dresden (SCD)*, p. on CD, 2008.
- [Eick09b] R. Eickhoff, F. Ellinger, U. Mayer, I. Santamaria, R. Kraemer, and L. Gonzalez, "Performance Evaluation of Wireless MIMO Radios," in *Proceedings of the 18th ICT MobileSummit 2009*, 2009.
- [Eick08d] R. Eickhoff, F. Ellinger, U. Mayer, M. Wickert, L. Gonzalez, N. Fiebig, and C. Scheytt, "Analogue front-end design for 802.11a with spatial RF processing," in *Proceedings of the RadioTecC 2008*, p. on CD, 2008.
- [Eick08b] R. Eickhoff, F. Ellinger, U. Mayer, M. Wickert, I. Santamaria, R. Kraemer, L. Gonzalez, P. Sperandio, and T. Theodosiou, "MIMAX - Exploiting the maximum performance and minimum system costs of wireless MIMO systems," in *Proceedings of the 17th ICT Mobile and Wireless Summit 2008*, p. on CD, 2008.
- [Eick08c] R. Eickhoff, U. Mayer, F. Ellinger, and C. Scheytt, "High performance and low power consuming MIMO systems using adaptive antenna combining in the RF domain," in *Proceedings of the Microwave Technology and Techniques Workshop 2008*, p. on CD, 2008.
- [Eick10c] R. Eickhoff, U. Mayer, M. Wickert, and F. Ellinger, "RF impairments of vector modulators in wireless MIMO receivers," in *Future Network and Mobile Summit, 2010*, pp. 1–8, 2010.
- [Eick09c] R. Eickhoff, U. Mayer, M. Wickert, F. Ellinger, I. Santamaria, V. Elvira, J. Ibanez, and J. Via, "Fully Integrated MIMO Transceiver with Pre-FFT Processing for 802.11a," 2009, talk.

- [Eick11a] R. Eickhoff, K. Tittelbach-Helmrich, M. Wickert, J. Wagner, U. Mayer, V. Elvira, J. Ibanez, Z. Stamenkovic, and F. Ellinger, “Physical layer amendments for MIMO features in 802.11a,” in *Future Networks and MobileSummit 2011*, IEEE, 2011.
- [Ell09b] F. Ellinger, R. Eickhoff, U. Mayer, and M. Wickert, “Radio Frequency Integrated Circuits for Adaptive Beamforming,” in *IEEE Radio and Wireless Week*, 2009, invited talk.
- [Ell09c] F. Ellinger, U. Jörges, U. Mayer, M. Wickert, R. Eickhoff, and I. Santamaria, “Variable Gain Amplifier with Phase Compensation versus Gain,” in *9th IEEE Mediterranean Microwave Symposium*, 2009, invited talk.
- [Ell10b] F. Ellinger, U. Jörges, U. Mayer, M. Wickert, R. Eickhoff, and I. Santamaria, “Analysis and Compensation of Phase Variations in SiGe Variable Gain Amplifier IC,” in *MTT-S Distinguished Microwave Lecturer Series: Radio Frequency Integrated Circuits for Adaptive Beamforming*, 2010, invited talks in Chiao Tung University, National University of Taiwan, University of Malta and IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference.
- [Ell08c] F. Ellinger, M. Wickert, R. Eickhoff, U. Mayer, and S. Hauptmann, “Low Noise Radio Frequency Integrated Circuits in 90 nm SOI CMOS up to 60 GHz,” in *Proceedings of the International IEEE Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic System (COMCAS)*, p. on CD, 2008.
- [Jor09] N. Joram, U. Mayer, R. Eickhoff, and F. Ellinger, “Fully Integrated Active CMOS Vector Modulator for 802.11a Compliant Diversity Transceivers,” in *Proceedings of the International IEEE Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic System (COMCAS)*, p. on CD, 2009.
- [Wag08] J. Wagner, U. Mayer, and F. Ellinger, “Passive transmission line phase shifter at C-band in CMOS using lumped elements,” in *17th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, 2008. MIKON 2008.*, pp. 1–4, 2008.
- [Wick09] M. Wickert, R. Eickhoff, U. Mayer, I. Santamaria, and J. Ibanez, “Simulation Framework for RF-MIMO performance eva-

luation,” in *Proceedings of the 18th ICT MobileSummit 2009*, 2009.

Mitverfasser eines Buchkapitels

- [San08] I. Santamaría, J. Vía, V. Elvira, J. Ibáñez, J. Pérez, R. Eickhoff, and U. Mayer, *Handbook of Smart Antennas for RFID Systems*, chap. Low cost and compact RF-MIMO transceivers, pp. 513–538, Wiley Book Series in Microwave and Optical Engineering, 2010.

Abkürzungsverzeichnis

ADU	Analog-Digital-Umsetzer
AGC	engl.: “automatic gain control” - Schaltung zur automatischen Verstärkungsregelung
BB	Basisband
CMOS	engl.: “complementary metal oxide semiconductor” - Komplementäre Metal-Oxid-Halbleiter
DAU	Digital-Analog-Umsetzer
DLL	engl.: “delay-locked loop” - Verzögerungsregelschleife
DSP	Digitaler Signalprozessor
EU	Europäische Union
FPGA	engl.: field programmable gate array” - Programmierbare Gatter- bzw. Logikschaltung
HBT	Heterobipolartransistor
HF	Hochfrequenz
LNA	engl.: „low noise amplifier” - rauscharmer Verstärker
LO	Lokalszillator
MIM	Metall-Isolator-Metall - Verfahren für Kondensatoren mit hohem Kapazitätsbelag
MIMAX	engl.: “Advanced MIMO Systems for MAXimum Reliability and Performance ” - EU-Forschungsprojekt zu MIMO-Systemen
MIMO	engl.: “multiple input multiple output” - System mit mehreren Sende- und Empfangspfaden
PA	engl.: “power amplifier” - Leistungsverstärker
PD	Phasendetektor
PLL	engl.: “phase-locked loop” - Phasenregelschleife
PS	Phasenstellglied

QAF	Quadratur-Allpassfilter
QAM	Quadraturamplitudenmodulation
RMS(E)	engl.: “root mean square (error)” - Mittlerer quadratischer Fehler
RTPS	engl.: “reflective type phase shifter” - Reflexionsphasenschieber
SiGe	Silizium-Germanium
SNR	engl.: “signal-to-noise ratio” - Signal-Rausch-Verhältnis
SPI	engl.: „serial peripheral interface (bus)” - Synchroner serieller Datenbus
TLPS	engl.: “transmission line phase shifter” - Leitungsbasierender Phasenschieber
USB	engl.: „universal serial bus” - Serieller Datenbus
VCO	engl.: „voltage controlled oscillator” - Spannungsgesteuerter Oszillator
VGA	engl.: “variable gain amplifier” - Verstärker mit einstellbarer Verstärkung
WLAN	engl.: “wireless local area network” - Drahtloses lokales Netzwerk
ZF	Zwischenfrequenz

Symbolverzeichnis

f	Frequenz
ω	Kreisfrequenz
τ	Zeitkonstante
σ	Standardabweichung
N	Anzahl
\underline{w}	Komplexes Gewicht
W	Betrag von \underline{w}
φ	Phase von \underline{w}
a	Realteil von \underline{w}
b	Imaginärteil von \underline{w}
x	Normierte Stellgröße
U	Spannung
\underline{U}	Spannung im Bildbereich
u	Kleinsignalspannung
I	Strom
\underline{I}	Strom im Bildbereich
i	Kleinsignalstrom
R	Widerstand
r	Kleinsignalwiderstand
g_m	Steilheit / Transkonduktanz
\underline{Z}	Impedanz im Bildbereich
Z_0	Referenzimpedanz, i.d.R. $50\ \Omega$ für unipolare, bzw. $100\ \Omega$ für symmetrische Systeme
\underline{Y}	Admittanz im Bildbereich
C	Kondensator
L	Spule
L_{v0}	Gleichspannungsdämpfung
Q	Güte
A	Fläche (von Schaltkreisen), bzw. Verstärkung

\underline{A}_v	Spannungsverstärkung im Bildbereich
S_{ij}	Streuparameter
P_v	Leistungsaufnahme
P_{1dB}	Kompressionspunkt
NF	Rauschzahl

Abbildungsverzeichnis

1.1.	Schematischer Aufbau eines MIMO-Empfängers mit komplexer Gewichtung im HF-Bereich.	9
1.2.	Schematischer Aufbau eines Senders mit direkter Modulation.	10
1.3.	Blockschaltbilder a) einer automatischen Empfangspegelanpassung und b) einer phasengesteuerten Gruppenantenne.	11
1.4.	Blockschaltbild einer Verzögerungsregelschleife zur linearen Stellung der Phasenlage des Signals.	12
1.5.	Komplexe Zahlen im polaren und kartesischen Koordinatensystem.	13
1.6.	Betragsabhängige Auflösung der quantisierten Koordinatensysteme.	14
1.7.	Auswirkung von Korrelationsfehlern auf die Einstellung von Betrag und Phase.	17
1.8.	Der Einfluss von Nichtlinearitäten, Offsets und Phasenfehlern.	19
1.9.	Abschätzung der Leistungsaufnahme und Chipfläche von SISO- und MIMO-Empfängern mit vier Antennen [Eick09b].	22
2.1.	Prinzipien der Amplituden- und Phaseinstellung.	28
2.2.	Amplitudenstellglieder a) geschaltete Dämpfungsglieder b) T-Dämpfungsglied c) II-Dämpfungsglied d) Auslöschungsprinzip.	29
2.3.	Phasenstellglieder a) geschaltete Verzögerungsleitungen b) TLPS c) RTPS.	32
2.4.	Kombinierte Verfahren a) Vektor-Modulator mit drei Basisvektoren b) Addition von phasenverschobenen Einheitsvektoren.	34
3.1.	Dämpfungsglieder a) II, b) T, c) überbrücktes T und d) X.	38
3.2.	Kleinsignalersatzschaltbild des II-Netzwerks.	39
3.3.	Phasendrehung des II-Netzwerks.	41
3.4.	Kleinsignalersatzschaltbild des T-Netzwerks.	42
3.5.	Phasendrehung des T-Netzwerks.	43
3.6.	Kleinsignalersatzschaltbild des überbrückten T-Netzwerks a) vor und b) nach der Stern-Dreieck-Umwandlung.	45
3.7.	Phasendrehung des überbrückten T-Netzwerks.	46
3.8.	Kleinsignalersatzschaltbild des X-Netzwerks.	46
3.9.	Phasendrehung des X-Netzwerks.	48

3.10. Vergleich der modellierten Abhängigkeit der Phase von der Verstärkung zwischen den Topologien.	49
3.11. Vergleich der modellierten Abhängigkeit von Minimal- und Maximaldämpfung zwischen den Topologien.	50
3.12. Beispiel eines Π -Netzwerks [May09b].	51
3.13. Regelschleifen zur Anpassung und Linearisierung [May09b].	52
3.14. Chipfoto des Dämpfungsglieds [May09b].	53
3.15. Geregelte Gatespannungen des Dämpfungsglieds.	53
3.16. Gemessene Abhängigkeit der Verstärkung von der Steuer- spannung.	54
3.17. Gemessene Abhängigkeit der Anpassung von der Dämpfung.	54
3.18. Abhängigkeit der relativen Phasendrehung von der Span- nungsverstärkung.	56
3.19. RMS Phasen- und Linearitätsfehler des Dämpfungsglieds.	56
3.20. Kaskodeschaltungen zur Kompensation der Phasenbeein- flussung mit a) Bipolartransistoren und b) Feldeffekttran- sistoren.	58
3.21. Emitterstufe a) Schaltbild b) Kleinsignalersatzschaltung. .	61
3.22. Basisstufe a) Schaltbild b) Kleinsignalersatzschaltung. . .	62
3.23. Kaskode a) Schaltbild b) Kleinsignalersatzschaltung. . . .	63
3.24. Modellierter relative Phasendrehung von Emitter- und Ba- sisstufe sowie Kaskode als Funktion der Spannungsverstär- kung.	65
3.25. Modellierter effektive Steilheit von Emitter- und Basisstufe sowie Kaskode als Funktion des Lastwiderstandes.	66
3.26. GILBERT-Zelle als VGA a) Schaltbild b) Kleinsignalersatz- schaltung.	67
3.27. Schematische Kennlinien der Stromsteuerung.	68
3.28. Schaltungen zur Stromsteuerung a) Basisstromspeisung b) Stromspiegel.	69
3.29. Schematische Kennlinien der Verstärkung a) ohne Kreuz- kopplung und b) mit Kreuzkopplung.	70
3.30. Schaltplan eines steuerbaren C-Band-Verstärkers mit Feld- effekttransistoren [May10c].	71
3.31. Chipfoto des steuerbaren C-Band-Verstärkers [May10c]. . .	72
3.32. Gemessene relative Phasendrehung (Absolutwert und RMS) innerhalb der 1 dB-Bandbreite.	73
3.33. Abhängigkeit der Phase von der Verstärkung bei 5,5 GHz.	73

3.34. Abhängigkeit von Anpassung und Rauschzahl von der Verstärkung bei 5,5 GHz.	74
3.35. Abhängigkeit der Großsignaleigenschaften von der Verstärkung bei 5,5 GHz.	74
3.36. Schaltplan eines Bipolarverstärkers mit ungenutzter Last [May11d].	75
3.37. Chipfoto des steuerbaren Bipolarverstärkers [May11d]. . .	76
3.38. Linearitätsfehler der Verstärkungssteuerung des Bipolarverstärkers mit ungenutzter Last bei 5,5 GHz.	77
3.39. Abhängigkeit der Phase von der Verstärkung des Bipolarverstärkers mit ungenutzter Last bei 5,5 GHz.	78
3.40. Rauschzahl des auf Leiterplatte gemessenen Schaltkreises [May11d] bei 5,5 GHz.	78
3.41. Schaltplan eines steuerbaren Bipolarverstärkers mit Kreuzkopplung [May11b].	79
3.42. Linearitätsfehler der Verstärkungssteuerung des Bipolarverstärkers mit Kreuzkopplung bei 5,5 GHz.	80
3.43. Abhängigkeit der Phase von der Verstärkung des Bipolarverstärkers mit Kreuzkopplung bei 5,5 GHz.	80
3.44. Gemessener RMS Phasen- und Linearitätsfehler des Bipolarverstärkers mit Kreuzkopplung.	81
3.45. Gemessene Rauschzahl des Schaltkreises [May11b].	81
3.46. Vergleich der gemessenen Abhängigkeit der Phase von der Verstärkung zwischen den Beispielen bei 5,5 GHz.	82
4.1. Prinzipschaltbild eines Zirkulator-Phasenschiebers.	86
4.2. Modellierter Phasendrehung eines Zirkulator-Phasenschiebers mit einstellbarer Steilheit $g_{m2}(x_\varphi)$	88
4.3. Modellierter relative Phasendrehung eines Zirkulator-Phasenschiebers mit einstellbarer Steilheit $g_{m2}(x_\varphi)$	89
4.4. Schaltbild des symmetrischen Zirkulator-Phasenschiebers.	91
4.5. Vereinfachtes Schaltbild der Transkonduktanzverstärker.	91
4.6. Chipfoto des Phasenschiebers in IBM 7WL [May09a].	92
4.7. Relative Phasendrehung des Zirkulator-Phasenschiebers in IBM 7WL.	93
4.8. Amplitudenfehler des Zirkulator-Phasenschiebers in IBM 7WL.	93
4.9. Blockschaltbild des kompletten Phasenschiebers mit steuerbarer Verstärkung in IHP SGB25V.	94

4.10. Chipfoto des Zirkulator-Phasenschiebers in IHP SGB25V [May11b].	95
4.11. Simulierte relative Phasendrehung je Zirkulator-Phasenschieber.	95
4.12. Gemessene relative Phasendrehung je Zirkulator-Phasenschieber.	96
4.13. Gemessener Amplitudenfehler beider Zirkulator-Phasenschieber.	96
4.14. Gemessene RMS Amplituden- und Linearitätsfehler der Zirkulator-Phasenschieber im gleichen Phasenstellbereich von 125°	97
5.1. Quadraturallpassfilter a) RC b) RLC c) LC.	99
5.2. Gemessene (M) und simulierte (S) Phasen des RC-Filters [May11d].	100
5.3. Aktive Quadraturallpassfilter a) Verzögerungsglieder b) Verstärker.	102
5.4. Blockschaltbild eines Empfängers mit Frequenzumsetzung zur Erzeugung der Quadraturphasen.	103
5.5. Blockschaltbild des Vektor-Modulators im Projekt MIMAX.	106
5.6. Blockschaltbild des Hybridenaufbaus.	107
5.7. Leiterplatte des Hybridenaufbaus ($11\text{ cm} \times 14\text{ cm}$).	108
5.8. Gemessener Stellbereich eines Vektor-Modulators im Hybridenaufbau bei $5,26\text{ GHz}$	109
5.9. Messergebnisse der Vektor-Modulatoren eines Wafers.	110
5.10. Verteilung der relativen Verstärkung in 63 Schaltkreisen.	111
5.11. Verteilung der Quadraturphasendifferenz in 57 Schaltkreisen.	111
5.12. Blockschaltbild des integrierten Aufbaus mit Empfänger- und Sendeschaltkreis.	113
5.13. Chipfoto des integrierten Empfänger-Schaltkreises ($2,9\text{ mm} \times 2,6\text{ mm}$).	114
5.14. Leiterplatte des integrierten Schaltkreises ($11\text{ cm} \times 14\text{ cm}$).	115
5.15. Aufbau zur Messung des Signalpfades.	117
5.16. Gemessener Stellbereich des Vektor-Modulators im Empfänger.	118
A.1. Verlauf der in Gleichung (A.5) definierten Genauigkeitsgrenze in Abhängigkeit des Verhältnisses der Auflösungen von Phasenschieber und Amplitudenstellglied.	151

Tabellenverzeichnis

3.1. ÜBERSICHT ÜBER TOPOLOGIEN VON DÄMPFUNGSGLIEDERN.	50
5.1. ÜBERSICHT ÜBER VERFAHREN ZUR ERZEUGUNG VON QUADRATURPHASEN.	105
5.2. KENNZAHLEN DES INTEGRIERTEN EMPFÄNGERSCHALTKREISES.	117
6.1. STAND DER TECHNIK PASSIVER AMPLITUDENSTELLGLIEDER.	121
6.2. STAND DER TECHNIK AKTIVER AMPLITUDENSTELLGLIEDER.	122
6.3. STAND DER TECHNIK DER PHASENSTELLGLIEDER.	123
6.4. STAND DER TECHNIK DER VEKTOR-MODULATOREN.	124
B.1. ÜBERSICHT ÜBER DIE PARAMETER DER HALBLEITERPROZESSE.	152

ANHANG

A. Auflösung in quantisierten Koordinatensystemen

An dieser Stelle wird ein weiterer Ansatz zur Analyse der ortsabhängigen Auflösung quantisierter Koordinatensysteme dargelegt. Es werden die Randbedingungen aus Abschnitt 1.2.2 verwendet:

$$\begin{aligned}\Delta a &= \Delta b = \frac{2}{2^n} \\ \Delta W &= \frac{2}{2^n} \\ \Delta \varphi &= \frac{\pi}{2^n}\end{aligned}\tag{A.1}$$

Die Auflösung ist ein Maß des Abstands benachbarter Quantisierungsschritte. Da jeder der Punkte in beiden Koordinatensystemen durch jeweils zwei Variablen bestimmt ist, wird der Abstand zum diagonal benachbarten Quantisierungsschritt verglichen. Es wird daher folgender Ansatz definiert:

$$\left| (W + \Delta W) e^{j(\varphi + \Delta \varphi)} - W e^{j\varphi} \right| = |\Delta a + j\Delta b|\tag{A.2}$$

Unter Annahme sehr kleiner Quantisierungsschritte kann der Abstand im polaren Koordinatensystem näherungsweise über ein Dreieck berechnet werden. Weiterhin werden die Beträge berechnet und beide Seiten der Gleichung quadriert:

$$\Delta W^2 + W^2 \Delta \varphi^2 \approx \Delta a^2 + \Delta b^2\tag{A.3}$$

Es folgt daraus ein Wert für den Betrag W , an dem eine Gleichheit in der Genauigkeit beider Koordinatensysteme besteht:

$$\begin{aligned}W &\approx \frac{\sqrt{\Delta a^2 + \Delta b^2 - \Delta W^2}}{\Delta \varphi} \\ W &\approx \frac{2}{\pi}\end{aligned}\tag{A.4}$$

Mit den in Gleichung (A.1) gegebenen Randbedingungen wird analog zu Abschnitt 1.2.2 eine Grenze von $W \approx 0,637$ berechnet.

Es besteht nun in einem polaren Vektor-Modulator die Möglichkeit, die Auflösung von Phasenschieber und Amplitudenstellglied durch ein Verschieben der Bits zu beeinflussen. Es wird daher eine Zahl m vom Phasenschieber zum Amplitudenstellglied verschobener Bits definiert. Damit schreibt sich Gleichung (A.4) als:

$$W \approx \frac{\sqrt{\frac{4}{2^{2n}} + \frac{4}{2^{2n}} - \frac{4}{2^{2(n+m)}}}}{\frac{\pi}{2^{n-m}}} \quad (\text{A.5})$$

$$W \approx \frac{\sqrt{2^{2m+1} - 1}}{\pi \cdot 2^{2m-1}}$$

Daraus ist ersichtlich, dass eine Verschiebung von Bits zum Amplitudenstellglied ($m > 0$), unabhängig von der gewählten Wortbreite n , zu einer Verschlechterung der Auflösung im polaren Koordinatensystem führt. Dieser Sachverhalt ist in Abbildung A.1 dargestellt. Eine Verschiebung von Bits in Richtung des Phasenschiebers ($m < 0$) liefert dagegen undefinierte Werte, da in diesem Fall die Auflösung des Amplitudenstellglieds stets unter der des kartesischen Koordinatensystems liegt.

Der an dieser Stelle geschilderte Sachverhalt ist ein Kriterium für die Wahl der kartesischen Repräsentation des komplexen Gewichts \underline{w} im Projekt MIMAX.

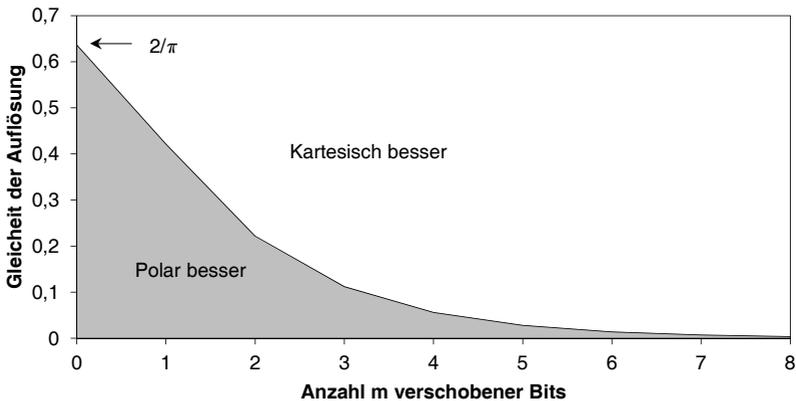


Abbildung A.1: Verlauf der in Gleichung (A.5) definierten Genauigkeitsgrenze in Abhängigkeit des Verhältnisses der Auflösungen von Phasenschieber und Amplitudenstellglied.

B. Verwendete SiGe-Halbleiterprozesse

Tabelle B.1 stellt eine Übersicht der verwendeten Halbleiterprozesse dar. Es handelt sich in beiden Fällen um SiGe BiCMOS-Prozesse. Der Prozess 7WL der Firma IBM bietet eine geringere Strukturbreite und eignet sich daher besser für die Implementierung von CMOS-Hochfrequenzschaltungen. Weiterhin kann durch die größere Zahl an Verdrahtungsebenen ein kompakteres Layout erzielt werden. Die kostengünstige Technologie SGB25V von IHP bietet dagegen bessere Eigenschaften der Bipolartransistoren.

Es wurden ein steuerbarer Verstärker und ein Zirkulator-Phasenschieber in der Technologie 7WL von IBM implementiert und gefertigt. Die restlichen Schaltungen, darunter mehrere steuerbare Verstärker, ein Abschwächungsglied und Vektor-Modulatoren sind wurden in SGB25V gefertigt.

Tabelle B.1: ÜBERSICHT ÜBER DIE PARAMETER DER HALBLEITERPROZESSE.

Parameter	IBM 7WL	IHP SGB25V
Anzahl Metallverdrahtungsebenen	7	5
Technologieknoten	0,18 μm	0,25 μm
NPN Minimale Emittergröße $A_{E,\text{min}}$	0,24 \times 0,72 μm^2	0,42 \times 0,84 μm^2
NPN Höchste Oszillationsfrequenz f_{max}	85 GHz	95 GHz
NPN Transitfrequenz f_T	60 GHz	75 GHz
NPN CE-Durchbruchspannung BV_{CEO}	3,3 V	2,4 V
NPN CB-Durchbruchspannung BV_{CBO}	11 V	> 7 V
NPN Earlyspannung U_Y	155 V	> 50 V
NPN Stromverstärkung β	140	190
CMOS Versorgungsspannung V_{DD}	1,8 V	2,5 V
NMOS Schwellspannung V_{th}	0,43 V	0,6 V
PMOS Schwellspannung V_{th}	-0,38 V	-0,56 V
MIM Kapazitätsbelag	2 . . . 4 fF/sq.	1 fF/sq.
P ⁺ -Polywiderstand	270 Ω /sq.	310 Ω /sq.
P ⁻ -Polywiderstand	1600 Ω /sq.	2000 Ω /sq.

Danksagung

Mein besonderer Dank gilt Professor Frank Ellinger, der mir als Doktorvater die Möglichkeit zur Promotion zu diesem interessanten Thema eröffnet hat. Ich bedanke mich für das von ihm entgegengebrachte Vertrauen in meine Arbeit und die stets unkomplizierte Unterstützung in fachlichen und organisatorischen Belangen.

Ich möchte mich zudem herzlichst bei meinem Bürokollegen und Mitstreiter Michael Wickert bedanken, welcher durch sein stets gewissenhaftes, freundliches und gut gelauntes Wesen einen wesentlichen Beitrag zu der entspannten und produktiven Arbeitsatmosphäre geleistet hat. Es freut mich sehr, mit ihm zusammen das Projekt MIMAX erfolgreich mitgestaltet zu haben. Dafür danke ich ebenfalls Dr. Ralf Eickhoff, welcher eine wichtige Stütze in der Organisation und Leitung des Projekts war und stets ein offenes Ohr für fachliche Diskussionen hatte.

Für die Bereitschaft zur Diskussion von fachlichen Fragestellungen danke ich insbesondere Professor Udo Jörges, Stefan Schumann, Robert Wolf und Axel Strobel. Weiterhin danke ich für die sehr gute Zusammenarbeit Christian Knochenhauer, Jens Wagner, Niko Joram, Alexander Richter, Gregor Tretter und Jan Dirk Leufker. Nicht zuletzt gilt mein herzlicher Dank an Frau Katharina Lipfert für ihre freundliche Unterstützung in Verwaltungsfragen.

Den Projektpartnern von IHP, Norbert Fiebig, Falk Korndörfer und Klaus Tittelbach-Helmrich danke ich für die messtechnische und fachliche Unterstützung, insbesondere in Hinblick auf die Systemintegration.

Ich danke meinem gewissenhaften und unerbittlichen Lektor, Thomas Näth, dass er sich mit dieser Doktorarbeit auseinandergesetzt und mich bei der Fehlersuche unterstützt hat.

Abschließend möchte ich mich von ganzem Herzen bei meiner Frau und meinen Kindern bedanken, die mir stets beiseite standen und mir so die Arbeit an dieser Promotion ermöglichten. Meinen Freunden danke ich für die notwendige Zerstreuung zur Balance und zum Sammeln neuer Schaffenskraft.