

Drahtloses Ausleseverfahren für resonante Sensoren basierend auf instantaner Frequenzmessung

Der Technischen Fakultät
der Friedrich-Alexander-Universität
Erlangen-Nürnberg
zur
Erlangung des Doktorgrades

Doktor-Ingenieur

vorgelegt von

Fabian Lurz

aus Lauf an der Pegnitz

Als Dissertation genehmigt
von der Technischen Fakultät
der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der mündlichen Prüfung: 19. Dezember 2019

Vorsitzender des Promotionsorgans: Prof. Dr.-Ing. habil. Andreas Paul Fröba

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Gerhard Fischerauer
Prof. Dr. Leonhard Reindl

Kurzfassung

Drahtloses Erfassen verschiedener physikalischer Größen, wie Temperatur, Kraft und Drehmoment, ist bereits heute eine wichtige Aufgabe der industriellen Messtechnik und wird durch die fortschreitende Automatisierung auch in anderen Gebieten stetig relevanter. Einen vielversprechenden Ansatz stellen dafür resonante Hochfrequenz-Sensoren dar, beispielsweise basierend auf akustischen Oberflächenwellen (SAW-Sensoren). Diese rein passiven Sensoren sind extrem robust und können auch unter schwierigsten Umgebungsbedingungen eingesetzt werden. Bisher scheitern jedoch viele Anwendungen dieser zukunftssträchtigen Technologie an den aufwendigen und teuren Lesegeräten, die zum Abfragen der Sensoren benötigt werden.

Die vorliegende Arbeit stellt deshalb ein neues drahtloses Ausleseverfahren für resonante Sensoren vor, bei dem erstmalig das Prinzip der instantanen Frequenzmessung (Augenblicksfrequenz- bzw. Momentanfrequenzmessung) verwendet wurde, um das Antwortsignal des Sensors auszuwerten. Durch diesen interferometrischen Ansatz lassen sich hohe Messwertaktualisierungsraten mit deutlich reduziertem Hardwareaufwand realisieren. Um Nichtidealitäten sowie Einflüsse von Temperatur und Alterungseffekte der analogen Hardwarekomponenten zu minimieren, wurde eine In-situ-Linearisierung verwendet, die bekannte Referenzsignale einspeist, um damit systematische Fehler in den nachfolgenden unbekanntenen Messungen digital zu kompensieren. Ein Kernpunkt dieser Arbeit stellt die detaillierte theoretische Untersuchung zur Systemauslegung sowie den Systemgrenzen und Fehlerkompensationsmöglichkeiten des vorgeschlagenen Verfahrens dar. Dazu wurden alle Einzelkomponenten inklusive möglicher Quereinflüsse im Gesamtsystemkontext evaluiert und neben internen Fehlerquellen auch externe Störeinflüsse betrachtet. Dabei wurden entscheidende neue Erkenntnisse für den praktischen Einsatz dieses innovativen Messkonzeptes erlangt, die sich zum Entwurf eines optimierten Gesamtsystems nutzen lassen.

Um die Realisierbarkeit des Konzepts zu zeigen, wurden Laboruntersuchungen durchgeführt und ein Systemdemonstrator im 2,4-GHz-Frequenzband entworfen und evaluiert. Dieser konnte mit einfacher Schaltungstechnik eine 3σ -Präzision der Frequenzmessung unter 2 Millionstel (ppm) bei 1000 Messungen pro Sekunde erreichen. Zusammen mit der unkomplizierten Signalverarbeitung werden dadurch neue Maßstäbe hinsichtlich kostengünstiger Realisierungsmöglichkeiten gesetzt und enormes Potential für verschiedene industrielle, automotiv und medizinische Anwendungen demonstriert.

Abstract

Wireless acquisition of various physical quantities, such as temperature, force and torque, is already an important task in industrial metrology and is becoming more and more relevant in other areas as a result of the increasing automation. Resonant high-frequency sensors, for example based on surface acoustic waves (SAW sensors), are a promising approach. These purely passive sensors are extremely robust and can be used even under the most difficult environmental conditions. So far, however, many applications of this innovative technology cannot be realized due to the complex and expensive reading devices required to interrogate the sensors.

The present work therefore presents a new wireless readout method for resonant high-frequency sensors, using the concept of instantaneous frequency measurement for the first time to evaluate the response signal of the sensor. This interferometric approach allows high measurement update rates with significantly reduced hardware requirements. In order to minimize non-idealities as well as influences of temperature and aging effects of the analog hardware components, an in-situ linearization was used which feeds known reference signals to digitally compensate systematic errors in the following unknown measurements. A core topic of this work is the detailed theoretical investigation of the system design as well as the system limits and error compensation possibilities of the proposed method. For this purpose, all individual components including possible cross-influences were evaluated in the overall system context and, besides internal error sources, external interferences were also considered. Thereby decisive new findings for the practical application of this innovative measuring concept were obtained which can be used for the design of an optimized overall system.

In order to demonstrate the feasibility of the presented concept, laboratory investigations were performed and a system demonstrator in the 2.4 GHz frequency band was designed and evaluated. Using simple circuit technology, the system demonstrator was able to achieve a 3σ precision of the frequency measurement of less than 2 parts per million (ppm) at 1000 measurements per second. Together with the low complexity signal processing, this sets new standards in terms of cost-effective implementation possibilities and demonstrates huge potential for various industrial, automotive and medical applications.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	III
Abstract	V
1. Einleitung	1
1.1. Motivation	1
1.2. Stand der Technik	3
1.2.1. Dehnungsmessstreifen	3
1.2.2. Magnetoelastische Drehmomentsensoren	4
1.2.3. Drahtlose SAW-Sensorik	5
1.3. Zielsetzung und Aufbau der Arbeit	6
2. Grundlagen	9
2.1. SAW-Sensoren	9
2.2. Instantane Frequenzmessung	12
2.3. Sechstorinterferometer	15
3. Verfahren zum drahtlosen Auslesen von SAW-Sensoren	21
3.1. Einordnung der Leseverfahren	21
3.2. Frequenzbereichsabtastung und FDS-Hybride	23
3.2.1. FDS-Konzept mit FMCW- / FSCW-Abfrage	23
3.2.2. Hybrides Konzept mit S-FSCW-Abfrage	25
3.2.3. Signalmodell und Signalverarbeitung	26
3.3. Zeitbereichsabtastung und TDS-Hybride	28
3.3.1. Digitale Frequenzschätzung	30
3.3.2. Gepulstes FM/AM-Tracking	32
4. Systemkonzept zur instantanen Frequenzmessung für passive resonante Sensoren	37
4.1. Grundlegendes Systemkonzept	37
4.1.1. System- und Hardwareaufbau	37
4.1.2. In-situ-Linearisierung	39
4.2. Erweiterung zur Trägerprüfung und Interferenzvermeidung	40
4.2.1. Abgestufte Verzögerungsleitung	41
4.2.2. Mischerbasierte Rekonfiguration	42
4.3. Erweiterung mit differentieller SAW-Verzögerungsleitung	43

5. Systemauslegung, Systemgrenzen und Fehlerkompensationsmöglichkeiten	45
5.1. Anwendungsszenario und Anforderungsdefinition	45
5.1.1. Anforderungen an das Gesamtsystem	46
5.1.2. Anforderungen an das Lesegerät	48
5.2. Wahl des Frequenzbandes	49
5.3. Interferenz-Sensitivität	51
5.3.1. Störsignale außerhalb der Basisbandbreite	52
5.3.2. Störsignale innerhalb der Basisbandbreite	53
5.3.3. Messtechnische Verifikation	55
5.4. Frequenzsynthese	58
5.4.1. Frequenzgenauigkeit des Referenzoszillators	58
5.4.2. Einfluss des Phasenrauschens	60
5.4.3. Einschwingzeit	65
5.5. 3-Port-Schalter	67
5.6. Rauscharmer Verstärker	69
5.7. Passive Sechstorstruktur	71
5.8. HF-Leistungsdetektor	73
5.9. Analoge Signalkonditionierung	75
5.10. Analog-Digital-Umsetzung	79
5.11. Verzögerungsleitung	80
5.11.1. Eigenschaften und Realisierungsmöglichkeiten einer einfachen Verzögerungsleitung	81
5.11.2. Nichtidealitäten in SAW-Verzögerungsleitungen	84
5.11.3. Differentielle SAW-Verzögerungsleitung	87
6. Ausgewählte Realisierungen	91
6.1. Labordemonstrator zur Kraftmessung an einem mechanischen Biegebalken	92
6.1.1. Komponenten und Messaufbau	92
6.1.2. Auswertung eines einzelnen Resonators	94
6.1.3. Differentielle Auswertung zur Kraftmessung	96
6.2. Kompakter Systemdemonstrator in modularem Aufbau	98
7. Diskussion	103
8. Zusammenfassung	107
Literaturverzeichnis	109

Tabellen und Abbildungen	125
Abkürzungsverzeichnis	131
Symbolverzeichnis	133
Danksagung	137
Eigene Veröffentlichungen	139
A. Berechnung der Basisbandsignale und des Frequenzfehlers bei Nebenmoden des Sensors oder externen Störsignalen	149

KAPITEL 1

Einleitung

Die vorliegende Arbeit stellt ein neues Ausleseverfahren für passive resonante Hochfrequenz (HF)-Sensoren vor, um mit diesen insbesondere Kraft und Drehmoment drahtlos, präzise und latenzarm mit hoher Messaktualisierungsrate zu erfassen. Beispielhaft dargestellt und praktisch evaluiert wird der Ansatz an akustischen Oberflächenwellen (*surface acoustic wave*, SAW)-Sensoren, die sich in der professionellen industriellen Messtechnik selbst unter schwierigsten Umgebungsbedingungen bewährt haben. Dabei zeigt das Konzept mehrere Vorteile zu bisherigen Lesegerät-Architekturen, insbesondere hinsichtlich des Hardwareaufwands in Kombination mit der dabei erreichbaren Messgenauigkeit und Messaktualisierungsrate.

1.1. Motivation

Die fortschreitende Digitalisierung beeinflusst nicht nur immer mehr unser alltägliches Leben, sondern sorgt auch in eher konservativ geprägten Branchen wie der Maschinen-, Elektro- und Metallindustrie für rasante technologische Entwicklungen und Umbrüche. Durch höhere Automatisierung und der Vernetzung von realer und virtueller Welt lassen sich immer kürzere Produktionszyklen erreichen und neue Anforderungen wie die kundenindividuelle Massenproduktion adressieren. Weiterhin ergeben sich durch intelligente und vernetzte Systeme neue Möglichkeiten zur vorausschauenden Instandhaltung, die Wartungsintervalle reduzieren, Effizienz und Zuverlässigkeit der Produkte steigern und eine stärkere Kundenbindung erreichen kann. Essentiell für all diese Entwicklungen sind, neben der Vernetzung und Informationstransparenz, hochgenaue Sensorsysteme, die auch unter schwierigen Bedingungen, sowohl in harschen Industrieumgebungen während der Produktion aber auch später beim Einsatz der Produkte selbst, zuverlässig funktionieren.

Eine wichtige Messgröße bei allen elektrischen oder mit fossilen Brennstoffen betriebenen Antrieben und Maschinen ist das Drehmoment. Hochgenaue und robuste Drehmomentsensorik hat schon in den letzten Jahren an Bedeutung gewonnen und wird in Zukunft noch wichtiger werden [1]. Neben unzähligen

Anwendungen in industriellen Prüfständen kann dadurch beispielsweise auch eine Werkzeugüberwachung bei mechanischen Arbeiten oder eine Rührwerksüberwachung in der Chemie- und Lebensmittelindustrie realisiert werden. Weitere Einsatzmöglichkeiten gibt es bereits in der Schifffahrt: Dort wird die vom Hauptantrieb auf die Schiffspropeller übertragene Leistung gemessen, um unerwünschte Torsionsschwingungen zu detektieren [2]. Dadurch kann die Treibstoffeffizienz verbessert, der Schadstoffausstoß reduziert und eine Überlastung der Motoren vermieden werden. Auch bei Windkraftanlagen stellt dieser Ansatz eine vielversprechende Möglichkeit dar, um unerwartete Ausfälle von rotierenden Komponenten frühzeitig zu detektieren und teurere Ausfälle zu reduzieren [3]. Insbesondere im Automobilbereich gibt es vielfältige Anwendungsszenarien für Kraft- und Drehmomentmessung, etwa im Antriebs- oder Bremsstrang, für die elektrische Servolenkung, oder bei Reifendrucküberwachungssystemen [4, 5], die sich bisher allerdings aufgrund der damit verbundenen Kosten nur in Nischenmärkten wie dem Motorsport gegenüber indirekten Methoden etablieren konnten. In Zukunft werden sich mit der Elektromobilität, insbesondere bei Pedelecs und E-Bikes, noch weitere vielversprechende Einsatzmöglichkeiten mit hohen Absatzmärkten ergeben, da eine kraftabhängige Regelung des unterstützenden Motors gewünscht wird. Darüber hinaus finden sich auch im medizinischen Bereich spannende Applikationen wie zur nichtinvasiven Blutdruckmessung mit einem einmal implantierten, rein passiven, Kraftsensor [6]. Vor allem für chronisch kranke Patienten bietet sich so die Möglichkeit eine belastungsfreie kontinuierliche Echtzeitüberwachung zu gewährleisten und kritische Gesundheitszustände frühzeitig zu erkennen.

Für die meisten Anwendungen ist eine drahtlose Messung vorteilhaft, da bei rotierenden Wellen keine feste Kabelverbindung hergestellt werden kann. Der Einsatz von Schleifringen und Bürsten ist in der Regel unerwünscht, weil diese mechanische und elektrische Probleme verursachen können oder im Falle einer höherfrequenten Signalübertragung schwer bis unmöglich zu realisieren sind. Auch unter dem Aspekt der eingangs erwähnten Entwicklungen gemäß dem „Industrie 4.0“-Paradigma besteht insbesondere das Interesse an robusten drahtlosen Lösungen, wobei je nach Anwendung auch auf aktive Elektronik auf der Welle verzichtet werden soll oder gar muss und so batterie-lose, rein passive, Sensoren und entsprechende Ausleseschaltungen gefragt sind. Dabei ist neben der eigentlichen Messgenauigkeit vor allem auch eine latenzarme Erfassung mit hoher Aktualisierungsrate entscheidend, um auch bei schnell rotierenden Wellen genügend Messpunkte bereitzustellen.

SAW-Sensoren haben sich als aussichtsreicher Ansatz für diese Aufgabe herauskristallisiert, selbst in harschen industriellen Umgebungen. Allerdings weist das Lesegerät aktuell noch einige Einschränkungen auf, insbesondere bei hochdynamischen Messungen, und schränkt so die weitere Verbreitung dieses vielversprechenden Konzepts ein. Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich deshalb mit einem neuen Ansatz einer Lesegerät-Architektur für resonante HF-Sensoren und untersucht das Konzept der instantanen Frequenzmessung, um damit hohe Aktualisierungsraten mit minimalem Hardwareaufwand realisieren zu können.

1.2. Stand der Technik

Es gibt mehrere etablierte Technologien zur Kraft- und Drehmomentmessung, die im Folgenden kurz vorgestellt werden. Der aktuell am weitesten verbreitete Ansatz basiert auf Dehnungsmessstreifen (DMS), die konzeptbedingt allerdings nicht berührungslos ausgelesen werden können. Magnetoelastische sowie SAW-basierte Drehmomentsensoren bieten hier den Vorteil einer echt kontaktlosen Messung, sind aber bisher aufgrund der Komplexität nur in Nischenanwendungen zu finden. Weiterhin gibt es noch einige optische Verfahren, die beispielsweise mit einem Laser die Torsion der Welle messen und damit indirekt das Drehmoment bestimmen [7]. Durch die notwendige optische Sichtverbindung sind diese allerdings relativ aufwendig und teuer, nur für Spezialanwendungen geeignet und werden hier nicht weiter betrachtet.

1.2.1. Dehnungsmessstreifen

Ein üblicher heutiger DMS besteht aus einem nur wenige Mikrometer dicken Widerstandsdraht, der mäanderförmig auf einer dünnen Kunststoffolie aufgebracht ist [8]. Diese wird auf das zu messende Objekt aufgeklebt. Eine mechanische Belastung, wie Drehmoment auf einer Welle, sorgt nun für eine Verformung (Dehnung / Stauchung) des DMS und daraus resultiert eine Widerstandsänderung, da sich die Länge und der Querschnitt der Leitung ändern. Um auch kleinste dehnungsbedingte Änderungen des elektrischen Widerstandes zu detektieren, werden üblicherweise mehrere DMS als Wheatstonesche Messbrücke verschaltet, so wird gleichzeitig auch eine Temperaturkompensation der Einzelsensoren erreicht [8]. Wird zur Realisierung des Messgitters anstatt Metall ein Halbleitermaterial verwendet, das einen ausgeprägten piezoresistiven Effekt aufweist, kann die Sensitivität des DMS deutlich erhöht

werden. Der sogenannte k-Faktor gibt dabei an, welche Proportionalität eine relative Längenänderung auf eine relative Widerstandsänderung hat.

Der große Nachteil an diesem Ansatz ist, dass zur Messung des DMS-Widerstands ein physischer Kontakt notwendig ist. Soll das Verfahren also auf rotierenden Wellen eingesetzt werden, muss über Schleifringe oder Kohlebürsten eine Verbindung zur Ausleseschaltung hergestellt werden. Diese bringen eine zusätzliche Komplexität in das System ein, können die Messung verfälschen und müssen bei Verschleiß regelmäßig getauscht werden. Alternativ kann eine funkbasierte Datenübertragung verwendet werden, dafür ist allerdings aktive Elektronik auf der Welle notwendig, die wiederum eine Energieversorgung benötigt. Weiterhin muss die Elektronik robust genug sein und auch unter schwierigen Bedingungen, mit hohen Temperaturen, Öl und Staub, zuverlässig funktionieren. Je nach Größe und Gewicht der Auslese- und Funkschaltung kann diese auch zu einer Unwucht führen, die bei höheren Umdrehungsgeschwindigkeiten ausgeglichen werden muss.

1.2.2. Magnetoelastische Drehmomentsensoren

Magnetoelastische Drehmomentsensoren nutzen den Effekt der inversen Magnetostriktion, basieren also darauf, dass ferromagnetische Materialien ihre magnetischen Eigenschaften unter Einfluss äußerer mechanischer Kräfte verändern [9]. Vorteil des Verfahrens ist, dass es komplett berührungslos funktioniert und die Welle selbst als Sensor nutzt, ohne dass dort ein Wandler platziert werden muss. Dafür werden allerdings gewisse Anforderungen an die Welle gestellt, insbesondere bei passiven Sensoren.

Passive Sensoren werten die Änderung der Magnetisierung nahe der Welle aus, die aufgrund der inversen Magnetostriktion bei Anlegen eines Drehmoments entsteht. Dadurch sind sie besonders anfällig gegenüber Einstreuungen externer Magnetfelder, die in industriellen Umgebungen, beispielsweise durch Elektromotoren erzeugt, häufig vorkommen. Weiterhin benötigen passive magnetoelastische Sensoren eine vormagnetisierte Welle, um die empfindlichen Signale, die in der Größenordnung des Erdmagnetfelds liegen, überhaupt detektieren zu können. Dies stellt auch ein Problem für langzeitstabile Messungen dar, da die Vormagnetisierung im Laufe der Zeit abnimmt und so zu Messfehlern führen kann.

Aktive Sensoren sind etwas aufwendiger dafür aber robuster. Sie benötigen keine vormagnetisierte Welle, sondern induzieren mit einer Primärspule bei

jeder Messung selbst ein magnetisches Wechselfeld [10]. Über eine Sekundärspule wird dann die Änderung gemessen und darüber auf das anliegende Drehmoment zurückgerechnet. Durch die aktive Magnetisierung können höhere Magnetfeldstärken verwendet werden, damit lässt sich ein höheres Signal-zu-Rausch-Verhältnis (*signal to noise ratio*, SNR) erreichen, das robuster gegenüber Einstreuungen ist. Trotzdem muss für genaue Messungen das Szenario sehr sorgfältig gewählt, und es müssen Einstreuungen vermieden werden. Ebenso ist eine Temperaturkompensation der Auslesespulen und Elektronik notwendig und relative axiale sowie radiale Bewegungen müssen beachtet und gegebenenfalls kompensiert werden, die sonst zu zusätzlichen Messfehlern führen können.

1.2.3. Drahtlose SAW-Sensorik

SAW-Sensoren sind kleine, robuste, kostengünstige und rein passive Bauelemente, die direkt auf die rotierende Welle appliziert werden. Sie basieren auf dem Anregen einer akustischen Welle durch das elektrische Auslesesignal in einem keramischen Substrat. Äußere mechanische Einflüsse, wie das Drehmoment, ändern die akustischen Ausbreitungseigenschaften im Sensor, was, je nach Sensortyp, zu einer variierenden Umlaufverzögerung oder Resonanzfrequenzverschiebung führt. Dies kann von einem externen Lesegerät funkbasiert detektiert werden. Die ersten Ideen, SAW-Bauelemente als Sensoren einzusetzen, sind bereits vor über 40 Jahren entstanden [11–13] mit einer seitdem kontinuierlichen Weiterentwicklung für eine Vielzahl von Anwendungsbereichen. Der entscheidende Vorteil liegt in dem rein passiven Betrieb und der drahtlosen Auslesefähigkeit, die den Einsatz an besonders unzugänglichen Orten ermöglicht. Darüber hinaus sind sie kleine, kostengünstige und robuste Bauteile auf hochstabilen Trägermaterialien und damit besonders für harsche Umgebungen geeignet, auch wenn keine direkte Sichtverbindung besteht [14]. Selbst starke magnetische Felder beeinflussen den Sensor nicht, gleichzeitig ist er tolerant gegenüber hohen Temperaturen und ionisierender Strahlung [15]. Neben Kraft- und Drehmoment eignen sie sich, in speziellen Ausführungen, auch zur Messung von beispielsweise Temperatur, Beschleunigung, Vibration, Magnetfeldern, Feuchtigkeit sowie für chemische Dämpfe und Gase [16–21].

Trotz der teils einzigartigen Eigenschaften und vielfältigen Einsatzmöglichkeiten im industriellen und automotiven Bereich stellt die SAW-Sensorik heute immer noch eine kleine Nischenanwendung dar, insbesondere verglichen mit

den boomenden und hochvolumigen SAW- und akustischen Volumenwellen (*bulk acoustic wave*, BAW)-Filtern, wovon geschätzt mehr als 40 Milliarden Filterfunktionen im Jahr 2015 in Mobiltelefone eingebaut wurden [22]. Für industrielle Anwendungen ist aktuell hauptsächlich das Lesegerät der Flaschenhals, insbesondere was die Kosten bei Messungen mit geringer Latenz und hohen Aktualisierungsraten betrifft. Dies verhindert zurzeit noch den Einsatz von drahtlosen SAW-Sensoren in größerem Umfang.

1.3. Zielsetzung und Aufbau der Arbeit

Wie sich gezeigt hat, ist die drahtlose Kraft- und Drehmomentmessung aktuell bereits eine wichtige Aufgabe in der industriellen Messtechnik, die in Zukunft noch weiter an Bedeutung gewinnen wird. Passive SAW-Sensoren stellen dabei einen vielversprechenden Ansatz dar, da sie, verglichen mit den aktuell sehr verbreiteten Dehnungsmessstreifen, ohne lokale Stromversorgung und per Funk abfragbar sind und dafür weder Schleifringe, Bürsten noch aktive Elektronik auf der Welle benötigen. Auch gegenüber magnetoelastischen Drehmomentsensoren zeigen sich einige Vorteile, insbesondere bezüglich der Robustheit gegenüber magnetischen Streufeldern und der Flexibilität in der Sensoranordnung. Die bisherigen Ansätze der SAW-Lesegeräte, die die passiven Sensoren anregen und ihr Antwortsignal auswerten, weisen allerdings noch einige Defizite auf, die einen weiteren Einsatz dieser vielversprechenden Technologie aktuell einschränken.

Ziel dieser Arbeit ist es deshalb, eine neue Architektur für ein Lesegerät basierend auf instantaner Frequenzmessung zu entwerfen, um schnelle, latenzarme Messungen mit geringen Hardwarekosten zu ermöglichen. Um die für die Anwendung erforderliche hohe Frequenzgenauigkeit im Bereich weniger Millionstel (*parts per million*, ppm) der Sensorresonanzfrequenz zu erreichen, werden dazu ein In-situ-Linearisierungsverfahren und weitere Fehlerkompensationsstrategien vorgestellt, die sowohl interne als auch externe Fehlerquellen erkennen und gegebenenfalls unterdrücken. Dargestellt und evaluiert wird das Verfahren mit SAW-Resonatoren. Generell eignet sich das Konzept aber genauso für keramische [23, 24] und dielektrische Mikrowellenresonatoren [25–27] und für alle sich daraus ergebenden Sensorikanwendungen.

Jedes drahtlose Sensorsystem besteht aus dem Zusammenspiel des eigentlichen Sensors, einer Luftschnittstelle und dem Lesegerät, das den Sensor ausliest. Zentraler Kern der Arbeit ist das Lesegerät, wobei Nichtidealitäten

und parasitäre Einflüsse des Sensors, der Schnittstelle sowie der Umgebung in einem ganzheitlichem Systementwurf modelliert werden und deren Auswirkungen auf die Messgenauigkeit untersucht wird.

Im nächsten Kapitel folgt zunächst eine kurze Einführung in die Grundlagen von SAW-Sensoren, instantaner Frequenzmessung und Sechstorinterferometrie. Kapitel 3 stellt anschließend den aktuellen Stand der Technik von drahtlosen SAW-Lesegeräten dar und diskutiert die jeweiligen Vor- und Nachteile. In Kapitel 4 wird dann die im Rahmen dieser Arbeit entworfene Architektur mit einem In-situ-Linearisierungsverfahren zur Temperatur- und Fehlerkompensation vorgestellt und zwei mögliche Erweiterungen zur Interferenzerkennung und Erhöhung der Integrationsdichte werden präsentiert. Kapitel 5 beinhaltet eine detaillierte Analyse der Einzelkomponenten des Lesegerätes. Neben den optimalen Entwurfskriterien werden dabei auch gegenläufige Abhängigkeiten im Gesamtsystem evaluiert und Fehlerkompensationsstrategien für interne sowie externe Störeinflüsse vorgestellt. In Kapitel 6 werden schließlich die Ergebnisse von Laboruntersuchungen und Demonstratorsystemen gezeigt, mit denen die theoretischen Überlegungen messtechnisch verifiziert werden konnten und welche die Eignung der Architektur zum drahtlosen Auslesen von SAW-Sensoren demonstrieren. Die Ergebnisse der Arbeit werden dann in Kapitel 7 diskutiert, mit dem bisherigen Stand der Technik verglichen und in Kapitel 8 abschließend zusammengefasst.

KAPITEL 2

Grundlagen

2.1. SAW-Sensoren

SAW-Sensoren gehören zu den mikro-elektromechanischen Systemen (*micro-electro-mechanical systems*, MEMS). Ein oder mehrere Interdigitaltransducer (*interdigital transducer*, IDT), die mittels eines photolithographischen Prozesses auf die Oberfläche eines piezoelektrischen Substrats aufgebracht werden, wandeln ein ankommendes hochfrequentes elektromagnetisches Signal in eine akustische Oberflächenwelle um und gegebenenfalls wieder zurück [28]. Diese akustische Oberflächenwelle kann nun sehr einfach durch physikalische Umgebungsparameter, wie etwa Temperatur, Druck und/oder Drehmoment beeinflusst werden.

Es gibt zwei verschiedene Prinzipien von SAW-Strukturen, die für Sensorik-Anwendungen verwendet werden: SAW-Resonatoren und reflektierende SAW-Verzögerungsleitungen. Beide können jeweils als Eintor- oder Zweitoresensor realisiert werden, wie schematisch in Abbildung 2.1 dargestellt ist. Eintor-

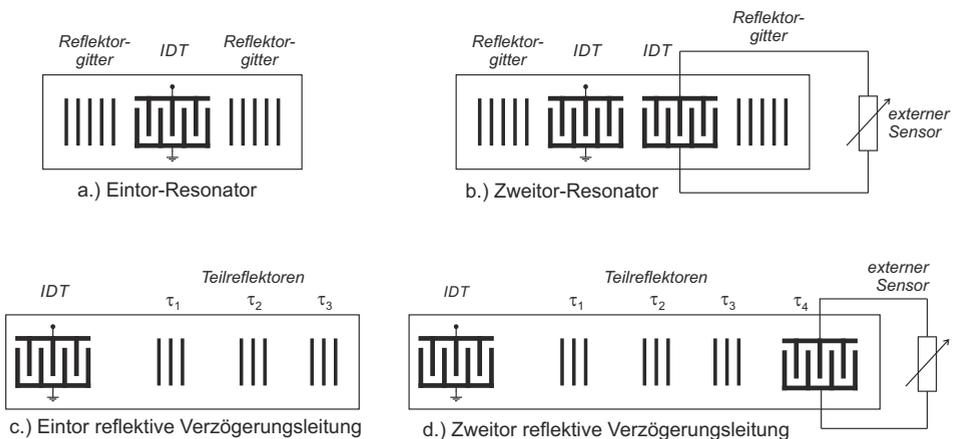


Abbildung 2.1.: Schematischer Aufbau von passiven SAW-Bauelementen für Sensoranwendungen.

Sensoren werden direkt von beispielsweise Temperatur, Kraft, Druck und Drehmoment beeinflusst. Zweitor-Sensoren werden dagegen üblicherweise durch einen konventionellen Sensor elektrisch belastet, dessen Messgröße auf die akustische Oberflächenwelle wirkt [29]. Es ist jedoch zu beachten, dass diese impedanzbelasteten Sensoren nur minimale Effekte erzeugen, die für das Lesegerät entsprechend schwer zu detektieren sind. Außerdem wird die passive Last mit einem HF-Signal anstatt mit Gleichstrom (*direct current*, DC) gemessen, und somit kann die Kennlinie des SAW-Sensors signifikant von der erwarteten DC-Kennlinie abweichen.

Reflektierende SAW-Verzögerungsleitungen erreichen trotz geringer geometrischer Abmessungen hohe zeitliche Verzögerungen zwischen den einzelnen Antwortsignalen, da sich die akustische Welle im Substrat nur mit einer Geschwindigkeit von 3000 m/s bis 6000 m/s [30], also bis zu einem Faktor 10^5 langsamer als die Vakuum-Lichtgeschwindigkeit, ausbreitet. Sie wurden erstmalig 1972 für drahtlose Identifikationssysteme („ID-Tags“) vorgeschlagen [31] und werden auch heute noch in Anwendungen eingesetzt, in denen CMOS-basierte Systeme zur Funkidentifikation (*radio frequency identification*, RFID) an ihre Grenzen stoßen [32]. 1987 wurde erstmals eine reflektierende SAW-Verzögerungsleitung als drahtloser Temperatursensor verwendet [33]. Ein wichtiger Vorteil ist, dass sie sowohl Identifikation als auch Sensorik kombinieren können. Moderne Systeme bieten verschiedene Möglichkeiten zum Vielfachzugriff durch die Verwendung von Zeitmultiplex (*time division multiple access*, TDMA) [34], Codemultiplex (*code division multiple access*, CDMA) [35–37] oder orthogonale Frequenzkodierung (*orthogonal frequency coding*, OFC) [38]. Eintor-Verzögerungsleitungen verwenden einen einzelnen IDT zusammen mit mehreren Teilreflektoren, was zu mehreren verzögerten Antworten des Abfragesignals führt. Zwei- oder Dreitor-Verzögerungsleitungen verwenden mehrere IDTs, von denen eine oder zwei durch einen externen Sensor [39, 40] impedanzbelastet sind. Eine relative Auswertung dieser Antwortsignale zueinander ergibt den Sensorwert.

Resonante SAW-Sensoren arbeiten etwas anders: Bei diesen wird der Sensorwert als Frequenz kodiert. Eintor-Resonatoren haben einen einzelnen IDT in der Mitte zwischen zwei Reflektorgittern, die einen Resonanzraum mit einer Resonanzfrequenz f_0 und Güte Q für die Oberflächenwelle bilden [41]. Der Abstand zwischen den Fingern des reflektierenden Gitters definiert entsprechend die Resonanzfrequenz der akustischen Oberflächenwelle. Wenn eine äußere Einwirkung (wie Kraft, Druck und/oder Temperatur) auf den Sensor einwirkt, ändert sich dessen Resonanzfrequenz. Bei einem Zweitor-Resonator

ist typischerweise ein IDT mit der Antenne verbunden, für den Empfang und die Übertragung des HF-Signals, und der zweite IDT mit einem externen Sensor, der den Resonator belastet. SAW-Resonatoren haben den Vorteil, dass sie im Vergleich zu reflektierenden Verzögerungsleitungen eine deutlich geringere Einfügedämpfung besitzen [42]. Außerdem sorgt ihr höherer Gütefaktor (Q_{SAW}) potentiell für eine höhere Auflösung [43, 44]. Allerdings können resonante Sensoren nur Frequenzmultiplex (*frequency division multiple access*, FDMA) als Mehrfachzugriffsverfahren verwenden und nicht TDMA, CDMA oder OFC wie reflektierende SAW-Verzögerungsleitungen.

In fast allen heutigen Systemen zur Kraft-, Druck- oder Drehmomentmessung wird nicht nur ein einzelner SAW-Sensor verwendet, sondern mehrere in einer bestimmten Konfiguration, um die Robustheit sowie die Empfindlichkeit des Systems zu erhöhen. Die Idee, zwei Resonatoren mit einer differentiellen Auswertung zu verwenden, wurde erstmals 1996 in [45] vorgestellt. Dies hat den signifikanten Vorteil, dass störende Einflüsse, die beide SAWs in gleichem Maße beeinflussen, wie z.B. Impedanzveränderungen im Funkkanal, aufgehoben werden. Für hochgenaue Messung werden typischerweise sogar drei oder fünf Resonatoren verwendet: jeweils zwei für eine Differenzmessung der Messgröße und ein zusätzlicher, mechanisch unbelasteter für die Temperaturkompensation [46, 47].

Aufgrund der diskutierten Vorteile bezüglich Einfügedämpfung und Güte fokussiert sich diese Arbeit auf resonante SAW-Sensoren.

Modellierung und Nichtidealitäten von SAW-Resonatoren

SAW-Resonatoren werden am einfachsten durch das Butterworth-van Dyke (BvD)-Ersatzschaltbild modelliert, das in Abb. 2.2 dargestellt ist [48]. Es

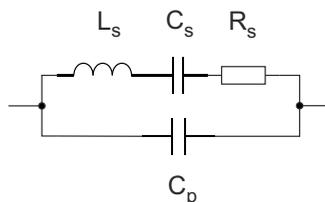


Abbildung 2.2.: Butterworth-Van Dyke äquivalentes Ersatzschaltbild für einen SAW-Resonator.

besteht aus einem Reihenschwingkreis (L_s , C_s und R_s), der dabei die Serienresonanzfrequenz f_0 und Güte Q_{SAW} bestimmt:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (2.1)$$

$$Q_{\text{SAW}} = \frac{1}{R_s} \cdot \sqrt{\frac{L_s}{C_p}} = \frac{2\pi f_0 L_s}{R_s} \quad (2.2)$$

C_p modelliert die statische Parallelkapazität, die zwischen der metallischen Interdigitalstruktur und dem Quarzsubstrat entsteht.

Für resonante SAWs stellen besonders parasitäre Moden [49] eine Herausforderung dar, da durch sie das eigentliche monofrequente Antwortsignal weitere Spektralkomponenten enthält. Im Ersatzschaltbild können diese durch weitere parallel geschaltene Serienresonanzen modelliert werden. Je nach Position und Eigenschaften können diese, insbesondere bei parasitären Resonanzen nahe der Hauptresonanz, für das Lesegerät schwer zu trennen sein und die Messgenauigkeit beeinträchtigen. Im Bereich des SAW-Entwurfs gibt es deshalb einige Forschungsprojekte zur Unterdrückung der parasitären Modi direkt im Sensor [50, 51].

2.2. Instantane Frequenzmessung

Die instantane Frequenzmessung (*instantaneous frequency measurement*, IFM) bezeichnet im Folgenden die Augenblicksfrequenz- bzw. Momentanfrequenzmessung. Diese wurde bereits in den 1950er Jahren für militärische Anwendungen wie die Funkaufklärung entwickelt und wurde seitdem kontinuierlich hin zu Radarwarnsystemen und Empfängern für die elektronische Kampfführung erweitert [52, 53]. Das Konzept wird heute noch in Verteidigungsanwendungen zur Echtzeit-Frequenzidentifikation unbekannter Signale über eine sehr große Bandbreite eingesetzt, oftmals dann in einer voll-digitalen Implementierung [54].

Die grundlegende Idee der IFM basiert darauf, die unbekannt Frequenz eines Signals anhand der Phasenverschiebung zu bestimmen, die dieses bei Durchlaufen einer bekannten Verzögerungsleitung erhält. Ein Blockschaltbild des Konzepts ist in Abbildung 2.3 dargestellt. Am Eingang des IFM-Empfängers liegt ein Signal $I_0(t)$ mit der Leistung P_s , unbekannter Kreisfrequenz ω_s und

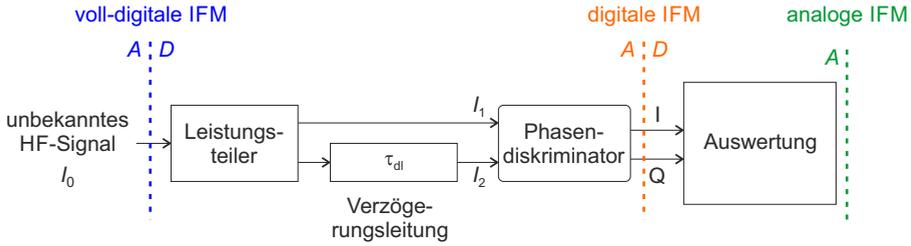


Abbildung 2.3.: Blockschaltbild zur instantanen Frequenzmessung und Unterteilung in analoge, digitale und voll-digitale IFM.

beliebiger initialer Phase φ_s an. Bei Annahme eines Wellenwiderstandes Z_0 ergibt sich bei idealer Anpassung entsprechend:

$$I_0(t) = \sqrt{P_s Z_0} e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \quad (2.3)$$

Dieses Signal wird vom IFM-Empfänger in zwei Teile aufgeteilt. Der erste Teil wird direkt zum Phasendiskriminator geführt, während der zweite Teil zuerst eine Verzögerungsleitung, mit der Verzögerungszeit τ_{dl} , passiert und dann ebenfalls zum Phasendiskriminator geführt wird. Dessen Eingangssignale (I_1 , I_2) haben dann die Form:

$$I_1(t) = \sqrt{P_{s,1} Z_0} e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \quad (2.4)$$

$$I_2(t) = \sqrt{P_{s,2} Z_0} e^{j(\omega_s (t - \tau_{dl}) + \varphi_s)} \quad (2.5)$$

mit einer, durch die Verzögerungsleitung entstandene, Phasendifferenz $\Delta\phi$ von:

$$\Delta\phi = \omega_s \tau_{dl} = 2\pi f \tau_{dl}. \quad (2.6)$$

Der Phasendiskriminator wertet nun die relative Phasendifferenz $\Delta\phi$ zwischen den beiden Signalen aus. Resultat ist üblicherweise ein Inphase- (I) und Quadratursignal (Q), das einen komplexen Zeiger darstellt, dessen Winkel der Phasendifferenz entspricht. Mit der gemessenen Phasendifferenz und bei bekannter Verzögerungszeit der Verzögerungsleitung kann dann auf die ursprünglich unbekannt Frequenz des Eingangssignals zurückgerechnet werden:

$$\tilde{f} = \frac{\Delta\phi}{2\pi \cdot \tau_{dl}}. \quad (2.7)$$

Da das System allerdings eine Phasendifferenz- und keine absolute Phasemessung durchführt, ist diese Berechnung nur eindeutig, solange die Wellenlänge der höchsten zu messenden Frequenz größer als die (effektive) Länge

der Verzögerungsleitung ist. Grundsätzlich ergibt sich daraus eine maximal eindeutige Bandbreite des Systems f_B von:

$$f_B = \frac{1}{\tau_{dl}}. \quad (2.8)$$

In militärischen Empfängern, die meist mehrere Oktaven abdecken sollen, ist dies eine deutliche Einschränkung. Diese kann dadurch umgangen werden, dass mehrere Korrelatoren mit unterschiedlichen Verzögerungsleitungslängen parallel verwendet und gleichzeitig gemessen werden [53].

Bei der Implementierung des IFM-Empfängers unterscheidet man zwischen analoger, digitaler und voll-digitaler IFM [53], abhängig davon, welche Blöcke aus Abbildung 2.3 analog und welche digital realisiert werden. Die ersten Empfänger arbeiteten komplett analog inklusive der Auswertung der Basisbandsignale, die sich dadurch schwierig gestaltet hat. Ab den 1970er Jahren wurden bei der digitalen IFM die Basisband (IQ)-Signale von einem Analog-Digital-Umsetzer (ADU) digitalisiert und die Berechnung dann digital durchgeführt. Dies kombiniert den Vorteil der leichteren (digitalen) Signalverarbeitung mit dem Konzept der analogen Frequenzmessung, die auch für hohe Frequenzen relativ einfach durchgeführt werden kann. In den letzten 15 Jahren wurde zunehmend auch an voll-digitalen Implementierungen gearbeitet, bei denen bereits das Eingangssignal mit einem sehr schnellen ADU abgetastet wird und dann das komplette Konzept, inklusive Zeitverzögerung und Phasendiskrimination, digital durchgeführt wird [54]. Vorteil daran ist eine maximale Flexibilität, einfache Rekonfigurierbarkeit und Minimierung der analogen Nichtidealitäten wie beispielsweise Fertigungstoleranzen und Temperaturabhängigkeiten der HF-Komponenten. Allerdings ist bei einer voll-digitalen Implementierung ein sehr hoher Hardwareaufwand mit schnellen ADUs und leistungsfähigen feldprogrammierbaren Gate-Arrays (*field programmable gate array*, FPGA) notwendig.

Unabhängig von der Implementierung lassen sich mit der Empfängerarchitektur nur monofrequente Signale verarbeiten. Treten mehrere Signale gleichzeitig oder ein Signal mit mehreren spektralen Anteilen auf, entsteht eine Modulation der gemessenen Phasendifferenz, die einen Messfehler erzeugen kann. Eine exakte Abschätzung des zeitabhängigen Fehlers ist komplex. In der Literatur finden sich jedoch zwei einfache Abschätzungen für den ungünstigsten anzunehmenden Fall, der für das Leistungsverhältnis eines Störers P_i zum Nutzsignal P_s , mit $P_i < P_s$, einen Phasendiskriminator-Fehler θ_i erzeugt.

Für ein Störsignal, das außerhalb der Basisbandbreite, aber noch innerhalb der HF-Bandbreite des IFM-Systems auftritt gilt [53]:

$$\theta_i = \arctan\left(\frac{\sin \Phi_d}{\frac{P_s}{P_i} + \cos \Phi_d}\right) \quad (2.9)$$

wobei Φ_d die Phasendifferenz der beiden Eingangssignale am Diskriminator darstellt:

$$\Phi_d = \omega_s \tau_{dl} - \omega_i \tau_{dl} \quad (2.10)$$

Mit $\Phi_d = \pi/2$ und, für größere Werte von P_s/P_i durch Kleinwinkelnäherung, ergibt sich folgendes Maximum [55]:

$$\theta_i = \arcsin\left(\frac{P_i}{P_s}\right) \quad (2.11)$$

Tritt das Störsignal jedoch innerhalb der Basisbandbreite des Empfängers auf hat es einen deutlich höheren Einfluss und es gilt [56]:

$$\theta_i = 2 \cdot \sqrt{\arcsin\left(\frac{P_i}{P_s}\right)} \quad (2.12)$$

Fokus aktueller IFM-Empfänger liegt weniger auf absoluter Frequenzgenauigkeit, die üblicherweise im Bereich von 1-10 MHz liegt, dafür mehr auf hohen instantanen Bandbreiten (z.B. 2 - 18 GHz) bei moderatem Dynamikbereich (~ 60 dB) und kurzen Pulslängen von ≤ 50 ns [53, 54].

2.3. Sechstorinterferometer

Ein Sechstorinterferometer ist eine mögliche Realisierungsform des Phasendiskriminators in IFM-Systemen, die einige entscheidende Vorteile bietet: Neben den passiven, kostengünstigen Implementierungsmöglichkeiten ist die Sechstorstruktur insbesondere für ihre hohe Phasenauflösung bekannt [57]. Verglichen mit multiplikativen Mischern ist der Dynamikbereich zwar etwas eingeschränkt, dafür zeigt sich aber eine wesentlich geringere Abhängigkeit von der Leistung des Lokaloszillator (LO)-Signals [58]. Da in IFM-Systemen konzeptbedingt, anders als beispielsweise bei Radarsystemen oder in der Netzwerkanalyse, kein in der Leistung konstanter LO zur Verfügung steht, ist das

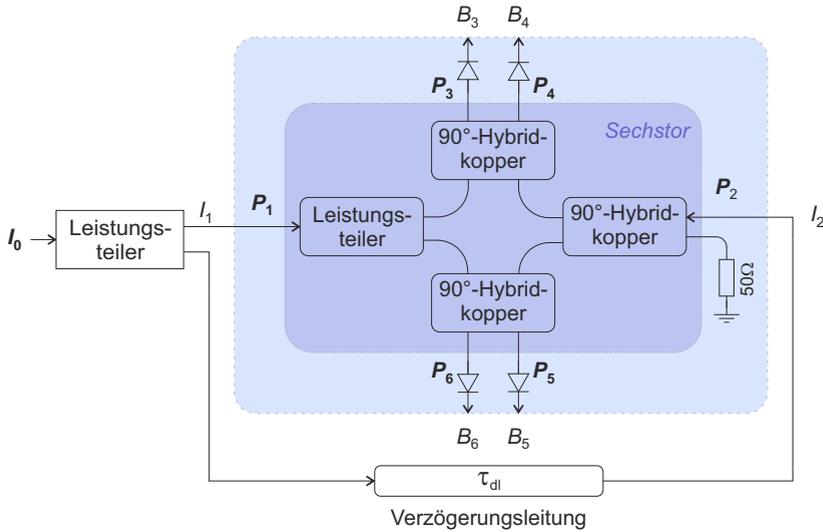


Abbildung 2.4.: Struktur eines Sechstör-Interferometers in der Anwendung zur instantanen Frequenzmessung: Das Sechstör-Interferometer selbst besteht aus einem Leistungsteiler und drei 90° -Hybridkopplern und verwendet jeweils einen HF-Leistungsdetektor an den Ausgangs-ports $P_3 \dots P_6$.

der entscheidende Vorteil, der den Einsatz von Sechstörinterferometern für diese Anwendung begründet. Obwohl die Schaltungsstruktur bereits seit den 1950er Jahren in IFM-Empfängern eingesetzt wurde, waren es die Arbeiten von Engen und Hoer in den 1970er Jahren, die das Sechstör auch für zivile Anwendungen bekannt machten [59, 60]. Heute werden Sechstör-Strukturen in einer Vielzahl von Mess- und Kommunikationsanwendungen eingesetzt, von der Vektor-Netzwerkanalyse über Entfernung-, Vibrations- und Einfallswinkelmessung bis hin zu Direktmischempfängern mit Gigabit-Datenraten [61–65].

Die grundlegende Struktur des für IFM-Systeme üblichen Sechstör-Interferometers, bestehend aus einem Leistungsteiler und drei 90° -Hybridkopplern, ist in Abbildung 2.4 im Kontext eines IFM-Empfängers dargestellt. Dabei werden zwei Ports (P_1 und P_2) als Eingänge sowie vier Ports ($P_3 \dots P_6$) als Ausgänge genutzt. Ein prinzipiell möglicher siebter Port wird mit einem $50\text{-}\Omega$ -Widerstand reflexionsfrei abgeschlossen. Innerhalb der Sechstör-Struktur werden die beiden Eingangssignale unter vier relativen Phasendifferenzen von 0 , $\pi/2$, π , und $3\pi/2$ überlagert. Diese Überlagerungen führen, je nach den relativen Phasen der beiden Eingangssignale, zu konstruktiver oder destruktiver Interferenz. Daher sind die Leistungswerte dieser Ausgangssignale an

den Ports P_3 bis P_6 ein Maß für die relative Phase zwischen P_1 und P_2 . An den Ausgängen der Sechstorstruktur sind Leistungsdetektoren angeschlossen, die die HF-Leistung messen und als Spannung direkt ins Basisband umsetzen. Im Idealfall haben diese eine exakt quadratische Kennlinie, also eine Ausgangsspannung, die proportional zu der am Detektor anliegenden HF-Leistung ist.

Für das in Abbildung 2.4 dargestellte und als ideal angenommene Sechstornetzwerk lässt sich eine S-Parameter-Matrix aufstellen, die das relative Übertragungsverhalten der Struktur zwischen den Ports $P_1 \dots P_6$, ohne Berücksichtigung der internen Leitungslängen, vollständig beschreibt [66]:

$$[\underline{S}] = \frac{1}{2} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 & -1 & j & j & -1 \\ 0 & 0 & j & -1 & j & 1 \\ -1 & j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ j & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ j & j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

Für die Herleitung der nach der Leistungsdetektion resultierenden Basisbandsignale ($B_3 \dots B_6$) wird das Eingangssignal $I_0(t)$ aus Gleichung (2.3) betrachtet, das, auf die Impedanz Z_0 normiert [67], die folgende hinlaufende Wellengröße darstellt:

$$I_0 = \sqrt{P_s} e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \quad (2.14)$$

Der Leistungsteiler teilt dieses, gewichtet mit dem Amplitudenkoeffizienten a_1 für den ersten und a_2 für den zweiten Pfad, in zwei Teile. Im einfachsten Fall wird ein symmetrischer Leistungsteiler verwendet ($a_1 = a_2 = 0,5$), wie später gezeigt wird, kann eine ungleiche Leistungsverteilung jedoch auch vorteilhaft sein, um beispielsweise Transmissionsverluste in der Verzögerungsleitung zu kompensieren. Der erste Teil wird direkt zu P_1 geführt, während der zweite durch die, aktuell noch als ideal angenommene, Verzögerungsleitung um τ_{dl} verzögert und dann zu P_2 geführt wird. Somit ergeben sich die Eingangssignale I_1, I_2 an P_1, P_2 :

$$I_1 = \sqrt{a_1 P_s} e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \quad (2.15)$$

$$I_2 = \sqrt{a_2 P_s} e^{j(\omega_s(t - \tau_{dl}) + \varphi_s)} \quad (2.16)$$

Mit $[\underline{S}]$ aus Gleichung (2.13) und unter der Annahme, dass alle Ein- und Ausgänge ideal angepasst sind, ergeben sich daraus die vier Ausgangssignale

Kapitel 2. Grundlagen

$\underline{b}_3 \dots \underline{b}_6$ an den Ports $P_3 \dots P_6$:

$$\underline{b}_3 = \underline{S}_{31}I_1 + \underline{S}_{32}I_2 = \frac{1}{2} \left(\sqrt{a_1 P_s} e^{j(\omega_s t + \varphi_s + \pi)} + \sqrt{a_2 P_s} e^{j(\omega_s(t - \tau_{dl}) + \varphi_s + \frac{\pi}{2})} \right) \quad (2.17)$$

$$\underline{b}_4 = \underline{S}_{41}I_1 + \underline{S}_{42}I_2 = \frac{1}{2} \left(\sqrt{a_1 P_s} e^{j(\omega_s t + \varphi_s + \frac{\pi}{2})} + \sqrt{a_2 P_s} e^{j(\omega_s(t - \tau_{dl}) + \varphi_s + \pi)} \right) \quad (2.18)$$

$$\underline{b}_5 = \underline{S}_{51}I_1 + \underline{S}_{52}I_2 = \frac{1}{2} \left(\sqrt{a_1 P_s} e^{j(\omega_s t + \varphi_s + \frac{\pi}{2})} + \sqrt{a_2 P_s} e^{j(\omega_s(t - \tau_{dl}) + \varphi_s + \frac{\pi}{2})} \right) \quad (2.19)$$

$$\underline{b}_6 = \underline{S}_{61}I_1 + \underline{S}_{62}I_2 = \frac{1}{2} \left(\sqrt{a_1 P_s} e^{j(\omega_s t + \varphi_s + \pi)} + \sqrt{a_2 P_s} e^{j(\omega_s(t - \tau_{dl}) + \varphi_s)} \right) \quad (2.20)$$

Diese Signale werden nun von den Detektoren direkt ins Basisband umgesetzt, indem ihre Leistung gemessen wird. Dies lässt sich mathematisch durch die quadrierte euklidische Norm ($|\cdot|^2$) beschreiben. Entsprechend ergibt sich, exemplarisch für B_3 dargestellt:

$$\begin{aligned} B_3 = |\underline{b}_3|^2 &= \frac{1}{4} \left| \sqrt{a_1 P_s} [\cos(\omega_s t + \varphi_s + \pi) + j \sin(\omega_s t + \varphi_s + \pi)] \right. \\ &\quad \left. + \sqrt{a_2 P_s} \left[\cos\left(\omega_s(t - \tau_{dl}) + \varphi_s + \frac{\pi}{2}\right) + j \sin\left(\omega_s(t - \tau_{dl}) + \varphi_s + \frac{\pi}{2}\right) \right] \right|^2 \\ &= \frac{1}{4} \left[\left(-\sqrt{a_1 P_s} \cos(\omega_s t + \varphi_s) - \sqrt{a_2 P_s} \sin(\omega_s(t - \tau_{dl}) + \varphi_s) \right)^2 \right. \\ &\quad \left. + \left(-\sqrt{a_1 P_s} \sin(\omega_s t + \varphi_s) + \sqrt{a_2 P_s} \cos(\omega_s(t - \tau_{dl}) + \varphi_s) \right)^2 \right] \\ &= \frac{1}{4} \left[a_1 P_s \cos^2(\omega_s t + \varphi_s) + 2\sqrt{a_1 a_2} P_s \cos(\omega_s t + \varphi_s) \cdot \right. \\ &\quad \sin(\omega_s(t - \tau_{dl}) + \varphi_s) + a_2 P_s \sin^2(\omega_s(t - \tau_{dl}) + \varphi_s) + \\ &\quad a_1 P_s \sin^2(\omega_s t + \varphi_s) - 2\sqrt{a_1 a_2} P_s \sin(\omega_s t + \varphi_s) \cdot \\ &\quad \left. \cos(\omega_s(t - \tau_{dl}) + \varphi_s) + a_2 P_s \cos^2(\omega_s(t - \tau_{dl}) + \varphi_s) \right] \\ &= \frac{P_s}{4} \left[a_1 + a_2 + 2\sqrt{a_1 a_2} (\cos(\omega_s t + \varphi_s) \sin(\omega_s(t - \tau_{dl}) + \varphi_s) - \right. \\ &\quad \left. \sin(\omega_s t + \varphi_s) \cos(\omega_s(t - \tau_{dl}) + \varphi_s)) \right] \\ &= \frac{P_s}{4} \left[a_1 + a_2 - 2\sqrt{a_1 a_2} \sin(\omega_s t - \omega_s(t - \tau_{dl})) \right] \\ &= \frac{P_s}{4} \left[a_1 + a_2 - 2\sqrt{a_1 a_2} \sin(\omega_s \tau_{dl}) \right] \end{aligned} \quad (2.21)$$

Auf gleiche Weise lassen sich $B_4 \dots B_6$ ermitteln und somit entsprechen die

Basisbandsignale des Sechstorinterferometers bei der instantanen Frequenzmessung:

$$B_3 = |\underline{b}_3|^2 = \frac{P_s}{4} [a_1 + a_2 - 2\sqrt{a_1 a_2} \sin(\omega_s \tau_{dl})] \quad (2.22)$$

$$B_4 = |\underline{b}_4|^2 = \frac{P_s}{4} [a_1 + a_2 + 2\sqrt{a_1 a_2} \sin(\omega_s \tau_{dl})] \quad (2.23)$$

$$B_5 = |\underline{b}_5|^2 = \frac{P_s}{4} [a_1 + a_2 + 2\sqrt{a_1 a_2} \cos(\omega_s \tau_{dl})] \quad (2.24)$$

$$B_6 = |\underline{b}_6|^2 = \frac{P_s}{4} [a_1 + a_2 - 2\sqrt{a_1 a_2} \cos(\omega_s \tau_{dl})] \quad (2.25)$$

Es zeigt sich, dass wie erwartet die initiale Phase φ_s des Eingangssignals keinen Einfluss hat und die Basisbandspannungen nur von der Leistung und Frequenz des Eingangssignals sowie der Zeitverzögerung τ_{dl} abhängen. B_3 , B_4 und B_5 , B_6 bilden jeweils ein differenzielles Pärchen, was jeweils einer erdsymmetrischen Signaldarstellung entspricht. Beide Pärchen sind wiederum zueinander um 90° phasenverschoben, entsprechen also einem IQ-Signal.

Um aus den Basisbandspannungen nun auf die ursprünglich unbekannte Frequenz zurückzuschließen, wird ein komplexer Vektor \underline{z} aufgestellt:

$$\underline{z} = (B_5 - B_6) + j(B_3 - B_4) \quad (2.26)$$

$$\Re\{\underline{z}\} = B_5 - B_6 \quad (2.27)$$

$$\Im\{\underline{z}\} = B_3 - B_4 \quad (2.28)$$

Das Argument von \underline{z} entspricht dabei der Phasendifferenz der Eingangssignale und kann mit der arctan2-Funktion¹ einfach berechnet werden:

$$\Delta\phi = \arg(\underline{z}) = \arctan_2\left(\frac{\Im(\underline{z})}{\Re(\underline{z})}\right) = \arctan_2\left(\frac{B_3 - B_4}{B_5 - B_6}\right). \quad (2.29)$$

Mit der gemessenen Phasendifferenz $\Delta\phi$ und der bekannten Länge der Verzögerungsleitung τ_{dl} kann nun, wie im Kapitel 2.2 gezeigt, mit Gleichung (2.7) die Frequenz des Eingangssignals, innerhalb einer eindeutigen Bandbreite f_B (Gleichung (2.8)), bestimmt werden.

¹Die arctan2-Funktion ist eine Erweiterung der Arcustangens-Funktion, die durch getrennte Auswertung der Vorzeichen von Zähler und Nenner den Wertebereich auf $[-\pi, +\pi]$ erweitert.

KAPITEL 3

Verfahren zum drahtlosen Auslesen von SAW-Sensoren

In diesem Kapitel wird der aktuelle Stand der Technik von Verfahren zum drahtlosen Auslesen von SAW-Sensoren vorgestellt. Dabei werden zuerst alle aktuell gebräuchlichen Architekturen zusammengefasst und klassifiziert. Anschließend werden die Konzepte für resonante Sensoren detailliert vorgestellt und hinsichtlich ihrer Vor- und Nachteile diskutiert. Dabei liegt der Fokus immer auf Verfahren, die ein drahtloses Auslesen des Sensors ermöglichen. Kontaktbehaftete Ansätze, die eine physische Verbindung benötigen [68–70], sind nicht Ziel dieser Arbeit und werden entsprechend nicht weiter betrachtet.

3.1. Einordnung der Leseverfahren

Generell lassen sich alle Leseverfahren in die Kategorien Zeitbereichsabtastung (*time domain sampling*, TDS), auch bekannt als Breitband- oder Vollbandabtastung, Frequenzbereichsabtastung (*frequency domain sampling*, FDS), auch bekannt als Schmalband- oder Teilbandabtastung, oder hybride TDS- oder FDS-Konzepte einteilen [29, 71]. Bei TDS verwendet das Auslesesignal die gesamte Systembandbreite auf einmal. Dann muss zwar eine schnelle Abtastung im Lesegerät erfolgen, dafür können aber auch hohe Messwertaktualisierungsraten erreicht werden. Mit FDS wird das Frequenzband des Sensors in mehreren Schritten abgetastet. So kann die Basisbandbreite relativ niedrig sein, was zu einem einfacheren und günstigeren Hardware-Design führt, aber auch zu deutlich längeren Abfragezeiten als bei TDS. Hybride TDS- oder FDS-Konzepte zeigen sowohl Einflüsse von beiden Hauptkategorien mit teilweise gemischten Ansätzen in Konzept, Hochfrequenzschaltung und Signalverarbeitung. Dabei wird üblicherweise versucht, möglichst viele Vorteile von beiden zu kombinieren ohne dabei zu viele Nachteile zu erhalten. Abbildung 3.1 gibt einen Überblick über die verschiedenen Sensoren, Leseverfahren und die vorgeschlagenen Klassifizierungen in verschiedene Lesegerät-Kategorien.

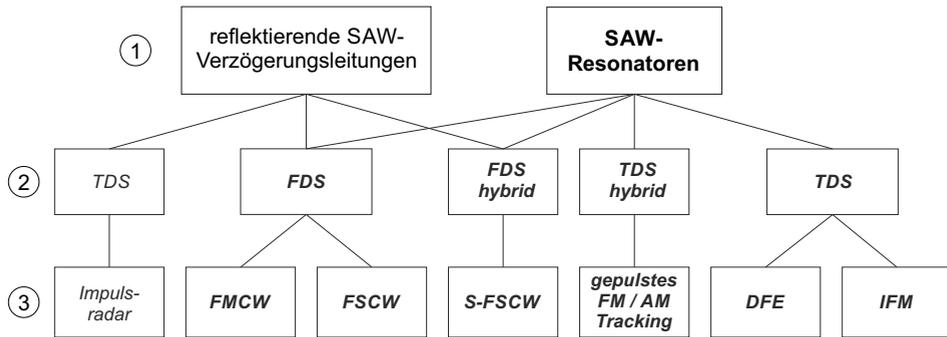


Abbildung 3.1.: Einordnung der aktuell gebräuchlichen Leseverfahren ③ in verschiedene Lesegerät-Kategorien ② zum drahtlosen Auslesen der SAW-Sensoren ①, insbesondere der markierten SAW-Resonatoren.

Im Zeitbereich können reflektierende SAW-Verzögerungsleitungen mit dem Impulsradar-Prinzip abgefragt werden. Die dafür obligatorische hohe Bandbreite ist allerdings der große Nachteil und führt zu einer sehr aufwendigen und komplexen Realisierung. Weiterhin ist die erforderliche Breitbandanregung nicht immer mit den strengen Regularien in den Industrial, Scientific, Medical (ISM)-Frequenzbändern, insbesondere bei 433 MHz und 868 MHz, kompatibel. Es wurden einige Prototypen von SAW-Lesegeräten basierend auf dem Impulsradarverfahren gebaut und evaluiert [72–77]. Das Prinzip hat sich jedoch aktuell nicht durchgesetzt und wird nur in absoluten Ausnahmefällen verwendet, wenn die allerhöchsten Abstraten für die reflektierenden Verzögerungsleitungen benötigt werden und Kosten keine Rolle spielen.

Resonante SAW-Sensoren lassen sich dagegen gut im Zeitbereich auslesen, beispielsweise mit dem bereits bestehenden Verfahren mit digitaler Frequenzschätzung (*digital frequency estimation*, DFE), das in Kapitel 3.3.1 vorgestellt wird. Auch das im Rahmen dieser Arbeit entstandene Konzept mit IFM ist der Zeitbereichsabtastung für resonante SAW-Sensoren zuzuordnen und wird in Kapitel 5 im Detail analysiert. Gepulste FM/AM-Tracking-Schleifen lassen sich am besten als hybrides TDS-System klassifizieren, da das Auslesesignal zwar die gesamte Systembandbreite nutzt, pro Messwert aber trotzdem mindestens zwei Abfragen im Frequenzbereich notwendig sind. Diese Architektur und mögliche Tracking-Konzepte werden in Kapitel 3.3.2 beschrieben.

Bei FDS sind die Konzepte etwas flexibler: Mit Architekturen basierend auf frequenzmoduliertem Dauerstrichsignal (*frequency-modulated continuous wave*, FMCW) und frequenzgestuftem Dauerstrichsignal (*frequency-stepped continuous wave*, FSCW), die in Kapitel 3.2.1 beschrieben werden, lassen sich sowohl

reflektierende SAW-Verzögerungsleitungen als auch resonante SAW-Sensoren auslesen. Eine Sonderform von FSCW stellt die Architektur mit geschaltetem frequenzgestuftem Dauerstrichsignal (*switched frequency-stepped continuous wave*, S-FSCW) dar (Kapitel 3.2.2), die als hybrides FDS-System einzuordnen ist. Die Anzahl der notwendigen Messungen im Frequenzbereich ist vergleichbar mit FSCW. Allerdings wird die Systembandbreite erhöht, um durch eine Begrenzung im Zeitbereich (time-gating) statische Reflexionen zu maskieren und das SNR zu erhöhen.

3.2. Frequenzbereichsabtastung und FDS-Hybride

3.2.1. FDS-Konzept mit FMCW- / FSCW-Abfrage

Frequenzbereichsabtastung mit FMCW- oder FSCW-Anregung ist grundsätzlich eine Abstandsmessung mit einem Radarsystem, das ein einzelnes Ziel (bei resonanten SAW-Sensoren) oder ein Mehrzielszenario (bei reflektierenden SAW-Verzögerungsleitungen) auswertet. Die grundlegende Hardwarestruktur, die in Abbildung 3.2 dargestellt ist, sieht dementsprechend wie bei einem Dauerstrich (*continuous wave*, CW)-Radar aus. Ein HF-Synthesizer erzeugt das Auslesesignal $s_T(t)$. Bei FMCW ist dies ein linearer Chirp, beginnend bei

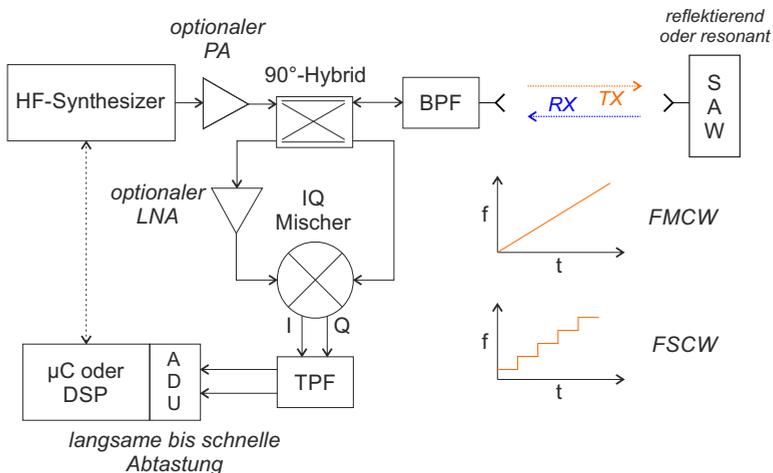


Abbildung 3.2.: Blockschaltbild eines monostatischen SAW-Lesegerätes zur Frequenzbereichsabtastung mit FMCW- oder FSCW-Anregung.

der Startfrequenz f_{st} :

$$f(t) = f_{\text{st}} + kt. \quad (3.1)$$

Die Chirp-Rate $k = B/T$ des Frequenzsweeps wird durch die effektive Bandbreite B und die Sweep-Dauer T definiert. Das gesendete Signal entspricht dann [78]:

$$s_T(t) = A_t \cos\left(2\pi\left(f_{\text{st}} + \frac{k}{2}\right)t + \varphi_0\right) \quad (3.2)$$

mit der Amplitude A_t und einer zufälligen initialen Phase φ_0 .

FSCW verwendet auch eine Frequenzrampe, allerdings mit diskret ansteigenden Stufen $f[n]$, mit ($n = 0, 1, \dots, N-1$), anstatt kontinuierlich:

$$f[n] = f_{\text{st}} + \frac{B}{N} n. \quad (3.3)$$

Auf diese Weise nimmt das Sendesignal die Form an [79]:

$$s_T(t,n) = A_t \cos(2\pi f[n]t + \varphi_0). \quad (3.4)$$

Die Stufendauer T_{step} jedes Schrittes n muss lang genug sein, um sicherzustellen, dass sowohl die Amplitude als auch die Phase des reflektierten Signals vollständig eingeschwungen ist. Dementsprechend muss die Umlaufverzögerung (inklusive der Akustik) deutlich kürzer als T_{step} sein.

Abhängig von den anwendungsspezifischen Anforderungen wie z.B. Genauigkeit, Messgeschwindigkeit und Kosten, kann die Frequenzsynthese durch einen freilaufenden spannungsgesteuerten Oszillator (*voltage-controlled oscillator*, VCO), eine Phasenregelschleife (*phase-locked loop*, PLL), per direkter digitaler Synthese (*direct digital synthesis*, DDS) oder einer Kombination davon realisiert werden. Da die Linearität der (kontinuierlichen oder gestuften) Frequenzrampe von entscheidender Bedeutung für die spätere Messgenauigkeit ist, wurde eine Vielzahl von Arbeiten durchgeführt, um hochlineare Rampen zu erzeugen [79–81].

Das Sendesignal wird typischerweise durch einen optionalen Leistungsverstärker (*power amplifier*, PA) verstärkt, bevor es über einen 90° -Hybridkoppler und Bandpassfilter (BPF) der Antenne zugeführt wird. Anstelle des 90° -Hybrids können auch andere Konzepte zur Trennung des Sende- und Empfangssignals verwendet werden, wie Richtungskoppler, Zirkulator oder ein bi-statischer Ansatz [82]. Das HF-Signal wird von der Antenne am SAW-Sensor empfangen, vom IDT in eine akustische Oberflächenwelle umgewandelt und entsprechend den Eigenschaften des Sensors (teilweise) reflektiert. Die akustische Welle am

IDT wird dann wieder in eine elektromagnetische Welle umgewandelt und zum Leser zurückgestreut. Dort wird es empfangen, mit einem (optionalen) rauscharmen Verstärker (*low noise amplifier*, LNA) verstärkt und schließlich mit einem IQ-Mischer, der einen Teil des Sendesignals als LO Signal erhält, heruntergemischt. Das Basisbandsignal wird dann durch einen Tiefpassfilter (TPF) bandbegrenzt, verstärkt und schließlich digitalisiert. Bei dieser Architektur kommt dafür üblicherweise ein Mikrocontroller oder digitaler Signalprozessor (*digital signal processor*, DSP) mit integriertem ADU zum Einsatz. Aus den gemessenen Amplituden und Phasen-/Frequenzdifferenzen können dann die Eigenschaften der Sensoren berechnet werden.

3.2.2. Hybrides Konzept mit S-FSCW-Abfrage

Ein wesentlicher Nachteil der bisher vorgestellten FMCW- und FSCW-Architekturen ist, dass sie gleichzeitig senden und empfangen und damit im Dynamikbereich erheblich eingeschränkt sind. Dies kann mit dem hybriden S-FSCW-Lesegerätekonzept umgangen werden [83–85], jedoch auf Kosten der maximalen Messzeit, die dann durch den Sensor limitiert wird. Der Ansatz ist eine spezielle Form der FSCW-Abfrage, verwendet aber mindestens zwei zusätzliche schnelle HF-Schalter mit hoher Isolation ($SW1, SW2$), um eine Hardware-Zeitbegrenzung sowohl für das Sende- als auch das Empfangssignal zu realisieren. Dadurch können störende Reflexionen der Umgebung und Fehlanpassungen in der Hochfrequenzschaltung unterdrückt werden, sodass eine weitere Verstärkung des empfangenen Signals, das zuvor den LNA gesättigt hätte, nun möglich ist [83]. Ein Blockschaltbild der Architektur ist in Abbildung 3.3 dargestellt. Während der Anregungsphase (1. TX) wird $SW1$ geschlossen und $SW2$ befindet sich in der TX-Position. Nachdem das System und die Akustik vollständig eingeschwungen sind, wird zuerst das Sendesignal abgeschaltet ($SW1$ offen). Dann wird eine kurze Wartezeit eingeführt (2. t_{pause}), in der die starken Reflexionen der unmittelbaren Umgebung abklingen, bevor im dritten Schritt (3. RX) $SW2$ auf die RX-Position geschaltet wird, um die Sensorantwort zu empfangen. Optional kann auch der Koppler noch durch einen HF-Schalter ersetzt werden, der zwischen dem LO-Port des Mixers und dem Sendepfad des Lesegerätes umschaltet, um die Ausgangsleistung des Synthesizers voll auszunutzen (sog. „doppelt geschaltete FSCW-Architektur“ [84]).

Das Konzept erhöht das SNR des empfangenen Signals aufgrund der höheren möglichen Verstärkung und der besseren Ausnutzung des Dynamikbereichs

3.2. Frequenzbereichsabtastung und FDS-Hybride

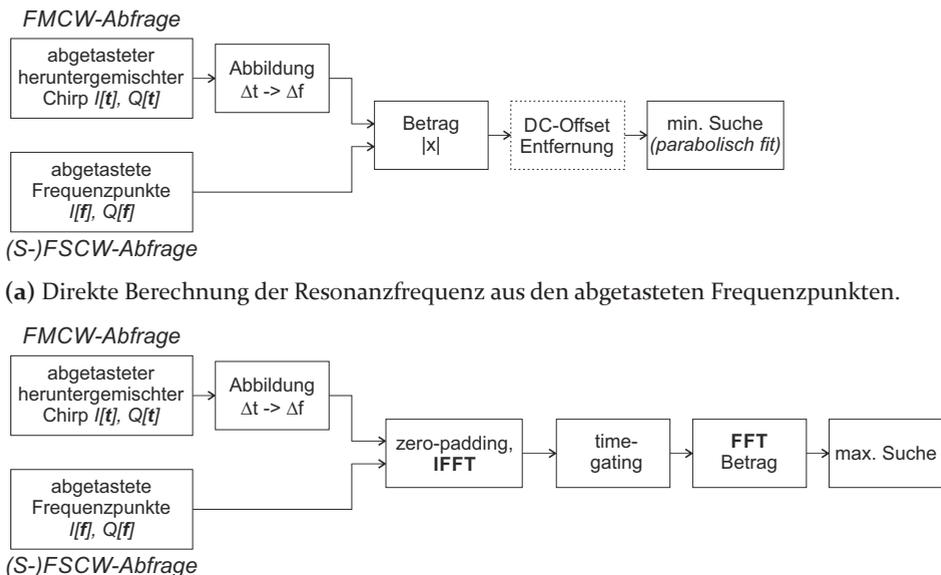
beschreibt additives weißes gaußsches Rauschen. N muss in der Praxis hoch genug gewählt werden, um Aliasing zu vermeiden. Für reflektierende Verzögerungsleitungen entspricht p der Anzahl der Reflektoren im SAW-Sensor, während für Resonatoren $p = 1$ gilt. Für die Frequenzauswertung sind die FMCW- und FSCW-Signalmodelle äquivalent, nur für die Phasenauswertung gibt es einen laufzeitabhängigen Unterschied [86]. Für eine FMCW-Abfrage wird der Phasenversatz φ_i berechnet:

$$\varphi_{i,\text{FMCW}} = 2\pi f_{\text{st}}\tau_i - \pi k\tau_i^2, \quad (3.7)$$

während für FSCW gilt:

$$\varphi_{i,\text{FSCW}} = 2\pi f_{\text{st}}\tau_i. \quad (3.8)$$

Das Ziel der Signalverarbeitung für resonante SAW-Sensoren ist die Bestimmung ihrer Resonanzfrequenz f_0 . Ein Flussdiagramm von zwei möglichen Ansätzen ist in Abbildung 3.4 dargestellt. Im einfachsten Fall kann f_0 direkt aus den abgetasteten Frequenzpunkten ermittelt werden, ggf. mit einer parabolischen Approximation zur Erhöhung der Auflösung (Abbildung 3.4a).



(a) Direkte Berechnung der Resonanzfrequenz aus den abgetasteten Frequenzpunkten.

(b) Berechnung der Resonanzfrequenz mit Software-Time-Gating, um statische Reflexionen der Umgebung sowie Fehlanpassungen und Übersprechen im Lesegerät zu maskieren.

Abbildung 3.4.: Signalverarbeitungs-Flussdiagramm für die Frequenzbereichsabtastung mit resonanten SAW-Sensoren.

Der Algorithmus sucht im Betrag des Empfangssignals nach der niedrigsten Amplitude, da der SAW-Sensor dort die beste Anpassung hat und entsprechend das Anregungssignal am geringsten reflektiert. Dies funktioniert gut, solange der SAW-Sensor nahe genug am Lesegerät ist und nur wenige statische Reflexionen in der Umgebung sowie geringe Fehlanpassungen und wenig Übersprechen in der Hochfrequenzschaltung auftreten. Wenn der Pfadverlust oder die Nichtidealitäten zunehmen, wird es schwieriger, den SAW-Sensor im Empfangssignal zu detektieren. Ein ermittelter DC-Offset kann zwar von allen Messwerten abgezogen werden, dies ist jedoch nicht ideal, da dessen Frequenzabhängigkeit in diesem Ansatz nicht berücksichtigt wird.

Der zweite Ansatz (Abbildung 3.4b) verwendet ein Software-Time-Gating, um die frequenzabhängigen, aber zeitlich statischen parasitären Einflüsse der Umgebung und des Lesegeräts zu unterdrücken und kann somit die Empfindlichkeit erhöhen. Dazu wird das Signal, nach einem entsprechenden Zero-Padding um die Auflösung zu erhöhen, mit einer inversen schnellen Fourier-Transformation (*inverse fast Fourier transformation*, IFFT) in den Zeitbereich überführt. Dort werden alle statischen Einflüsse mit einem sogenannten Time-Gating herausgeschnitten. Anschließend wird das Signal per schneller Fourier-Transformation (*fast Fourier transformation*, FFT) wieder in den Frequenzbereich transformiert. Der höchste Wert im Betrag entspricht nun der Resonanzfrequenz des Sensors.

3.3. Zeitbereichsabtastung und TDS-Hybride

Im Vergleich zur reflektierenden SAW-Verzögerungsleitung haben SAW-Resonatoren eine geringere Einfügedämpfung, eine höhere Güte und entsprechend eine längere Antwortzeit, die eine geringere Bandbreite für gepulstes Auslesen benötigt [43]. Daher ist die Zeitbereichsabtastung für diesen Sensortyp viel interessanter. Eine schematische Darstellung eines TDS-Abfragevorgangs eines resonanten SAW-Sensors ist in Abbildung 3.5 dargestellt. Im ersten Schritt wird der Resonator vom Lesegerät mit einem CW-Signal „aufgeladen“, meistens, aber nicht immer, so nahe wie möglich an der Resonanzfrequenz f_0 . Das Anregesignal wird von der Antenne des SAW-Sensors empfangen und der damit verbundene IDT wandelt einen Teil der elektromagnetischen Energie in mechanische Schwingungsenergie in Form von stehenden akustischen Oberflächenwellen um. Aufgrund des zeitbegrenzten Anregesignals, eine Sinus-Funktion multipliziert mit einer Rechteck-Funktion

3.3. Zeitbereichsabtastung und TDS-Hybride

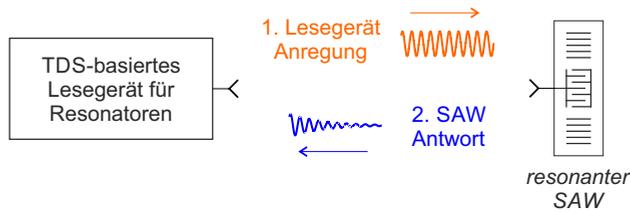


Abbildung 3.5.: Schematische Darstellung des Auslesevorganges eines SAW-Resonators mit Zeitbereichsabtastung.

im Zeitbereich ergibt eine *sinc*-Funktion im Frequenzbereich, besitzt auch eine Anregung nahe der Hauptresonanz spektrale Komponenten bei f_0 .

Nachdem das Anregesignal schnell abgeschaltet wurde, wandelt der IDT einen Teil der mechanischen Energie wieder in ein elektromagnetisches Signal um. Da es sich beim SAW-Sensor um ein rein passives lineares Bauelement handelt, ist das zurückgegebene Signalspektrum das Produkt aus dem emittierten Pulsspektrum und der SAW-Übertragungsfunktion. Bei Anregung innerhalb der Resonatorbandbreite liegt dann die maximale Spektralkomponente des Antwortsignals bei f_0 . Dieses Signal, das exponentiell in der Amplitude abklingt, wird dann von der Antenne des Resonators ausgesendet, vom Lesegerät empfangen und dort verarbeitet.

Die zum Laden (oder Entladen) benötigte Zeit hängt von der Güte des belasteten Resonators Q_{SAW} und dessen Frequenz f_0 ab, welche die Zeitkonstante τ_{SAW} bestimmen:

$$\tau_{SAW} = \frac{Q_{SAW}}{\pi \cdot f_0}. \quad (3.9)$$

Wenn das Anregungssignal zum Zeitpunkt $t = 0$ abgeschaltet wird, kann die abklingende Einhüllende des Antwortsignals berechnet werden mit:

$$A(t) = A_{\max} \cdot e^{-t/\tau_{SAW}} \quad (3.10)$$

wobei A_{\max} die maximale Amplitude des Antwortsignals ist, abhängig von der aufgenommenen Energie während des vorherigen Anregungsschrittes. Die aufgenommene Energie ist weiterhin abhängig von der empfangenen Leistung, der Anregungszeit sowie von Fehlanpassungen und internen Verlusten des Resonators.

Üblicherweise verwendete Anregungszeiten für TDS-basierte Lesegeräte liegen zwischen $3\tau_{SAW}$ und $5\tau_{SAW}$, um das Laden der SAW zwischen 95% und 99,3% des asymptotischen Wertes zu ermöglichen. Für Resonatoren, die mit

aktuellen Prozessen produziert werden, bedeutet dies eine Anregungszeit zwischen wenigen Mikrosekunden (Resonator bei 2.4 GHz mit $Q_{\text{SAW}} = 2300$) bis hin zu $50 \mu\text{s}$ (Resonator bei 433 MHz mit einer Güte von 13.300). Die anschließende Messzeit des Lesers hängt dann vom Dynamikumfang des Empfängers ab und hat in der Regel eine ähnliche Dauer.

3.3.1. Digitale Frequenzschätzung

Die DFE-Leserarchitektur basiert darauf, die Frequenz des heruntergemischten und digitalisierten Antwortsignals des Sensors algorithmisch zu bestimmen. Ein Blockschaltbild des Lesekonzeptes ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Der TX-HF-Synthesizer, der als einfache PLL implementiert werden kann, erzeugt das Auslesesignal: einen CW-Anregungsimpuls, möglichst nahe an der Resonanzfrequenz f_0 des zu messenden Sensors. Je nach Anwendung kann das Auslesesignal noch über einen optionalen PA verstärkt werden und wird dann nach Durchlaufen eines RX/TX-Schalters von der Antenne ausgesendet. Nachdem der Resonator ausreichend lange angeregt wurde (mehrere τ_{SAW}), schaltet das Lesegerät von Senden auf Empfangen um. Das exponentiell abklingende Empfangssignal wird über einen (optionalen) LNA verstärkt und dann mit einem IQ-Mischer, der das Signal des RX-HF-Synthesizers als LO erhält, auf eine Zwischenfrequenz umgesetzt. Prinzipiell könnte das

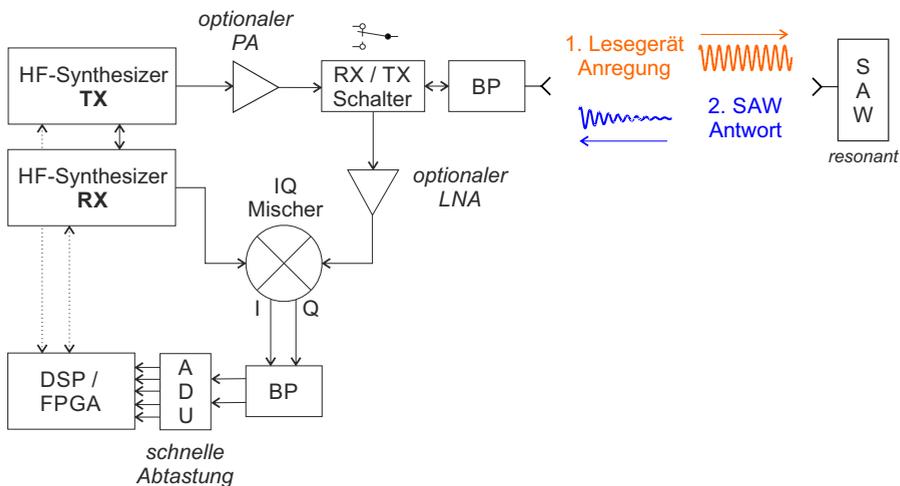


Abbildung 3.6.: Blockschaltbild eines monostatischen SAW-Lesegerätes zur Zeitbereichsabtastung digitaler Frequenzschätzung.

empfangene Signal auch mit einem Teil des Sendesignals ohne Zwischenfrequenz direkt ins Basisband gemischt werden. Dies würde den zweiten Synthesizer einsparen, allerdings wäre die Aussteuerung des ADU schwieriger und DC-Offsets könnten die Empfindlichkeit des Empfängers einschränken. Aus diesen Gründen werden in allen bisher publizierten Demonstratoren Zwischenfrequenzen zwischen 700 kHz und 6 MHz [44, 87–89] verwendet. Das Basisbandsignal wird dann verstärkt, Bandpass oder Tiefpass gefiltert und schließlich durch einen ADU digitalisiert. Da das Antwortsignal teilweise nur eine oder wenige Mikrosekunden lang ist, ist ein schneller ADU erforderlich, um genügend Abtastwerte für die spätere Frequenzschätzung zu erhalten. Schließlich wird die Frequenz des digitalisierten Signals ausgewertet, üblicherweise in einem DSP oder mit einem FPGA. Dabei wird entweder die diskrete Fourier-Transformation mit Zero-Padding und/oder parabolischer Interpolation berechnet [89, 90], oder es kommen spezielle Frequenzschätzalgorithmen zum Einsatz, die aufgrund einer höheren Präzision in letzter Zeit verstärktes Interesse in der Forschung erhalten haben [91–95]. Wenn sehr schnelle Messwertaktualisierungsraten erforderlich sind und die für die Frequenzberechnung verwendeten Algorithmen eine ausreichende Frequenzauflösung haben, können prinzipiell auch mehrere Sensoren gleichzeitig angeregt und ausgelesen werden, wie 2012 von V. Kalinin et. al. demonstriert [96]. Es muss jedoch darauf geachtet werden, die gegenseitige Beeinflussung der SAW-Sensoren zu reduzieren und das Basisband so zu gestalten, dass Fehler durch Aliasing und Intermodulationsprodukte, die bei gleichzeitiger Anregung auftreten können, vermieden werden.

Die Architektur hat den großen Vorteil, dass prinzipiell eine einzige Anregung ausreicht, um einen Sensorwert zu erhalten und somit die Messzeit theoretisch nur durch den Sensor selbst begrenzt wird. Sollte eine geringere Messwertaktualisierungsrate ausreichend sein, kann durch kohärente Mittelung der Empfangssignale die Präzision der Messung erhöht werden [97]. In der Praxis ist jedoch die rechenintensive digitale Frequenzberechnung meist der Flaschenhals und es müssen schnelle DSPs oder FPGAs verwendet werden, wenn hohe Messwertaktualisierungsraten oder eine hohe Präzision erreicht werden soll. Dies, und die notwendigen externen ADUs mit hoher Abtastrate, stellen dabei insbesondere eine finanzielle Herausforderung für den preissensitiven Markt Industriesensorik dar.

3.3.2. Gepulstes FM/AM-Tracking

Die Grundidee des FM/AM-Trackings besteht darin, die Umwandlungseigenschaft der Frequenzmodulation (FM) zu Amplitudenmodulation (AM) von resonanten Sensoren zu nutzen [98]. Ursprünglich wurde dazu eine kontinuierliche Anregung mit frequenzmodulierten Signalen um die Resonanzfrequenz des Sensors verwendet [99], durch schnelle DDS-Chips mit kleinen Frequenzinkrementen ist mittlerweile eine gepulste Anregung und Auswertung als TDS-Hybridssystem möglich [100].

Ein Blockschaltbild des Konzeptes ist in Abbildung 3.7 dargestellt. Für das Tracking ist es entscheidend, sehr schnell und genau zwischen mehreren Frequenzen hin- und herzuspringen. Entsprechend wird ein DDS-basierter HF-Frequenzsynthesizer benötigt, um das Anregungssignal zu erzeugen. Dieses durchläuft einen schnellen einpoligen Schalter, der zum Pulsen verwendet wird, und wird optional durch einen PA verstärkt. Nachdem der Resonator für mehrere τ_{SAW} angeregt wurde, öffnet sich der HF-Schalter und das Lesegerät wechselt vom Sendemodus (TX) zum Empfangsmodus (RX), um die vom Resonator ausgesendete freie Schwingung zu messen. Das Sensorsignal wird empfangen, durch einen (optionalen) LNA verstärkt und direkt ins Basisband demoduliert. Im einfachsten Fall wird dazu ein HF-Leistungsdetektor verwendet, alternativ können auch IQ-Demodulatoren verwendet werden, um die Störfestigkeit zu erhöhen [100]. Das Basisbandsignal wird dann weiter verstärkt, bandbegrenzt und schließlich von einem ADU digitalisiert. Pro

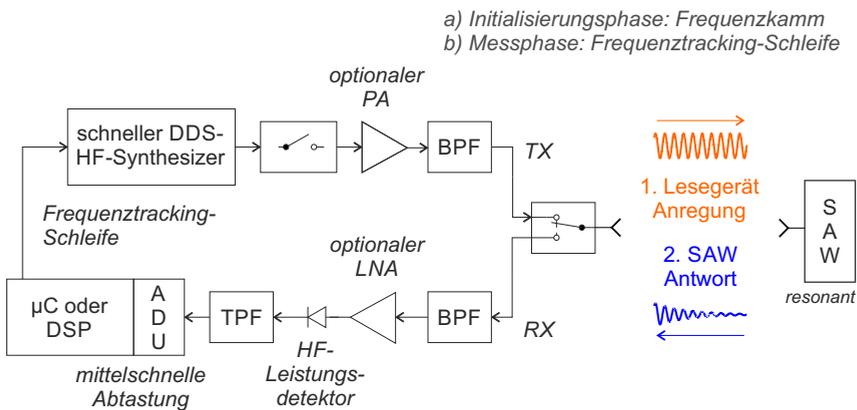


Abbildung 3.7.: Blockschaltbild eines monostatischen SAW-Lesegerätes (TDS-Hybrid) mit gepulstem FM/AM-Tracking.

Ausschwingvorgang ist prinzipiell ein einzelner Abtastwert ausreichend, entsprechend kann der ADU langsamer abtasten als bei der DFE-Architektur.

In der Initialisierungsphase des Lesegerätes muss die Resonanzfrequenz des Sensors grob bestimmt werden, bevor die Tracking-Schleifen arbeiten können. Dies geschieht durch Abtasten entlang eines Frequenzkamms und Suchen nach der maximalen Antwortamplitude im gesamten Frequenzbereich, in dem der Sensor sein könnte [101]. In der anschließenden Messphase folgen schmalbandige Tracking-Schleifen der Resonanzfrequenz des SAW-Sensors. Abhängig von der Tracking-Strategie sind dafür zwei, drei oder mehrere abgefragte Frequenzpunkte pro Sensormesswert notwendig. Drei gebräuchliche Tracking-Strategien werden im Folgenden kurz vorgestellt.

3-Punkt-Tracking-Strategie

Die erste Tracking-Strategie ist in Abb. 3.8 dargestellt. Bei drei abgefragten Frequenzpunkten muss einer oberhalb und einer unterhalb der Resonanzfrequenz des Sensors liegen, der dritte kann beliebig sein. Die Frequenzen sollten jedoch den gleichen Abstand Δf zueinander haben, um die nachfolgende Signalverarbeitung zu vereinfachen. Aus den gemessenen Amplitudenwerten (s_1, s_2, s_3) an den Frequenzpunkten (f_1, f_2, f_3) kann dann die Resonanzfrequenz des Sensors f_0 mit Hilfe einer parabolischen Approximation als Näherung der BvD-Antwort des Resonators berechnet werden.

Wenn f_1, f_2 und f_3 im gleichen Abstand Δf liegen, vereinfacht sich die Be-

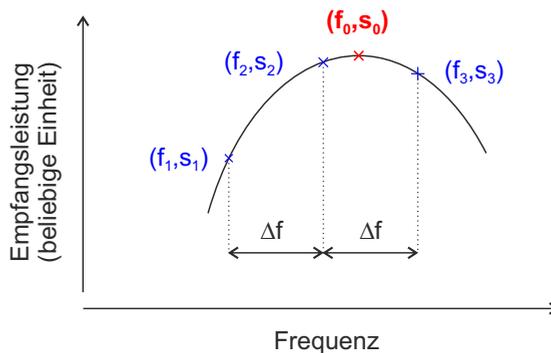


Abbildung 3.8.: 3-Punkt-Tracking-Strategie für gepulstes FM/AM-Tracking resonanter Sensoren.

rechnung von f_0 zu [100]:

$$f_0 = f_2 + \frac{\Delta f}{2} \cdot \frac{s_1 - s_3}{s_1 + s_3 - 2 \cdot s_2}. \quad (3.11)$$

Die Wahl von Δf ist dabei ein Kompromiss zwischen der Maximierung der Amplitudenunterschiede $s_3 - s_2$ und $s_2 - s_1$ und der Minimierung des Frequenzfehlers durch die Approximation mit der Taylor-Entwicklung 2. Ordnung. Numerische Simulationen haben gezeigt, dass der Fehler zwischen der Polynominterpolation und der wahren Resonanzfrequenz weniger als $\pm 1\%$ beträgt wenn [100]:

$$\Delta f \leq \frac{f_0}{3 \cdot Q_{SAW}}. \quad (3.12)$$

FM-Tracking-Strategie

Die FM-Tracking-Strategie verwendet die ursprüngliche Idee der FM-Abfrage [99], allerdings mit einer gepulsten Anregung und einer zusätzlichen Auswertung der Phasendifferenz zwischen dem Anrege- und Empfangssignal [102, 103]. Das Grundkonzept ist in Abbildung 3.9 dargestellt. Der Resonator wird mit einem gepulsten FM-Signal mit der Modulationsfrequenz ω_m angeregt, anschließend wird die Amplitude des Antwortsignals ausgewertet. Damit der Resonator ein quasistatisches Signal innerhalb einer Anregung erhält, ist es notwendig, dass ω_m nicht zu hoch ist. Als obere Schranke wurde entsprechend vorgeschlagen [102]:

$$\omega_m \leq \frac{1}{10} \cdot \frac{1}{2\tau_{SAW}}. \quad (3.13)$$

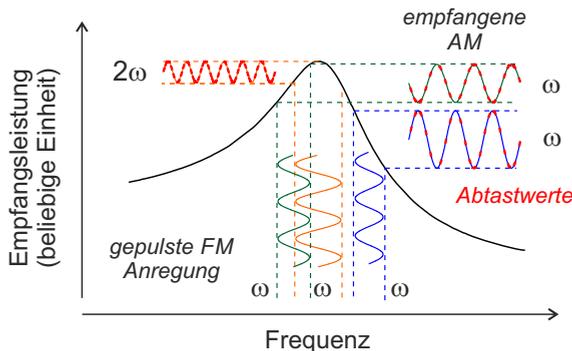


Abbildung 3.9.: FM-Tracking-Strategie für resonante Sensoren.

Wenn die Steigung der Übertragungsfunktion des Resonators zunimmt (links), wird das ausgesendete FM-Signal als amplitudenmoduliertes Signal mit ω_m empfangen. Direkt an der Resonanzfrequenz (mittig) verschwindet der Anteil von ω_m im Antwortsignal und es bleiben nur noch $2\omega_m$ übrig. Wenn die Steigung der Übertragungsfunktion negativ wird (rechts), wird ebenfalls ein AM-Signal mit ω_m empfangen, allerdings mit einer invertierten Phase. Da es einen fließenden Übergang zwischen diesen drei Zuständen gibt, kann die Feedback-Steuerung des Lesegerätes nun einen (annähernd) linear variierenden Parameter (Phasenänderung um die Resonanzfrequenz) verwenden, anstatt wie bei den anderen Tracking-Strategien zu versuchen, die maximal empfangene Leistung zu identifizieren [103, 104].

2-Punkt-Tracking-Strategie

Basierend auf der gepulsten FM-Abfrage wurde die 2-Punkt-Tracking-Strategie entwickelt, die in Abbildung 3.10 dargestellt ist [101]. Der Resonator wird bei $f_1 = f_0 - f_{step}$ und $f_2 = f_0 + f_{step}$ abgefragt und ein Tracking-Algorithmus steuert die Abfragefrequenzen, um die Amplituden des Antwortsignals gleich zu halten:

$$s_1 = y(f_0 - f_{step}) \stackrel{!}{=} s_2 = y(f_0 + f_{step}). \quad (3.14)$$

Wie bei der 3-Punkt-Tracking-Strategie muss f_{step} sorgfältig ausgewählt werden und sollte unter Δf liegen (Gleichung (3.12)). Da jede aufeinanderfolgende Verschiebung des Resonators kleiner als f_{step} sein muss, um das Tracking

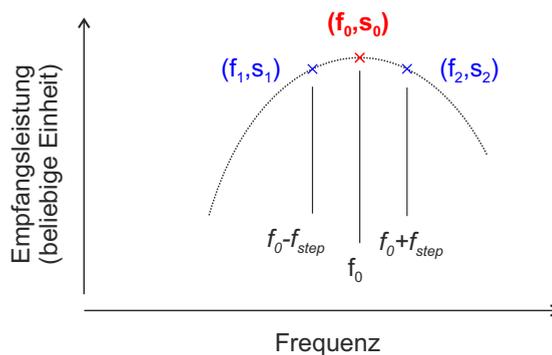


Abbildung 3.10.: 2-Punkt-Tracking-Strategie für gepulstes FM/AM-Tracking resonanter Sensoren.

nicht zu verlieren [101], ist die maximale Frequenz der Messgröße $f_{m,\max}$ dabei beschränkt auf [96]:

$$f_{m,\max} = \frac{f_{\text{tr}}}{2\pi f_{\text{d}} t_{\text{m}}}, \quad (3.15)$$

Dabei bezeichnet f_{tr} die zur Verfügung stehende Tracking-Bandbreite, t_{m} die Zeit einer Einzelmessung (zwei oder drei Anregungen inklusive Ausschwingen) und f_{d} die Frequenzvariation bei voller Auslenkung des Sensors. Dieses Verhalten stellt in der Praxis eine ziemliche Einschränkung der maximal nutzbaren Messbandbreite dar. Wenn mehrere Sensoren nacheinander gemessen werden, wird die Maximalfrequenz noch weiter reduziert, da das Zeitintervall zwischen den Messungen eines einzelnen Resonators zunimmt.

KAPITEL 4

Systemkonzept zur instantanen Frequenzmessung für passive resonante Sensoren

In folgendem Kapitel wird das Systemkonzept zur instantanen Frequenzmessung für resonante Sensoren vorgestellt. Das grundlegende Konzept basiert dabei auf Zeitbereichsabtastung, allerdings wird die Frequenzbestimmung nicht wie bei DFE (Kapitel 3.3.1) im digitalen Bereich, sondern teilweise analog mittels instantaner Frequenzmessung durchgeführt. Wie später gezeigt wird, ergeben sich hieraus mehrere Vorteile, insbesondere hinsichtlich Messgeschwindigkeit und Realisierungsaufwand. Um bei der instantanen Frequenzmessung auftretende Nichtidealitäten sowie Temperatureinflüsse der analogen Hardware zu kompensieren, wird eine In-situ-Linearisierung mit einer nachfolgenden algorithmischen Kompensation der digitalisierten Messwerte verwendet. Zusätzlich werden zwei mögliche Erweiterungen des Systemkonzepts vorgestellt: Die erste ist eine, im Rahmen dieser Arbeit erfolgreich patentierte [105], Rekonfiguration des Frontends, um die Koexistenz mit bestehenden Funksystemen zu erhöhen und störende Interferenzen im Funkkanal erkennen und vermeiden zu können. Als zweite Erweiterung bietet sich eine differentielle SAW-Verzögerungsleitung an, mit der, wie später gezeigt wird, kostengünstig eine sehr hohe Integrationsdichte erreicht werden kann, ohne dabei an Messgenauigkeit zu verlieren.

4.1. Grundlegendes Systemkonzept

4.1.1. System- und Hardwareaufbau

Das grundlegende Systemkonzept zur instantanen Frequenzmessung passiver resonanter Sensoren ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Ein HF-Synthesizer erzeugt das Anregesignal: einen zeitlich relativ langen (mehrere τ_{SAW}) und damit im Spektrum relativ schmalbandigen CW-Anregungsimpuls möglichst nahe an der Resonanzfrequenz des Sensors. Dieser wird durch einen optionalen PA verstärkt und passiert einen Schalter sowie einen Bandpassfilter, bevor

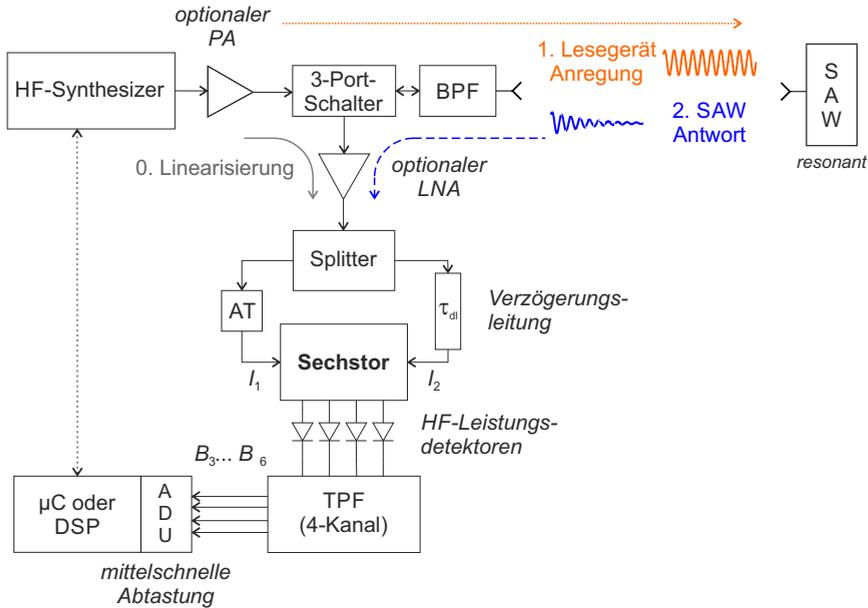


Abbildung 4.1.: Grundlegendes Systemkonzept zur instantanen Frequenzmessung resonanter Sensoren mit In-situ-Linearisierung.

er zum SAW ausgesendet wird. Nach der Anregung wird der Schalter von Sende- auf Empfangsbetrieb umgestellt und das abklingende Antwortsignal des Resonators empfangen. Dieses wird dann mittels instantaner Frequenzmessung, wie in Kapitel 2.2 beschrieben, ausgewertet. Dazu wird es zuerst mit einem Leistungsteiler in zwei Teile geteilt. Ein Teil (I_1) wird in den ersten Eingangsport der Sechstor-Struktur eingespeist. Der zweite Teil (I_2) durchläuft eine Verzögerungsleitung, mit der Zeitverzögerung τ_{dl} , bevor er dem zweiten Eingangsport der Sechstor-Struktur zugeführt wird.

Für eine ideale Aussteuerung der nachfolgenden Basisbandschaltung und der ADUs sollten beide Eingangspegel nahezu gleiche Leistung aufweisen. Um die in realen Systemen auftretende Dämpfung in der Verzögerungsleitung zu kompensieren, kann deshalb ein unsymmetrischer Leistungsteiler, der in den verzögerten Pfad entsprechend mehr Leistung auskoppelt, verwendet werden. Alternativ kann auch ein Dämpfungsglied (AT) im unverzögerten Pfad zum Einsatz kommen. Ein zusätzliches LNA vor oder nach der Verzögerungsleitung ist prinzipiell auch möglich. Letzterer Fall führt, gemäß der Friisschen Kettenrauschformel, zu einer höheren Rauschzahl und ist deshalb nicht zu bevorzugen. Aber auch in ersterem Fall muss der Rauschbeitrag des

LNAs sorgfältig analysiert werden. Vorteile der Phasenrauschkorrelation in der Verzögerungsleitung, die in Kapitel 5.4.2 näher vorgestellt werden, können nämlich nicht genutzt werden, wenn der LNA nach dem Splitter platziert wird.

Die durch die Verzögerungsleitung entstehende frequenzabhängige Phasenverschiebung $\Delta\phi$ zwischen den beiden Eingangssignalen wird schließlich im Sechstor-Interferometer ausgewertet und mit HF-Leistungsdetektoren ins Basisband umgesetzt. Die vier resultierenden Spannungen $B_3 \dots B_6$ werden von einem Tiefpassfilter bandbegrenzt und von der Amplitude an den Dynamikbereich des nachfolgenden 4-kanaligen ADUs angepasst, der einen oder mehrere simultane Abtastwerte pro Ausschwingvorgang des Resonators erfasst. Aus den digitalisierten Werten lässt sich dann die ursprüngliche Phasendifferenz der Eingangssignale über einfache Trigonometrie berechnen, wie in Kapitel 2.3 ausführlich beschrieben. Zusammen mit der bekannten Länge der Verzögerungsleitung kann abschließend auf die ursprünglich unbekannt Frequenz des Eingangssignals f_0 zurückgeschlossen und der zugrundeliegende Sensorwert bestimmt werden.

4.1.2. In-situ-Linearisierung

Da die Frequenzbestimmung (teilweise) im Analogen durchgeführt wird, ist ein entscheidender Punkt, um hohe Messgenauigkeiten zu erreichen, die bei der Messung auftretenden Nichtidealitäten sowie Temperatureinflüsse und Alterungseffekte der HF-Schaltung zu kompensieren. Prinzipiell könnte die effektive Länge der Verzögerungsleitung durch einen initialen Kalibrationsvorgang nach der Fertigung einmalig hochgenau bestimmt und zusammen mit von Sechstor-Radarsystemen bekannten Kalibrierungs- und Linearisierungskonzepten verwendet werden [106–113]. Die bessere Alternative ist jedoch eine In-situ-Linearisierung, die zur Laufzeit eine ständige Nachführung der Fehlerkompensation ermöglicht und so auch Temperatureinflüsse und Alterung des Frontends kompensieren kann [114].

Hierzu wird der im System bereits vorhandene Frequenzsynthesizer genutzt, um über den 3-Port-Schalter CW-Signale bekannter Frequenz, anstatt der Antwortsignale der SAW-Resonatoren, in das Messsystem einzuspeisen. Der Mikrocontroller führt dann eine simultane Abtastung der Basisbandsignale durch und hinterlegt die gemessenen Werte für diese bekannten Frequenzen, um später eine Kompensation unbekannter Frequenzmessungen durchführen zu können. Da bei der Linearisierung die komplette HF-Schaltung inklusive

der Basisbandschaltung mit bekannten Frequenzen vermessen wird, können dadurch alle quasi-statischen Fehleinflüsse erfasst werden. So können neben der Bestimmung der exakten Länge der Verzögerungsleitung sowohl Abweichungen der idealen Amplituden- und Phasenbeziehungen in den Kopplern als auch statische Offsets und Fehlanpassungen der einzelnen Bauelemente kompensiert werden. Reale Detektoren weisen jedoch keine exakt lineare Kennlinie auf und so ist das Messergebnis weiterhin von deren Arbeitspunkt abhängig. Wenn dann keine konstante Eingangsleistung sichergestellt werden kann, ist gegebenenfalls eine zusätzliche Linearisierung mit Signalen unterschiedlicher Leistung erforderlich. Dabei ist allerdings keine absolute Leistungsmessung notwendig, es muss lediglich der Arbeitsbereich des Detektors abgedeckt werden. Durch die In-situ-Linearisierung wird die spätere Messgenauigkeit direkt von der Stabilität der verwendeten Referenz im HF-Synthesizer abgeleitet. Dynamische Effekte, die durch die exponentiell abklingende Amplitude bei SAW-Antwortsignalen entstehen, benötigen jedoch genauere Betrachtung und werden in Kapitel 5 ausführlich untersucht.

Beim Einschalten des Systems ist einmalig eine komplette Linearisierung der benötigten Frequenz- und Leistungspunkte notwendig. Zur Laufzeit des Systems kann diese dann regelmäßig aktualisiert werden, indem, alternierend mit den eigentlichen Messungen der SAW-Sensoren, einzelne Frequenz-/Leistungspunkte neu linearisiert werden. Die notwendige Häufigkeit hängt dabei primär von der Temperaturstabilität der im System verbauten Komponenten, insbesondere der Verzögerungsleitung, ab. Neben einer zyklischen Aktualisierung ist auch eine dynamische Regelung in Kombination mit einem Temperatursensor im Frontend denkbar, der die Kompensationsparameter nur bei Bedarf neu ermittelt.

4.2. Erweiterung zur Trägerprüfung und Interferenzvermeidung

Eine grundsätzliche Herausforderung bei allen drahtlosen Kommunikations- und Sensorsystemen ist die Koexistenz mit anderen Teilnehmern im gleichen Frequenzband. Während in Kommunikationsanwendungen bei Kollisionen die erzielbare Datenrate sinkt und Latenzen zunehmen, können Kollisionen in Sensorikanwendungen zu einer Degradierung der Messgenauigkeit bis hin zur Unbrauchbarkeit führen. Es ist deshalb entscheidend, die Koexistenz schon beim Systementwurf zu beachten und Störungen anderer Teilnehmer soweit möglich zu vermeiden. Besonders im für SAW-Sensorik attraktiven

2.4-GHz-ISM-Frequenzband ist das Spektrum bereits mit einer Vielzahl an drahtlosen Kommunikationsanwendungen wie WLAN, Bluetooth und ZigBee überfüllt. Deshalb implementieren alle modernen Kommunikationsprotokolle, wie z.B. IEEE 802.11 [115], Verfahren wie Mehrfachzugriff mit Trägerprüfung und Kollisionsvermeidung (*carrier sense multiple access with collision avoidance*, CSMA/CA), die auf dem Grundprinzip „listen before talk“ basieren. Es ist vorteilhaft dieses Konzept auch im SAW-Lesegerät einzusetzen. So kann bei einem belegten Kanal abgewartet werden bis dieser wieder frei ist, bevor der SAW angeregt und ausgelesen wird. Dadurch lassen sich Kollisionen reduzieren, die Koexistenz wird verbessert und die Messgenauigkeit durch ein besseres SNR erhöht.

Prinzipiell kann das System vor Anregung eines SAW-Sensors die Kanalbelegung prüfen, indem der 3-Port-Schalter auf Empfangsmodus umschaltet und mittels IFM die Frequenz ankommender Signale bestimmt wird. Allerdings hat das Systemkonzept durch die relative Phasenmessung nur eine eingeschränkte eindeutige Bandbreite von f_B . Wie bei der Auslegung der Verzögerungsleitung in Kapitel 5.11 gezeigt wird, ist eine längere Verzögerungsleitung, und damit eingeschränkte eindeutige Bandbreite, für die SAW-Sensorik von Vorteil. Bei langen Verzögerungsleitungen werden aber durch die Mehrdeutigkeiten fälschlicherweise Kollisionen erkannt, die eigentlich gar kein Problem darstellen, da sie nur eine Belegung des Nachbarkanals sind.

4.2.1. Abgestufte Verzögerungsleitung

Eine kostengünstige Lösung der Mehrdeutigkeitsproblematik stellt eine abgestufte Verzögerungsleitung dar, wie in Abbildung 4.2 skizziert ist [105]. Dabei wird die Verzögerungsleitung zweistufig ausgeführt und mit zwei Wechselschaltern (*Single Pole, Double Throws*, SPDT)-Schaltern ergänzt. So lässt sich in Schalterstellung (a) eine kurze Zeitverzögerung τ_{d11} für die Interferenzerkennung verwenden und in Schalterstellung (b) die längere Zeitverzögerung $\tau_{d11} + \tau_{d12}$ zur Systemlinearisierung und SAW-Frequenzmessung.

Um das komplette ISM-Frequenzband, mit einer Bandbreite von f_{ISM} , eindeutig erfassen zu können, darf die kurze Verzögerungsleitung eine maximale Verzögerungszeit von τ_{d11} nicht überschreiten:

$$\tau_{d11} \leq \frac{1}{f_{ISM}} \quad (4.1)$$

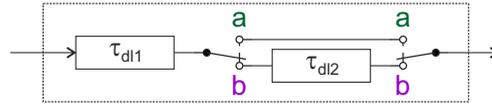


Abbildung 4.2.: Abgestufte Verzögerungsleitung als rekonfigurierbare Erweiterung zur Trägerprüfung und Interferenzvermeidung mit (a) kurzer Verzögerungszeit zur Trägerprüfung, (b) langer Verzögerungszeit für die Systemlinearisierung und Frequenzmessung.

4.2.2. Mischerbasierte Rekonfiguration

Eine weitere Möglichkeit zur Trägerprüfung und Interferenzvermeidung ist die mischerbasierte Rekonfiguration des Systems, die in Abbildung 4.3 dargestellt ist [105]. Dabei werden ebenfalls zwei zusätzliche SPDT-Schalter verwendet, die allerdings das Signal des Synthesizers umschalten.

In Schalterstellung (b) arbeitet das System wie bisher mit Linearisierung und Frequenzmessung. Schalterstellung (a) führt das Synthesizersignal als LO an Port P_2 des Sechstornetzwerks. Dadurch fungiert dieser als Homodynempfänger und mischt alle Signale, die innerhalb der Detektorbandbreite liegen,

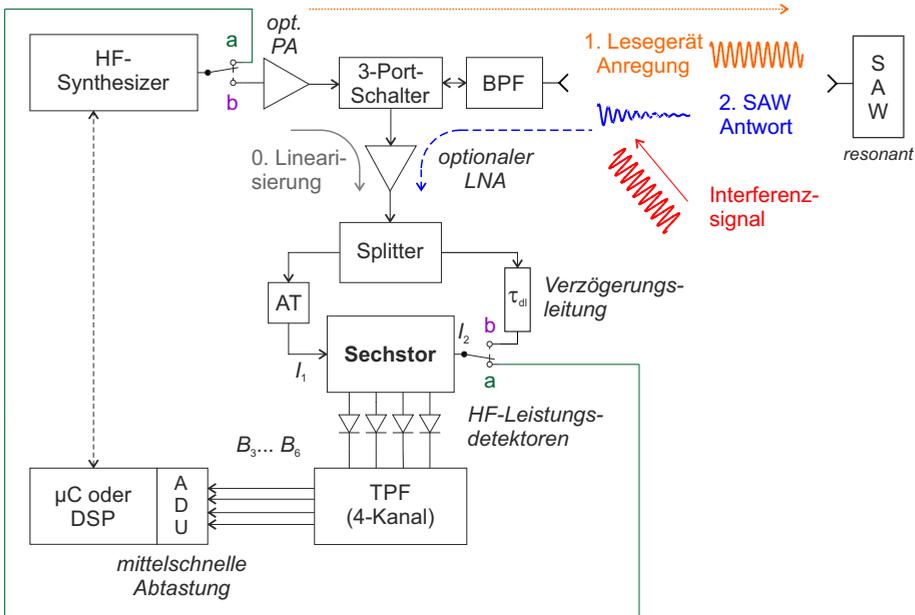


Abbildung 4.3.: Systemkonzept mit mischerbasierter Rekonfiguration zur (a) Trägerprüfung und Interferenzerkennung, (b) Systemlinearisierung und Frequenzmessung.

direkt ins Basisband. Hier kann nun über eine einfache Schwellwerterkennung eine Trägerprüfung und Interferenzerkennung durchgeführt werden. Eine Berechnung der möglichen Interferenzfrequenz ist nicht notwendig, da die Basisbandfilter nur noch Signalanteile passieren können, die bei einer Messung auch Interferenzen verursachen würden. Dieser Ansatz ist besonders in Kombination mit der nächsten Erweiterung, der differentiellen SAW-Verzögerungsleitung, vorteilhaft, da dabei eine abgestufte Verzögerungsleitung nicht praktikabel realisiert werden kann.

4.3. Erweiterung mit differentieller SAW-Verzögerungsleitung

Neben Fertigungskosten und funktionalen Aspekten wie Messgenauigkeit, Latenz und Aktualisierungsrate ist für industrielle Sensorik weiterhin auch die Baugröße ein wichtiger Parameter. Eine möglichst kompakte Schaltung mit hoher Integrationsdichte ist dabei erstrebenswert, um das System auch bei limitierten Platzverhältnissen einsetzen zu können.

Das Konzept der instantanen Frequenzmessung basiert auf einer Überlagerung des zeitlich mit sich selbst verzögerten Signals. Selbst bei Zeitverzögerungen von nur 10 ns resultiert dies in geometrisch relativ großen und entsprechend kostenintensiven Strukturen, wenn die Verzögerungsleitung mit planaren Platinenstrukturen oder Koaxialkabeln realisiert wird. Als SAW-Verzögerungsleitung lassen sich dagegen selbst deutlich höhere Zeitverzögerungen kostengünstig und auf wenigen Quadratmillimetern Fläche realisieren, da die Ausbreitungsgeschwindigkeit der akustischen Oberflächenwelle, je nach Material, bis zu 10^5 langsamer als die Vakuumlichtgeschwindigkeit ist. Wie in Kapitel 5.1.2 untersucht wird, erzeugen jedoch Nichtidealitäten in der Anpassung der IDTs und Übersprechen im Gehäuse dynamische Effekte, die bei schnell in der Amplitude abklingenden Signalen mit der normalen In-situ-Linearisierung nicht kompensiert werden können.

Als mögliche Lösung bietet sich der Einsatz einer differentiellen SAW-Verzögerungsleitung an, wie in Abbildung 4.4 dargestellt ist. Dabei werden beide Signale, die dem Sechstorinterferometer zugeführt werden, zeitlich absolut verzögert, jedoch mit einer zusätzlichen differentiellen Zeitverzögerung zwischen diesen, welche die eindeutige Bandbreite f_B bestimmt. Durch eine geschickte Auslegung der absoluten und relativen Zeitverzögerung können Übersprechen und die Interferenzsignale durch Fehlanpassungen zeitlich

Kapitel 4. Systemkonzept zur instantanen Frequenzmessung für passive resonante Sensoren

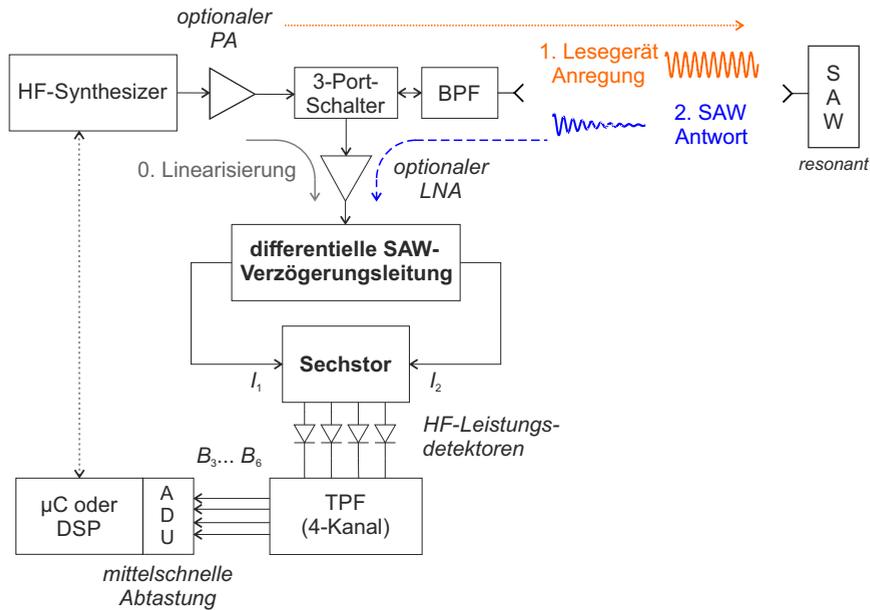


Abbildung 4.4.: Systemkonzept mit differentieller SAW-Verzögerungsleitung.

so verschoben werden, dass sie auf die Messung des abklingenden SAW-Sensorsignals keinen nennenswerten Einfluss mehr haben. Ein weiterer Vorteil ist, dass der Leistungsteiler ohne Zusatzaufwand in das SAW-Design integriert werden kann. Da dabei beide Signale um die gleiche absolute Zeit verzögert werden, wird ihre Amplitude auch annähernd gleich gedämpft, sodass eine zusätzliche Anpassung wie im grundlegenden Systemkonzept (Abbildung 4.1) nicht mehr notwendig ist. Eine detaillierte Analyse zu den Eigenschaften und Entwurfskriterien der differentiellen SAW-Verzögerungsleitung findet sich in Kapitel 5.11.3.

KAPITEL 5

Systemauslegung, Systemgrenzen und Fehlerkompensationsmöglichkeiten

Im folgendem Kapitel werden Entwurfskriterien, Systemgrenzen und Fehlerkompensationsmöglichkeiten des vorgestellten Konzepts und der darin enthaltenen Einzelkomponenten detailliert untersucht. Grundlage dafür ist eine ganzheitliche Betrachtung des Sensorsystems, die sowohl interne als auch externe Fehlerquellen, Störeinflüsse sowie Nichtidealitäten und dynamische Effekte durch das schnelle Ausschlagen des Sensors umfasst.

5.1. Anwendungsszenario und Anforderungsdefinition

Wie in Kapitel 1.3 bei der Zielsetzung der Arbeit diskutiert, soll das Lesegerät zum schnellen Abfragen resonanter SAW-Sensoren auf rotierenden Wellen eingesetzt werden. Für maximale Messgenauigkeit hat sich der Einsatz von mindestens drei Einzelsensoren etabliert, deren Anordnung in Abbildung 5.1 dargestellt ist. Mit zwei, um 90° zueinander versetzte, Resonatoren (SAW_{D+} und SAW_{D-}) wird dabei differentiell das Drehmoment auf der Welle gemessen.

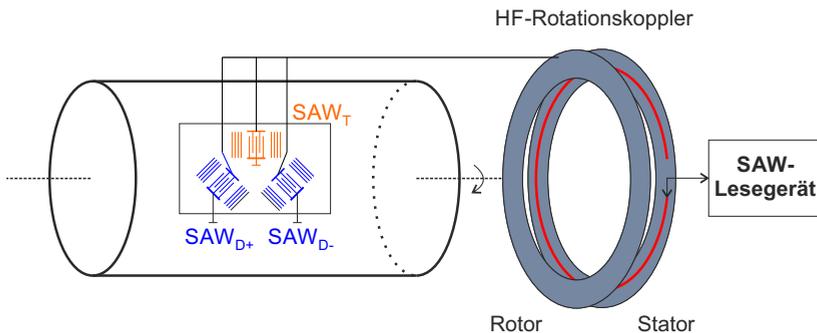


Abbildung 5.1.: Konzept zur drahtlosen, temperaturkompensierten Drehmomentmessung mit drei SAW-Resonatoren auf rotierenden Wellen.

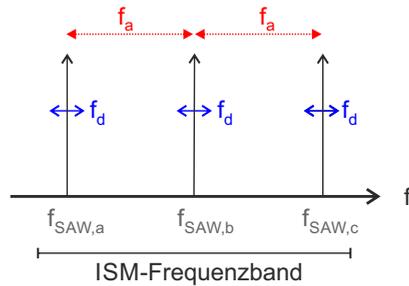


Abbildung 5.2.: Mehrere Resonatoren, jeweils mit einer Mittenfrequenz $f_{\text{SAW},x}$ und einem maximalen Frequenzhub f_d , sind im Abstand f_a überschneidungsfrei in einem beliebigen ISM-Frequenzband angeordnet.

Ein dritter, mechanisch unbelasteter Resonator (SAW_T) wird zur Kompensation des, trotz der differentiellen Messung verbliebenen, Temperaturgangs der ersten beiden Sensoren verwendet. Jeder der Sensoren hat einen maximalen Frequenzhub f_d und variiert unter Last seine Mittenfrequenz f_m entsprechend um maximal $\pm \frac{f_d}{2}$. Die Sensoren müssen überschneidungsfrei im Frequenzband platziert werden, wie in Abbildung 5.2 beispielhaft dargestellt ist. Der Frequenzabstand der Sensoren zwischen ihren Mittenfrequenzen wird im Folgenden als f_a bezeichnet, wobei $f_a > f_d$. Als Luftschnittstelle kommt in dieser Anwendung üblicherweise ein HF-Rotationskoppler zum Einsatz, der aus einem an der Welle befestigten, sich mitdrehenden Rotor und einem starren, mit dem SAW-Lesegerät verbundenen Stator besteht [116, 117]. Der Rotor ist dabei mit dünnen Koaxialkabeln oder einer flexiblen Leiterplatte mit den Sensoren verbunden und ermöglicht so deren Anregung und Auslesen. Verglichen mit einer, generell genauso möglichen, Freiraumübertragung bieten Rotationskoppler geringere Dämpfung und eine höhere Robustheit gegenüber externen Störungen. Dafür ist beim Entwurf des Kopplers aber, insbesondere bei Resonatoren, darauf zu achten, dass die parasitäre Frequenzverschiebung (sog. „Pulling-Effekt“) durch winkelabhängige Impedanzschwankungen der Koppelemente minimiert wird, um die Messgenauigkeit des Systems nicht zu degradieren [117].

5.1.1. Anforderungen an das Gesamtsystem

Da es bei Drehmomenten an rotierenden Wellen zu schnellen Änderungen kommen kann, die gegebenenfalls in einer Regelschleife latenzarm verarbeitet werden müssen, hat sich als praktische Anforderung an das Messsystem eine

Messwertaktualisierungsrate der Drehmomentmessung f_u von mindestens 1000 Messungen pro Sekunde ergeben. Die Messwertaktualisierungsrate bezieht sich dabei auf eine differentielle, temperaturkompensierte Messung. Da das System sequenziell misst, müssen also in weniger als 1 ms beide Resonatoren (SAW_{D+} , SAW_{D-}) angeregt und ausgelesen werden. Der dritte SAW zur Temperaturkompensation kann deutlich seltener ausgelesen werden, da die Temperatur sich, im Gegensatz zum Drehmoment, nur relativ langsam ändert.

Neben der Messwertaktualisierungsrate sind Messgenauigkeit und Präzision die beiden entscheidenden Eigenschaften des Gesamtsystems. Als Messgenauigkeit (*accuracy*), auch als systematischer Messfehler bezeichnet, soll ein relativer Fehler $\leq 1\%$ des Messendwerts (*full scale*, FS) erreicht werden. Dieser Fehler entsteht aufgrund systematischer Abweichungen im Messsystem, beispielsweise durch eine begrenzte Genauigkeit der Referenzfrequenz im Synthesizer, und führt zu einer Abweichung vom „wahren Wert“, der auch bei wiederholter Messung nicht besser erreicht wird. Da das System positives wie negatives Drehmoment messen kann, entspricht $\text{FS} = f_d/2$. Als Präzision (*precision*), auch als zufälliger Messfehler bezeichnet, wird ein Wert von $3\sigma \leq 0,5\%$ FS definiert. Dies bedeutet, dass mindestens 99,7% aller Messwerte in dem 3σ Intervall um den Mittelwert der Messung liegen. Da es sich bei der Präzision um zufällige Messfehler handelt, die aufgrund von Rauschen im System entstehen, können diese durch Mittelwertbildung reduziert werden, solange dabei die Anforderungen des Gesamtsystems an die Messwertaktualisierungsrate noch erfüllt werden. Die definierten Anforderungen an das Gesamtsystem bezüglich Messgenauigkeit und Präzision ist für eine Messwertaktualisierungsrate von 1000 s^{-1} in Abbildung 5.3 zusammenfassend dargestellt.

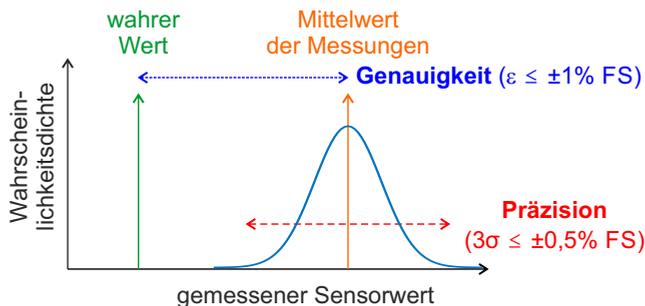


Abbildung 5.3.: Anforderungsdefinition an die Messgenauigkeit und Präzision für eine differentielle Drehmomentmessung bei einer Messwertaktualisierungsrate von 1000 s^{-1} .

5.1.2. Anforderungen an das Lesegerät

Da die einzelnen Resonatoren nur einen begrenzten Frequenzhub f_d , bei einer deutlich höheren Mittenfrequenz f_m , haben, ergeben sich aus den Anforderungen an das Gesamtsystem verschärfte Anforderungen an die Genauigkeit und Präzision des SAW-Lesegeräts. Auch müssen die Besonderheiten der differentiellen Messung berücksichtigt werden.

Wie später in Kapitel 5.2 diskutiert wird, eignet sich das 2,4-GHz-ISM-Frequenzband ideal für die Anwendung und das vorgestellte Systemkonzept zur drahtlosen Drehmomentmessung. In diesem Frequenzbereich lassen sich aktuell SAW-Resonatoren und die notwendige Aufbau- und Verbindungstechnik mit einem Frequenzhub bis zu 4 MHz praktisch sinnvoll und zuverlässig realisieren. Für eine einfache Vergleichbarkeit der Ergebnisse wird im Folgenden die Resonanzfrequenz des Sensors stets zu 2,45 GHz angenommen.

Bei systematischen Fehlerquellen, die unkorreliert auf beide der differentiell auszuwertenden Resonatoren wirken, ergibt sich als maximal akzeptabler relativer Frequenzfehler $\Delta f_{\text{err,max}}$:

$$\Delta f_{\text{err,max}} \leq 1\% \cdot \frac{\pm \frac{f_d}{2}}{f_m} = \frac{\pm 2 \text{ MHz}}{100 \cdot 2,45 \text{ GHz}} = \pm 8,2 \text{ ppm} \quad (5.1)$$

Fälle, in denen eine Fehlerquelle zu einem korrelierten Fehler zwischen den beiden Einzelmessungen führt, der sich, durch die Differenzbildung, dann (teilweise) wieder aufheben kann, werden in den nachfolgenden Unterkapiteln genauer untersucht.

Weiterhin soll gemäß den Anforderungen an das Gesamtsystem bei der differentiellen Messung eine Präzision σ_d erreicht werden:

$$3\sigma_d \leq 0,5\% \cdot \frac{\pm 2 \frac{f_d}{2}}{f_m} \quad (5.2)$$

Da dabei zwei unkorrelierte Rauschprozesse addiert werden, muss die Präzision einer Einzelmessung σ_e um $\sqrt{2}$ geringer ausfallen:

$$\sigma_e \leq 0,5\% \cdot \frac{\pm f_d}{3\sqrt{2} \cdot f_m} = \frac{\pm 4 \text{ MHz}}{6\sqrt{2} \cdot 100 \cdot 2,45 \text{ GHz}} = \pm 1,9 \text{ ppm} \quad (5.3)$$

Die Anforderungen an das Gesamtsystem, Eigenschaften der Resonatoren und die daraus resultierenden Anforderungen an das Lesegerät sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst.

Anforderungen an das Gesamtsystem	Messwertgenauigkeit (differentielle Messung)	1 % FS
	Messwertpräzision (differentielle Messung)	0,5 % FS
	Messwertaktualisierungsrate (temperaturkompensierte, differentielle Messung)	1000 / s
Eigenschaften Resonator	Mittenfrequenz f_m	2,45 GHz
	Güte Q_{SAW}	2300
	Zeitkonstante τ_{SAW}	299 ns
	Frequenzhub f_d	4 MHz
Anforderungen an das Lesegerät	Genauigkeit einer Einzelmessung bei unkorrelierten Fehlerquellen	$\leq 8,2$ ppm
	Präzision einer Einzelmessung σ_e (unkorreliertes Rauschen)	$\leq 1,9$ ppm

Tabelle 5.1.: Zusammenfassung der Anforderungen an das Gesamtsystem, Eigenschaften der Resonatoren und die sich daraus ergebenden Anforderungen an das Lesegerät.

5.2. Wahl des Frequenzbandes

Die Wahl des Frequenzbandes hat sowohl Einflüsse auf die Eigenschaften der SAW-Sensoren als auch des Lesegerätes und ist deshalb ein erstes wichtiges Optimierungskriterium für das Gesamtsystem. Ein oberes Limit in der Frequenzwahl stellt dabei die Fertigungstechnologie der SAW-Resonatoren dar. Mit dem häufig verwendeten LiNbO_3 -Substrat sind aktuell industrietaugliche Resonatoren bis 2,7 GHz möglich, darüber hinaus sind andere Substrate und lithographische Prozesse notwendig, die mittlerweile knapp über 10 GHz erreichen können [118]. Weiterhin ist zu beachten, dass bei einer gegebenen Fertigungstechnologie im Normalfall das Produkt aus erzielbarer Güte und Mittenfrequenz konstant ist. Dies bedeutet also, dass bei angenommener gleichbleibender Dynamik des Lesegerätes mit steigender Frequenz die maximale Messzeit pro Messwert, nach Gleichung (3.9), quadratisch sinkt. Damit lassen sich einerseits höhere Messwertaktualisierungsraten erzielen, andererseits nimmt die maximale Messzeit pro Sensorwert ab und entsprechend steigt das Rauschen im Lesegerät. Dies kann zwar durch mögliche Mittelwertbildung wiederum reduziert werden, trotzdem wird die HF-Schaltung und die Digitalisierung im Lesegerät aufwendiger, da höhere Bandbreiten notwendig sind.

Mittelfrequenz	Bandbreite	max. Leistung	Quelle
433,92 MHz	1,74 MHz	10 mW ERP	[119]
866,5 MHz	7 MHz ^a	5 mW - 500 mW ^a ERP	[119]
2,44175 GHz	83,5 MHz (SDR)	10 mW EIRP (SRD)	[119]
2,45 GHz	100 MHz (ISM)	gemäß EMVG ^b (ISM)	[120]
5,8 GHz	150 MHz	25 mW EIRP (SDR) gemäß EMVG ^b (ISM)	[119, 120]

Tabelle 5.2.: Mögliche nutzbare Frequenzbänder für drahtlose SAW-Sensorsysteme.

^aDas Frequenzband besteht aus mehreren Sub-Bändern mit unterschiedlicher Regulierung bezüglich maximaler Bandbreite, Sendeleistung und Arbeitszyklus.

^bWenn keine gezielte Abstrahlung vorgenommen wird, ist die Leistung für ISM-Anwendungen unlimitiert solange die Bestimmungen des „Gesetzes über die Elektromagnetische Verträglichkeit von Geräten“ (EMVG) eingehalten werden.

Weiterhin müssen regulatorische Einschränkungen beachtet werden, welche die möglichen Frequenzen, Arbeitszyklen und Sendeleistungen begrenzen. In Tabelle 5.2 sind die für SAW-Sensorik aktuell möglichen und von der Bundesnetzagentur entweder für Funkanwendungen mit geringer Reichweite (*short range device*, SRD) oder zur ISM-Nutzung mit einer Allgemeinzuteilung versehenen Frequenzbänder zusammengefasst. Je nach Anwendungsort und -zweck können aber noch weitere spezifische Regulierungen gelten.

Das Frequenzband bei 433,92 MHz weist eine Bandbreite von 1,74 MHz auf, in der Funksysteme mit bis zu 10 mW effektiver Strahlungsleistung (*effective radiated power*, ERP) senden dürfen. ERP bezieht sich dabei auf einen Halbwellendipol und liegt damit 2,15 dB über der üblichen Definition der äquivalenten isotropen Strahlungsleistung (*equivalent isotropically radiated power*, EIRP). Aufgrund der deutlich limitierten Bandbreite ist es sehr herausfordernd, mehrere Resonatoren ohne gegenseitige Beeinflussung in diesem Frequenzband zu platzieren. Dafür weisen die Sensoren aber eine relativ lange Ausschwingzeit auf und lassen sich mit einer Messzeit von 25 μ s bis 50 μ s [96] relativ einfach auslesen. Im Frequenzband um 868,5 MHz steht zwar prinzipiell eine höhere Bandbreite zur Verfügung, allerdings besteht dieses aus mehreren Sub-Bändern mit teils deutlichen Einschränkungen im Arbeitszyklus [119].

Das 2,4-GHz-Frequenzband ist für die instantane Frequenzmessung von SAW-Resonatoren am attraktivsten. Die maximale Messzeit pro Ausschwingvorgang ist hier zwar schon etwas eingeschränkt, sodass das Lesegerät innerhalb von

1 μs bis 1,5 μs das Antwortsignal des Sensors erfassen muss. Dafür steht eine relativ hohe Bandbreite von 83,5 MHz mit einer ausreichend hohen Sendeleistung von 10 mW EIRP gemäß den SRD-Regularien zur Verfügung. Bei Systemen, die in einem gekoppelten System keine gezielte Abstrahlung vornehmen und unter die ISM-Nutzungsbestimmungen fallen, können sogar 100 MHz Bandbreite und beliebige Sendeleistungen nutzen, solange die Bestimmungen des „Gesetzes über die Elektromagnetische Verträglichkeit von Geräten“ (EMVG) eingehalten werden [120]. Entsprechend können auch bei differentiellen, temperaturkompensierten Messungen mehrere Sensoren in ausreichendem Frequenzabstand platziert werden. Ein weiterer Vorteil ist, dass das 2,4-GHz-Frequenzband nahezu weltweit nutzbar ist und so nicht verschiedene regionenspezifische HF-Schaltungen entwickelt werden müssen. Die 433,92-MHz- und 868,5-MHz-Frequenzbänder sind dagegen nicht in Nord- und Südamerika nutzbar. Dafür gibt es dort das in Europa nicht zugelassene 915-MHz-Frequenzband. Verglichen mit dem 5,8-GHz-Frequenzband, in dem prinzipiell eine noch höhere Bandbreite verfügbar wäre, können bei 2,4 GHz noch Standard-Lithiumniobat-Resonatoren verwendet werden. Weiterhin wäre bei 5,8 GHz die maximale Messzeit pro Ausschwingvorgang nochmals reduziert und würde deutlich unter 1 μs liegen.

5.3. Interferenz-Sensitivität

Da bei der instantanen Frequenzmessung alle Eingangssignale auf eine Phasendifferenz abgebildet werden, können IFM-Empfänger prinzipiell nur monofrequente Signale fehlerfrei bestimmen. Neben externen Störsignalen sind, bei der hier adressierten Anwendung, insbesondere Nebenmoden der Resonatoren (Kapitel 2.1) zu betrachten, die für alle drahtlosen Ausleseverfahren aktuell eine Herausforderung darstellen. Auch wenn Nebenmoden unerwünscht sind und soweit möglich bereits im Design des Resonators reduziert werden sollten, haben sie, verglichen mit externen Störsignalen, den Vorteil, dass deren relative Lage zur Hauptresonanz bekannt und reproduzierbar ist. So können, wie im Folgenden gezeigt wird, auch im Lesegerät Maßnahmen ergriffen werden, um in diesem Frequenzbereich eine möglichst geringe Sensitivität auszuweisen und so die Messgenauigkeit trotz Nebenmoden zu maximieren. Für externe Störsignale von anderen Teilnehmern im gleichen Frequenzband, die in ihrer Sendefrequenz grundsätzlich nicht vom Lesegerät beeinflusst werden können, wird dagegen das schlechtestmögliche Szenario angenommen, um entsprechende Anforderungen abzuleiten.

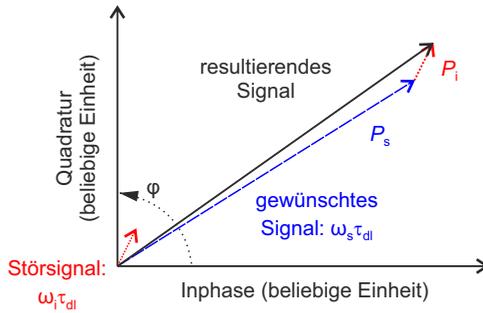


Abbildung 5.4.: Auswirkung eines Störsignals außerhalb der Basisbandbreite auf Betrag und Phase des gemessenen Signals bei der instantanen Frequenzmessung.

5.3.1. Störsignale außerhalb der Basisbandbreite

Zur Bestimmung des Frequenzfehlers eines Störsignals außerhalb der Basisbandbreite gibt es in der Literatur bereits eine vollständige frequenzabhängige Beschreibung des maximal möglichen Fehlers (siehe Gleichung (2.9) und (2.11) in Kapitel 2.2). Dieser lässt sich auch über ein Zeigerdiagramm, wie in Abbildung 5.4 skizziert, einfach veranschaulichen. Dabei werden die beiden Vektoren, die das Nutz- und Störsignal unabhängig voneinander im Phasendiskriminator ergeben würden, im Polarkoordinatensystem addiert, um das resultierende Messsignal zu erhalten. Wie daraus und aus Gleichung (2.9) erkennbar ist, ergeben sich je nach Frequenzdifferenz der beiden Signale und der Verzögerungszeit der Verzögerungsleitung unterschiedliche Einflüsse auf Betrag und Phase des gemessenen Signals. Da für die Frequenzbestimmung nur die Phase entscheidend ist, ergeben sich, aus Gleichung (2.9), Nullstellen für den Frequenzfehler bei folgenden Frequenzdifferenzen zwischen Nutz- und Störsignal:

$$\Delta f_{\text{err,min}} = \frac{k}{2\tau_{\text{dl}}}, k \in \mathbb{N}_0 \quad (5.4)$$

Diese Nullstellen können, bei ausreichend geringer Basisbandbreite, gezielt genutzt werden, um bekannte Nebenmoden der Resonatoren zu unterdrücken. Bei einer Verzögerungsleitung mit $\tau_{\text{dl}} = 100 \text{ ns}$ werden beispielsweise Nebenmoden, die um das Vielfache von 5 MHz um die Hauptmode liegen, im Lesegerät ideal unterdrückt, wenn die Basisbandbreite ausreichend klein gewählt wird. Abhängig von der Güte der Resonatoren und Fertigungstoleranzen der Basisbandfilter ergeben sich jedoch gewisse Mindestanforderungen, die in Kapitel 5.9 vorgestellt werden, sodass ein passender Kompromiss zwischen mehreren Optimierungskriterien gefunden werden muss.

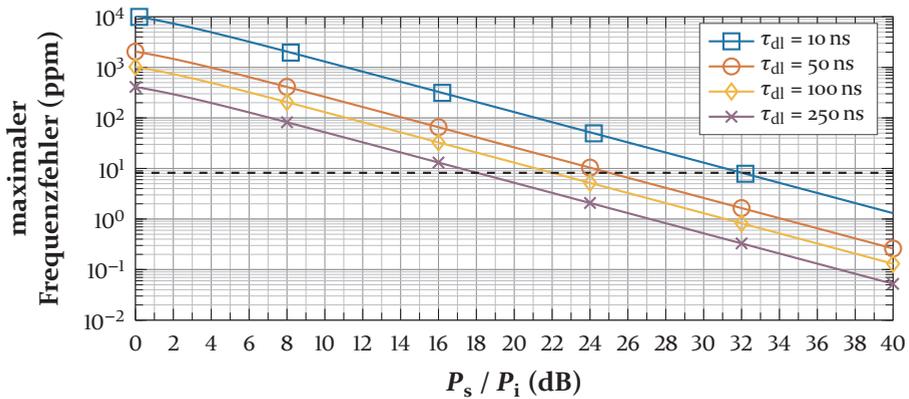


Abbildung 5.5.: Maximaler Messfehler, in Abhängigkeit der relativen Leistung (P_s/P_i) eines Störsignals außerhalb der Basisbandbreite, für verschiedene Verzögerungszeiten der Verzögerungsleitung.

Der zweite Fall, der betrachtet werden muss, sind Störsignale von anderen Teilnehmern im gleichen Frequenzband, die in ihrer Frequenz unbekannt und nicht zu kontrollieren sind. Dabei muss der maximal mögliche Frequenzfehler, der sich aus Gleichung (2.11) ergibt, betrachtet werden. Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 5.5 für verschiedene Verzögerungszeiten der Verzögerungsleitung dargestellt. Bei einer Verzögerungsleitung mit $\tau_{dl} = 100$ ns ergibt sich entsprechend die Anforderung, dass am Lesegerät ankommende externe Störsignale mindestens 22 dB unter dem Nutzsignal des SAW-Sensors liegen müssen, um die spezifizierte Messgenauigkeit zu erreichen.

5.3.2. Störsignale innerhalb der Basisbandbreite

Die Auswertung von Störsignalen innerhalb der Basisbandbreite ist aufgrund von mehreren entstehenden, zeitlich abhängigen Mischprodukten deutlich komplexer und kann nicht mehr über ein einfaches Zeigerdiagramm veranschaulicht werden. In der Literatur findet sich eine Fehlerschranke in Abhängigkeit der relativen Leistung von Nutz- zu Störsignal [53]. Diese berücksichtigt jedoch nicht die Frequenzdifferenz zwischen diesen, was für die gezielte Nebenmodenunterdrückung im Lesegerät entscheidend ist. Im Folgenden wird deshalb das Signalmodell des Sechstorinterferometers (Kapitel 2.3) um externe Störsignale erweitert, um aus der frequenzabhängigen Differenz der Phasen zwischen idealem und interferenzbehaftetem Signal den maximal möglichen Frequenzfehler zu erhalten.

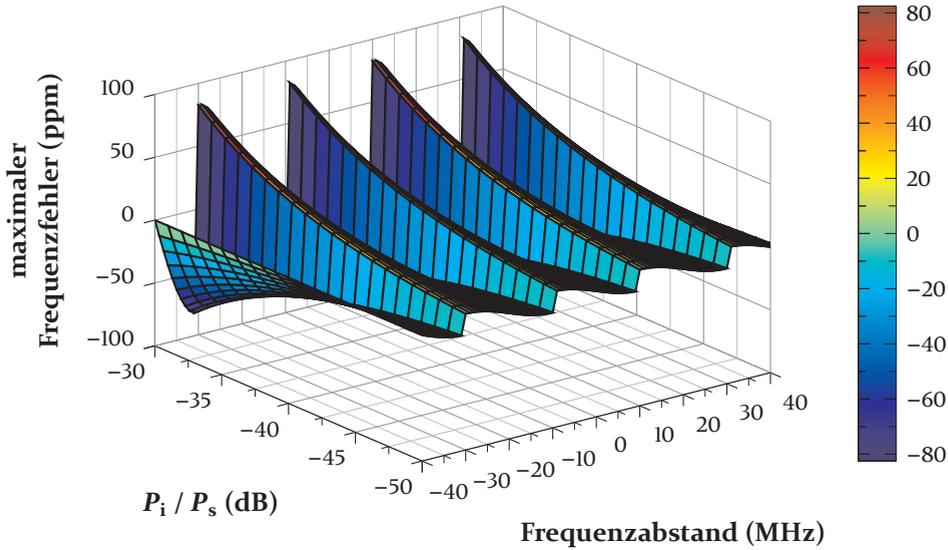


Abbildung 5.6.: Maximaler Messfehler für ein Störsignal innerhalb der Basisbandbreite in einem IFM-System mit $\tau_{dl} = 50$ ns.

Als interferenzbehaftetes Eingangssignal am IFM-System ergibt sich:

$$\underline{I}_0 = \underbrace{\sqrt{P_s} e^{j(\omega_s t + \varphi_s)}}_{\text{Nutzsignal}} + \underbrace{\sqrt{P_i} e^{j(\omega_i t + \varphi_i)}}_{\text{Störsignal}} \quad (5.5)$$

mit der Kreisfrequenz ω_i , der Leistung P_i und der initialen Phase des Störsignals φ_i . Daraus resultieren die beiden Eingangssignale $\underline{I}_1, \underline{I}_2$ an P_1, P_2 des Sechstorinterferometers:

$$\underline{I}_1 = \sqrt{a_1 P_s} e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} + \sqrt{a_1 P_i} e^{j(\omega_i t + \varphi_i)} \quad (5.6)$$

$$\underline{I}_2 = \sqrt{a_2 P_s} e^{j(\omega_s(t - \tau_{dl}) + \varphi_s)} + \sqrt{a_2 P_i} e^{j(\omega_i(t - \tau_{dl}) + \varphi_i)} \quad (5.7)$$

Die Berechnung der resultierenden Basisbandsignale nach der Leistungsdetektion am Sechstorinterferometer sowie des zeitabhängigen und maximal möglichen Frequenzfehlers findet sich im Anhang A. Abbildung 5.6 stellt diesen für ein IFM-System mit $\tau_{dl} = 50$ ns in Abhängigkeit der relativen Leistung (P_i / P_s) und des Frequenzabstandes eines Störsignals dar. Ähnlich wie bei den Störsignalen außerhalb der Basisbandbreite gibt es auch hier Minima bei gewissen Frequenzdifferenzen zwischen Nutz- und Störsignal, allerdings in doppelt so großem Abstand:

$$\Delta f_{err, \min} = \frac{k}{\tau_{dl}}, k \in \mathbb{N}_0 \quad (5.8)$$

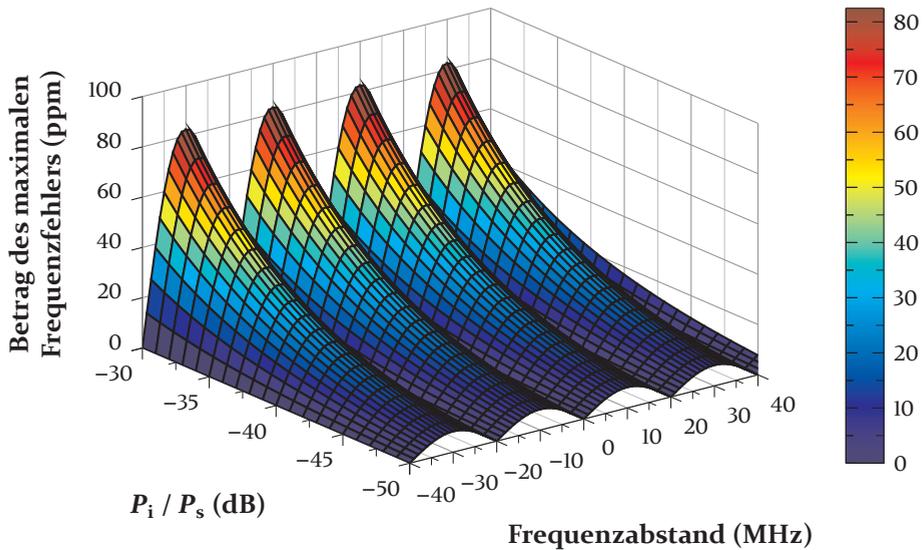


Abbildung 5.7.: Betrag des maximalen Messfehlers für ein Störsignal innerhalb der Basisbandbreite in einem IFM-System mit $\tau_{dl} = 50$ ns.

Etwas anschaulicher wird der Zusammenhang durch eine Betragsbildung des maximalen Messfehlers, in Abbildung 5.7 dargestellt, welche die Sprünge zwischen negativem und positivem Fehler auflöst. Um auch für den schlechtestmöglichen Fall unter dem spezifizierten Frequenzfehler von 8,2 ppm zu liegen, muss das Störsignal um mindestens 50 dB unter dem Nutzsignal liegen. Das liegt deutlich über den Anforderungen von 25 dB, die für das gleiche Szenario, allerdings mit Störsignalen außerhalb der Basisbandbreite, gelten und spricht wiederum für eine Minimierung der Basisbandbreite.

5.3.3. Messtechnische Verifikation

Das aufgestellte Fehlermodell wurde experimentell in einem Laboraufbau validiert, der in Abbildung 5.8 dargestellt ist. Dabei kamen zwei frequenz-synchronisierte Laborsignalgeneratoren (*Keysight E8267D* sowie *Rohde & Schwarz SMJ100A*) zum Einsatz, die das SAW-Signal (f_s, P_s) sowie ein Störsignal (f_i, P_i) emulierten. Beide Ausgangssignale wurden mit einem Leistungskombinierer zusammengeführt, bevor sie in das IFM-Messsystem eingespeist wurden. Dieses bestand aus einem Sechstorinterferometer im 2,4-GHz-Frequenzband und einer 10 m RG58U-Verzögerungsleitung mit $\tau_{dl} \approx 50$ ns, die in Kapitel 6 noch detaillierter vorgestellt werden. Die Basisbandsignale des

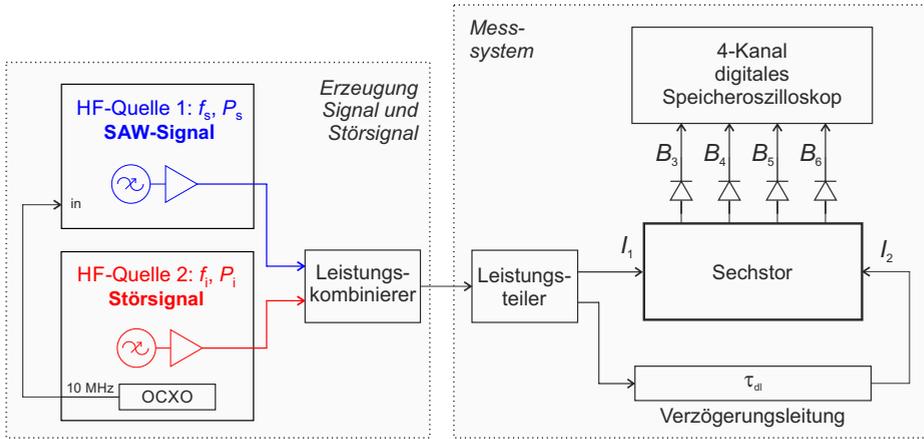
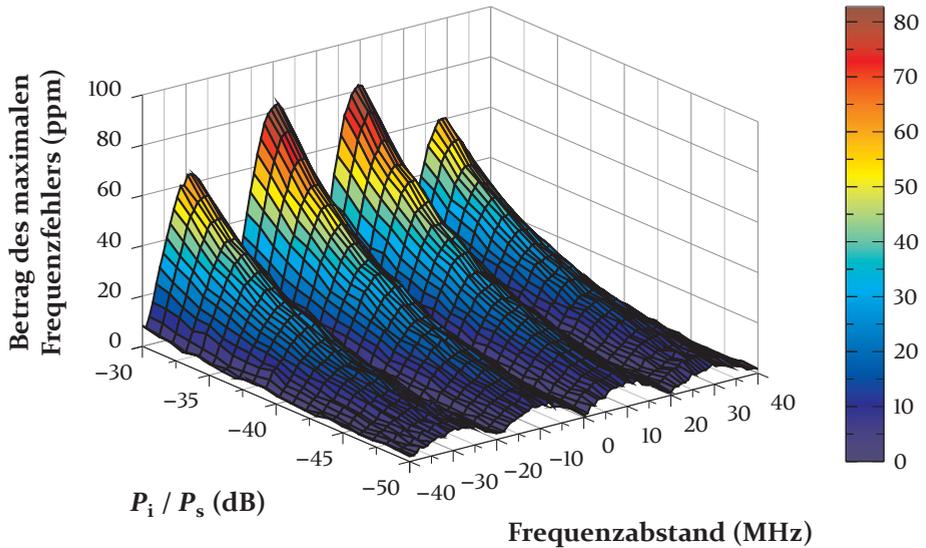


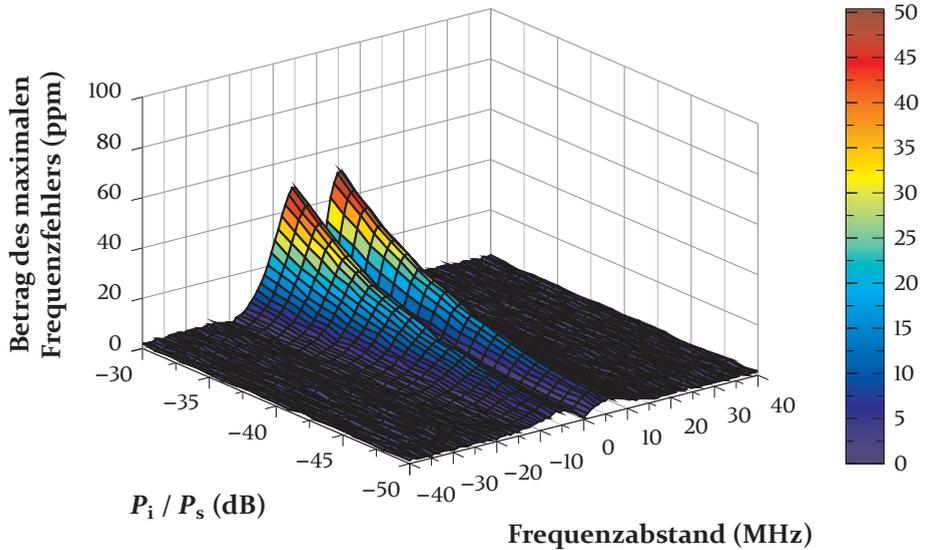
Abbildung 5.8.: Messaufbau zur experimentellen Validierung der Interferenzsensitivität des SAW-Lesegerätes.

Sechstorinterferometers wurden mit einem 4-Kanal digitalen Speicheroszilloskop (DSO) digitalisiert (*Keysight MSO6104A*) und dann über Ethernet an einen Labor-PC gesendet. Dieser steuerte auch den gesamten Messprozess und stellte automatisiert verschiedene Frequenz- und Leistungsdifferenzen ein.

Zuerst wurde das System mit einer Detektorbandbreite von 45 MHz im 2,4-GHz-Frequenzband evaluiert. Hierbei kamen HF-Leistungsdetektoren (*Analog Devices AD8318*) zum Einsatz, deren Ausgangssignal ohne weitere Filterung vom DSO erfasst wurde. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.9a dargestellt und zeigen eine sehr gute Übereinstimmung zu den analytisch berechneten Werten aus Abbildung 5.7. Lediglich bei höheren Frequenzen zeigt sich der Einfluss der limitierten Detektorbandbreite, der zu einer Filterung des Frequenzfehlers führt. Der gleiche Versuch wurde ebenso mit einer auf 3,5 MHz reduzierten Detektorbandbreite (*Analog Devices AD8314*) durchgeführt, dessen Resultate in Abbildung 5.9b gezeigt sind. Hier ist deutlich der positive Einfluss der limitierten Detektorbandbreite erkennbar. Das eigentlich bei der Differenzfrequenz von 10 MHz auftretende Maximum liegt bereits außerhalb der Bandbreite und wird entsprechend unterdrückt. Für Störsignale, die eine noch höhere Differenzfrequenz aufweisen, liegt der Einfluss unter 3 ppm und verschwindet damit im, durch die Auflösung des Oszilloskops (8-bit) limitierten, Rauschen der Messung.



(a) Messung mit einer Detektorbandbreite von 45 MHz.



(b) Messung mit einer Detektorbandbreite von 3,5 MHz.

Abbildung 5.9.: Messergebnisse zur Interferenz-Sensitivität des Systems mit einer 50-ns-Verzögerungsleitung. Die Mittenfrequenz wurde zu 2,44 GHz mit einer Leistung des Nutzsignals von 0 dBm gewählt.

5.4. Frequenzsynthese

Im vorgestellten Systemkonzept wird zu Beginn, und danach periodisch während der Laufzeit, die komplette Schaltung durch bekannte Referenzsignale des HF-Synthesizers linearisiert, um die unbekannt Frequenz des SAW-Resonators hochgenau bestimmen zu können. Deshalb sind die Eigenschaften des Frequenzsynthesizers entscheidend für die Leistungsfähigkeit des gesamten Messsystems. Im Folgenden wird untersucht, welche Anforderungen an den Frequenzsynthesizer bezüglich Frequenzgenauigkeit, Phasenrauschen und Einschwingzeit gestellt werden müssen, um die gewünschte Messwertaktualisierungsrate und Genauigkeit bei der SAW-Frequenzmessung erreichen zu können.

5.4.1. Frequenzgenauigkeit des Referenzoszillators

Der Referenzoszillator im HF-Frequenzsynthesizer stellt die Referenz für das Gesamtsystem dar und besser als dessen relative Genauigkeit kann die Messung einer einzelnen Frequenz grundsätzlich nicht werden. Da im Normalfall noch weitere systematische und zufällige Fehler die Messgenauigkeit des Gesamtsystems degradieren, empfiehlt es sich, die Referenz um eine Größenordnung besser zu wählen als an Frequenzgenauigkeit für die Messung spezifiziert wird. In Kapitel 5.1 wurde hergeleitet, dass für eine Messung des Drehmoments mit einer Genauigkeit von 1 % eine Frequenzgenauigkeit von 8,2 ppm für die Messung eines einzelnen SAWs benötigt wird. Die entsprechend um den Faktor 10 höheren Anforderungen an die Referenz stellen im industriellen Temperaturbereich von -40°C bis $+85^{\circ}\text{C}$ selbst für sehr gute temperaturkompensierte Oszillatoren (*temperature compensated crystal oscillator*, TCXO) eine Herausforderung dar, wenn über die Alterung des Lesegeräts nicht regelmäßig nachkalibriert werden soll. In dem Fall wäre sogar ein sehr teurer beheizter Quarzoszillator (*oven-controlled crystal oscillator*, OCXO) notwendig. Wenn allerdings nicht die absolute Frequenz eines unbekannt Signals bestimmt werden soll, sondern nur die Frequenzdifferenz eines Frequenzhubs, wie zwischen den beiden SAW-Drehmomentsensoren, ergibt sich eine Korrelation des Frequenzfehlers, der sich, abhängig vom Frequenzabstand, (teilweise) kompensiert und die Anforderungen an die Referenz deutlich reduzieren lässt.

Um diese Abhängigkeit zu berechnen, wird ein mit einer relativen Frequenzgenauigkeit Δf_{ref} linearisiertes und ansonsten ideales System betrachtet, das

zwei SAW-Resonatoren mit ihren tatsächlichen Resonanzfrequenzen f_{SAW1} und f_{SAW2} auswertet. Die gemessenen Resonanzfrequenzen \tilde{f}_{SAW1} , \tilde{f}_{SAW2} sind dann entsprechend um den relativen Frequenzfehler der Referenz von ihrem wahren Wert versetzt:

$$\tilde{f}_{\text{SAW1}} = f_{\text{SAW1}} \cdot (1 + \Delta f_{\text{ref}}) \quad (5.9)$$

$$\tilde{f}_{\text{SAW2}} = f_{\text{SAW2}} \cdot (1 + \Delta f_{\text{ref}}) \quad (5.10)$$

Die gemessene Frequenzdifferenz berechnet sich dann entsprechend zu:

$$\widetilde{SAW}_d = \tilde{f}_{\text{SAW1}} - \tilde{f}_{\text{SAW2}} \quad (5.11)$$

$$= \underbrace{(f_{\text{SAW1}} - f_{\text{SAW2}})}_{f_a \pm f_d} \cdot (1 + \Delta f_{\text{ref}}) \quad (5.12)$$

mit einem maximalen absoluten Frequenzfehler in der Differenzfrequenz von:

$$f_{\text{err,d}} = \max \{ \widetilde{SAW}_d - SAW_d \} \quad (5.13)$$

$$= \max \{ (f_a \pm f_d)(1 + \Delta f_{\text{ref}}) - f_a \pm f_d \} \quad (5.14)$$

$$= (f_a + f_d)(1 + \Delta f_{\text{ref}}) - f_a + f_d \quad (5.15)$$

$$= (f_a + f_d) \cdot \Delta f_{\text{ref}} \quad (5.16)$$

Bezieht man diesen nun auf die maximale Frequenzdifferenz des Frequenzhubes der beiden SAWs, ergibt sich der maximale relative Frequenzfehler der Differenzfrequenz ΔSAW_d zu:

$$\Delta SAW_d = \frac{f_{\text{err,d}}}{2 \cdot \frac{f_d}{2}} = \frac{(f_a + f_d) \cdot \Delta f_{\text{ref}}}{f_d} \quad (5.17)$$

Für das in dieser Arbeit definierte Szenario kann $f_a + f_d$ maximal 83,5 MHz betragen, um noch in den Bandgrenzen des 2,4-GHz-Frequenzbandes zu bleiben. Bei einem Frequenzhub des einzelnen SAWs von 4 MHz ist damit eine Genauigkeit der Referenzfrequenz von 47,9 ppm ausreichend, um den dadurch erzeugten systematischen Messfehler geringer als $\leq 0,1\%$ FS zu halten. Dies ist mit einem kostengünstigen Quarzoszillator noch erreichbar und wird durch jeden TCXO hinsichtlich Temperaturstabilität und Alterung problemlos übertroffen. Bei geringerem f_a können die Anforderungen sogar noch weiter gesenkt werden. Abbildung 5.10 stellt diesen Zusammenhang für verschiedene Abstände der beiden Sensoren und Genauigkeiten der Referenzfrequenz graphisch dar.

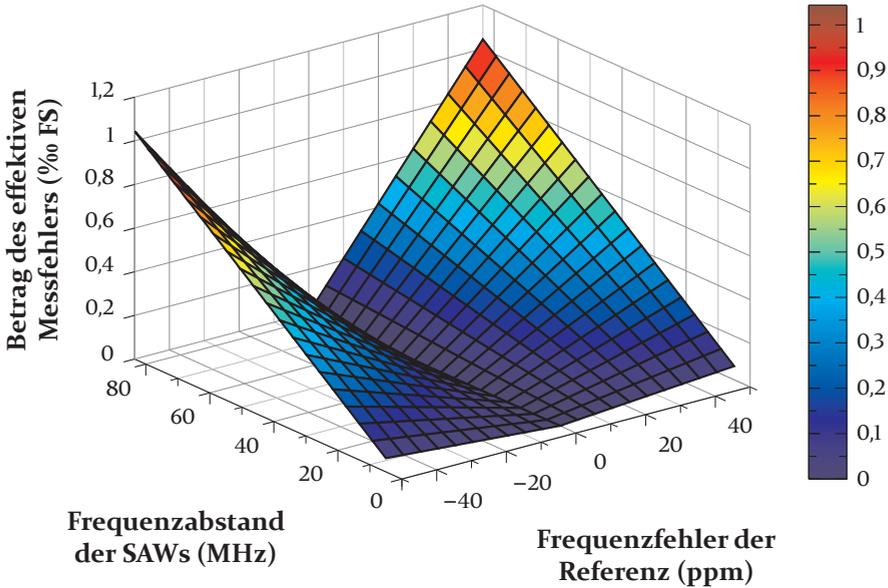


Abbildung 5.10.: Einfluss des Frequenzfehlers der Referenz auf die Genauigkeit einer differentiellen Messung von zwei Resonatoren (mit jeweils f_d) in Abhängigkeit ihres aktuellen Frequenzabstandes ($f_a + f_d$).

5.4.2. Einfluss des Phasenrauschens

Neben der gerade betrachteten Langzeitstabilität der Referenzfrequenz hat auch die Kurzzeitstabilität, üblicherweise als Phasenrauschen $\mathcal{L}(f)$ bezeichnet, Einfluss auf die Messunsicherheit. Da der Synthesizer zum Linearisieren des Systems verwendet wird und auf Basis dieser Messungen die nachfolgenden unbekannt Frequenzen der SAW-Resonatoren bestimmt werden, hat dessen Phasenrauschen nicht nur Einfluss auf die Präzision, sondern auch auf die Genauigkeit der SAW-Frequenzmessung und muss deshalb besonders beachtet werden.

Mit dem Parsevalschen Theorem kann die Standardabweichung des Phasenmessfehlers σ_Φ mit dem Integral über das einseitige Phasenrauschspektrum $S_\Phi(f)$, innerhalb der für die Linearisierung verwendeten Bandbreite f_{lf} , berechnet werden [121]:

$$\sigma_\Phi = \sqrt{\int_0^{f_{lf}} S_\Phi(f) df} \quad \text{mit} \quad S_\Phi(f) = 2\mathcal{L}(f) \quad (5.18)$$

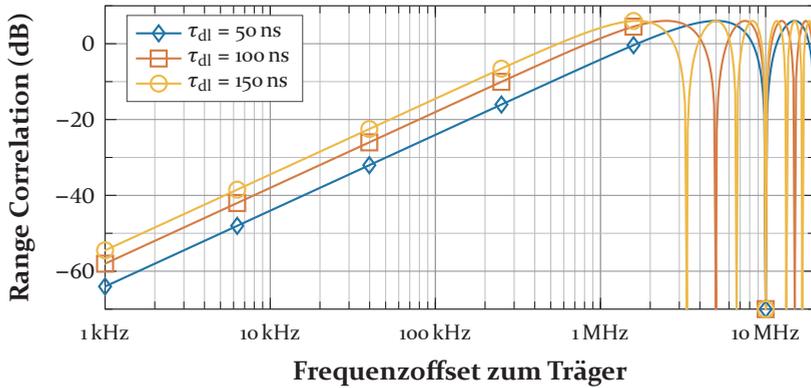


Abbildung 5.11.: Unterdrückung des Phasenrauschens durch Range Correlation für verschiedene Längen der Verzögerungsleitung.

Dabei wird allerdings von der Annahme ausgegangen, dass das Phasenrauschen mit einem idealen Oszillator direkt ins Basisband gemischt wird. Dies ist bei der instantanen Frequenzmessung nicht der Fall, da das HF-Signal mit einer verzögerten Version von sich selbst heruntergemischt wird. Dadurch besteht eine Korrelation zwischen den beiden und der Einfluss des Phasenrauschens wird teilweise stark unterdrückt. Dieser Effekt ist in der Radartechnik unter der Bezeichnung „Range Correlation“ bekannt und führt dazu, dass das Rauschleistungsdichtespektrum der Quelle multipliziert mit einem quadratischen Sinusterm das effektive Phasenrauschen $S_{\Delta\Phi}(f)$ ergibt [122]:

$$S_{\Delta\Phi}(f) = S_{\Phi}(f) \cdot \underbrace{\left[4 \sin^2(2\pi f \tau_{dl})\right]}_{\text{Range Correlation}} \quad (5.19)$$

Die daraus resultierende Unterdrückung ist in Abbildung 5.11 für verschiedene Verzögerungsleitungslängen dargestellt. Es besteht also vor allem für niedrige, trägernaher Frequenzen eine hohe Unterdrückung des ursprünglichen Phasenrauschens. Auffällig ist auch, dass, abhängig von der Länge der Verzögerungsleitung, Minima ($f_{RC,min}$) und Maxima ($f_{RC,max}$) in der Korrelation auftreten:

$$f_{RC,min} = \frac{2n-1}{4\tau_{dl}}, \quad n \in \mathbb{N} \quad (5.20)$$

$$f_{RC,max} = \frac{n}{2\tau_{dl}}, \quad n \in \mathbb{N}_0 \quad (5.21)$$

Bei den Maxima der Range Correlation findet eine komplette Auslöschung des Phasenrauschens bei dieser Frequenz statt, da das Rauschsignal durch die

Verzögerungsleitung um (ein Vielfaches von) 2π in der Phase gedreht wird und so exakt identisch mit dem unverzögerten Signal ist. Beim Minimum passiert genau der entgegengesetzte Effekt: Da das Rauschsignal gegenphasig ankommt, verdoppelt sich das effektive Rauschsignal in der Amplitude, führt also zu einer Verstärkung um 6 dB. Für den Entwurf des SAW-Lesegerätes lassen sich die Minima in der Range Correlation geschickt nutzen, um unerwünschte schmalbandige Störsignale (Spuriosen), die beispielsweise das Referenzsignal um den Träger erzeugt, zu filtern.

Mit zunehmender Länge der Verzögerungsleitung nimmt die Korrelation des trägernahen Phasenrauschens ab und so führt eine Verdoppelung von τ_{dl} zu einem effektiv 6 dB höheren Phasenrauschen. Bei Radarsystemen wird dieser Phasenfehler direkt in einen Positionsfehler umgesetzt und sorgt dafür, dass, unabhängig vom Pfadverlust, ein weiter entferntes Ziel nur von einem System mit einer besseren Präzision detektiert werden kann [58]. Bei der instantanen Frequenzmessung muss allerdings zusätzlich beachtet werden, dass durch eine längere Verzögerungsleitung gleichzeitig die eindeutige Messbandbreite f_b des Systems sinkt. Dadurch verursacht ein absoluter Phasenfehler einen geringeren Frequenzfehler. Im trägernahen Bereich ($f < 1/(12\tau_{dl})$) kompensieren sich die beiden Effekte: Durch eine Verdoppelung von τ_{dl} nimmt das effektive Phasenrauschen um 6 dB zu, gleichzeitig halbiert sich aber die eindeutige Messbandbreite, die den Einfluss des Phasenrauschens auf den Frequenzfehler um 6 dB reduziert.

Beim vorgestellten Systemkonzept kommt es noch zu einer zusätzlichen Tiefpassfilterung des effektiven Phasenrauschens, da die Leistungsdetektoren nur eine endliche Basisbandbreite aufweisen und deren Ausgangssignale anschließend tiefpassgefiltert werden. Unter der Annahme, dass die Tiefpassfilter die Basisbandbreite bestimmen, ist die effektive Unterdrückung, für ein exemplarisches System mit einer Verzögerungszeit $\tau_{dl} = 100$ ns und einer Basisbandbreite $f_{bb} = 2$ MHz (Bessel-Filter, 2. Ordnung), in Abbildung 5.12 dargestellt. Innerhalb der Basisbandbreite haben die Tiefpassfilter keinen Einfluss auf das effektive Phasenrauschen und die Range Correlation bestimmt die effektive Unterdrückung. Ab der Grenzfrequenz sind die Basisbandfilter die dominierende Komponente und sorgen für eine zusätzliche Unterdrückung von 40 dB pro Dekade.

An die Basisbandbreite der Detektoren und Tiefpassfilter werden gewisse Mindestanforderungen gestellt, die hauptsächlich durch die Güte der SAWs bestimmt werden, wie in Kapitel 5.9 noch diskutiert wird. Wichtig ist dabei, dass zwischen Linearisierung und Messung keine Rekonfiguration der

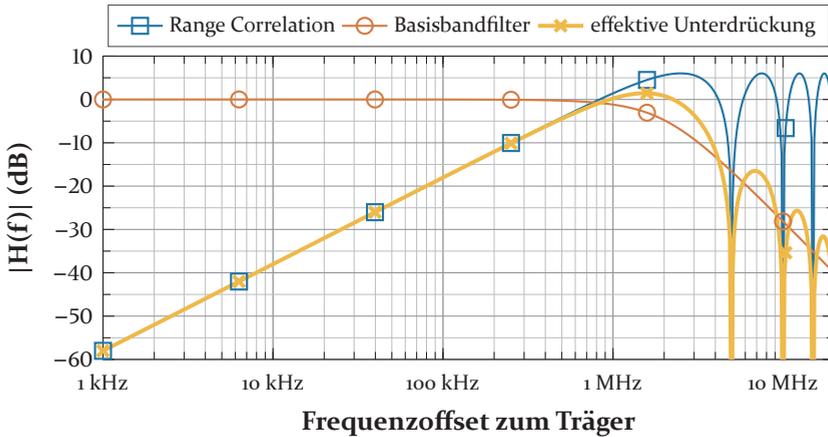


Abbildung 5.12.: Unterdrückung des Phasenrauschens durch Range Correlation und Basisbandfilterung bei einer Verzögerungszeit $\tau_{dl} = 100$ ns und einer -3 dB Basisbandbreite $f_{bb} = 2$ MHz (Bessel-Filter, 2. Ordnung).

analogen Tiefpassfilter stattfinden sollte, um auch deren Nichtidealitäten abzubilden. Es kann jedoch durch ein nachfolgendes digitales Tiefpassfilter, mit der Grenzfrequenz f_{lf} , die Bandbreite des Linearisierungssignals nochmals reduziert werden, sollte die Präzision der Linearisierung zu hoch sein. Insgesamt lässt sich dann der durch das Phasenrauschen erzeugte quadratische Mittelwert (*root mean square*, RMS) des Frequenzfehlers $\sigma_{f,RC}$, bei gegebener Verzögerungszeit und Basisband- sowie Linearisierungsbandbreite wie folgt berechnen:

$$\sigma_{f,RC} = \frac{1}{2\pi\tau_{dl}} \cdot \sqrt{\int_0^{f_{lf}} \underbrace{2\mathcal{L}(f)}_{\text{Phasenrauschen}} \cdot \underbrace{4 \sin^2(2\pi f \tau_{dl})}_{\text{Range Correlation}} \cdot \underbrace{H_{bb}(f)}_{\text{Basisbandfilter}} df} \quad (5.22)$$

Abbildung 5.13 zeigt beispielhaft die Phasenrauschmessung eines 2,4 GHz PLL-basierten Frequenzsynthesizers [168] sowie das durch die Range Correlation und Basisbandfilterung effektive Phasenrauschen für die Frequenzmessung. Den größten Rauschbeitrag liefern die Frequenzanteile in der Nähe der Grenzfrequenz des Schleifenfilters ($f_1 = 110$ kHz), dessen Wahl eine Abwägung zwischen Einschwingzeit und Phasenrauschen darstellt. Basierend auf dem effektiven Phasenrauschen ist in Abbildung 5.14 der mit Gleichung (5.22) berechnete RMS-Frequenzfehler, in Abhängigkeit der Bandbreite des Linearisierungsfilters, für verschiedene Zeiten der Verzögerungsleitung dargestellt. Wie erwartet ergeben sich nur minimale Unterschiede für verschiedene Verzö-

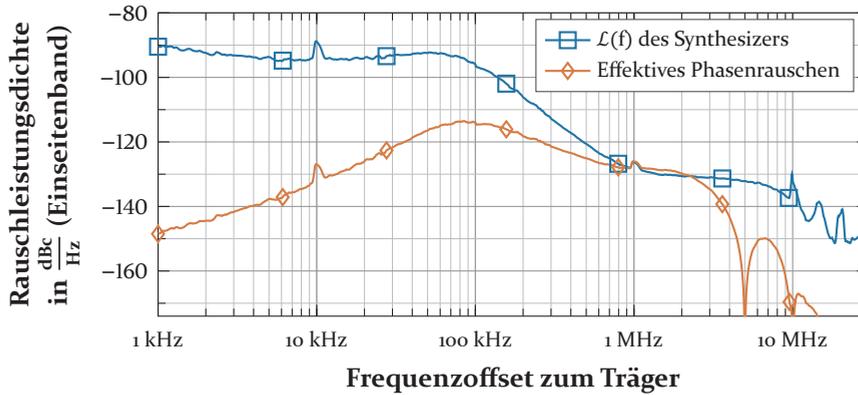


Abbildung 5.13.: Phasenrauschmessung eines 2,4 GHz PLL-Synthesizers und durch Korrelation und Filterung resultierendes effektives Phasenrauschen für das IFM-System ($\tau_{dl} = 100$ ns, $f_{bb} = 2$ MHz).

gerungsleitungen. Bei einer Verzögerungszeit von 100 ns beträgt der durch Phasenrauschen erzeugte maximale RMS-Frequenzfehler für diesen Synthesizer 0,93 ppm und wäre damit noch im Rahmen der geforderten Messgenauigkeit. Da jedoch der Beitrag des Frequenzfehlers, analog zum Beitrag des Fehlers der Referenzfrequenz, unter 1/10 der spezifizierten Messgenauigkeit gehalten werden sollte, bietet sich eine zusätzliche digitale Tiefpassfilterung mit $f_{lf} \leq 67$ kHz an, sodass der zu erwartende 3σ Fehler $\leq 0,1\%$ FS, entsprechend 0,57 ppm, liegt.

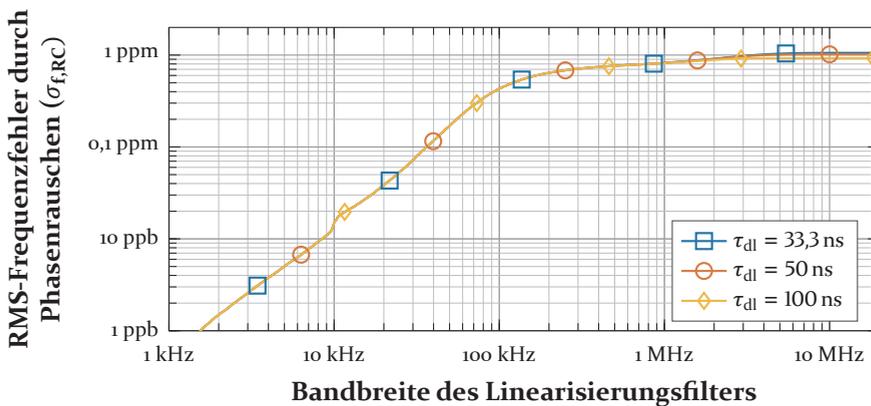


Abbildung 5.14.: Resultierender RMS-Messfehler durch das effektive Phasenrauschen bei der Linearisierung, in Abhängigkeit der Bandbreite des Linearisierungsfilters.

5.4.3. Einschwingzeit

Für hohe Messwertaktualisierungsraten ist die Einschwingzeit des Synthesizers ein wichtiger Parameter, insbesondere wenn nur ein einzelner PLL-basierter Synthesizer verwendet wird. Um die einzelnen SAW-Sensoren nahe ihrer Resonanzfrequenz anregen zu können, muss bei einer differentiellen Messung ständig zwischen den beiden Frequenzen gesprungen werden. Da während eines Frequenzwechsels keine Messungen durchgeführt werden können, sollte der Synthesizer auf möglichst kurze Einschwingzeiten optimiert werden. Dies geht jedoch zu Lasten eines höheren Phasenrauschens, sodass, im Hinblick auf die im vorherigen Unterkapitel untersuchten Einflüsse, ein entsprechender Kompromiss gefunden werden muss.

Da sich die Temperatur im Vergleich zum Drehmoment nur sehr langsam ändert, wird der dritte SAW-Sensor, der üblicherweise zur Temperaturkompensation eingesetzt wird, in der folgenden Analyse der Einfachheit halber nicht berücksichtigt. Aufgrund der ausreichenden geringen Aktualisierungsrate der Temperatur ist es möglich, mit nur minimaler Reduzierung der effektiven Aktualisierungsrate des Drehmoments wenige Male pro Minute einmal den Temperatursensor anstatt eines Drehmomentsensors auszulesen. Das trifft prinzipiell auch auf die Temperatureinflüsse im Lesegerät selbst zu, die mit der In-situ-Linearisierung kompensiert werden. Algorithmisch ist dies jedoch am einfachsten realisierbar, indem das gesamte vom Sensor verwendete Frequenz- und Leistungsband linearisiert und der Kompensationswert dann aus einer Lookup-Tabelle ausgewählt wird. In diesem Fall sollten aber alle Einträge aus der Linearisierungsmatrix regelmäßig aktualisiert werden, sodass im Folgenden eine zyklische Linearisierung betrachtet wird, die vor der SAW-Frequenzmessung jeweils einen einzelnen Punkt der Linearisierungsmatrix aktualisiert.

Die maximale Messzeit für einen einzelnen Resonator ist durch dessen Güte begrenzt. Für eine hohe Präzision ist es daher vorteilhaft, möglichst viele Einzelmessungen zu mitteln, solange die notwendige Messrate noch erreicht wird. Um die Anzahl der benötigten Frequenzänderungen zu minimieren, ist es von der Ablaufsteuerung des Lesegerätes daher optimal, pro Messung möglichst viele Messwerte pro SAW-Sensor zu erfassen und erst dann zu der voraussichtlichen Resonanzfrequenz des nächsten Sensors zu springen. Das der Strategie entsprechende Timing-Diagramm mit den jeweiligen Einschwing-, Linearisierungs- und Messzeiten ist in Abbildung 5.15 dargestellt. Bei einer angestrebten Messwertaktualisierungsrate f_u müssen pro Messwert jeweils die

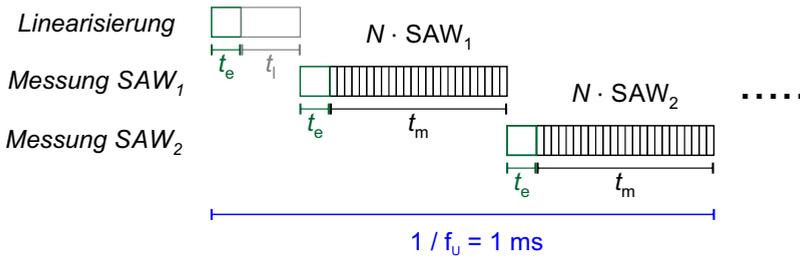


Abbildung 5.15.: Timing-Diagramm des SAW-Lesegerätes mit Einschwing-, Linearisierungs- und Messzeiten für eine differentielle Messung mit einem einzelnen Synthesizer.

beiden SAW-Resonatoren gemessen und zusätzlich ein Frequenz-/Leistungspunkt linearisiert werden. Es sind entsprechend drei Frequenzänderungen notwendig. Neben der Einschwingzeit des Synthesizers t_e kann auch während der Linearisierungszeit t_l keine Messung der Resonatoren durchgeführt werden. So verbleibt für die maximale Messzeit pro Resonator $t_{m,max}$:

$$t_{m,max} = \frac{1 - f_u (3t_e + t_l)}{2f_u} \quad (5.23)$$

Bei angenommenen jeweils $5 \tau_{SAW}$ pro Resonator für die Anregung und zum Erfassen des Antwortsignals ergibt sich die maximal mögliche Anzahl der Messungen N pro Sensorwert:

$$N = \frac{t_{m,max}}{2 \cdot 5 \cdot \tau_{SAW}} = \frac{1 - f_u (3t_e + t_l)}{20 \cdot f_u \cdot \tau_{SAW}} \quad (5.24)$$

und entsprechend eine maximal mögliche SNR-Verbesserung um $10 \cdot \log_{10}(N)$.

Eine Kombination aus verschiedenen Einschwingzeiten und die daraus resultierenden maximal möglichen SNR-Verbesserungen sind in Abbildung 5.16 für verschiedene Messwertaktualisierungsraten dargestellt. Für niedrige Messwertaktualisierungsraten ist der Einfluss der Einschwingzeit relativ gering. Sobald aber die Einschwingzeit in den Bereich von $1/3$ der gesamten Messzeit pro Sensor gelangt, bricht der mögliche SNR-Gewinn massiv ein, da das System die meiste Zeit mit Frequenzwechsel beschäftigt ist und kein hohes N mehr erreichen kann.

Mit heutigen PLLs lassen sich problemlos Einschwingzeiten von unter $50 \mu s$ mit noch gutem Phasenrauschen erreichen [123]. Bei einer angenommenen Linearisierungszeit von $50 \mu s$ ergibt sich für das definierte Messszenario ein maximales N von 133. Dies entspricht einer Verbesserung des SNR von 21,2 dB

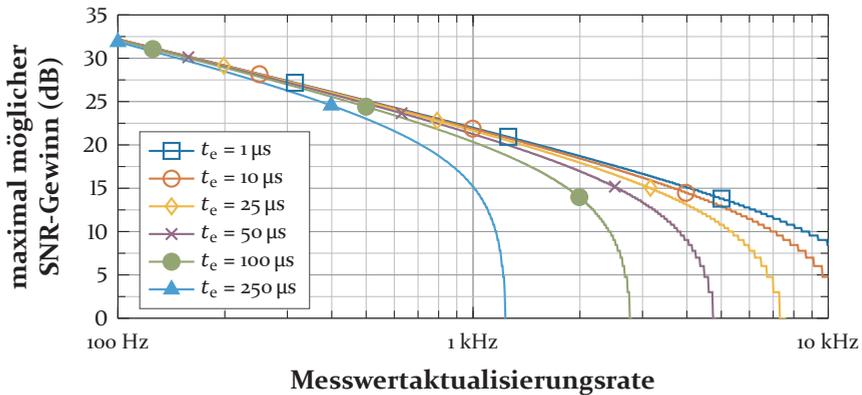


Abbildung 5.16.: Maximal möglicher SNR-Gewinn für das spezifizierte System bei verschiedenen Einschwingzeiten t_e und gewünschten Messwertaktualisierungsraten.

beziehungsweise einer Reduzierung der Standardabweichung der Messung um den Faktor 3,5. Bei einer Messwertaktualisierungsrate von 1 kHz würde also auch ein relativ aufwendiger und teurer DDS-basierter Synthesizer mit einer Einschwingzeit von $1 \mu\text{s}$ nur eine marginale SNR-Verbesserung von weniger als 1 dB erreichen. Sollen höhere Messwertaktualisierungsraten erzielt werden, kann alternativ auch ein Dual-Synthesizer-Konzept verwendet werden, bei dem die Einschwingzeit des ersten Synthesizers bereits für Messungen mit einem zweiten genutzt wird [124].

5.5. 3-Port-Schalter

Der 3-Port-Schalter hat die Aufgabe, das HF-Signal des Synthesizers während der Systemlinearisierung zum IFM-System zu führen, danach das Anregesignal des Synthesizers zum SAW zu leiten und schließlich das zu messende Antwortsignal des Sensors ebenfalls zum IFM-System zu führen. Entsprechend wird ein voll verbundener 3-Port-Schalter benötigt, bei dem alle Ports mit den anderen verbunden werden können. Eine Möglichkeit diesen kostengünstig aus üblichen SPDT-Schaltern zu realisieren, ist in Abbildung 5.17 dargestellt. Durch die drei einzeln ansteuerbaren Schalter lässt sich auch ein Hardware Time-Gating des Empfangssignals realisieren, indem das Sendesignal abgeschaltet, aber erst kurze Zeit später das Empfangssignal zum IFM-System geschaltet wird. So lassen sich bei Freiraumanwendungen die in der Amplitude hohen aber zeitlich sehr kurzen Reflexionen der Umgebung

Funktion	Verbundene Ports	SW ₁	SW ₂	SW ₃
Linearisierung	P_1, P_3	2	X	1
Anregung	P_1, P_2	1	2	X
Time-Gating	keiner	1	1	1
		2	2	2
Messung	P_2, P_3	X	1	2

Tabelle 5.3.: Mögliche interne Schaltzustände (1, 2 und X=beliebig) der internen SPDT-Schalter für die Funktionen Linearisierung, Anregung, Time-Gating und Messung.

ausblenden, bevor das eigentliche Sensorsignal empfangen wird. Eine Auflistung der internen Schaltzustände für die verschiedenen Funktionen ist in Tabelle 5.3 zusammengefasst.

Da die Schalter die ersten (aktiven) Komponenten noch vor dem LNA sind, sollte bei deren Entwurf auf eine möglichst geringe Einfügedämpfung geachtet werden. Die effektiv nutzbare Antwortzeit eines SAW-Resonators im 2,4-GHz-Frequenzband beträgt nur ca. 1 μ s. Deshalb ist eine schnelle Schaltgeschwindigkeit der Einzelschalter essentiell, um möglichst wenig Signalenergie des Resonators, gerade am Anfang des Ausschwingvorgangs, wo noch hohe Amplituden vorliegen, abzuschneiden. Für ein gutes SNR sollte die Schaltverzögerung unter $0,25 \tau_{SAW} = 75$ ns liegen. Eine weitere wichtige Eigenschaft der SPDT-Schalter ist eine hohe Isolation des abgeschalteten Ports, um beispielsweise eine Interferenz des bereits anliegenden Antwortsignals mit dem eigentlich abgeschalteten Anregesignal zu vermeiden. Die genauen (frequenzabhängigen) Anforderungen diesbezüglich werden in Kapitel 5.3 berechnet. Um Stehwellen des Synthesizer-Signals während des Time-Gatings und der

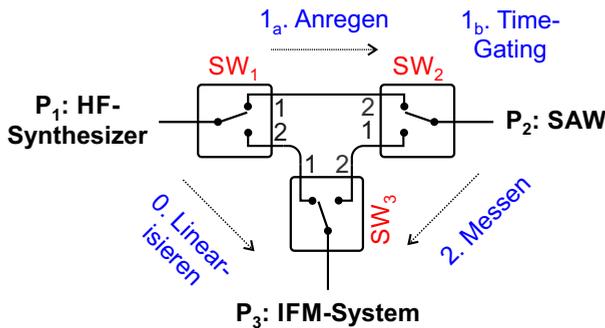


Abbildung 5.17.: Voll verbundener 3-Port-Schalter, bestehend aus drei SPDT-Schaltern, mit Möglichkeit zum Hardware Time-Gating des Empfangssignals.

Messung zu verhindern, ist es weiterhin vorteilhaft, absorbierende Schalter zu wählen, bei denen der abgeschaltete Port eine 50- Ω -Impedanz bereitstellt. Diese bieten im Normalfall auch eine höhere Isolation der Ports zueinander.

5.6. Rauscharmer Verstärker

Der Einsatz eines LNAs ist optional, insbesondere bei höheren Anregeleistungen in einer Nahfeldkopplung und zusammen mit aktiven Leistungsdetektoren im IFM-System kann gegebenenfalls darauf verzichtet werden. Sind jedoch der Pfadverlust oder Dämpfungen der Verzögerungsleitung höher, ist es gemäß der Friisschen Kettenrauschformel vorteilhaft, einen rauscharmen Verstärker möglichst weit vorne im Empfangspfad zu platzieren, da ansonsten die Dämpfung der passiven Komponenten die Rauschzahl dominiert. Im vorgestellten Systemkonzept ist der optionale LNA deshalb noch vor dem Leistungsteiler des Messsystems vorgesehen. Damit hat die von ihm erzeugte Phasenverschiebung, wie in den Grundlagen (Kapitel 2.3) hergeleitet, eigentlich keinen Einfluss auf das Messsignal. Dies gilt jedoch nur für statische Phasenverschiebungen, die das Signal bei Durchlaufen des Verstärkers erfährt. Wenn der Verstärker jedoch eine parasitäre Amplituden- zu Phasenmodulation (AM/PM-Konversion) aufweist, kann bei den schnell in der Amplitude abklingenden Antwortsignalen der Resonatoren die dadurch erzeugte Phasenmodulation zu einer merkbaren Frequenzverschiebung führen. Da die In-situ-Linearisierung mit CW-Signalen konstanter Amplitude arbeitet, kann diese Frequenzverschiebung durch die Linearisierung nicht kompensiert werden und erfordert deshalb eine genauere Betrachtung.

Der durch parasitäre AM/PM-Konversion auftretende Frequenzfehler $f_{\text{err,AMPM}}$ hängt von der Steilheit des Amplitudenabfalls des ausschwingenden Resonators AD_{SAW} (in dB/s) und der AM-zu-PM-Umsetzung ψ_{AMPM} des Verstärkers (in rad/dB) ab:

$$f_{\text{err,AMPM}} = \underbrace{AD_{\text{SAW}}}_{\frac{\text{dB}}{\text{s}}} \cdot \underbrace{\psi_{\text{AMPM}}}_{\frac{\text{rad}}{\text{dB}}} \cdot \frac{1}{2\pi} \quad (5.25)$$

Die Steilheit des Amplitudenabfalls AD_{SAW} kann dabei aus der Ableitung des

Betrages der Resonatorantwort bestimmt werden:

$$AD_{\text{SAW}} = \frac{\partial}{\partial t} \left(20 \log_{10} (e^{-t/\tau_{\text{SAW}}}) \text{ dB} \right) \quad (5.26)$$

$$= \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{-20t}{\ln(10) \cdot \tau_{\text{SAW}}} \text{ dB} \right) \quad (5.27)$$

$$= -\frac{20}{\ln(10) \cdot \tau_{\text{SAW}}} \frac{\text{dB}}{\text{s}} \quad (5.28)$$

Entsprechend in Gleichung (5.25) eingesetzt und auf f_m normiert ergibt sich der relative Frequenzfehler durch parasitäre AM/PM-Konversion $\Delta f_{\text{err,AMPM}}$ zu:

$$\Delta f_{\text{err,AMPM}} = AD_{\text{SAW}} \cdot \frac{\psi_{\text{AMPM}}}{2\pi \cdot f_m} \quad (5.29)$$

$$= -\frac{20}{\ln(10) \cdot \tau_{\text{SAW}}} \cdot \frac{\psi_{\text{AMPM}}}{2\pi \cdot f_m} \quad (5.30)$$

$$= -\frac{20\pi \cdot f_m}{\ln(10) \cdot Q_{\text{SAW}}} \cdot \frac{\psi_{\text{AMPM}}}{2\pi \cdot f_m} \quad (5.31)$$

$$= -\frac{10}{\ln(10)} \cdot \frac{\psi_{\text{AMPM}}}{Q_{\text{SAW}}} \quad (5.32)$$

Dieser ist somit unabhängig von der Resonanzfrequenz des Sensors und wird nur durch dessen Güte und die AM-zu-PM-Umsetzung des Verstärkers bestimmt. Der Zusammenhang ist in Abbildung 5.18 für verschiedene AM/PM-Konversionen und Resonatorgüten skizziert. Für einen relativen Frequenzfehler, der unter den in Kapitel 5.1 spezifizierten 8,2 ppm bleiben soll, ergibt sich daraus eine notwendige AM/PM-Konversion von:

$$\psi_{\text{AMPM,max}} \leq \left| \pm 8,2 \cdot 10^{-6} \cdot Q_{\text{SAW}} \cdot \frac{\ln(10)}{10} \right| \quad (5.33)$$

$$\leq 4,3 \frac{\text{mrad}}{\text{dB}} \quad (5.34)$$

Über einen Dynamikbereich von 30 dB betrachtet entspricht dies einer maximalen Abweichung von $\leq 7,5^\circ$ (0,13 rad), wobei jedoch stets der Gradient aus Gleichung (5.34) nicht überschritten werden darf.

Für LNAs stellt dies üblicherweise keine Herausforderung dar, solange sie nicht in Kompression betrieben werden. Limiting-Amplifier, die prinzipbedingt nichtlinear arbeiten, um unabhängig von Eingangspegel auf einen konstanten Ausgangspegel zu verstärken, haben jedoch üblicherweise eine deutliche

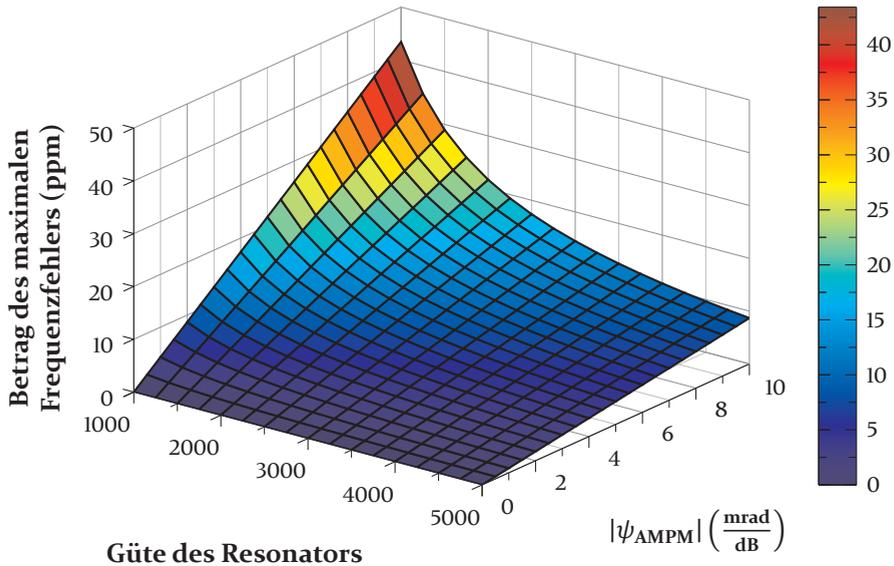


Abbildung 5.18.: Einfluss der AM/PM-Konversion des HF-Verstärkers (ψ_{AMPM}) auf den Frequenzfehler der SAW-Frequenzmessung, in Abhängigkeit der Güte des Resonators.

höhere AM/PM-Konversion. Sollen diese trotzdem eingesetzt werden, ist eine detaillierte Analyse der bauteilspezifischen leistungs- und frequenzabhängigen Kennlinien notwendig, da abhängig vom Frequenzabstand und der Arbeitspunkte der Resonatoren durch die differentielle Messung eine Korrelation bestehen kann.

5.7. Passive Sechstorstruktur

Die Sechstorstruktur kann in verschiedenen Technologien realisiert werden, die jeweils spezifische Vor- und Nachteile bieten. Üblicherweise werden bei höheren Frequenzen, ab dem zweistelligen GHz-Bereich, die Koppler als planare Mikrostreifenleitungen ausgeführt und darüber, im Millimeterwellenbereich, als substratintegrierte Wellenleiter [125, 126]. Dies ist auch bei 2,4 GHz möglich [127]. Da jedoch die benötigte Fläche der Koppler quadratisch mit der Wellenlänge zunimmt, wird der Platzbedarf und somit auch Kostenfaktor in diesem Frequenzbereich unattraktiv. Es gibt Möglichkeiten, den Platzbedarf durch gefaltete Strukturen zu reduzieren [128]. Nachteilig ist dabei aber, dass mehrere Lagen an teurem HF-Substrat benötigt werden. Im Rahmen dieser Arbeit wurde die Sechstorstruktur deshalb aus kommerziell erhältlichen

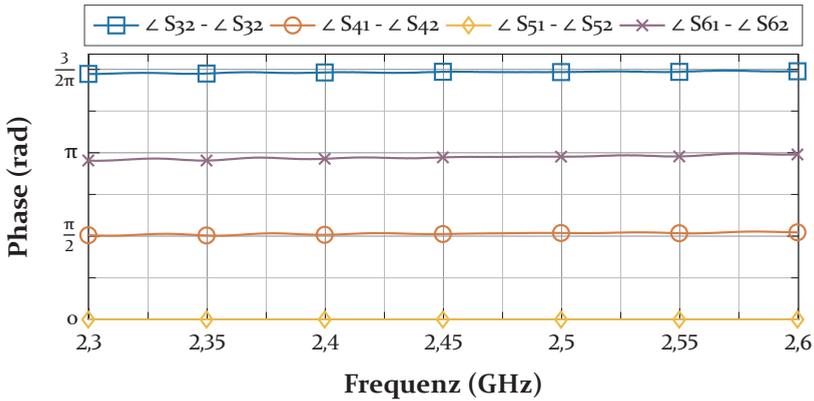


Abbildung 5.19.: Phasenbeziehungen der Ausgangssignale, normiert auf P_5 , eines aus diskreten Kopplern bestehenden realen 2,4-GHz-Sechstorinterferometers.

diskreten Kopplern realisiert, die in dem Frequenzbereich einen geringen Platzbedarf mit guter Performanz kombinieren [129]. Ein weiterer Vorteil ist, dass zwischen den diskreten Kopplern nur kurze Verbindungsleitungen benötigt werden und so, wegen der geringen Interaktion des HF-Signals mit dem Platinenmaterial, auch kostengünstiges FR4-Substrat verwendet werden kann.

Reale Koppler sind dabei immer Fertigungstoleranzen unterworfen, die zu einer Abweichung der idealen Phasen- und Amplitudenbeziehung führen. In der Sechstorstruktur haben entsprechend auch die Ausgangssignale keine perfekte relative 90°-Phasenverschiebung zueinander, sondern weisen leichte (frequenzabhängige) Abweichungen auf, wie in Abbildung 5.19 für ein reales 2,4-GHz-Sechstorinterferometer dargestellt ist. Da es sich dabei um statische Fehler handelt, ist eine Kompensation über die In-situ-Linearisierung möglich. Auch mögliche Temperatur- und Alterungseinflüsse der Sechstorstruktur können so korrigiert werden. Beim Entwurf des Systems ist jedoch trotzdem ein möglichst ideales Verhalten anzustreben, da eine nichtlineare IQ-Phase zu einer Rauschformung führt und die Präzision der Messung frequenzabhängig werden lässt.

Ohne Kompensation würde ein IQ-Phasenfehler der Sechstorstruktur $\Phi_{\text{err,IQ}}$ zu folgendem relativen Frequenzfehler $\Delta f_{\text{err},\Phi_{\text{IQ}}}$ führen:

$$\Delta f_{\text{err},\Phi_{\text{IQ}}} = \frac{\frac{f_B}{2\pi} \cdot \Phi_{\text{err,IQ}}}{f_m} = \frac{\Phi_{\text{err,IQ}}}{2\pi f_m \tau_{\text{dl}}} \quad (5.35)$$

Für das in dieser Arbeit spezifizierte Gesamtsystem müsste entsprechend ohne In-situ-Linearisierung mit einer Verzögerungsleitung $\tau_{dl} = 50 \text{ ns}$ der maximale IQ-Phasenfehler im gesamten 2,4-GHz-ISM-Frequenzband unter $0,36^\circ$ liegen, um die geforderte Messgenauigkeit nicht zu degradieren. Dies ist in einer auf Stückzahl ausgelegten Fertigung praktisch nicht sinnvoll realisierbar und zeigt wiederum die Notwendigkeit und Leistungsfähigkeit der In-situ-Linearisierung.

5.8. HF-Leistungsdetektor

Der Mischprozess im Sechstorinterferometer basiert auf einer Leistungsdetektion der HF-Signale an den Ausgangstoren, die in eine äquivalente Basisbandspeise umgewandelt werden. Der Detektor ist entsprechend eine Kernkomponente im System und muss einige spezifische Anforderungen erfüllen. Da gepulste und schnell in der Amplitude abklingende Signale gemessen werden, können thermische Detektoren, die häufig in der Hochfrequenztechnik verwendet werden, nicht eingesetzt werden, da sie zu träge reagieren. Stattdessen kommen halbleiterbasierte Diodendetektoren zum Einsatz, welche die Nichtlinearität der Diode nutzen, um die Umsetzung ins Basisband zu realisieren. Bei Sechstorradarsystemen im 24-GHz-Frequenzband und darüber werden die Detektoren üblicherweise aus Ermangelung an kommerziell erhältlichen Komponenten aus Diode, Kapazität und Videowiderstand diskret auf der Leiterplatte realisiert [130, 131]. Bei 2,4 GHz sind jedoch verschiedenste Leistungsdetektoren als monolithische Mikrowellenschaltung (*monolithic microwave integrated circuit*, MMIC) erhältlich, die einige Vorteile bieten und üblicherweise aktiv sowie temperaturkompensiert ausgeführt sind. Kernpunkte bei der Auswahl und Dimensionierung der Leistungsdetektoren für die instantane Frequenzmessung ist die HF-Bandbreite und Anpassung, Linearität der Kennlinie, Basisbandbreite sowie der Dynamikbereich.

Die HF-Bandbreite des Leistungsdetektors muss den gesamten Frequenzbereich abdecken, in dem die SAW-Sensoren sich befinden können, unter Beachtung ihrer maximalen Auslenkung und Temperaturdrifts. Da die mit Allgemeinanzahlung versehenen Frequenzbänder geringe relative Bandbreiten aufweisen, ist dies schaltungstechnisch relativ problemlos realisierbar. In dem Frequenzbereich sollte der Detektor weiterhin auch eine möglichst gute Anpassung aufweisen, um so wenig Signalleistung wie möglich zu reflektieren, die in der Sechstorstruktur sonst zu unerwünschten Interferenzen führen können. Analog zu Nichtidealitäten in der Sechstorstruktur selbst können

diese zwar durch die In-situ-Linearisierung kompensiert werden, sollten für eine gute Messpräzision aber trotzdem bereits im Schaltungsdesign minimiert werden.

Bezüglich der Kennlinie ergibt sich aus den Grundlagen der Sechstor-Struktur (Kapitel 2.3) der Wunsch nach einer strikt quadratischen Kennlinie, da diese mathematisch am einfachsten verarbeitet werden kann. Kommerzielle MMIC-Detektoren haben jedoch meist eine logarithmische Kennlinie, da intern mehrere Detektor- und Verstärkerstufen verwendet und aufsummiert werden, um einen höheren Dynamikbereich zu erreichen. Dies ist auch kein Problem, da algorithmisch eine einfache De-Logarithmierung der gemessenen Basisbandspannungen durchgeführt werden kann und gegebenenfalls verbliebene Abweichungen von der idealen Kennlinie durch die amplitudenbasierte In-situ-Linearisierung kompensiert werden. Allerdings schränkt ein logarithmischer Detektor die Möglichkeiten in der analogen Signalkonditionierung etwas ein: Bei strikt quadratischen Detektoren kann die Differenzbildung der I - und Q -Pärchen analog durchgeführt werden, sodass nur noch zwei ADUs notwendig sind. Bei logarithmischen Detektoren muss dagegen für jeden Kanal ein eigener Basisbandverstärker und ADU verwendet werden. Die Differenzbildung erfolgt dann im Digitalen nach der De-Logarithmierung.

Die maximale Messzeit eines einzelnen Sensors hängt bei gegebener Güte und Mittenfrequenz direkt vom Dynamikbereich der Detektoren PD_{dr} (in dB) ab. Wie in Kapitel 5.6 hergeleitet, sinkt die Amplitude eines ausschwingenden Resonators um:

$$AD_{\text{SAW}} = -\frac{20}{\ln(10) \cdot \tau_{\text{SAW}}} \text{ in } \frac{\text{dB}}{\text{s}}. \quad (5.36)$$

Die maximale Messzeit $t_{\text{m, saw}}$, die ein Leistungsdetektor dem Abklingen folgen kann, beträgt bei idealer Aussteuerung des Detektors dann:

$$t_{\text{m, saw}} = \frac{PD_{\text{dr}}}{AD_{\text{SAW}}} \quad (5.37)$$

$$= PD_{\text{dr}} \cdot \tau_{\text{SAW}} \cdot \frac{\ln(10)}{20}. \quad (5.38)$$

Für einen SAW-Resonator bei 2,45 GHz mit einer üblichen Güte von 2300 ergibt sich so eine exemplarische maximale Messzeit von 1,5 μs bei Detektoren mit einem Dynamikbereich von 45 dB. Kommerzielle MMIC-Detektoren bieten teilweise noch deutlich höhere Dynamikbereiche von bis zu 80 dB (z.B. *Analog Devices ADL5513*). Dies ist für die Anwendung zur SAW-Sensorik nicht notwendig, wenn durch den LNA eine gute Aussteuerung der Detektoren sichergestellt wird.

Die ideale Basisbandbreite der Detektoren ist ein Kompromiss mit mehreren Einflüssen und hängt primär von der Zeitkonstante τ_{SAW} der Resonatoren ab. Auf der einen Seite sollte, wie in Kapitel 5.3 untersucht, die Basisbandbreite möglichst gering gewählt werden, um unempfindlicher gegen Nebenmoden des Sensors und externe Störsignale zu werden. Auch ist für eine hohe Präzision des Messsystems eine geringe Detektorbandbreite zu bevorzugen. Jedoch kann die Bandbreite nicht beliebig eingeschränkt werden, da gepulste, schnell in der Amplitude abklingende Signale der SAW-Sensoren ausgewertet werden müssen. Eine untere Grenze für die notwendige Basisbandbreite stellt die Unschärferelation oder das Zeitgesetz der Nachrichtentechnik dar, das aussagt, dass die Signaldauer t_m und Bandbreite f_m eines Zeitsignals nicht beliebig klein werden können und folgender Zusammenhang gilt [132]:

$$f_m \cdot t_m = k = \text{const.} \quad (5.39)$$

Der Faktor k , das sogenannte Zeit-Bandbreite-Produkt, ist immer eine Konstante, kann aber je nach System verschiedene Werte annehmen. Für ein ideales Tiefpassfilter gilt dabei $k = 1/2$ [132]. Das bedeutet, dass für eine Einschwingzeit von $0,5 \mu\text{s}$ mindestens eine Basisbandbreite von 1 MHz notwendig ist. Da in der Anwendung zur SAW-Sensorik keine Rechteckimpulse gemessen werden und weiterhin in der Praxis noch Toleranzeffekte, also Abweichungen der Basisbandbreiten der Detektoren zueinander, auftreten können, stellt dies nur eine theoretische untere Schranke dar. Die effektiven Einflüsse dieser Nichtidealitäten sind weiterhin von den Linearisierungssignalen abhängig und werden im nächsten Kapitel zur analogen Signalkonditionierung detailliert untersucht. Die dort identifizierten Anforderungen an den Abgleich und die notwendige Bandbreite der Basisbandfilter gelten dann gleichermaßen auch für die HF-Leistungsdetektoren.

5.9. Analoge Signalkonditionierung

Die in Abbildung 5.20 skizzierte analoge Signalkonditionierung hat die Aufgabe, die Signalpegel der Detektoren ideal an den Aussteuerungsbereich der nachfolgenden ADUs anzupassen und die Bandbreite möglichst weit einzuschränken, um das effektive Rauschen zu reduzieren und Aliasing zu vermeiden. Dabei sind auch die Ausgangsimpedanzen der Detektoren zu betrachten, um die gegebenenfalls schwachen Ausgangssignale nicht mit einer zu geringen Impedanz zu belasten. Aufgrund angenommener logarithmischer

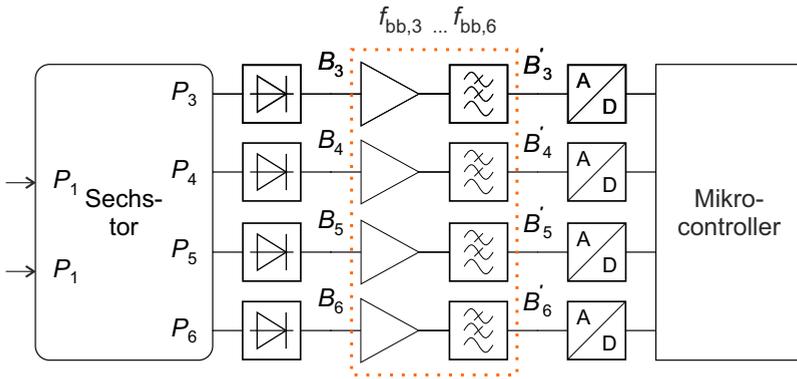


Abbildung 5.20.: Analoge Signalkonditionierung im Frontend des SAW-Lesegerätes.

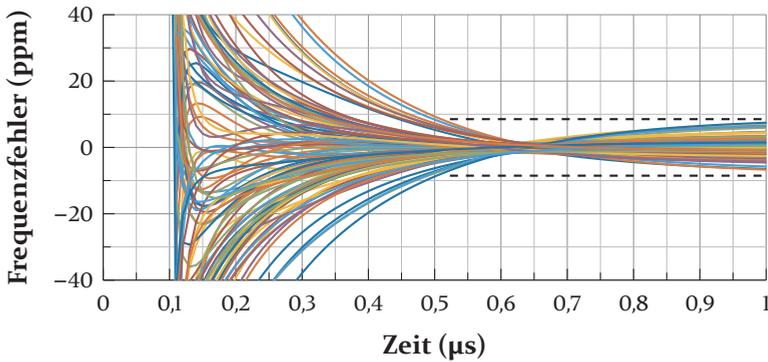
Detektoren ist für jedes Basisbandsignal ein eigener Verstärker, Filter und ADU notwendig.

Die untere Grenze für die Bandbreite der Detektoren wurde in Kapitel 5.8 bereits über das Zeit-Bandbreiten-Produkt abgeschätzt und ist auch gleichermaßen für die analoge Signalkonditionierung gültig. In einer praktischen Realisierung als analoge Tiefpassfilter muss jedoch beachtet werden, dass die dafür notwendigen Widerstände und Kapazitäten immer mit einer Toleranz beaufschlagt sind, die durch den Herstellungsprozess gegeben ist und üblicherweise noch über Temperatur und Alterung variiert. Dadurch können leicht unterschiedliche Grenzfrequenzen ($f_{bb,3} \dots f_{bb,6}$) der vier einzelnen Basisbandfilter resultieren, die zu verschiedenen Einschwing- und Gruppenlaufzeiten und letztendlich zu einem Phasenfehler in der Messung führen können. Die In-situ-Linearisierung kann diesen Fehler nur kompensieren, wenn ebenfalls mit gepulsten Signalen, die exakt so schnell wie die SAW-Sensoren in der Amplitude abklingen, linearisiert wird. Dies ist prinzipiell über einen DDS-Synthesizer realisierbar, sollte aber vermieden werden, da dieser relativ aufwendig und teuer ist.

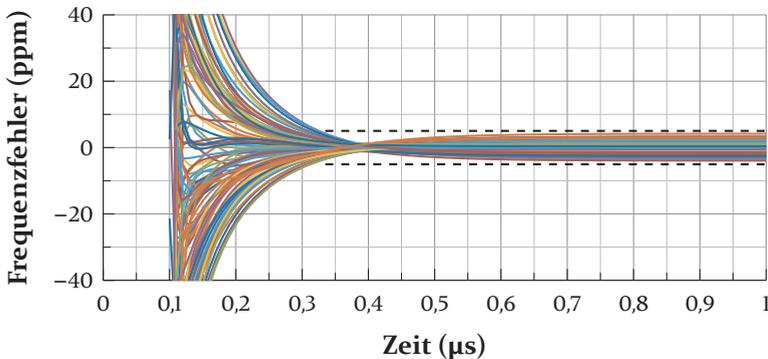
In Folgendem wird deshalb untersucht, wie sich die Toleranzabweichungen der einzelnen Basisbandfilter auf die Messgenauigkeit der SAW-Frequenzmessung auswirken, wenn eine Linearisierung mit CW-Signalen konstanter Amplitude erfolgt. Dazu wurde eine Monte-Carlo-Simulation in *Matlab* durchgeführt und ein System mit einer Verzögerungsleitung von $\tau_{dl} = 100$ ns und logarithmischen Leistungsdetektoren modelliert. Die Resonanzfrequenzen der Sensoren (mit $Q_{SAW} = 2300$) wurden dabei im Frequenzbereich von 2,4 GHz bis 2,485 GHz zufällig gleichverteilt gewählt. Ebenso wurden die einzelnen

Basisbandbreiten ($f_{bb,3} \dots f_{bb,6}$), für Bessel-Filter 1. Ordnung, um den idealen Wert f_{bb} zufällig gleichverteilt um $\pm \Delta f_{bb}$ gewählt. Abbildung 5.21a und 5.21b zeigen den resultierenden zeitabhängigen Frequenzfehler für 100 zufällige Simulationen bei einer Grenzfrequenz von 1 MHz beziehungsweise 2 MHz.

Bei einer gewünschten Basisbandbreite von 1 MHz und einer maximalen Abweichung der einzelnen Basisbandkanäle um bis zu $\pm 1\%$ ergibt sich, auch für eine höhere Anzahl an Simulationen ein Frequenzfehler von maximal 8,52 ppm bei einer Einschwingzeit von 523 ns. Bei $f_{bb} = 2$ MHz und einer maxi-



(a) 100 Simulationen mit $f_{bb} = 1$ MHz und $\Delta f_{bb} = \pm 1\%$



(b) 100 Simulationen mit $f_{bb} = 2$ MHz und $\Delta f_{bb} = \pm 1\%$.

Abbildung 5.21.: Monte-Carlo-Simulation zum zeitabhängigen Frequenzfehler im IFM-System ($\tau_{dl} = 100$ ns, logarithmische Detektoren, CW-Linearisierung konstanter Amplitude) bei der Messung eines Resonators ($Q_{SAW} = 2300$ und $f_0 = 2,4$ GHz bis 2,485 GHz), aufgrund Abweichungen der Grenzfrequenz der Basisbandfilter (Bessel-Filter 1. Ordnung), die im Bereich $\pm \Delta f_{bb}$ um f_{bb} zufällig gleichverteilt sind.

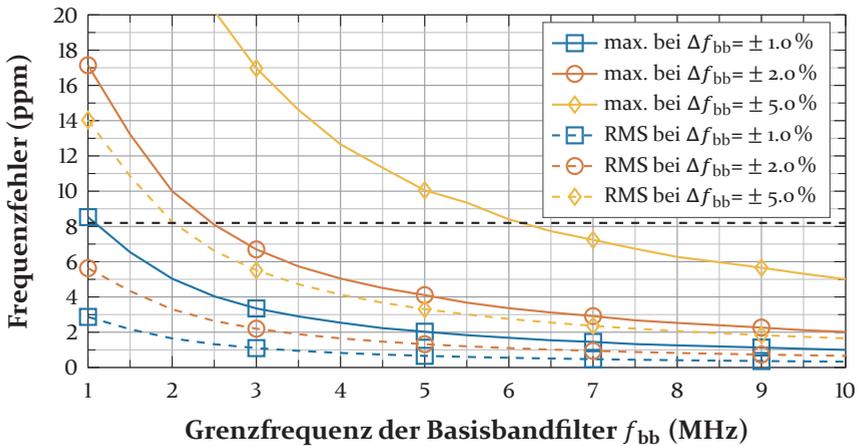


Abbildung 5.22.: Monte-Carlo-Simulation zum maximalen- und RMS-Frequenzfehler im IFM-System ($\tau_{dl} = 100$ ns, logarithmische Detektoren, CW-Linearisierung konstanter Amplitude) bei der Messung eines Resonators (mit $Q_{SAW} = 2300$ und $f_0 = [2,4 \dots 2,485]$ GHz), aufgrund Abweichungen der Grenzfrequenz der Basisbandfilter (Bessel-Filter 1. Ordnung), die im Bereich $\pm \Delta f_{bb}$ um f_{bb} zufällig gleichverteilt sind.

malen Abweichung von ebenfalls $\pm 1\%$ schwingt das System, wie zu erwarten, entsprechend schneller ein und erreicht ab 335 ns dann einen geringeren maximalen Frequenzfehler von 5,03 ppm.

Die gleiche Simulation wurde für jeweils eine Million zufällige Resonanzfrequenzen des Sensors für verschiedene Basisbandbreiten (1 MHz - 10 MHz) und Toleranzen der Grenzfrequenz (1%, 2%, 5%) durchgeführt. Der dabei auftretende maximale und RMS-Frequenzfehler ist in Abbildung 5.22 dargestellt. Wie daraus zu erkennen ist, werden bei höheren Toleranzen der Basisbandfilter entsprechend höhere Bandbreiten benötigt, um den maximal auftretenden Fehler unter der gewünschten Schranke von 8,2 ppm zu halten. Während bei einer maximalen Abweichung von $\pm 1\%$ bereits eine Basisbandbreite von 2 MHz für einen maximalen Fehler von 5 ppm ausreichend ist, werden bei $\pm 2\%$ ungefähr 4 MHz und bei $\pm 5\%$ ungefähr 10 MHz Bandbreite benötigt.

Wichtig ist dabei zu erwähnen, dass eine höhere analoge Basisbandbreite dabei keine grundsätzliche Einschränkung im Sinne von höherem Rauschen oder stärkerer Anfälligkeit für Nebenmoden oder Störsignale darstellt, solange das Basisbandsignal mindestens mit der Nyquistfrequenz digitalisiert wird. Im Digitalen kann dann die Bandbreite bis zum für den Sensor notwendigen Zeit-Bandbreiten-Produkt weiter reduziert werden, da digitale Filter keinerlei

Bauteiltoleranz unterworfen sind. Eine schnellere Abtastfrequenz der ADUs ist jedoch mit höheren Kosten verbunden, sodass bei einer möglichst kostengünstigen kommerziellen Umsetzung des Lesegerätes eine ideale Analog-Digital-Partitionierung angestrebt werden sollte. Hierbei können Bauteilkosten im Basisband für Komponenten mit ausreichend geringer Toleranz dem Aufwand in der Digitalisierung und der anschließenden Signalverarbeitung gegenübergestellt werden, um eine optimale Kosteneffizienz des Gesamtsystems zu finden.

5.10. Analog-Digital-Umsetzung

Nach der analogen Signalkonditionierung der Basisbandspannungen erfolgt deren Analog-Digital-Umsetzung, bevor aus den Daten schließlich mittels digitaler Signalverarbeitung der eigentliche Messwert berechnet wird. Grundsätzlich ist beim IFM-Konzept ein einzelner, über die vier Basisbandspannungen simultan abgetasteter Messwert pro Ausschwingvorgang des Resonators ausreichend, um dessen Frequenz zu bestimmen. Dabei kann sogar das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem verletzt werden, ohne einen systematischen Messfehler zu erzeugen. Allerdings würde dadurch der zufällige Messfehler deutlich ansteigen, da das Rauschen höherer spektraler Anteile in das Nutzfrequenzband gefaltet wird. Für ein möglichst gutes SNR sollte entsprechend die Abtastrate mit mindestens dem Doppelten der Grenzfrequenz des Basisbandfilters gewählt werden, sodass mehrere Abtastwerte pro Ausschwingvorgang des Resonators entstehen. Im Digitalen können diese dann entsprechend gefiltert oder gemittelt werden, um die Abtastrate und das Rauschen zu reduzieren.

Eine höhere Abtastrate kann zusätzlich zur Unterdrückung von Nebenmoden oder externen Interferenzen vorteilhaft sein, da sich im Digitalen deutlich steilflankigere Filter als im Analogen realisieren lassen. Eine Möglichkeit, die Anforderungen an die Abtastrate dabei nicht noch weiter erhöhen zu müssen, stellt die von digitalen Speicheroszilloskopen bekannte äquivalente Abtastung dar, die unter dem Begriff der stroboskopischen Abtastung auch aktuelles Forschungsthema bei Impulsradar-SAW-Lesegeräten ist [133, 134]. Dabei wird das Antwortsignal des Sensors über mehrere Anregungen jeweils zeitversetzt abgetastet und danach im Digitalen wieder zusammengeführt. Dies erfordert zwar eine längere Messzeit pro Sensor, dafür können jedoch wesentlich kostengünstigerer ADUs verwendet werden.

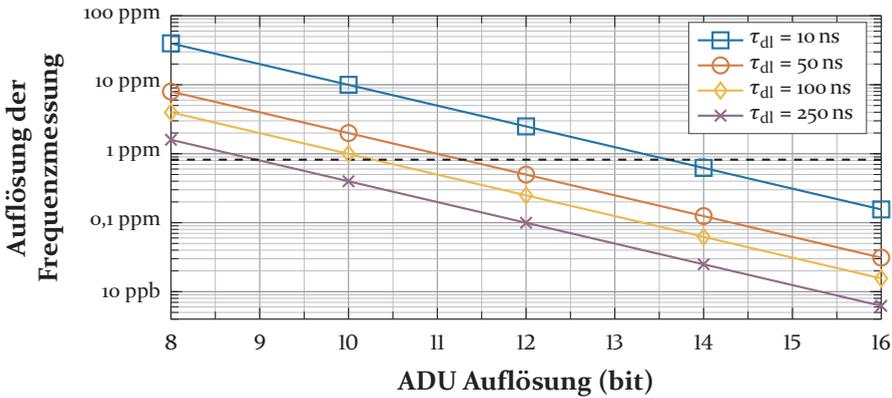


Abbildung 5.23.: Frequenzauflösung der instantanen Frequenzmessung in Abhängigkeit der Anzahl der Bits der Analog-Digital-Umsetzer (ohne Überabtastung) bei verschiedenen Verzögerungszeiten der Verzögerungsleitung.

Bezüglich der Auflösung der verwendeten ADUs kommen die gleichen Anforderungen wie bei Sechstor-Radarsystemen zum Tragen [135]. Durch die differentielle IQ-Struktur ergeben sich aus einem ADU mit n -bit Auflösung N Stufen für die Frequenzmessung [135]:

$$N = 2^{n+2} - 3 \quad (5.40)$$

Daraus ergibt sich entsprechend die Frequenzauflösung des Messsystems Δf_{ADU} zu:

$$\Delta f_{ADU} = \frac{f_B}{f_m \cdot N} = \frac{1}{f_m \tau_{dl} \cdot (2^{n+2} - 3)} \quad (5.41)$$

und der durch die Quantisierung entstehende maximale Frequenzfehler zu $\Delta f_{err,ADC} = 1/2 \cdot \Delta f_{ADU}$. Abbildung 5.23 stellt die Frequenzauflösung für verschiedene Verzögerungszeiten der Verzögerungsleitung dar. Bei einer Verzögerungszeit von 100 ns reicht bereits ein ADU mit einer effektiven Auflösung von 10 bit aus, um eine Frequenzauflösung ≤ 1 ppm, entsprechend einem maximalen Diskretisierungsfehler von $\leq 0,5$ ppm zu erreichen.

5.11. Verzögerungsleitung

Wie in den vorherigen Unterkapiteln schon erkennbar, ist die Verzögerungsleitung eine Kernkomponente im System, da diese die eindeutige Messbandbreite

bestimmt und damit auch Einfluss auf die Interferenzsensitivität, notwendige Toleranzanforderungen der Basisbandfilter und die notwendige ADU-Auflösung hat. Im Folgenden werden die Eigenschaften, Nichtidealitäten und Fehlerkompensationsstrategien der Verzögerungsleitung im Gesamtsystemkontext untersucht und kostengünstige kommerzielle Realisierungsmöglichkeiten vorgestellt.

5.11.1. Eigenschaften und Realisierungsmöglichkeiten einer einfachen Verzögerungsleitung

Verzögerungszeit

Die Verzögerungszeit ist die Kerneigenschaft der Verzögerungsleitung, die viele andere Komponenten im System beeinflusst. Einerseits sollte die Verzögerungszeit so groß wie möglich sein, da der gesamte Messdynamikbereich des Systems in das eindeutige Frequenzband abgebildet wird. Für die Frequenzbestimmung von resonanten SAW-Sensoren wird nur eine relativ geringe eindeutige Bandbreite benötigt. Bei Resonatoren im 2,4-GHz-Frequenzband sind dies aktuell maximal 4 MHz. Dies entspricht einer Verzögerungszeit von 250 ns, die das obere theoretische Limit darstellt. In der Praxis muss noch ein Sicherheitspuffer vorgesehen werden, um die parasitäre Frequenzverschiebung der Resonatoren aufgrund von Temperaturänderungen zu berücksichtigen, sodass man knapp darunter bleiben sollte.

Andererseits ist es aus mehreren Gründen wünschenswert, die Länge der Verzögerungsleitung eher kurz zu halten. Erstens nehmen die Übertragungsverluste mit der Länge zu, was die Präzision der Messung beeinträchtigt. Weiterhin nimmt die maximal mögliche Messzeit mit zunehmender Länge der Verzögerungsleitung ab, da beide Signale (Referenzsignal und verzögertes Signal) gleichzeitig am Sechstor anliegen müssen, damit die Phasendifferenz zwischen ihnen extrahiert werden kann. Darüber hinaus führt das exponentielle Abklingen des Sensorsignals gemäß Gleichung (5.28) zu einer bereits verringerten Signalamplitude am Referenzport, bevor das verzögerte Signal überhaupt den zweiten Port der Sechstorstruktur erreicht. Dies ist in Abbildung 5.24 exemplarisch für einen ausschwingenden Resonator mit einer idealen Verzögerungsleitung von $\tau_{dl} = 100$ ns dargestellt. Innerhalb der Verzögerungszeit ergibt sich ein dynamischer Offset von 2,89 dB zwischen den beiden Eingangsports der Sechstorstruktur. Dieser führt zu DC-Offsets im

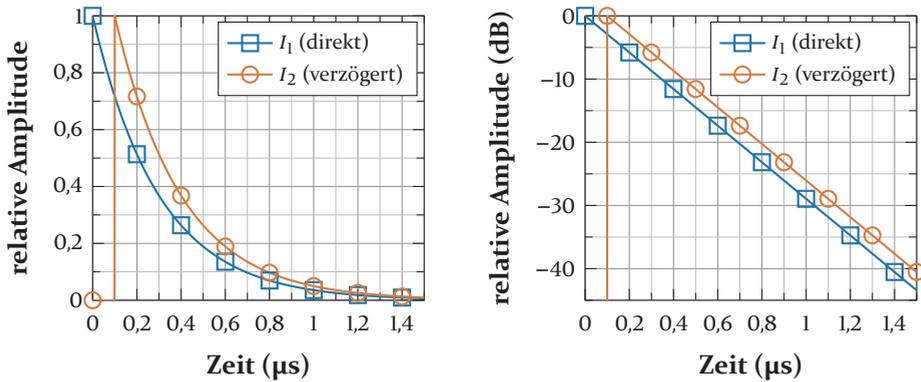


Abbildung 5.24.: Hüllkurve der Eingangssignale (I_1, I_2) am Sechstorinterferometer für einen ausschwingenden Resonator ($Q = 2300, f_0 = 2,44$ GHz) mit einer idealen Verzögerungsleitung von $\tau_{dl} = 100$ ns.

Verzögerungszeit τ_{dl}	eff. Länge d_e	Bandbreite f_B	ΔP
10 ns	3 m	100 MHz	0,29 dB
25 ns	7,5 m	40 MHz	0,72 dB
50 ns	15 m	20 MHz	1,45 dB
100 ns	30 m	10 MHz	2,89 dB
250 ns	75 m	4 MHz	7,24 dB

Tabelle 5.4.: Vergleich verschiedener Verzögerungsleitungen hinsichtlich Verzögerungszeit τ_{dl} , effektiver Länge d_e , eindeutiger Messbandbreite f_B und dynamischen Offsets ΔP bei einem resonanten Sensor ($f_0 = 2,44$ GHz, $Q_{SAW} = 2300$).

Basisband und sollte für eine optimale Aussteuerung der ADUs kompensiert werden. Der Effekt tritt allerdings nicht bei der Linearisierung mit CW-Signalen konstanter Amplitude auf, sodass entweder ein Mittelwert im System gewählt werden muss oder die Pegel durch einstellbare Dämpfungsglieder, die allerdings wieder zu einem einstellungsabhängigen Phasenversatz führen, angepasst werden müssen.

Tabelle 5.4 vergleicht mögliche Verzögerungsleitungen hinsichtlich Verzögerungszeit τ_{dl} , effektiver Länge d_e , eindeutiger Messbandbreite f_B und dynamischen Offsets ΔP bei einem resonanten Sensor ($f_0 = 2,44$ GHz, $Q_{SAW} = 2300$). Die effektive Länge entspricht dabei einer Ausbreitung mit Vakuumlichtgeschwindigkeit. Je nach Realisierungsform lassen sich jedoch deutlich geringere geometrische Längen d_g erzielen. Unter Berücksichtigung aller Umstände empfiehlt sich für das in Kapitel 5.1 definierte Szenario eine Verzö-

gerungszeit zwischen 50 ns bis 100 ns, die abhängig von der Lage der Nebenmoden des Resonators gewählt werden sollte. Die eindeutige Bandbreite f_B liegt dabei schon relativ nahe am Minimum von 4 MHz, lässt aber noch einen ausreichenden Sicherheitspuffer für Frequenzvariationen aufgrund von Temperaturschwankungen, während der dynamische Amplitudenverlust dabei weniger als 3 dB beträgt.

Dämpfung und Phasenlinearität

Analog zu den Überlegungen zum Sechstorinterferometer aus Kapitel 5.7 sollte die Verzögerungsleitung eine möglichst geringe Dämpfung und eine möglichst lineare Phase im kompletten für die Sensorik verwendeten Frequenzband aufweisen. Phasenabweichungen können zwar durch die In-situ-Linearisierung kompensiert werden, führen allerdings zu einer Rauschformung und damit zu einer partiell schlechteren Präzision der Messung.

Realisierungsmöglichkeiten

Für die Realisierung der Verzögerungsleitung gibt es mehrere Optionen. Eine Möglichkeit stellt eine Koaxialleitung dar, die sich vor allem durch niedrige Verluste, gute Phasenlinearität und relativ moderate Kosten auszeichnet [129]. Allerdings benötigt diese ein relativ großes Bauvolumen, was für kompakte Industriosensorik eher hinderlich sein kann. Insbesondere kostengünstige Koaxialleitungen haben bei diesen Frequenzen einen hohen Polytetrafluorethylen (PTFE)-Anteil und damit bei Raumtemperatur eine hohe Temperatursensitivität. Dieser kann zu einer Variation der elektrischen Länge von mehr als 200 ppm pro °C führen [136] und eine häufige Neulinearisierung des Systems schon bei kleinen Temperaturschwankungen notwendig machen [129]. Deutlich kompakter und mit immer noch sehr guter Phasenlinearität lässt sich eine planare Verzögerungsleitung durch optimierte Mäander-Strukturen und Mehrlagensubstrate auf Platinenebene realisieren [137]. Dabei treten allerdings etwas höhere Verluste auf und es müssen zusätzlich Effekte durch Oberflächenbehandlung [138] und Oberflächenrauigkeit [139] beachtet werden. Sowohl für die Koaxialleitung als auch bei einer platinenbasierten Realisierung kann die notwendige geometrische Länge durch Materialien mit einer hohen effektiven relativen Permittivität $\epsilon_{r,eff}$ reduziert werden, welche die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen im Material herabsetzen und so zu effektiv mehr Verzögerungszeit bei gleicher Länge

führen. Die effektive Permeabilität μ_e der Leitungsstruktur kann dabei meist vernachlässigt werden, da diese bei in Frage kommenden Materialien in der Regel dem Wert eins entspricht. Damit berechnet sich die Verzögerungszeit der Verzögerungsleitung zu:

$$\tau_{dl} = \frac{d_e}{c_0} = \frac{d_g \sqrt{\epsilon_{r,eff} \mu_e}}{c_0} \text{ mit } \mu_e \approx 1 \approx \frac{d_g \sqrt{\epsilon_{r,eff}}}{c_0} \quad (5.42)$$

Die kompakteste Bauform kann mit SAW-Verzögerungsleitungen erreicht werden [140]. Bei einer üblichen Ausbreitungsgeschwindigkeit der Oberflächenwelle von 6000 m/s lässt sich eine Verzögerungszeit von 100 ns mit nur 0,6 mm Distanz zwischen den beiden IDTs erreichen. Die Fertigungskosten sind auch relativ gering, dafür allerdings die Einrichtungskosten höher. SAW-Verzögerungsleitungen stellen somit den vielversprechendsten Ansatz für eine kommerzielle Realisierung in höheren Stückzahlen dar. Allerdings haben diese spezielle Nichtidealitäten wie Übersprechen und Triple-Transit, die im Folgenden näher analysiert werden. Darauf basierend wird in Kapitel 5.11.3 eine differentielle SAW-Verzögerungsleitung vorgestellt.

5.11.2. Nichtidealitäten in SAW-Verzögerungsleitungen

SAW-Verzögerungsleitungen stellen die kompakteste und, für höhere Stückzahlen, eine sehr kostengünstige Realisierungsform der notwendigen zeitlichen Verzögerung im Lesegerät dar. Dabei treten jedoch verstärkt Nichtidealitäten wie Übersprechen und Triple-Transit auf, die so bei Koaxial- und platinenbasierten Verzögerungsleitungen nicht oder nur in vernachlässigbar geringem Maße zum Tragen kommen. Diese Nichtidealitäten sind in Abbildung 5.25 als Blockschaltbild sowie Signalflussgraph dargestellt. Neben dem eigentlich gewünschten Nutzsignal, das um τ_{dl} verzögert und aufgrund Anpassungs- und Transmissionverlusten um AT gedämpft ist, kommt es zu zwei weiteren parasitären Effekten: Aufgrund der extrem kompakten Bauform

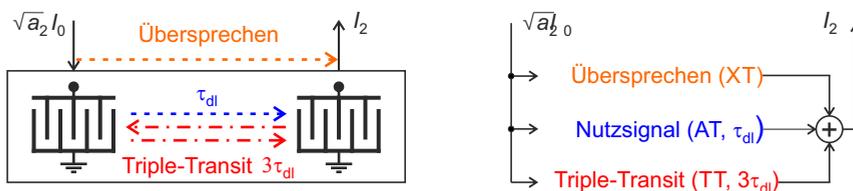


Abbildung 5.25.: Übersprechen und Triple-Transit in einer SAW-Verzögerungsleitung.

und begrenzten Isolation des Gehäuses entsteht ein Übersprechen zwischen Eingangs- und Ausgangssignal, das mit einem Faktor XT und einer zusätzlichen Phasenverschiebung φ_{xt} modelliert werden kann. Weiterhin haben die IDTs, welche die elektromagnetische Welle in eine akustische Oberflächenwelle und wieder zurück wandeln, nur eine relativ schlechte Anpassung. Dadurch entsteht eine Teilreflexion der akustischen Welle am zweiten IDT, die in Richtung des ersten IDTs zurückgesendet und dort ebenfalls (teilweise) nochmals reflektiert wird. Dieser sogenannte Triple-Transit sorgt dafür, dass ein zusätzliches um $3\tau_{dl}$ verzögertes und um TT gedämpftes Signal am Ausgang erscheint. Theoretisch müssten auch die aus dem Triple-Transit entstehenden weiteren Mehrfachreflexionen, bei $(2n+1)\tau_{dl}$, $n \in \mathbb{N}$, berücksichtigt werden. In der Praxis können diese aber üblicherweise vernachlässigt werden, da sie schon so stark in der Amplitude gedämpft sind, dass der Fehlereinfluss gegenüber dem ersten Triple-Transit marginal ist.

Die In-situ-Linearisierung kann diesen Effekt nur teilweise kompensieren, da bei einer CW-Linearisierung mit konstanter Amplitude Übersprechen, Nutzsignal und Triple-Transit mit einer anderen relativen Amplitude überlagert werden als bei den schnell in der Amplitude abklingenden Antwortsignalen des Sensors. Bei der Linearisierung ergeben sich aus dem idealen Eingangssignal:

$$I_{0,l} = \sqrt{P_s} e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \quad (5.43)$$

für $t \geq 3\tau_{dl}$ die Linearisierungssignale $I_{1,l}$, $I_{2,l}$ an P_1 , P_2 der Sechstorstuktur zu:

$$I_{1,l} = \sqrt{a_1 P_s} e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \quad (5.44)$$

$$\begin{aligned} I_{2,l} = & \underbrace{\sqrt{a_2 XT P_s} e^{j(\omega_s t + \varphi_s + \varphi_{xt})}}_{\text{Übersprechen}} + \underbrace{\sqrt{a_2 AT P_s} e^{j(\omega_s(t - \tau_{dl}) + \varphi_s)}}_{\text{Verzögertes Signal}} \\ & + \underbrace{\sqrt{a_2 TT P_s} e^{j(\omega_s(t - 3\tau_{dl}) + \varphi_s + \varphi_{tt})}}_{\text{Triple-Transit}} \end{aligned} \quad (5.45)$$

Für das Antwortsignal des SAW-Resonators ergibt sich als ideales Eingangssignal:

$$I_{0,m} = \sqrt{P_s} e^{\left(\frac{-\omega_s t}{2Q_{SAW}} + j(\omega_s t + \varphi_s)\right)} \quad (5.46)$$

und daraus für $t \geq 3\tau_{dl}$ die Messsignale $I_{1,m}$, $I_{2,m}$ an P_1 , P_2 der Sechstorstuktur zu:

$$I_{1,m} = \sqrt{a_1 P_s} e^{\left(\frac{-\omega_s t}{2Q_{SAW}} + j(\omega_s t + \varphi_s)\right)} \quad (5.47)$$

$$\begin{aligned}
 I_{2,m} = & \underbrace{\sqrt{a_2 XT P_s} e^{\left(\frac{-\omega_s t}{2 Q_{SAW}} + j(\omega_s t + \varphi_s + \varphi_{xt})\right)}}_{\text{Übersprechen}} \\
 & + \underbrace{\sqrt{a_2 AT P_s} e^{\left(\frac{-\omega_s(t-\tau_{dl})}{2 Q_{SAW}} + j(\omega_s(t-\tau_{dl}) + \varphi_s)\right)}}_{\text{Verzögertes Signal}} \\
 & + \underbrace{\sqrt{a_2 TT P_s} e^{\left(\frac{-\omega_s(t-3\tau_{dl})}{2 Q_{SAW}} + j(\omega_s(t-3\tau_{dl}) + \varphi_s + \varphi_{tt})\right)}}_{\text{Triple-Transit}}
 \end{aligned} \tag{5.48}$$

Die Berechnung der Basisbandsignale an den Detektoren des Sechstorinterferometers und des resultierenden maximal möglichen Phasenfehlers zwischen Linearisierung und Messung erfolgt dann analog zu Anhang A.

Mit aktuell üblichen Standardprozessen und Gehäusen ist ein Übersprechen von $XT = -40$ dB, ein Transmissionfaktor $AT = -20$ dB und ein Triple-Transit von $TT = -60$ dB bei SAW-Verzögerungsleitungen erreichbar. Auf Basis dieser Werte ist, für das definierte Szenario, in Abbildung 5.26 der maximal mögliche Frequenzfehler für verschiedene Längen der Verzögerungsleitung und Güten der zu messenden Resonatoren dargestellt. Auch für eine lange Verzögerungsleitung mit $\tau_{dl} = 150$ ns liegt der maximale Frequenzfehler bei einem Resonator mit der Güte von 2300 über 30 ppm und damit deutlich über der benötigten Messgenauigkeit von 8,2 ppm.

Um die gewünschte Messgenauigkeit zu erreichen, sind, bei Transmissionsverlusten von 20 dB, mindestens die in Abbildung 5.27 dargestellten Entwurfskri-

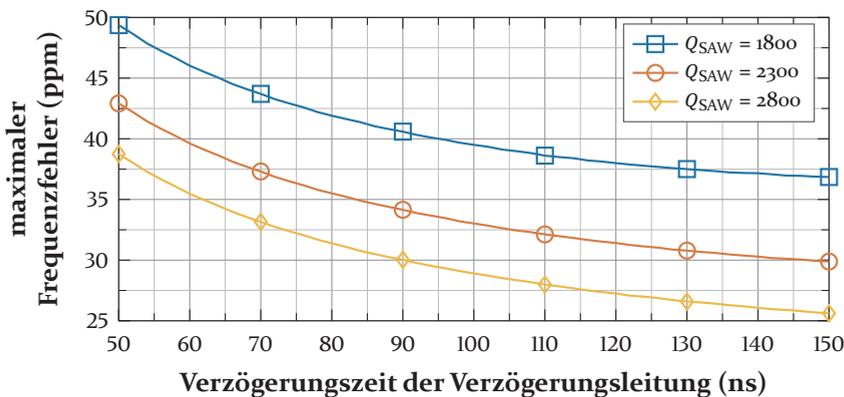


Abbildung 5.26.: Maximaler Frequenzfehler aufgrund Übersprechen und Triple-Transit in einer SAW-Verzögerungsleitung mit $AT = 20$ dB, $XT = -40$ dB, $TT = -60$ dB.

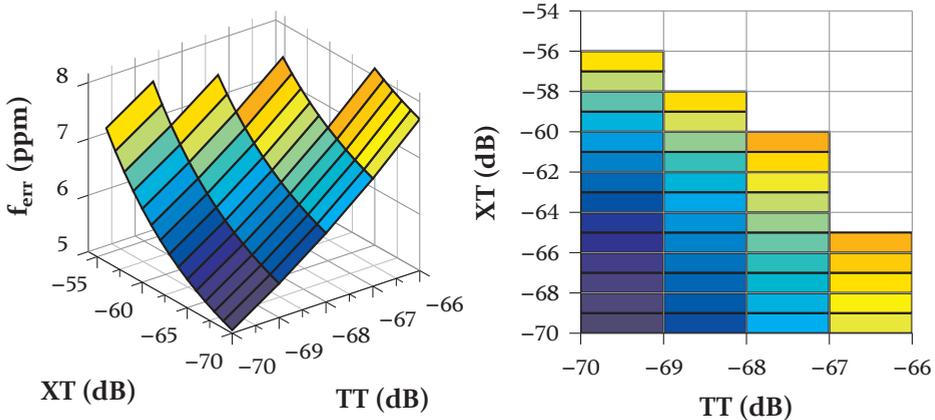


Abbildung 5.27.: Mögliche Entwurfskriterien (XT , TT) für einen Frequenzfehler $< 8,2 \text{ ppm}$ bei einer SAW-Verzögerungsleitung mit $\tau_{\text{dl}} = 50 \text{ ns}$ und $AT = 20 \text{ dB}$.

tieren für Übersprechen und Triple-Transit notwendig. Selbst wenn mit den Fertigungsprozessen das Triple-Transit um weitere 10 dB, auf -70 dB , reduziert werden könnte, wäre immer noch ein Übersprechen von höchstens -57 dB notwendig, was nur mit teuren Spezialgehäusen realisierbar ist. Einfache SAW-Verzögerungsleitungen sind damit nicht für den Einsatz zur hochgenauen Frequenzmessung geeignet. Ein Koaxialkabel kann diese Anforderungen dagegen problemlos erreichen. Mit doppelt geschirmten Kabeln können unter -100 dB im Übersprechen erzielt werden und bei Transmissionsverlusten von 20 dB bleibt der Triple-Transit, selbst bei nur mäßiger Eingangs- und Ausgangsanpassung von 10 dB , insgesamt unter -80 dB .

5.11.3. Differentielle SAW-Verzögerungsleitung

Eine Lösung der Übersprechen- und Triple-Transit-Problematik stellt eine differentielle SAW-Verzögerungsleitung dar, die in Abbildung 5.28 dargestellt ist. Der mittlere IDT wird mit I_0 gespeist, wandelt die eingehende elektromagnetische Welle in eine akustische Oberflächenwelle um und dient gleichzeitig als Leistungsteiler. Die beiden ausgesendeten akustischen Oberflächenwellen werden dann um die absolute Zeit $\tau_{\text{dl},1}$ für den linken Pfad, respektive um $\tau_{\text{dl},2}$ für den rechten, verzögert und ergeben die Ausgangssignale I_1 , I_2 , die in der Sechstorstruktur ausgewertet werden. Zwischen den beiden Pfaden besteht eine differentielle Zeitverzögerung $\tau_{\text{dl,diff}}$ von:

$$\tau_{\text{dl,diff}} = \tau_{\text{dl},2} - \tau_{\text{dl},1} \quad (5.49)$$

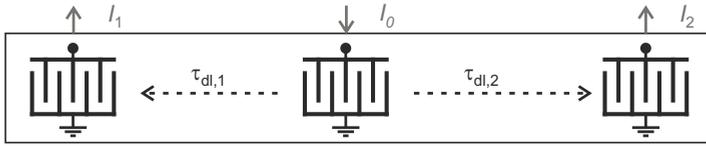


Abbildung 5.28.: Konzept einer differentiellen SAW-Verzögerungsleitung zum Einsatz bei der instantanen Frequenzmessung.

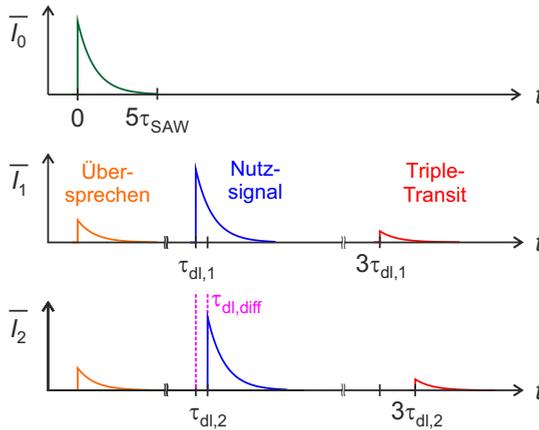


Abbildung 5.29.: Hüllkurve der Eingangs- und Ausgangssignale an einer differentiellen SAW-Verzögerungsleitung.

mit $\tau_{dl,1} < \tau_{dl,2}$. Für die instantane Frequenzmessung ist nur die differentielle Zeitverzögerung zwischen den beiden Signalen entscheidend, da diese den eindeutigen Messbereich definiert. Die absolute Zeitverzögerung kann frei gewählt werden, um eine zeitliche Trennung zwischen Übersprechen, Nutzsignal und Triple-Transit zu erzielen, wie in Abbildung 5.29 skizziert ist. Durch lange Verzögerungszeiten erhöht sich allerdings auch die Latenz des Messsystems und gleichzeitig nimmt dadurch die maximal mögliche Messwertaktualisierungsrate ab. Wenn $\tau_{dl,1}$ beispielsweise zu $5 \tau_{SAW}$ ($1,5 \mu\text{s}$) gewählt wird, tritt in dieser Zeit nur das Übersprechen, aber noch nicht das gewünschte Signal an den Ausgangsports der differentiellen Verzögerungsleitung auf. Erst danach, wenn der Resonator schon (fast) komplett abgeklungen ist, erreicht das verzögerte Nutzsignal, ab $\tau_{dl,1}$ zuerst I_1 und ab weiteren $\tau_{dl,diff}$ später auch I_2 , den jeweiligen Ausgang. Über den 3-Port-Schalter kann ein Time-Gating des Messsignals durchgeführt werden, sodass ein eventuell noch anliegendes Signal des Sensors oder externe Störsignale kein Übersprechen mehr verursachen können. Ab dem Zeitpunkt $\tau_{dl,2}$ kann nun auch das Sechstorinterferometer die Phase zwischen den beiden Signalen bestimmen, ohne dass

diese durch Übersprechen oder Triple-Transit degradiert wurde. Erst zum Zeitpunkt $3\tau_{dl,1}$, wenn die Messung bereits abgeschlossen ist, erscheint der Triple-Transit an den Ausgangsports der differentiellen SAW-Verzögerungsleitung. Im Anschluss kann die nächste Messung gestartet werden.

Die differentielle SAW-Verzögerungsleitung hat den entscheidenden Vorteil, dass Übersprechen und Triple-Transit keinen Einfluss mehr auf das Messsignal des Sensors haben. Weiterhin kann der sonst notwendige Leistungsteiler am Eingang des IFM-Empfängers eingespart werden und die Pegelanpassung an der Sechstorstruktur vereinfacht sich deutlich, da beide Signale annähernd gleiche Transmissionsverluste aufweisen. Dafür muss dann allerdings die Linearisierung, wie die Messung des Sensors, mit Time-Gating durchgeführt werden, da sonst im Linearisierungssignal das Übersprechen und der Triple-Transit auftreten würden. Das Time-Gating kann dabei entweder direkt im Synthesizer erzeugt oder unter Verwendung des 3-Port-Schalters realisiert werden. Nach jeder Linearisierung und Messung muss weitere $2\tau_{dl}$ gewartet werden, bis der Triple-Transit der Verzögerungsleitung abgeklungen ist.

KAPITEL 6

Ausgewählte Realisierungen

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden mehrere experimentelle Untersuchungen durchgeführt, in denen Teilkomponenten und das Gesamtsystem entworfen, realisiert und evaluiert wurden [129, 137, 141, 142]. Im Folgenden wird zuerst ein Konzeptdemonstrator zur differentiellen Kraftmessung an einem mechanischen Biegebalken vorgestellt, der teilweise mit Laborequipment realisiert wurde. Auf dessen Basis ist dann ein kompakter Gesamtdemonstrator in modularem Aufbau entstanden [168], der anschließend beschrieben wird.

Für die Messungen kommen SAW-Resonatoren im 2,4-GHz-Frequenzband zum Einsatz, die vom Kooperationspartner, der Firma *Novotechnik Messwertaufnehmer OHG*, bereitgestellt wurden. Diese weisen aufgrund der aktuellen Aufbau- und Verbindungstechnik einen maximalen Frequenzhub f_d von ungefähr 1 MHz auf, können aber durch optimierte Aufbautechnik in Zukunft auf 4 MHz erweitert werden. Da die folgenden Messauswertungen alle in ppm bezogen auf die Resonanzfrequenz durchgeführt werden, sind die Ergebnisse unabhängig vom Frequenzhub und mit den Anforderungen aus Kapitel 5.1 vergleichbar. Weiterhin haben diese Resonatoren parasitäre Nebenmoden, die bei ± 5 MHz um die Hauptresonanz mit einer relativen Leistung von circa -30 dB liegen. Diese können durch ihre relative Nähe zur Hauptmode mit den identifizierten Anforderungen an die Basisbandfilter (Kapitel 5.9) nicht vollständig unterdrückt werden. Die Nebenmoden stellen auch für die Referenzmessung ein Problem dar, da selbst bei einer Direktabtastung des Antwortsignals mit einem schnellen Oszilloskop und anschließender Auswertung per FFT Einflüsse bestehen, die, in Abhängigkeit der Verstärkung, Aussteuerung des Oszilloskops und der FFT-Länge, den Messwert verändern. Für die angestrebte Messgenauigkeit sollten die SAW-Resonatoren in Zukunft mit von SAW-Filtern bekannten Konzepten [50, 51, 143] verbessert werden. So lassen sich mit dem Piston-Mode unerwünschte Transversalmoden in der Struktur unterdrücken [51, 143], ebenso wie durch vollflächiges Aufbringen und anschließendes selektives Entfernen einer SiO₂-Abdeckschicht [50]. Eine als damit realistisch angesehene Reduktion der Nebenmoden um 20 dB würde

selbst im schlechtesten Fall, wenn diese ohne Filterung innerhalb der Basisbandbreite des Systems liegen (siehe Kapitel 5.9), ausreichen, um bei einer Verzögerungsleitung mit $\tau_{dl} = 100$ ns den dadurch erzeugten Frequenzfehler unter 8,2 ppm zu halten.

6.1. Labordemonstrator zur Kraftmessung an einem mechanischen Biegebalken

6.1.1. Komponenten und Messaufbau

Basierend auf den Überlegungen aus Kapitel 5.7 wurde ein 2,4-GHz-Sechstorinterferometer mit diskreten Kopplern entworfen, die über geerdete koplanare Übertragungsleitungen auf kostengünstigem FR4-Substrat verbunden wurden [129]. An den Ausgängen der Sechstorstruktur sind aktive, temperaturkompensierte Leistungsdetektoren mit einer Basisbandbreite bis zu 3,5 MHz und einem maximalen Dynamikbereich von 45 dB angeschlossen. Weitere technische Eigenschaften des Systems sind in Tabelle 6.1 aufgeführt.

Die Verzögerungsleitung wurde durch ein kostengünstiges RG58U Koaxialkabel mit der geometrischen Länge $d_g = 10$ m realisiert. Mit einem spezifizierten Geschwindigkeitsfaktor von 0,66 erreicht dieses eine effektive Verzögerungszeit von ungefähr 50 ns, was einem eindeutigen Messbereich von 20 MHz entspricht. Dies ist ein guter Kompromiss aus den in Kapitel 5.11 identifizierten Anforderungen und möglichen Verzögerungszeiten, die sich noch ohne SAW-Verzögerungsleitung realisieren lassen. Das Kabel wurde vor dem

Komponente	Eigenschaft	Wert
Sechstor	Frequenzband	2,2 GHz - 2,7 GHz
	Phasenunsymmetrie	$< 5^\circ$ (2,3 GHz - 2,6 GHz)
Detektor	Dynamikbereich	45 dB
	Kennlinie	logarithmisch
	HF-Bandbreite	100 MHz - 2,7 GHz
	Basisbandbreite	3,5 MHz
	10 dB Sprungantwort	70 ns
Leiterplatte	Substrat	FR4
	Abmessungen	35 mm · 35 mm

Tabelle 6.1.: Eigenschaften des entworfenen 2,4-GHz-Sechstorinterferometers.

6.1. Labordemonstrator zur Kraftmessung an einem mechanischen Biegebalken

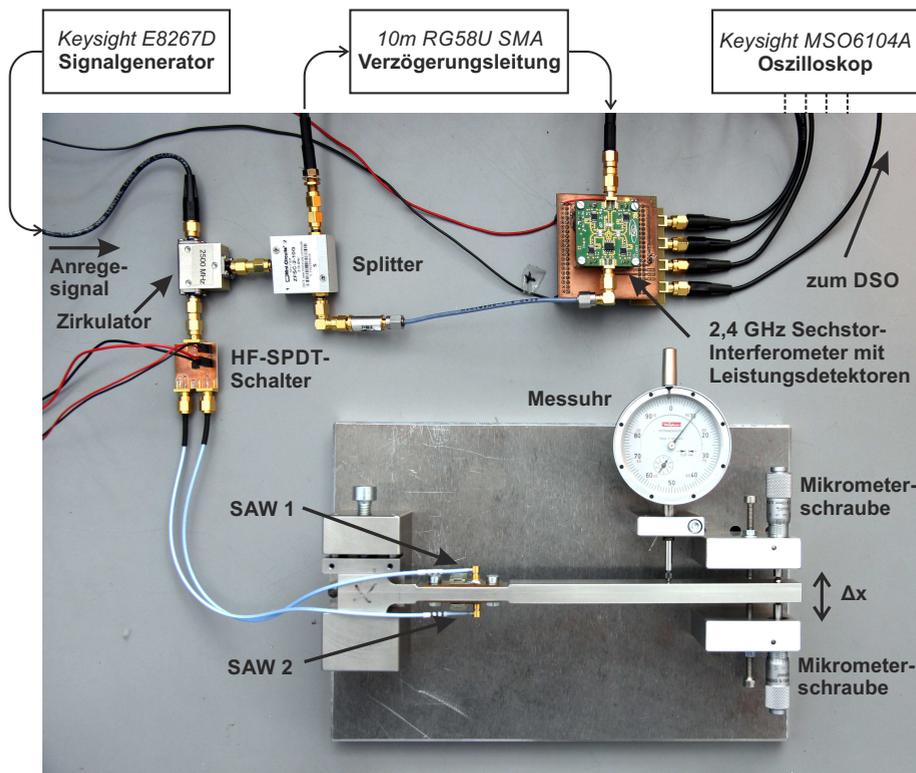


Abbildung 6.1.: Labordemonstrator zur differentiellen Kraftmessung mit zwei 2,4-GHz-SAW-Resonatoren an einem mechanischen Biegebalken.

Einsatz mit einem Vektor-Netzwerkanalysator charakterisiert und zeigte dabei im 2,4-GHz-Frequenzband eine gute Eingangsanpassung > 15 dB sowie Übertragungsverluste $< 8,7$ dB. Weiterhin weist es eine sehr gute Phasenlinearität auf, mit einer maximalen Abweichung von $0,48^\circ$. Dies entspricht einem maximalen Frequenzfehler von $10,8$ ppm.

Ein Foto des Messaufbaus ist in Abbildung 6.1 dargestellt. Dabei wird mit zwei SAW-Resonatoren, in differentieller Konfiguration, die mechanische Dehnung auf einem Biegebalken, der von der Firma *Novotechnik Messwertaufnehmer OHG* bereitgestellt wurde, vermessen. Über zwei Mikrometerschrauben kann eine Kraft auf den Balken ausgeübt werden, sodass einer der Resonatoren gedehnt und der zweite gleichzeitig gestaucht wird. Das Anregesignal zum Auslesen der Resonatoren wurde von einem *Keysight-E8267D*-Laborsignalgenerator erzeugt. Dabei kam ein gepulstes CW-Signal mit einer Dauer von $1,5 \mu\text{s}$, einer Pulswiederholfrequenz von 100 kHz und einer Ausgangsleistung

von 0 dBm zum Einsatz, das über einen Zirkulator und einen zusätzlichen SPDT-Schalter zu einem der Resonatoren geführt wurde. Der Schalter ist aktuell nur notwendig, da die Resonanzfrequenzen der beiden Sensoren zu nahe beieinander liegen und sich bei gewissen anliegenden Kräften überschneiden würden. Bei Sensoren mit einem ausreichenden Frequenzabstand zueinander können beide parallel angesprochen werden, die Auswahl des einzelnen Resonators erfolgt dann durch die eingestellte Anregefrequenz.

Das Antwortsignal des angeregten SAW-Resonators wird vom Zirkulator zum Leistungsteiler geführt und dort in zwei Teile geteilt. Der erste Teil wird über ein Dämpfungsglied geführt, um mit annähernd der gleichen Leistung an den ersten Port der Sechstorstruktur anzukommen wie der zweite Teil des Signals, der durch die Verzögerungsleitung verzögert wird. Die Ausgangsspannungen der Detektoren werden auf der Basisbandplatine mit einem Tiefpassfilter mit der Grenzfrequenz von 1,5 MHz bandbegrenzt, um den Faktor zwei verstärkt und schließlich mit einem vierkanaligen digitalen Speicheroszilloskop (*Keysight MSO6104A*) abgetastet.

6.1.2. Auswertung eines einzelnen Resonators

Im ersten Schritt wurde ein einzelner Resonator im unbelasteten Fall ausgewertet. Die nachfolgenden Messungen wurden dabei mit einem unlinearisierten System durchgeführt, da aufgrund der Ansteuerung und Einschwingzeit des Laborsignalgenerators nur einige wenige Frequenzwechsel pro Sekunde möglich sind. Bei der Temperatursensitivität der Verzögerungsleitung, mit einer Variation der Gruppenlaufzeit von 80 ppm pro °C, ist dies nicht schnell genug, um die In-situ-Linearisierung während der Laufzeit nachzuführen. Dafür ist ein eigener Synthesizer notwendig, wie im Gesamtdemonstrator vorgestellt wird.

Abbildung 6.2 zeigt den zeitlichen Verlauf der vier Basisbandspannungen für eine Abfrage des SAW-Resonators circa 100 kHz neben dessen Resonanzfrequenz. In den ersten 1,5 μs ist das teilweise reflektierte Anregesignal erkennbar, das aufgrund von Fehlanpassungen des Sensors über den Zirkulator zum Sechstorinterferometer geleitet wird. Bei knapp 1,5 μs wurde das Anregesignal schnell abgeschaltet und das Antwortsignal des Resonators ist erkennbar. Aufgrund der logarithmischen Leistungsdetektoren weisen die Basisbandsignale ein lineares Abklingen auf, bis die Eingangsleistung unter die Sensitivitätsschwelle der Detektoren fällt. Die Messungen bestätigen die theoretischen

6.1. Labordemonstrator zur Kraftmessung an einem mechanischen Biegebalken

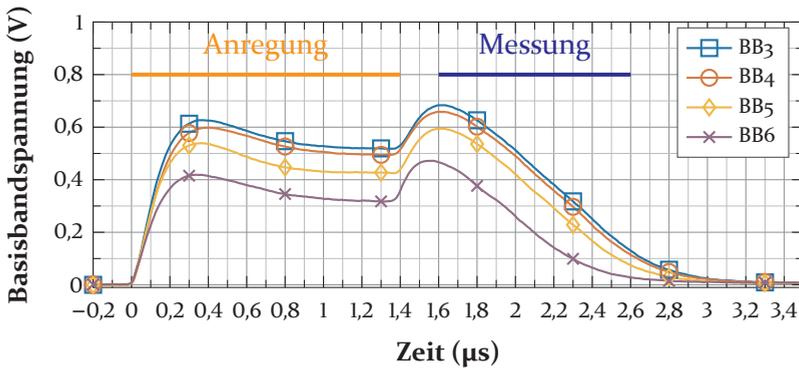


Abbildung 6.2.: Gemessene Basisbandspannungen bei Anregung und Messung eines SAW-Sensors ungefähr 100 kHz neben seiner Resonanzfrequenz.

Abschätzungen aus Kapitel 5.2, dass eine Einzelmessung innerhalb von $3 \mu\text{s}$ durchgeführt werden kann.

Anschließend wurde die Anregefrequenz in 10 kHz-Schritten um $\pm 1 \text{ MHz}$ um die Resonanzfrequenz des Sensors variiert. Die vom System gemessene Anregefrequenz des Signalgenerators sowie die Antwortfrequenz des Resonators sind, zusammen mit einer Auswertung der Standardabweichung des Sensorsignals, in Abbildung 6.3 dargestellt. Wie erwartet ist die Frequenz der Sensorantwort (nahezu) unabhängig von der Anregefrequenz. Bei zusätzlicher Tiefpassfilterung zeigt sich ein leichter verbliebener Frequenzversatz von circa 20 ppm, der aufgrund der aktuell hohen Nebenmoden im Resonator entsteht und durch verbesserte Sensoren reduziert werden kann.

Bei Betrachtung der Standardabweichung der Messung ist es sinnvoll, den Sensor so nahe wie möglich an der Resonanzfrequenz anzuregen, da dort die meiste Energie vom Resonator aufgenommen wird und das System die höchste Präzision liefert. Die geringste Standardabweichung nahe der Hauptmode beträgt ungefähr $\sigma = 7 \text{ ppm}$, die mit der limitierten Auflösung des Oszilloskops erreicht werden konnte. Diese ist bezogen auf eine Einzelmessung des Resonators, die innerhalb von $3 \mu\text{s}$ durchgeführt wird. σ kann damit durch Mittelwertbildung noch weiter reduziert werden. Bereits eine Mittelung von 16 Messwerten, entsprechend einer Messzeit von $50 \mu\text{s}$ pro Einzelsensor, reichen aus, eine Standardabweichung unterhalb der gewünschten Spezifikation von 1,9 ppm zu erreichen.

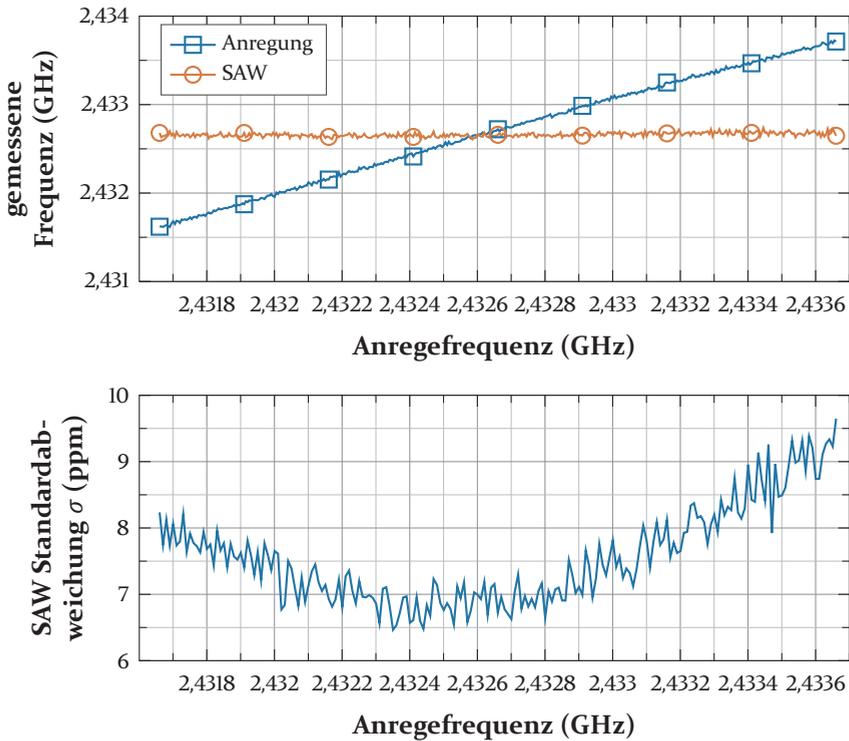


Abbildung 6.3.: Gemessener Frequenzgang und Standardabweichung (für eine Einzelmessung innerhalb von 3 μ s) eines SAW-Resonators bei verschiedenen Anregfrequenzen.

6.1.3. Differentielle Auswertung zur Kraftmessung

Zur Auswertung der Kraftmessung am Biegebalken wurde dieser mit den Mikrometerschrauben um insgesamt 181 linear verteilte Stufen ausgelenkt. Dabei wurde die mechanische Präzisionsmessuhr als Referenz verwendet und alle 10 μ m eine Auswertung beider Resonatoren durchgeführt, was zu einer Gesamtauslenkung von $\pm 900 \mu$ m um die unbelastete Position führt. Um die begrenzte ADU-Auflösung des Oszilloskops zu erhöhen, wurde bei dieser Auswertung eine interne Mittelung über 256 Messungen direkt im Oszilloskop durchgeführt. Abbildung 6.4 zeigt die gemessene Resonanzfrequenz der beiden Sensoren und deren Differenzfrequenz über die Auslenkung des Biegebalkens. Wie erwartet steigt die gemessene Frequenz des ersten Sensors (SAW 1) über die aufgebrauchte Kraft, während die zweite (SAW 2) entsprechend abnimmt. Beide Messungen weisen leichte Nichtlinearitäten auf. Dies ist zum einen durch Nebenmoden der Sensoren begründet, die im Design

6.1. Labordemonstrator zur Kraftmessung an einem mechanischen Biegebalken

der SAW-Resonatoren selbst noch weiter unterdrückt werden sollten [50, 51]. Zum anderen beeinflussen auch Nichtidealitäten in der Aufbau- und Verbindungstechnik, die durch eine End-of-Line-Kalibrierung kompensiert werden können, und Nichtlinearitäten im IFM-System selbst, die durch die In-situ-Linearisierung aufgelöst werden können, das aktuelle Messergebnis. Der erste

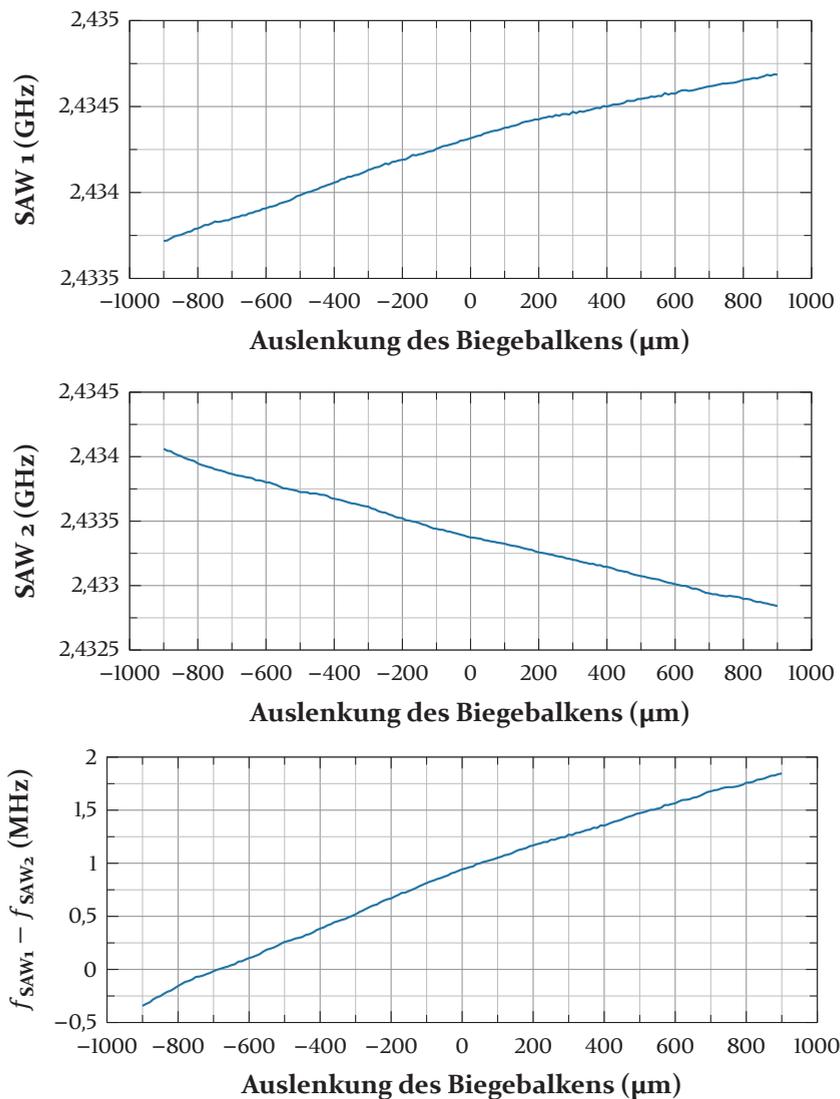


Abbildung 6.4.: Resonanzfrequenz der einzelnen SAW-Sensoren und deren Differenzfrequenz bei Auslenkung des Biegebalkens.

Sensor hat einen maximalen Frequenzhub von 0,97 MHz, der zweite einen etwas größeren von 1,22 MHz. Die berechnete Frequenzdifferenz zwischen den beiden Sensoren ergibt damit eine maximale Endwert-Frequenzdifferenz von $\pm 1,095$ MHz.

6.2. Kompakter Systemdemonstrator in modularem Aufbau

Basierend auf dem Labordemonstrator ist ein kompakter Systemdemonstrator in modularem Aufbau entstanden, der in Abbildung 6.5 dargestellt ist [168]. Dieser besteht aus vier Einzelplatinen, die über Koaxialsteckerbinder und mehrpolige Stiftleisten miteinander verbunden sind, und einer extern anschließbaren Verzögerungsleitung.

Modul ① erledigt die Hochfrequenzsignalerzeugung, die zur Anregung der Sensoren und für die In-situ-Linearisierung des Systems benötigt wird. Diese besteht aus zwei fractional-N-PLL-basierten HF-Synthesizern, die den gleichen TCXO mit einer Frequenzstabilität von 2,5 ppm als Referenzfrequenz verwenden. Über einen SPDT-Umschalter wird einer der Synthesizer ausgewählt, während der andere bereits auf der nächsten benötigten Frequenz einschwingen kann. Weiterhin sind zwei digital einstellbare Dämpfungsglieder vorhanden, um die Ausgangsleistung für die amplitudenbasierte In-situ-Linearisierung in einem Bereich von 63 dB mit einer Schrittweite von 1 dB einstellen zu können. Um eine gute Isolation zu erhalten, wurde ein Dämpfungsglied auf der Unterseite der Leiterplatte platziert, sodass auf der Oberseite eine Schirmung zwischen den Synthesizern und dem zweiten Dämpfungsglied montiert werden kann.

Modul ② ist der Hochfrequenzschaltungsteil des IFM-Messsystems. Dabei kommt ein 3-Port-Schalter zum Einsatz, der, wie in Kapitel 5.5 beschrieben, mit drei SPDT-Schaltern realisiert wurde. Jeder einzelne weist dabei mit 58 dB eine hohe Isolation und mit 50 ns eine sehr geringe Umschaltzeit auf. Kernkomponente ist das 2,4-GHz-Sechstointerferometer, dessen Eingangspegel über einen zuschaltbaren LNA und ein weiteres digital einstellbares Dämpfungsglied ideal ausgesteuert werden können. Für eine möglichst hohe Flexibilität hinsichtlich weiterer analoger und digitaler Filterkonzepte wurden temperaturkompensierte, aktive Leistungsdetektoren mit einem Dynamikbereich von 66 dB, einer maximalen Abweichung um $\pm 0,5$ dB, und einer Basisbandbreite von 10 MHz ausgewählt.

6.2. Kompakter Systemdemonstrator in modularem Aufbau

Die Ausgangsspannungen der Detektoren werden dann über Modul ③ (analoge Signalkonditionierung) geführt. Dort werden von diesen etwaige systematische Offsetspannungen subtrahiert und die Signale entsprechend den Anforderungen und dem Aussteuerungsbereich der nachfolgenden ADUs verstärkt und gefiltert. Das Modul verwendet geschirmte Koaxialsteckverbinder für die empfindlichen Basisbandspannungen, kann auch bei vollständig montiertem Gehäuse einfach ausgetauscht werden und wird über das HF-Frontend mit Spannung versorgt.

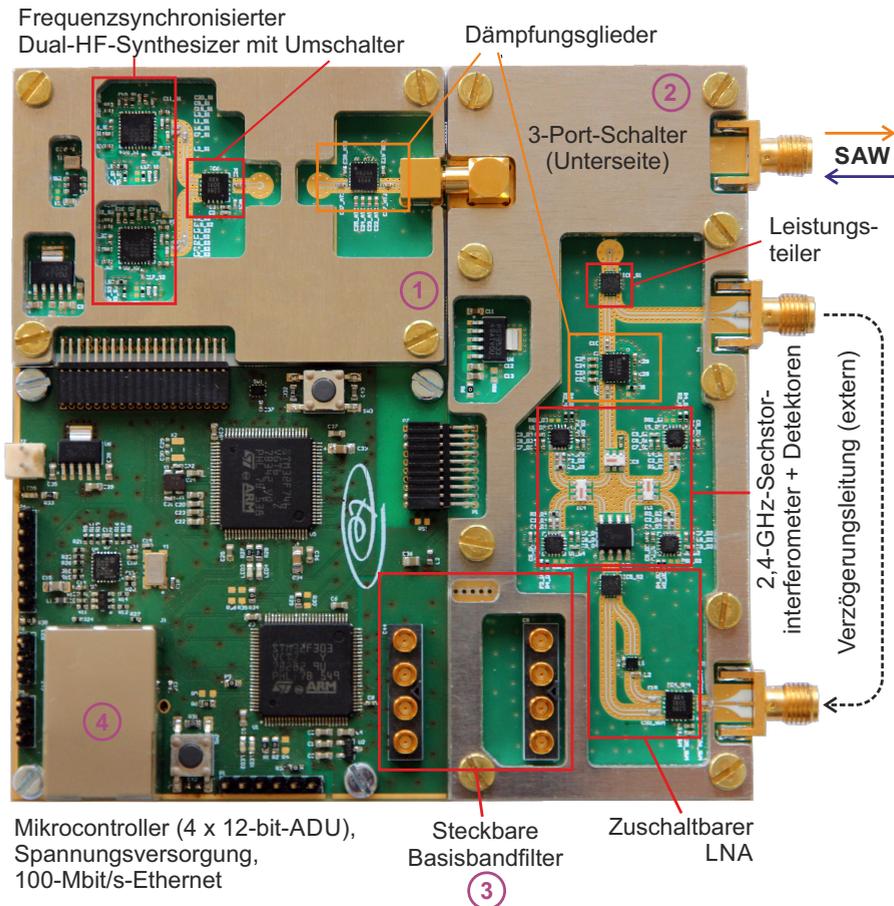


Abbildung 6.5.: Kompakter Systemdemonstrator in modularem Aufbau zur instantanen Frequenzmessung resonanter Sensoren im 2,4-GHz-Frequenzband [168]. ①: Hochfrequenz-Signalerzeugung zur Anregung und Linearisierung, ②: IFM-Messsystem mit zuschaltbarem LNA und Dämpfungsglied zur Pegelanpassung, ③: analoge Signalkonditionierung, ④: Mikrocontroller, ADU + Kommunikation.

Modul ④ besteht schließlich aus einem Mikrocontroller mit vier integrierten 12-bit-ADUs, welche die Basisbandspannungen mit bis zu 5 MSA/s digitalisieren können. Weiterhin kann dabei der Abtastzeitpunkt um das Vielfache von 27,7 ns verschoben werden, um eine äquidistante Abtastung über mehrere Ausschwingvorgänge des Resonators zu realisieren. Ein weiterer Mikrocontroller ist für die gesamte Steuerung und Kommunikation des Systems zuständig und versendet die erfassten Daten über eine 100-MBit/s-Ethernet-Schnittstelle.

Mit dem Gesamtdemonstrator wurde ebenfalls der Biegebalken aus Kapitel 6.1 vermessen und dabei die Präzision in Abhängigkeit der erzielbaren Messrate evaluiert. Als Verzögerungsleitung kam dabei wieder das RG58U-Kabel mit einer Verzögerungszeit von 50 ns zum Einsatz. Abbildungen 6.6 bis 6.8 zeigen den dabei erreichten Frequenzfehler der Messung eines einzelnen Sensors mit einer möglichen Messwertaktualisierungsrate von 8000 Hz, 2000 Hz, beziehungsweise 1000 Hz. Die Messwertaktualisierungsrate berücksichtigt dabei bereits die parallel nachgeführte In-situ-Linearisierung und differentielle Auswertung der beiden Resonatoren. In Tabelle 6.2 sind die in Abhängigkeit der Messrate möglichen Mittelungen pro Sensorwert und die dabei erzielbare Präzision der Phasen- bzw. Frequenzmessung des Gesamtdemonstrators abschließend zusammengefasst.

Selbst für eine Messwertaktualisierungsrate von 8000 Hz (Abbildung 6.6) liegt der Frequenzfehler für 99,8 % der Messungen bereits unter der spezifizierten Präzision von 0,5 % FS und hat insgesamt eine Standardabweichung σ von 1,37 ppm. Durch eine weitere Reduktion der Messwertaktualisierungsrate lässt sich dieser noch weiter minimieren und erreicht bei 2000 Hz (Abbildung 6.7) eine Standardabweichung des Frequenzfehlers von 0,83 ppm. Bei einer Messwertaktualisierungsrate von 1000 Hz (Abbildung 6.8) wird eine Standardabweichung des Frequenzfehlers von 0,63 ppm erzielt. Der dabei auftretende maximale Frequenzfehler liegt unter 2 ppm und ist damit deutlich unter den in Kapitel 5.1 spezifizierten Anforderungen.

maximale Messwertaktualisierungsrate	8000 Hz	2000 Hz	1000 Hz
Mittelung pro Sensorwert	14	56	112
σ Phasenfehler (°)	0,0615	0,0361	0,0282
σ Frequenzfehler (ppm)	1,37	0,83	0,63

Tabelle 6.2.: Zusammenfassung der Messergebnisse des Systemdemonstrators mit einer externen Verzögerungsleitung ($\tau_{dl} = 50$ ns).

6.2. Kompakter Systemdemonstrator in modularem Aufbau

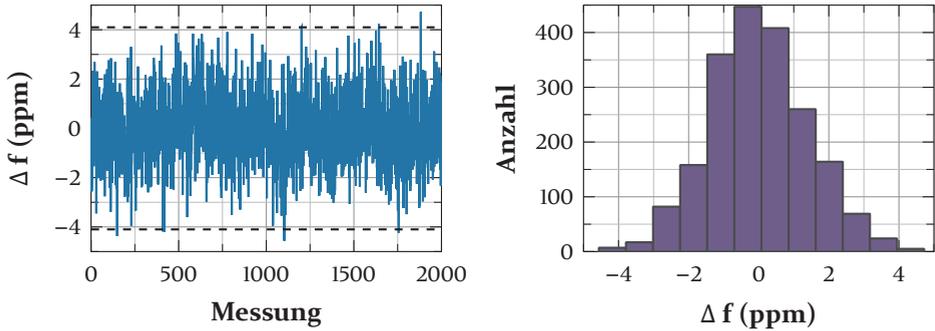


Abbildung 6.6.: Frequenzfehler bei der SAW-Frequenzmessung mit einer Messwertaktualisierungsrate von 8000 / s.

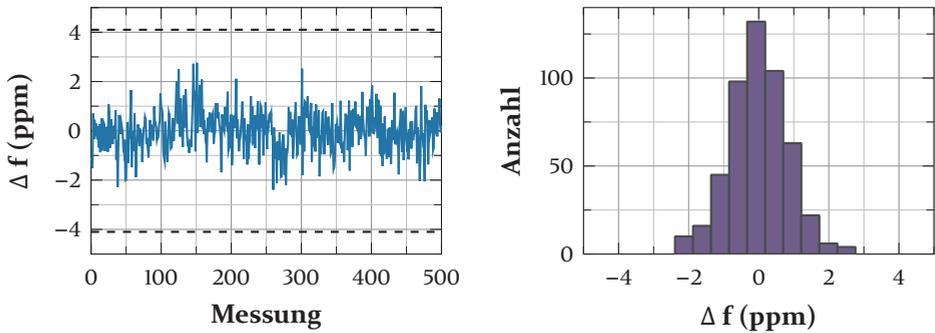


Abbildung 6.7.: Frequenzfehler bei der SAW-Frequenzmessung mit einer Messwertaktualisierungsrate von 2000 / s.

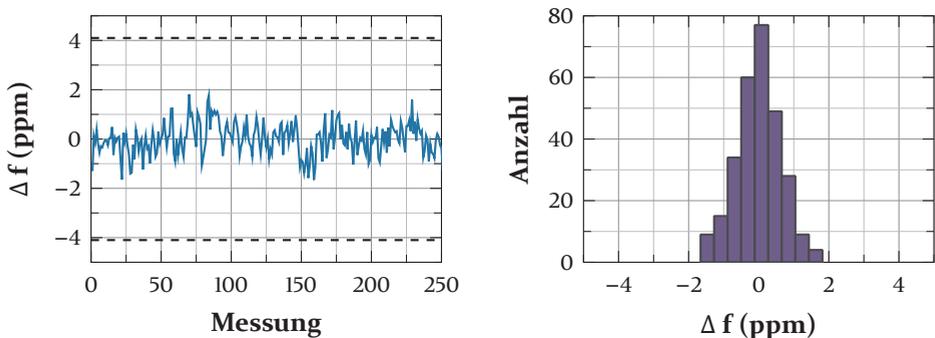


Abbildung 6.8.: Frequenzfehler bei der SAW-Frequenzmessung mit einer Messwertaktualisierungsrate von 1000 / s.

KAPITEL 7

Diskussion

Die erzielten Messergebnisse bestätigen die theoretischen Überlegungen und zeigen die Leistungsfähigkeit des vorgestellten Systemkonzepts zur instantanen Frequenzmessung für resonante Sensoren. Trotz geringem Hardwareaufwand wurden kleine Frequenzfehler erzielt und selbst bei hohen Messwertaktualisierungsraten ein 3σ -Intervall unter 2 ppm erreicht. Ein direkter Vergleich dieser Messergebnisse mit anderen Lesegeräten und Verfahren ist aus mehreren Gründen schwierig: Zum einen hängen die Messergebnisse nicht nur vom Lesegerät selbst ab, sondern werden auch stark von den Sensoreigenschaften wie Gütefaktor, Anpassung, Einfügedämpfung, parasitäre Moden, Hysterese und Querempfindlichkeit beeinflusst. Darüber hinaus ist je nach Messaufgabe die Montage- und Verbindungstechnik entscheidend. Nicht zuletzt erschweren Umwelteinflüsse wie Mehrfachreflexionen oder die Luftschnittstelle, beispielsweise bei Einsatz eines HF-Rotationskopplers, einen fairen Vergleich. Selbst kommerziell erhältliche SAW-Lesegeräte lassen sich nur schwer miteinander vergleichen, da öffentliche Datenblätter, wenn überhaupt vorhanden, aus den genannten Gründen meist nur sehr begrenzte Informationen wie den Frequenzbereich und die maximale Abtastrate der Lesegeräte enthalten [144–149]. Systemparameter, architektur-spezifische Vor- und Nachteile der unterschiedlichen Verfahren und daraus resultierende bevorzugte Anwendungsszenarien können jedoch gut verglichen und diskutiert werden.

Wie sich schon bei der Einordnung der Verfahren gezeigt hat, haben FDS-Verfahren, im Vergleich mit dem hier vorgestellten TDS-Verfahren, zwar mehrere Vorteile hinsichtlich Mehrfachzugriffsverfahren und kostengünstiger Realisierungsmöglichkeiten. Sie können jedoch konzeptbedingt nur schwer höhere Messwertaktualisierungsraten erreichen, die für drahtlose Kraft- und Drehmomentmessung notwendig sind. Bei bisher publizierten FDS-Verfahren [82–85, 150–157] erreicht ein einziges die geforderte Messwertaktualisierungsrate von ≥ 1000 Hz. Das in [152] vorgestellte FMCW-Lesegerät verwendet dafür eine schnelle DDS-basierte Frequenzsynthese, die in nur 100 μ s einen Frequenzchirp erzeugt, der das gesamte 2,4-GHz-Frequenzband abdeckt. Dafür wird allerdings ein hoher Hardwareaufwand benötigt: Neben

dem aufwendigen DDS-basierten Frequenzsynthesizer ist ein 10-MSa/s-ADU mit 16-Bit-Auflösung erforderlich, um das Basisbandsignal zu digitalisieren, und für die Signalverarbeitung wird ein schneller DSP benötigt. Hinsichtlich des Realisierungsaufwands bietet das Lesegerät damit kaum mehr einen Vorteil gegenüber TDS-basierten Verfahren, hat aber weiterhin den Nachteil, dass während der Frequenzrampe der Übertragungskanal (möglichst) konstant sein muss.

TDS-Verfahren werten das Antwortsignal der Resonatoren im Zeitbereich aus und sind dadurch deutlich schneller, wenn auch aufwendiger in der Realisierung. Unter Verwendung gepulster FM/AM-Tracking-Schleifen wurden mehrere Demonstratoren veröffentlicht, welche die Drei-Punkt- [100], Zwei-Punkt- [101] oder FM-Abfrage-Strategie [102–104] verwenden. Eine Messwertaktualisierungsrate von bis zu 5 kHz konnte für einen einzelnen Resonator in [101] mit der Zwei-Punkt-Strategie gezeigt werden. Weitere Experimente und Auswertungen wurden mit einer Abtastrate von 7 kHz für ein einzelnes SAW-Sensorelement und 3 kHz für die differentielle Abtastung in [158, 159] durchgeführt. Bei gepulstem FM/AM-Tracking ist jedoch, trotz prinzipiell hoher Messwertaktualisierungsrate, die effektiv nutzbare Bandbreite konzeptbedingt eingeschränkt. Bei einem größeren Frequenzsprung besteht weiterhin die Gefahr, dass das Tracking verloren wird und der Resonator über FDS-Verfahren erst wieder im Frequenzband gefunden werden muss.

Die DFE-Architektur weist, ebenso wie das vorgestellte IFM-Verfahren, diese Einschränkungen nicht auf und es reicht, die gewünschte Bandbreite mit der Nyquist-Rate abzufragen. Mehrere DFE-basierte Leser wurden kürzlich veröffentlicht [88, 93, 96, 117, 160]. In [93] wird beispielsweise ein 14-Bit-ADU mit einer Abtastrate von 9 MSa/s verwendet, um das herunterkonvertierte Antwortsignal von Resonatoren bei 428 MHz mit einem Gütefaktor um 6000 zu digitalisieren. Der derzeit schnellste DFE-Reader wurde in [96] veröffentlicht und bietet, durch gleichzeitige Anregung von zwei Resonatoren im 433-MHz-Frequenzband, eine Messaktualisierungsrate von 16 kHz für eine Differenzmessung. Die Messgenauigkeit wurde auf besser als 1% FS des Sensorwerts, entsprechend ungefähr 4,7 ppm der HF-Frequenz, und die Präzision der HF-Frequenzmessung auf circa 0,76 ppm bestimmt. Dies liegt etwas unterhalb der Präzision des im Rahmen dieser Arbeit vorgestellten Demonstratorsystems. Dafür wird bei dem DFE-Lesegerät, trotz der geringeren Resonanzfrequenz der Sensoren und der damit einhergehenden längeren Messzeit pro Sensorwert, ein deutlich höherer Hardwareaufwand benötigt: Es sind insgesamt drei HF-Synthesizer, zwei DSPs zur Berechnung der FFTs

und ein zusätzlicher Mikrocontroller zur Verwaltung des Systems erforderlich. Das in [117] verwendete SAW-Lesegerät ist für Resonatoren im 2,4-GHz-Frequenzband ausgelegt und bietet sich damit für einen direkten Hardwarevergleich zu dem in dieser Arbeit vorgestellten Demonstrator an. Um in der kurzen Ausschwingzeit des Resonators ausreichend Abtastwerte für die digitale Frequenzschätzung zu erfassen, werden dabei zwei 50-MSa/s-ADUs benötigt, die aufgrund der hohen anfallenden Datenrate von einem FPGA ausgelesen werden, das auch die Frequenzschätzung berechnet. Zusätzlich kommt noch ein ARM7-Mikrocontroller und zwei, ebenfalls mit 50 MSa/s getaktete, Digital-Analog-Umsetzer zur DDS-basierten Erzeugung des Anreizesignals zum Einsatz. Dies ist deutlich aufwendiger als bei dem im Rahmen dieser Arbeit vorgestellten Demonstratorsystem, das mit einer einfachen PLL-basierten Signalerzeugung und mit im Mikrocontroller integrierten ADUs auskommt, die maximal mit 5 MSa/s getaktet werden.

Im direkten konzeptionellen Vergleich zwischen DFE- und IFM-Verfahren hat das IFM-Verfahren, neben den erkennbar deutlich geringeren Hardwareanforderungen an die Digitalisierung und Signalverarbeitung, weiterhin den Vorteil einer geringeren Sensitivität gegenüber Phasenrauschen. Bei der Messung des SAW-Resonators hat das Phasenrauschen des Referenzsynthesizers keinen Einfluss auf die Messunsicherheit, da das Sensorsignal mit einer zeitlich verzögerten Version von sich selbst überlagert wird. Auch bei der In-situ-Linearisierung sind die Anforderungen an das Phasenrauschen dank der Range-Correlation reduziert und es können durch geschicktes Systemdesign dort Nullstellen genutzt werden, um mögliche Spuriösen des Referenzoszillators zu unterdrücken. Nachteilig wirkt sich beim IFM-Verfahren jedoch die fehlende Möglichkeit zur Frequenztrennung aus. So können auch Interferenzen außerhalb der Basisbandbreite zu einem Fehler in der Frequenzmessung führen, wenn sie nicht unterhalb der in Kapitel 5.3 aufgestellten Grenzen relativ zur Leistung des empfangenen Sensorsignals bleiben. In Freiraumanwendungen mit anderen aktiven Teilnehmern im gleichen Frequenzband hat hier das DFE-Verfahren den Vorteil, dass sich durch Mischer und Basisbandfilter Störsignale außerhalb der Basisbandbreite unterdrücken lassen. Besonders vorteilhaft lässt sich das IFM-Verfahren deshalb mit HF-Rotationskopplern kombinieren [116, 117], die durch die Nahfeldkopplung eine gute Abschirmung gegenüber externen Störsignalen bieten.

Eine Einschränkung stellen zurzeit noch Nebenmoden der SAW-Resonatoren dar, da das Antwortsignal dann mehrere spektrale Anteile enthält. Durch geschickte Wahl der Zeitverzögerung der Verzögerungsleitung lassen diese

sich im IFM-Verfahren zwar filtern, jedoch sind dabei auch Anforderungen an die notwendige Basisbandbreite zu beachten, die sich aus der Analyse der Toleranzsensitivität in Kapitel 5.9 ergeben haben. Auch wenn das DFE-Verfahren prinzipiell eine Frequenzauflösung im digitalisierten Signal bietet, sind Nebenmoden dort genauso eine Herausforderung für die Lesegeräte, da für die hohe notwendige Präzision der Frequenzschätzung im Normalfall Algorithmen zum Einsatz kommen, die ein monofrequentes Eingangssignal benötigen [91–95]. Deshalb sollten in Zukunft die von SAW-Filtern bekannten Konzepte zur Unterdrückung der Nebenmoden [50, 51] auch für SAW-Sensorik umgesetzt werden, wovon alle TDS-Verfahren profitieren werden.

KAPITEL 8

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurde erstmalig die instantane Frequenzmessung zum drahtlosen Auslesen von resonanten Hochfrequenz-Sensoren, insbesondere von SAW-Resonatoren, detailliert theoretisch untersucht und praktisch evaluiert. Nach einer Vorstellung der Grundlagen und dem Stand der Technik zum drahtlosen Auslesen resonanter Sensoren wurde das neue Systemkonzept mit In-situ-Linearisierung vorgestellt, das eine digitale Kompensation der analogen Nichtidealitäten sowie der Temperatureinflüsse des Lesegerätes während der Laufzeit erlaubt. Zwei mögliche Erweiterungen ergänzen das Konzept. Die erste, mittlerweile erfolgreich patentierte, Erweiterung adressiert Trägerprüfung und Interferenzvermeidung, die für eine verbesserte Koexistenz mit anderen Teilnehmern im gleichen Frequenzband notwendig ist. Bei der zweiten Erweiterung handelt es sich um eine differentielle SAW-Verzögerungsleitung, die aus den Erkenntnissen der erstmalig durchgeführten Untersuchungen zur Sensitivität von IFM-Empfängern hinsichtlich Übersprechen und Triple-Transit in der Verzögerungsleitung entstanden ist. Außerdem wurden die Einflüsse, Systemgrenzen und Fehlerkompensationsmöglichkeiten jeder Einzelkomponente erforscht, im Gesamtsystemkontext evaluiert und entscheidende neue Erkenntnisse zu den idealen Entwurfskriterien dieses innovativen Messkonzeptes erlangt. Dadurch, dass die Frequenzmessung in eine Phasenmessung überführt wird, muss beim Einsatz des Verfahrens die Interferenzsensitivität des Systems beachtet werden, insbesondere gegenüber parasitären Moden des Sensors. Die entsprechenden Systemgrenzen wurden analytisch berechnet und dabei Optimierungsmöglichkeiten über die Länge der Verzögerungsleitung identifiziert, die eine Filterung und Unterdrückung gewisser Frequenzanteile sowohl innerhalb als auch außerhalb der Basisbandbreite des Lesegerätes ermöglichen. Analog dazu können Nullstellen bei der Range-Correlation genutzt werden, um den Einfluss von Spurious des Hochfrequenzsynthesizers auf die Frequenzgenauigkeit des Linearisierungssignals zu unterdrücken.

Die Laboruntersuchungen und Demonstratorsysteme bestätigen die theoretischen Überlegungen und erreichen bereits mit kostengünstiger Hardware und im Mikrocontroller integrierten Analog-Digital-Umsetzern eine 3σ -Präzision

der Frequenzmessung unter 2 ppm, bei einer hohen Messwertaktualisierungsrate von 1000 Messungen pro Sekunde. Das vorgestellte Verfahren ist das weltweit einzige Konzept, das aus einem einzelnen, über die Basisbandkanäle synchronisierten Abtastwert direkt die Resonanzfrequenz des Sensors bestimmen kann. Durch eine Überabtastung und einfache Mittelwertbildung lässt sich die Präzision der Messung noch weiter erhöhen. Weiterhin hat das Phasenrauschen des Referenzsynthesizers keinen Einfluss auf die Messgenauigkeit des Resonators, da das Sensorsignal mit einer zeitverzögerten Version von sich selbst heruntergemischt wird. In Kombination mit der unkomplizierten trigonometrischen Signalverarbeitung werden dadurch neue Maßstäbe hinsichtlich kostengünstiger Realisierungsmöglichkeiten gesetzt.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass SAW-Resonatoren eine vielversprechende Technologie mit teilweise einzigartigen Einsatzmöglichkeiten sind. Aufgrund der rein passiven und hochrobusten Sensoren gibt es vielfältige Anwendungen in harscher Industrieumgebung wie die hier adressierte drahtlose Kraft- und Drehmomentmessung. Trotz ihrer herausragenden technischen Eigenschaften und vieler Forschungsaktivitäten in den letzten Jahrzehnten ist die SAW-Sensorik jedoch immer noch eine professionelle Nischenanwendung mit geringer Stückzahl, da viele Anwendungen bisher an den aufwendigen, komplexen und teuren Lesegeräten scheitern. Das hier vorgestellte Verfahren hat damit enormes Potential für diese und weitere Anwendungen im industriellen, automotiven und medizinischen Kontext.

Neben dem hier gezeigten Einsatz konnte das Konzept der gepulsten Phasenmessung darüber hinaus auch für energieeffiziente Radarsysteme [123, 161–165] und zur paketbasierten Winkelschätzung bei hoher Interferenz [166] vom Autor und der Forschungsgruppe *Circuits, Systems & Hardware Test* am Lehrstuhl für Technische Elektronik mehrfach erfolgreich demonstriert werden. Der grundlegende Ansatz ist dabei identisch, nur wird, anstatt mit einer bekannten Wegstrecke (Verzögerungsleitung) eine unbekannte Frequenz zu messen, mit der bekannten Frequenz des Empfangssignals ein (relativer) Abstand oder Winkel zum Ziel bestimmt. Durch geschicktes Systemdesign und unter Ausnutzung der Vorteile der interferometrischen Auswertung lassen sich so extrem genaue und energieeffiziente Systeme bauen, wie durch den dreimaligen Gewinn des Entwurfswettbewerbs für hochsensible und schnelle Radarsensorik auf dem *IEEE International Microwave Symposium* in den Jahren 2014, 2017 und 2018 [161, 164, 167] gezeigt werden konnte.

Literaturverzeichnis

- [1] H. Paul, J. Binder, H. Bäumel, T. Kleckers, M. Horn und F. Höflinger, „Druck-, Kraft-, Drehmoment- und Inertialsensoren“, in *Sensortechnik: Handbuch für Praxis und Wissenschaft*, H.-R. Tränkler und L. M. Reindl (Hrsg.). Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2014, S. 433–571. DOI: 10.1007/978-3-642-29942-1_9.
- [2] V. Kalinin, A. Leigh, A. Stopps und S. B. Hanssen, „SAW torque sensor for marine applications“, in *2017 Joint Conference of the European Frequency and Time Forum and IEEE International Frequency Control Symposium*, Juli 2017, S. 347–352. DOI: 10.1109/FCS.2017.8088889.
- [3] V. Kalinin, A. Leigh, A. Stopps und E. Artigao, „Resonant SAW torque sensor for wind turbines“, in *2013 Joint European Frequency and Time Forum International Frequency Control Symposium*, Juli 2013, S. 462–465. DOI: 10.1109/EFTF-IFC.2013.6702093.
- [4] A. Pohl und F. Seifert, „Wirelessly interrogable surface acoustic wave sensors for vehicular applications“, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Bd. 46 (4), S. 1031–1038, Aug. 1997. DOI: 10.1109/19.650822.
- [5] W. J. Fleming, „New Automotive Sensors—A Review“, *IEEE Sensors Journal*, Bd. 8 (11), S. 1900–1921, Nov. 2008. DOI: 10.1109/JSEN.2008.2006452.
- [6] O. H. Murphy, M. R. Bahmanyar, A. Borghi, C. N. McLeod, M. Navaratnarajah, M. H. Yacoub und C. Toumazou, „Continuous in vivo blood pressure measurements using a fully implantable wireless SAW sensor“, *Biomedical Microdevices*, Bd. 15 (5), S. 737–749, Okt. 2013. DOI: 10.1007/S10544-013-9759-7.
- [7] A. Garinei und R. Marsili, „Development of a non-contact torque transducer based on the laser speckle contrast method“, *Journal of Sensors and Sensor Systems*, Bd. 6 (2), S. 253–258, 2017. DOI: 10.5194/JSSS-6-253-2017.
- [8] S. Keil, „Dehnungsmessstreifen“. Springer Vieweg, Wiesbaden, 2017. DOI: 10.1007/978-3-658-13612-3.
- [9] F. T. Calkins, A. B. Flatau und M. J. Dapino, „Overview of Magnetostrictive Sensor Technology“, *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Bd. 18 (10), S. 1057–1066, 2007. DOI: 10.1177/1045389X06072358.
- [10] J. Gießibl, „Dynamische magnetoelastische Drehmomentsensorik für zukünftige Antriebsstrangregelung“, in *Automobil-Sensorik 2: Systeme, Technologien und Applikationen*, T. Tille (Hrsg.). Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2018, S. 199–223. DOI: 10.1007/978-3-662-56310-6_9.
- [11] J. Dias und H. Karrer, „Stress effects in acoustic surface-wave circuits and applications to pressure and force transducers“, in *1974 IEEE International Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers*, Bd. XVII, Feb. 1974, S. 166–167. DOI: 10.1109/ISSCC.1974.1155283.

- [12] T. M. Reeder, D. E. Cullen und M. Gilden, „SAW Oscillator Pressure Sensors“, in *1975 Ultrasonics Symposium*, Sep. 1975, S. 264–268. DOI: 10.1109/ULTSYM.1975.196515.
- [13] T. M. Reeder und D. E. Cullen, „Surface-acoustic-wave pressure and temperature sensors“, *Proceedings of the IEEE*, Bd. 64 (5), S. 754–756, Mai 1976. DOI: 10.1109/PROC.1976.10205.
- [14] U. Wolff, F. L. Dickert, G. K. Fischerauer, W. Greibl und C. C. W. Ruppel, „SAW sensors for harsh environments“, *IEEE Sensors Journal*, Bd. 1 (1), S. 4–13, Juni 2001. DOI: 10.1109/JSEN.2001.923583.
- [15] W. J. Stapor, J. H. Hines und D. H. Wilson, „Ionizing space radiation effects on surface acoustic wave resonators“, *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Bd. 38 (6), S. 1329–1335, Dez. 1991. DOI: 10.1109/23.124113.
- [16] W. Buff, „SAW sensors“, *Sensors and Actuators A: Physical*, Bd. 30 (1), S. 117–121, 1992. DOI: 10.1016/0924-4247(92)80205-H.
- [17] R. Grossman, J. Michel, T. Sachs und E. Schrufer, „Measurement of mechanical quantities using quartz sensors“, in *Tenth European Frequency and Time Forum EFTF 96*, März 1996, S. 376–381. DOI: 10.1049/CP:19960078.
- [18] L. Reindl, C. C. W. Ruppel, A. Kirmayr, N. Stockhausen, M. A. Hilhorst und J. Balendonck, „Radio-requestable passive SAW water-content sensor“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 49 (4), S. 803–808, Apr. 2001. DOI: 10.1109/22.915467.
- [19] L. M. Reindl und I. M. Shrena, „Wireless measurement of temperature using surface acoustic waves sensors“, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Bd. 51 (11), S. 1457–1463, 2004. DOI: 10.1109/TUFFC.2004.1367486.
- [20] B. Li, O. Yassine und J. Kosel, „A Surface Acoustic Wave Passive and Wireless Sensor for Magnetic Fields, Temperature, and Humidity“, *IEEE Sensors Journal*, Bd. 15 (1), S. 453–462, Jan. 2015. DOI: 10.1109/JSEN.2014.2335058.
- [21] J. Devkota, P. R. Ohodnicki und D. W. Greve, „SAW Sensors for Chemical Vapors and Gases“, *Sensors*, Bd. 17 (4), S. 801, 2017. DOI: 10.3390/S17040801.
- [22] C. C. W. Ruppel, „Acoustic Wave Filter Technology - A Review“, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Bd. 64 (9), S. 1390–1400, Sep. 2017. DOI: 10.1109/TUFFC.2017.2690905.
- [23] X. Ren, S. Ebadi, H. Cheng, Y. Chen, L. An und X. Gong, „Wireless resonant frequency detection of SiCN ceramic resonator for sensor applications“, in *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Juli 2011, S. 1856–1859. DOI: 10.1109/APS.2011.5996859.
- [24] P. Stuesson, Z. Khaji, L. Klintberg und G. Thornell, „Ceramic Pressure Sensor for High Temperatures – Investigation of the Effect of Metallization on Read Range“, *IEEE Sensors Journal*, Bd. 17 (8), S. 2411–2421, Apr. 2017. DOI: 10.1109/JSEN.2017.2671418.

- [25] J.-M. Friedt, R. Boudot, G. Martin und S. Ballandras, „Probing a dielectric resonator acting as passive sensor through a wireless microwave link“, *Review of Scientific Instruments*, Bd. 85 (9), S. 094 704, 2014. DOI: 10.1063/1.4894264.
- [26] T. Aftab, A. Yousaf, J. Hoppe, S. Stoecklin, T. Ostertag und L. Reindl, „A parallel plate dielectric resonator as a wireless passive strain sensor“, in *2015 IEEE Sensors Applications Symposium*, Apr. 2015, S. 1–6. DOI: 10.1109/SAS.2015.7133576.
- [27] J. Boccard, T. Aftab, J. Hoppe, A. Yousaf, R. Hütter und L. M. Reindl, „High-Resolution, Far-Field, and Passive Temperature Sensing up to 700 °C Using an Isolated ZST Microwave Dielectric Resonator“, *IEEE Sensors Journal*, Bd. 16 (3), S. 715–722, Feb. 2016. DOI: 10.1109/JSEN.2015.2487606.
- [28] R. M. White und F. W. Voltmer, „Direct piezoelectric coupling to surface elastic waves“, *Applied Physics Letters*, Bd. 7 (12), S. 314–316, 1965. DOI: 10.1063/1.1754276.
- [29] A. Pohl, „A review of wireless SAW sensors“, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Bd. 47 (2), S. 317–332, März 2000. DOI: 10.1109/58.827416.
- [30] R. Weigel, D. P. Morgan, J. M. Owens, A. Ballato, K. M. Lakin, K. Hashimoto und C. C. W. Ruppel, „Microwave acoustic materials, devices, and applications“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 50 (3), S. 738–749, März 2002. DOI: 10.1109/22.989958.
- [31] P. Cole und R. Vaughn, „Electronic surveillance system“, US3706094A, 1972, Date of patent: 26 Dec 1972, Priority date: 02 Apr 1970.
- [32] V. P. Plessky und L. M. Reindl, „Review on SAW RFID tags“, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Bd. 57 (3), S. 654–668, März 2010. DOI: 10.1109/TUFFC.2010.1462.
- [33] X. Q. Bao, W. Burkhard, V. V. Varadan und V. K. Varadan, „SAW Temperature Sensor and Remote Reading System“, in *IEEE 1987 Ultrasonics Symposium*, Okt. 1987, S. 583–586. DOI: 10.1109/ULTSYM.1987.199024.
- [34] J. H. Kuypers, S. Tanaka, M. Esashi, D. A. Eisele und L. M. Reindl, „PiI-9 Passive 2.45 GHz TDMA based Multi-Sensor Wireless Temperature Monitoring System: Results and Design Considerations“, in *2006 IEEE Ultrasonics Symposium*, Okt. 2006, S. 1453–1458. DOI: 10.1109/ULTSYM.2006.366.
- [35] A. Pohl, G. Ostermayer, L. Reindl und F. Seifert, „Spread spectrum techniques for wirelessly interrogable passive SAW sensors“, in *IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings*, Bd. 2, Sep. 1996, S. 730–734. DOI: 10.1109/ISSSTA.1996.563220.
- [36] G. Ostermayer, „Correlative signal processing in wireless SAW sensor applications to provide multiple-access capability“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 49 (4), S. 809–816, Apr. 2001. DOI: 10.1109/22.915468.

- [37] E. Dudzik, A. Abedi, D. Hummels und M. P. D. Cunha, „Wireless multiple access surface acoustic wave coded sensor system“, *Electronics Letters*, Bd. 44 (12), S. 775–776, Juni 2008. DOI: 10.1049/EL:20081113.
- [38] D. C. Malocha, D. Puccio und D. Gallagher, „Orthogonal frequency coding for SAW device applications“, in *IEEE Ultrasonics Symposium*, Bd. 2, Aug. 2004, 1082–1085 Vol.2. DOI: 10.1109/ULTSYM.2004.1417965.
- [39] R. Steindl, A. Pohl und F. Seifert, „Impedance loaded SAW sensors offer a wide range of measurement opportunities“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 47 (12), S. 2625–2629, Dez. 1999. DOI: 10.1109/22.809016.
- [40] G. Schimetta, F. Dollinger und R. Weigel, „A wireless pressure-measurement system using a SAW hybrid sensor“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 48 (12), S. 2730–2735, Dez. 2000. DOI: 10.1109/22.899037.
- [41] F. Seifert, W.-E. Bulst und C. Ruppel, „Mechanical sensors based on surface acoustic waves“, *Sensors and Actuators A: Physical*, Bd. 44 (3), S. 231–239, 1994. DOI: 10.1016/0924-4247(94)00808-6.
- [42] V. Kalinin, G. Bown, J. Beckley und R. Lohr, „Pulsed interrogation of the SAW torque sensor for electrical power assisted steering“, in *IEEE Ultrasonics Symposium, 2004*, Bd. 3, Aug. 2004, 1577–1580 Vol.3. DOI: 10.1109/ULTSYM.2004.1418121.
- [43] V. Kalinin, „Passive wireless strain and temperature sensors based on SAW devices“, in *Proceedings. 2004 IEEE Radio and Wireless Conference*, Sep. 2004, S. 187–190. DOI: 10.1109/RAWCON.2004.1389104.
- [44] V. Kalinin, „Wireless physical SAW sensors for automotive applications“, in *2011 IEEE International Ultrasonics Symposium*, Okt. 2011, S. 212–221. DOI: 10.1109/ULTSYM.2011.0053.
- [45] W. Buff, M. Rusko, T. Vandahl, M. Goroll und F. Moller, „A differential measurement SAW device for passive remote sensing“, in *1996 IEEE Ultrasonics Symposium. Proceedings*, Bd. 1, Nov. 1996, 343–346 vol.1. DOI: 10.1109/ULTSYM.1996.583988.
- [46] W. Buff, M. Rusko, E. Goroll, J. Ehrenpfordt und T. Vandahl, „Universal pressure and temperature SAW sensor for wireless applications“, in *1997 IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings. An International Symposium*, Bd. 1, Okt. 1997, 359–362 vol.1. DOI: 10.1109/ULTSYM.1997.663039.
- [47] V. Kalinin, R. Lohr, A. Leigh und G. Bown, „Application of Passive SAW Resonant Sensors to Contactless Measurement of the Output Engine Torque in Passenger Cars“, in *2007 IEEE International Frequency Control Symposium Joint with the 21st European Frequency and Time Forum*, Mai 2007, S. 499–504. DOI: 10.1109/FREQ.2007.4319124.

- [48] K. S. V. Dyke, „The Piezo-Electric Resonator and Its Equivalent Network“, *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, Bd. 16 (6), S. 742–764, Juni 1928. DOI: 10.1109/JRPROC.1928.221466.
- [49] R. S. Wagers, „Spurious acoustic responses in SAW devices“, *Proceedings of the IEEE*, Bd. 64 (5), S. 699–702, Mai 1976. DOI: 10.1109/PROC.1976.10198.
- [50] H. Nakamura, H. Nakanishi, R. Goto und K. Hashimoto, „Suppression of transverse-mode spurious responses for saw resonators on SiO₂/Al/LiNbO₃ structure by selective removal of SiO₂“, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Bd. 58 (10), S. 2188–2193, Okt. 2011. DOI: 10.1109/TUFFC.2011.2068.
- [51] V. Yantchev, P. J. Turner, S. McHugh, F. Iliev, T. Sato, K. . Lee und C. . Lee, „Parametric study of resonant TC-SAW piston-mode configurations“, in *2017 IEEE International Ultrasonics Symposium*, Sep. 2017, S. 1–4. DOI: 10.1109/ULTSYM.2017.8091695.
- [52] N. E. Goddard, „Instantaneous Frequency-Measuring Receivers (Letters)“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 20 (4), S. 292–293, Apr. 1972. DOI: 10.1109/TMTT.1972.1127741.
- [53] P. W. East, „Fifty years of instantaneous frequency measurement“, *IET Radar, Sonar Navigation*, Bd. 6 (2), S. 112–122, Feb. 2012. DOI: 10.1049/IET-RSN.2011.0177.
- [54] C. Pandolfi, E. Fitini, G. Gabrielli, E. Megna und A. Zaccaron, „Comparison of analog IFM and digital frequency measurement receivers for electronic warfare“, in *The 7th European Radar Conference*, Sep. 2010, S. 232–235.
- [55] P. W. East und K. A. White, „Complexity/performance trade-offs in IFM receiver design“, in *Military microwaves '78*, 1979, S. 16–25.
- [56] P. W. East, „Design techniques and performance of digital IFM“, *Communications, Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F*, Bd. 129 (3), S. 154–163, Juni 1982. DOI: 10.1049/IP-F-1.1982.0024.
- [57] A. Koelpin, G. Vinci, B. Lämmle, D. Kissinger und R. Weigel, „The Six-Port in Modern Society“, *IEEE Microwave Magazine*, IEEE, Bd. 11 (7), S. 35–43, Dez. 2010. DOI: 10.1109/MMM.2010.938584.
- [58] S. Lindner, „Systemgrenzen und Fehlerkompensationsstrategien der Sechstormesstechnik im industriellen Kontext“, doctoralthesis, FAU University Press, 2017. DOI: 10.25593/978-3-96147-069-3.
- [59] G. F. Engen und C. A. Hoer, „Application of an Arbitrary 6-Port Junction to Power-Measurement Problems“, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Bd. 21 (4), S. 470–474, Nov. 1972. DOI: 10.1109/TIM.1972.4314069.
- [60] G. F. Engen, „The Six-Port Reflectometer: An Alternative Network Analyzer“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 25 (12), S. 1075–1080, Dez. 1977. DOI: 10.1109/TMTT.1977.1129277.

- [61] K. Staszek, S. Gruszczynski und K. Wincza, „Six-Port Reflectometer Providing Enhanced Power Distribution“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 64 (3), S. 939–951, März 2016. DOI: 10.1109/TMTT.2016.2518681.
- [62] A. Koelpin, F. Lurz, S. Linz, S. Mann, C. Will und S. Lindner, „Six-Port Based Interferometry for Precise Radar and Sensing Applications“, *Sensors*, Bd. 16 (10), S. 1556, 2016. DOI: 10.3390/S16101556.
- [63] J. Moghaddasi, T. Djerafi und K. Wu, „Multiport Interferometer-Enabled 2-D Angle of Arrival (AOA) Estimation System“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 65 (5), S. 1767–1779, Mai 2017. DOI: 10.1109/TMTT.2017.2690869.
- [64] R. Mirzavand, M. M. Honari und P. Mousavi, „Direct-Conversion Sensor for Wireless Sensing Networks“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 64 (12), S. 9675–9682, Dez. 2017. DOI: 10.1109/TIE.2017.2716863.
- [65] J. Osth, A. Serban, Owais, M. Karlsson, S. Gong, J. Haartsen und P. Karlsson, „Six-Port Gigabit Demodulator“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 59 (1), S. 125–131, Jan. 2011. DOI: 10.1109/TMTT.2010.2091198.
- [66] A. Koelpin, „Der erweiterte Sechstor-Empfänger -- Ein systemübergreifender Ansatz für Kommunikations- und Messaufgaben“, Dissertation, FAU Erlangen-Nürnberg, Suedwestdeutscher Verlag fuer Hochschulschriften, Okt. 2010.
- [67] K. Kurokawa, „Power Waves and the Scattering Matrix“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 13 (2), S. 194–202, März 1965. DOI: 10.1109/TMTT.1965.1125964.
- [68] K. Allidina, M. A. Taghvaei, F. Nabki, P. V. Cicek und M. N. El-Gamal, „A MEMS-based vacuum sensor with a PLL frequency-to-voltage converter“, in *2009 16th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems* -, Dez. 2009, S. 583–586. DOI: 10.1109/ICECS.2009.5410846.
- [69] M. H. Roshan, S. Zaliasl, K. Joo und K. Souri, „11.1 Dual-MEMS-resonator temperature-to-digital converter with 40 K resolution and FOM of 0.12pJK²“, in *2016 IEEE International Solid-State Circuits Conference*, Jan. 2016, S. 200–201. DOI: 10.1109/ISSCC.2016.7417976.
- [70] H. Liu, C. Zhang, Z. Weng, Y. Guo und Z. Wang, „Resonance Frequency Readout Circuit for a 900 MHz SAW Device“, *Sensors*, Bd. 17 (9), 2017. DOI: 10.3390/S17092131.
- [71] F. Lurz, T. Ostertag, B. Scheiner, R. Weigel und A. Koelpin, „Reader Architectures for Wireless Surface Acoustic Wave Sensors“, *Sensors*, Bd. 18 (1734), Mai 2018. DOI: 10.3390/S18061734.
- [72] A. Pohl, F. Seifert, L. Reindl, G. Scholl, T. Ostertag und W. Pietsch, „Radio signals for SAW ID tags and sensors in strong electromagnetic interference“, in *1994 Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium*, Bd. 1, Okt. 1994, 195–198 vol.1. DOI: 10.1109/ULTSYM.1994.401578.

- [73] F. Schmidt, O. Sczesny, L. Reindl und V. Magori, „Remote sensing of physical parameters by means of passive surface acoustic wave devices (”ID-TAG”)“, in *1994 Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium*, Bd. 1, Okt. 1994, 589–592 vol.1. DOI: 10.1109/ULTSYM.1994.401656.
- [74] L. Reindl, G. Scholl, T. Ostertag, H. Scherr, U. Wolff und F. Schmidt, „Theory and application of passive SAW radio transponders as sensors“, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Bd. 45 (5), S. 1281–1292, Sep. 1998. DOI: 10.1109/58.726455.
- [75] W. E. Bulst, G. Fischerauer und L. Reindl, „State of the art in wireless sensing with surface acoustic waves“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 48 (2), S. 265–271, Apr. 2001. DOI: 10.1109/41.915404.
- [76] B. J. Bazuin, M. Z. Atashbar und S. Krishnamurthy, „A prototype burst transceiver for SAW sensors interrogation“, in *International Conference on Intelligent Sensing and Information Processing, 2004. Proceedings of*, 2004, S. 190–195. DOI: 10.1109/ICISIP.2004.1287650.
- [77] G. Goavec-Mérou, N. Chrétien, J.-M. Friedt, P. Sandoz, G. Martin, M. Lenczner und S. Ballandras, „Fast contactless vibrating structure characterization using real time field programmable gate array-based digital signal processing: Demonstrations with a passive wireless acoustic delay line probe and vision“, *Review of Scientific Instruments*, Bd. 85 (1), S. 015 109, 2014.
- [78] S. Schuster, S. Scheiblhofer, L. Reindl und A. Stelzer, „Performance evaluation of algorithms for SAW-based temperature measurement“, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Bd. 53 (6), S. 1177–1185, Juni 2006. DOI: 10.1109/TUFFC.2006.1642516.
- [79] S. Scheiblhofer, S. Schuster und A. Stelzer, „Signal model and linearization for nonlinear chirps in FMCW Radar SAW-ID tag request“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 54 (4), S. 1477–1483, Juni 2006. DOI: 10.1109/TMTT.2006.871361.
- [80] M. Vossiek, P. Heide, M. Nalezinski und V. Magori, „Novel FMCW radar system concept with adaptive compensation of phase errors“, in *1996 26th European Microwave Conference*, Bd. 1, Sep. 1996, S. 135–139. DOI: 10.1109/EUMA.1996.337536.
- [81] M. Pichler, A. Stelzer, P. Gulden, C. Seisenberger und M. Vossiek, „Phase-Error Measurement and Compensation in PLL Frequency Synthesizers for FMCW Sensors-I: Context and Application“, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Bd. 54 (5), S. 1006–1017, Mai 2007. DOI: 10.1109/TCSI.2007.895512.
- [82] A. Stelzer, S. Schuster und S. Scheiblhofer, „Readout unit for wireless SAW sensors and ID-tags“, in *Proceedings of the Second International Symposium on Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems*, 2004, S. 37–44.

- [83] S. Scheiblhofer, S. Schuster, A. Stelzer und R. Hauser, „S-FSCW-Radar based High Resolution Temperature Measurement with SAW Sensors“, in *International Symposium on Signals, Systems, and Electronics*, 2004.
- [84] A. Stelzer, S. Scheiblhofer, S. Schuster und M. Brandl, „Multi reader/multi-tag SAW RFID systems combining tagging, sensing, and ranging for industrial applications“, in *2008 IEEE International Frequency Control Symposium*, Mai 2008, S. 263–272. DOI: 10.1109/FREQ.2008.4623002.
- [85] C. Pfeffer, S. Scheiblhofer, R. Feger und A. Stelzer, „An S-FSCW Based Multi-Channel Reader System for Beamforming Applications using Surface Acoustic Wave Sensors“, *Radioengineering*, Bd. 20 (4), S. 748–754, Dez. 2011.
- [86] S. Scheiblhofer, S. Schuster und A. Stelzer, „Modeling and performance analysis of SAW reader systems for delay-line sensors“, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Bd. 56 (10), S. 2292–2303, Okt. 2009. DOI: 10.1109/TUFFC.2009.1310.
- [87] Y. Wen, P. Li, J. Yang und M. Zheng, „Detecting and evaluating the signals of wirelessly interrogational passive SAW resonator sensors“, *IEEE Sensors Journal*, Bd. 4 (6), S. 828–836, Dez. 2004. DOI: 10.1109/JSEN.2004.837493.
- [88] B. Dixon, V. Kalinin, J. Beckley und R. Lohr, „A Second Generation In-Car Tire Pressure Monitoring System Based on Wireless Passive SAW Sensors“, in *IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition*, Juni 2006, S. 374–380. DOI: 10.1109/FREQ.2006.275414.
- [89] M. Hamsch, R. Hoffmann, W. Buff, M. Binhack und S. Klett, „An interrogation unit for passive wireless SAW sensors based on Fourier transform“, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Bd. 51 (11), S. 1449–1456, Nov. 2004. DOI: 10.1109/TUFFC.2004.1367485.
- [90] G. Scholl, T. Ostertag, L. Reindl und W. Ruile, „Identification and/or sensor system“, 4413211C2, 1997, Date of patent: 26 Oct 1995, Priority date: 15 Apr 1994.
- [91] M. L. Fowler und J. A. Johnson, „Extending the threshold and frequency range for phase-based frequency estimation“, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Bd. 47 (10), S. 2857–2863, Okt. 1999. DOI: 10.1109/78.790666.
- [92] H. C. So, F. K. W. Chan und W. Sun, „Subspace Approach for Fast and Accurate Single-Tone Frequency Estimation“, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Bd. 59 (2), S. 827–831, Feb. 2011. DOI: 10.1109/TSP.2010.2090875.
- [93] B. Liu, C. Zhang, X. Ji, J. Chen und T. Han, „An Improved Performance Frequency Estimation Algorithm for Passive Wireless SAW Resonant Sensors“, *Sensors*, Bd. 14 (12), S. 22 261–22 273, 2014. DOI: 10.3390/S141222261.
- [94] V. Kalinin, „Comparison of frequency estimators for interrogation of wireless resonant SAW sensors“, in *2015 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control Symposium the European Frequency and Time Forum*, Apr. 2015, S. 498–503. DOI: 10.1109/FCS.2015.7138893.

- [95] B. Liu, Y. Zeng und P. Tang, „A noise-robust method for passive wireless resonant SAW sensor“, *Sensor Review*, Bd. 36 (3), S. 312–320, 2016. DOI: 10.1108/SR-07-2015-0120.
- [96] V. Kalinin, J. Beckley und I. Makeev, „High-speed reader for wireless resonant SAW sensors“, in *In Proceedings of the 2012 European Frequency and Time Forum*, Apr. 2012, S. 428–435. DOI: 10.1109/EFTF.2012.6502419.
- [97] V. Kalinin, „Influence of receiver noise properties on resolution of passive wireless resonant SAW sensors“, in *IEEE Ultrasonics Symposium, 2005.*, Bd. 3, Sep. 2005, S. 1452–1455. DOI: 10.1109/ULTSYM.2005.1603130.
- [98] A. Lonsdale und B. Lonsdale, „Apparatus and method for interrogating a passive sensor“, US6765493B2, 2002, Date of patent: 22 Oct 2002, Priority date: 13 Nov 1997.
- [99] J. Beckley, V. Kalinin, M. Lee und K. Voliansky, „Non-contact torque sensors based on SAW resonators“, in *Proceedings of the 2002 IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition*, 2002, S. 202–213. DOI: 10.1109/FREQ.2002.1075878.
- [100] J.-M. Friedt, C. Droit, G. Martin und S. Ballandras, „A wireless interrogation system exploiting narrowband acoustic resonator for remote physical quantity measurement“, *Review of Scientific Instruments*, Bd. 81 (1), S. 014701, 2010. DOI: 10.1063/1.3267311.
- [101] J.-M. Friedt, C. Droit, S. Ballandras, S. Alzuaga, G. Martin und P. Sandoz, „Remote vibration measurement: A wireless passive surface acoustic wave resonator fast probing strategy“, *Review of Scientific Instruments*, Bd. 83 (5), S. 055001, 2012. DOI: 10.1063/1.4705728.
- [102] C. Droit, G. Martin, S. Ballandras und J.-M. Friedt, „Note: A frequency modulated wireless interrogation system exploiting narrowband acoustic resonator for remote physical quantity measurement“, *Review of Scientific Instruments*, Bd. 81 (5), S. 056103, 2010. DOI: 10.1063/1.3402286.
- [103] C. Droit, J. M. Friedt, G. Martin und S. Ballandras, „Remote control of SAW resonators using a frequency-modulation-based interrogation strategy“, in *2010 IEEE International Frequency Control Symposium*, Juni 2010, S. 503–510. DOI: 10.1109/FREQ.2010.5556277.
- [104] C. Droit, J. Friedt, T. Réturnaz und S. Ballandras, „Interrogation strategies for probing wireless passive SAW sensors“, *Procedia Engineering*, Bd. 25, S. 1024–1027, 2011. DOI: 10.1016/J.PROENG.2011.12.252, EurosensorsXXV.
- [105] F. Lurz, S. Lindner, A. Koelpin, G. Sept-Enzel, P. Dingler und E. Halder, „Elektrisches Messsystem zur Frequenzmessung und Erkennung von Störsignalen und Betriebsverfahren hierfür“, DE102016119562B3, Okt. 2016, (auch publiziert als: BR102017021783 (A2), CA2980749 (A1), CN107942136 (A), DK3309561 (T3), EP3309561 (B1), ES2719078 (T3), JP2018064277 (A), KR20180041060 (A), TR201904855 (T4), TW201816403 (A), US10338116 (B2)).

- [106] S. O. Tatu, A. Serban, M. Helaoui und A. Koelpin, „Multiport Technology: The New Rise of an Old Concept“, *IEEE Microwave Magazine*, Bd. 15 (7), S34–S44, Nov. 2014. DOI: 10.1109/MMM.2014.2356149.
- [107] S. Linz, G. Vinci, S. Lindner, S. Mann, F. Lurz, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „I/Q imbalance compensation for Six-port interferometers in radar applications“, in *2014 44th European Microwave Conference*, Okt. 2014, S. 746–749. DOI: 10.1109/EUMC.2014.6986542.
- [108] K. Staszek, S. Linz, F. Lurz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „Improved calibration procedure for six-port based precise displacement measurements“, in *2016 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, Jan. 2016, S. 60–63. DOI: 10.1109/WISNET.2016.7444322.
- [109] C. Will, S. Linz, S. Mann, F. Lurz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „Segmental polynomial approximation based phase error correction for precise near field displacement measurements using Six-Port microwave interferometers“, in *2017 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, Jan. 2017, S. 23–25. DOI: 10.1109/WISNET.2017.7878746.
- [110] C. Will, S. Linz, S. Mann, F. Lurz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „A 24 GHz Waveguide based Radar System using an Advanced Algorithm for I/Q Offset Cancellation“, *Advances in Radio Science*, Advances in Radio Science, Bd. Kleinheubacher Berichte 2016 (15), Okt. 2017. DOI: 10.5194/ARS-15-249-2017.
- [111] S. Linz, C. Will, F. Lurz, S. Lindner, S. Mann, R. Schober, R. Weigel und A. Koelpin, „Detector nonlinearity in Six-port radar“, in *2017 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, Jan. 2017, S. 19–22. DOI: 10.1109/WISNET.2017.7878745.
- [112] S. Linz, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „A Review on Six-Port Radar and Its Calibration Techniques“, in *22nd International Microwave and Radar Conference (Poznań, Poland)*, Mai 2018, S. 80–83. DOI: 10.23919/MIKON.2018.8405341.
- [113] S. Linz, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „Extended ellipse-based reconstruction algorithm for six-port radar“, in *IEEE Radio and Wireless Symposium (Orlando, FL, USA)*, Jan. 2019, S. 1–3. DOI: 10.1109/RWS.2019.8714294.
- [114] S. Lindner, A. Koelpin, S. Linz, S. Mann, F. Barbon, E. Halder und P. Dingler, „Verfahren zur Messung der Frequenz eines Signals sowie elektrisches Messsystem“, DE102013209364A1, Mai 2013.
- [115] „IEEE Standard 802.11-2012, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications“.
- [116] V. Kalinin, „RF Rotary Couplers for Contactless Torque Sensors Based on SAW Resonators“, in *Proceedings of the 22nd European Frequency and Time Forum*, 2008.

- [117] J.-M. Boccard, „Interrogation of passive wireless sensors in harsh environments“, Doktorarbeit, Albert-Ludwigs-Universität Freiburg, Institut für Mikrosystemtechnik, 2015. DOI: 10.6094/UNIFR/10349.
- [118] A. Müller, G. Konstantinidis, I. Giangu, G. C. Adam, A. Stefanescu, A. Stavriniadis, G. Stavriniadis, A. Kostopoulos, G. Boldeiu und A. Dinescu, „GaN Membrane Supported SAW Pressure Sensors With Embedded Temperature Sensing Capability“, *IEEE Sensors Journal*, Bd. 17 (22), S. 7383–7393, Nov. 2017. DOI: 10.1109/JSEN.2017.2757770.
- [119] Bundesnetzagentur, „Vfg 5/2018, Allgmeinzuteilung von Frequenzen zur Nutzung durch Funkanwendungen mit geringer Reichweite für nicht näher spezifizierte Anwendungen; Non-specific Short Range Devices (SRD)“, 2018.
- [120] Bundesnetzagentur, „Vfg 76/2003, Allgmeinzuteilung von Frequenzen in den Frequenzteilbereichen gemäß Frequenzbereichszuweisungsplanverordnung (FreqBZPV), Teil B: Nutzungsbestimmungen (NB) D138 und D150 für die Nutzung durch die Allgmeinheit für ISM-Anwendungen“, 2008.
- [121] „IEEE Standard Definitions of Physical Quantities for Fundamental Frequency and Time Metrology---Random Instabilities“, *IEEE Std Std 1139-2008*, S. c1–35, Feb. 2009. DOI: 10.1109/IEEESTD.2008.4797525.
- [122] M. C. Budge und M. P. Burt, „Range correlation effects in radars“, in *The Record of the 1993 IEEE National Radar Conference*, Apr. 1993, S. 212–216. DOI: 10.1109/NRC.1993.270463.
- [123] F. Lurz, P. Hofstetter, S. Lindner, S. Linz, F. Michler, R. Weigel und A. Koelpin, „Low-Power Frequency Synthesizer for Multi-Tone Six-Port Radar“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Anaheim, CA, USA), IEEE, Jan. 2018, S. 84–87. DOI: 10.1109/WISNET.2018.8311571.
- [124] B. Scheiner, F. Lurz, F. Michler, S. Lindner, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Fast Dual-Synthesizer for Six-Port In-Situ Linearization in the 2,4 GHz ISM-Band“, in *German Microwave Conference* (Freiburg), März 2018, S. 223–226. DOI: 10.23919/GEMIC.2018.8335070.
- [125] S. Mann, S. Lindner, F. Lurz, F. Barbon, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „A Microwave Interferometer Based Contactless Quasi-TEM Waveguide Position Encoder with Micrometer Accuracy“, in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium* (Tampa, FL, USA), IEEE, Juni 2014, S. 1–4. DOI: 10.1109/MWSYM.2014.6848655.
- [126] S. Mann, C. Will, T. Reißland, F. Lurz, S. Lindner, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „High-Precision Interferometric Radar for Sheet Thickness Monitoring“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Bd. 66 (6), S. 3153–3166, Apr. 2018. DOI: 10.1109/TMTT.2018.2825328.
- [127] S. Peik, F. Monsees, C. Meyer, R. Szczuka und T. Potsch, „A complete indoor positioning system implementing six-port interferometers“, in *Proceedings of the European Radar Conference*, Sep. 2010, S. 515–518.

- [128] S. Winter, A. Koelpin und R. Weigel, „Six-Port Receiver Analog Front-End: Multilayer Design and System Simulation“, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, Bd. 55 (3), S. 254–258, März 2008. DOI: 10.1109/TCSII.2008.918999.
- [129] F. Lurz, S. Lindner, S. Mann, S. Linz, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „A Low-Cost 2.4 GHz Frequency Measurement System for Microsecond Time Domain Pulses Based on Six-Port Technology“, in *European Microwave Conference* (Rome, Italy), EuMA, Okt. 2014, S. 171–174. DOI: 10.1109/EUMC.2014.6986397.
- [130] S. Mann, S. Erhardt, S. Lindner, F. Lurz, S. Linz, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „Diode Detector Design for 61 GHz Substrate Integrated Waveguide Six-Port Radar Systems“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (San Diego, CA, USA), IEEE, Jan. 2015, S. 44–46. DOI: 10.1109/WISNET.2015.7127415.
- [131] F. Michler, S. Lindner, F. Lurz, S. Erhardt, R. Weigel und A. Koelpin, „Zero-Bias Schottky Power Detector Design for Six-Port based Radar Systems“, in *European Microwave Conference* (Nürnberg), Okt. 2017. DOI: 10.23919/EUMC.2017.8230841.
- [132] J. Ohm und H. Lüke, „Signalübertragung: Grundlagen der digitalen und analogen Nachrichtenübertragungssysteme“. Springer Berlin Heidelberg, 2015.
- [133] N. Chrétien, J. M. Friedt, G. Martin und S. Ballandras, „A stroboscopic approach to surface acoustic wave delay line interrogation“, in *2013 Joint European Frequency and Time Forum International Frequency Control Symposium*, Juli 2013, S. 771–774. DOI: 10.1109/EFTF-IFC.2013.6702160.
- [134] F. Minary, D. Rabus, G. Martin und J.-M. Friedt, „Note: A dual-chip stroboscopic pulsed RADAR for probing passive sensors“, *Review of Scientific Instruments*, Bd. 87 (9), S. 096104, 2016. DOI: 10.1063/1.4963745.
- [135] S. Lindner, F. Barbon, S. Linz, F. Lurz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „ADC Depending Limitations for Six-Port Based Distance Measurement Systems“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (San Diego, CA, USA), IEEE, Jan. 2015, S. 29–31. DOI: 10.1109/WISNET.2015.7127396.
- [136] K. Czuba und D. Sikora, „Temperature Stability of Coaxial Cables“, *Acta Physica Polonica A*, Bd. 119 (4), S. 553–557, Feb. 2011. DOI: 10.12693/APHYSPOLA.119.553.
- [137] F. Lurz, B. Scheiner, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Compact PCB Delay Line for Six-Port Based Instantaneous Frequency Measurement“, in *22nd International Microwave and Radar Conference* (Poznań, Poland), Mai 2018, S. 87–90. DOI: 10.23919/MIKON.2018.8405343.
- [138] S. Muller, R. Thull, M. Huber und A. R. Diewald, „Analysis on microstrip transmission line surface coatings“, in *2016 Loughborough Antennas Propagation Conference*, Nov. 2016, S. 1–4. DOI: 10.1109/LAPC.2016.7807539.

- [139] G. Gold und K. Helmreich, „A Physical Surface Roughness Model and Its Applications“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 65 (10), S. 3720–3732, Okt. 2017. DOI: 10.1109/TMTT.2017.2695192.
- [140] L. Reindl, C. C. W. Ruppel, S. Berek, U. Knauer, M. Vossiek, P. Heide und L. Orians, „Design, fabrication, and application of precise SAW delay lines used in an FMCW radar system“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 49 (4), S. 787–794, Apr. 2001. DOI: 10.1109/22.915465.
- [141] F. Lurz, S. Lindner, S. Mann, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Precise and Fast Frequency Determination of Resonant SAW Sensors by a Low-Cost Six-Port Interferometer“, in *IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (Taipei, Taiwan)*, IEEE, Mai 2016, S. 369–374. DOI: 10.1109/I2MTC.2016.7520390.
- [142] F. Lurz, S. Lindner, S. Linz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „High-Speed Resonant Surface Acoustic Wave Instrumentation Based on Instantaneous Frequency Measurement“, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, Bd. 66 (5), S. 974–984, Jan. 2017. DOI: 10.1109/TIM.2016.2642618.
- [143] M. Solal, „SAW filter operable in a piston mode“, US7576471B1, 2009, Date of patent: 18 Aug 2009, Priority date: 28 Sep 2007.
- [144] F. Birkholz, „Product Catalogue“, SAW COMPONENTS Dresden GmbH, Mai 2017. Adresse: http://sawcomponents.de/fileadmin/user_upload/pdf/Product_Catalogue.pdf (besucht am 09. 08. 2018).
- [145] „TiP300 wireless temperature sensors“, pro-micron GmbH & Co. KG, Apr. 2016. Adresse: <https://www.pro-micron.de/wp-content/uploads/2017/10/tip300-product-information-ENG.pdf> (besucht am 09. 08. 2018).
- [146] „RWT410/420 series Torque Transducer“, Sensor Technology Ltd, 2015. Adresse: https://www.sensors.co.uk/files/dsm/Manual_RWT410-420.pdf (besucht am 09. 08. 2018).
- [147] „IntelliSAW Product Brochure“, IntelliSAW, 2013. Adresse: <http://www.intellisaw.com/images/stories/brochures/IntelliSAW-8PP-Brochure-Oct-2013-Web.pdf> (besucht am 09. 08. 2018).
- [148] „SENTRY GB-200 Wireless Temperature Monitoring“, Kongsberg Maritime, Mai 2012. Adresse: <https://www.kongsberg.com/globalassets/maritime/km-products/product-documents/sentry-gb-200-wireless-temperature-monitoring> (besucht am 09. 08. 2018).
- [149] „HTR02-6AWS Radio-Frequency Transceiver for Wireless Passive SAW Sensors Dedicated to Switchgear Monitoring“, SENSEOR SAS, 2018. Adresse: https://www.sensor.com/sensor-monitoring-solutions/platforms/htr02-platform/product/download/file_id-520 (besucht am 09. 08. 2018).
- [150] R. Fachberger, G. Bruckner, R. Hauser und L. Reindl, „Wireless SAW based high-temperature measurement systems“, in 2006 *IEEE International*

- Frequency Control Symposium and Exposition*, Juni 2006, S. 358–367. DOI: 10.1109/FREQ.2006.275412.
- [151] P. Scholz, M. Dierkes und U. Hilleringmann, „Low-Cost Transceiver Unit for SAW-Sensors Using Customized Hardware Components“, in *2006 IEEE Ultrasonics Symposium*, Okt. 2006, S. 953–956. DOI: 10.1109/ULTSYM.2006.223.
- [152] A. Binder und R. Fachberger, „Wireless SAW Temperature Sensor System for High-Speed High-Voltage Motors“, *IEEE Sensors Journal*, Bd. 11 (4), S. 966–970, Apr. 2011. DOI: 10.1109/JSEN.2010.2076803.
- [153] V. Plessky, T. Ostertag, V. Kalinin und B. Lyulin, „SAW-tag system with an increased reading range“, in *2010 IEEE International Ultrasonics Symposium*, Okt. 2010, S. 531–534. DOI: 10.1109/ULTSYM.2010.5935927.
- [154] Z. Gao, Z. Chen, X. Huang, R. Tong und M. Wang, „Design and implementation of SAW reader receiving circuit“, in *2013 Symposium on Piezoelectricity, Acoustic Waves, and Device Applications*, Okt. 2013, S. 1–4. DOI: 10.1109/SPAWDA.2013.6841095.
- [155] D. Silva, J. C. Mendes, A. B. Pereira, F. Gégot und L. N. Alves, „Measuring Torque and Temperature in a Rotating Shaft Using Commercial SAW Sensors“, *Sensors*, Bd. 17 (7), S. 1547, 2017. DOI: 10.3390/S17071547.
- [156] S. Scheibelhofer, C. Pfeffer, R. Feger und A. Stelzer, „An S-FSCW based multi-channel reader system for beamforming applications using surface acoustic wave sensors“, in *2010 Conference Proceedings ICECom, 20th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications*, Sep. 2010, S. 1–4.
- [157] A. Binder, R. Fachberger und M. Lenzhofer, „Phase stability comparison of SAW sensor evaluation with various CW type radars“, *Procedia Engineering*, Bd. 5, S. 661–664, 2010. DOI: 10.1016/J.PROENG.2010.09.196, Eurosensor XXIV Conference.
- [158] R. Stoney, G. E. O’Donnell und D. Geraghty, „Dynamic wireless passive strain measurement in CNC turning using surface acoustic wave sensors“, *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, Bd. 69 (5), S. 1421–1430, Nov. 2013. DOI: 10.1007/S00170-013-5116-5.
- [159] R. Stoney, D. Geraghty und G. E. O’Donnell, „Characterization of Differentially Measured Strain Using Passive Wireless Surface Acoustic Wave (SAW) Strain Sensors“, *IEEE Sensors Journal*, Bd. 14 (3), S. 722–728, März 2014. DOI: 10.1109/JSEN.2013.2285722.
- [160] P. Li, H. Xie, Y. Wen, C. Wang, S. Huang, Z. Ren, J. He und D. Lu, „A SAW passive wireless sensor system for monitoring temperature of an electric cord connector at long distance“, in *2011 IEEE SENSORS Proceedings*, Okt. 2011, S. 1831–1834. DOI: 10.1109/ICSENS.2011.6127194.

- [161] S. Mann, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „A High-Sensitivity Radar System Featuring Low Weight and Power Consumption“, *IEEE Microwave Magazine*, IEEE, Bd. 16 (2), S. 99–105, März 2015. DOI: 10.1109/MMM.2014.2367860.
- [162] F. Lurz, S. Mann, S. Linz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „LabVIEW basierte Echtzeit-Signalverarbeitung für Low-Power-Radarsensorik“, in *Virtuelle Instrumente in der Praxis 2015*, R. Jamal (Hrsg.). VDE-Verlag, Okt. 2015, S. 245–248.
- [163] F. Lurz, S. Mann, S. Linz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „System- und Schaltungskonzepte für Low-Power-Radarsensorik zur Anwesenheitsdetektion“, in *Mikrosystemtechnik-Kongress (Karlsruhe)*, Okt. 2015, S. 274–277.
- [164] F. Lurz, F. Michler, B. Scheiner, R. Weigel und A. Koelpin, „Microw(h)att?! Ultralow-Power Six-Port Radar“, *IEEE Microwave Magazine*, IEEE, Bd. 19 (1), S. 91–98, Jan. 2018. DOI: 10.1109/MMM.2017.2759640.
- [165] B. Scheiner, F. Lurz, F. Michler, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Six-Port Based Multitone and Low-Power Radar System for Waveguides in Smart Factories“, in *Proceedings of the 48th European Microwave Conference (Madrid, Spain)*, Sep. 2018, S. 1065–1068. DOI: 10.23919/EUMC.2018.8541518.
- [166] F. Lurz, S. Müller, S. Lindner, S. Linz, M. Gardill, R. Weigel und A. Koelpin, „Smart Communication and Relative Localization System for Firefighters and Rescuers“, in *IEEE International Microwave Symposium (Honolulu, HI, USA)*, Juni 2017, S. 1421–1424. DOI: 10.1109/MWSYM.2017.8058885.
- [167] F. Michler, B. Scheiner, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „(Micro)metering with Microwaves: A Low-Cost Low-Power High-Precision Radar System“, *IEEE Microwave Magazine*, Bd. 20 (1), S. 91–97, Jan. 2019. DOI: 10.1109/MMM.2018.2875612.

Studentische Arbeiten

- [168] S. Müller, „Untersuchungen zur schnellen Frequenzmessung von Oberflächenresonatoren basierend auf Sechstor-Interferometrie“, Masterarbeit, FAU Erlangen-Nürnberg, Mai 2017.

Tabellen und Abbildungen

Tabellenverzeichnis

5.1. Zusammenfassung der Anforderungen an das Gesamtsystem, Eigenschaften der Resonatoren und die sich daraus ergebenden Anforderungen an das Lesegerät.	49
5.2. Mögliche nutzbare Frequenzbänder für drahtlose SAW-Sensorsysteme.	50
5.3. Mögliche interne Schaltzustände (1, 2 und X = beliebig) der internen SPDT-Schalter für die Funktionen Linearisierung, Anregung, Time-Gating und Messung.	68
5.4. Vergleich verschiedener Verzögerungsleitungen hinsichtlich Verzögerungszeit τ_{dl} , effektiver Länge d_e , eindeutiger Messbandbreite f_B und dynamischen Offsets ΔP bei einem resonanten Sensor ($f_0 = 2,44$ GHz, $Q_{SAW} = 2300$).	82
6.1. Eigenschaften des entworfenen 2,4-GHz-Sechstorinterferometers.	92
6.2. Zusammenfassung der Messergebnisse des Systemdemonstrators mit einer externen Verzögerungsleitung ($\tau_{dl} = 50$ ns).	100

Abbildungsverzeichnis

2.1. Schematischer Aufbau von passiven SAW-Bauelementen für Sensoranwendungen.	9
2.2. Butterworth-Van Dyke äquivalentes Ersatzschaltbild für einen SAW-Resonator.	11
2.3. Blockschaltbild zur instantanen Frequenzmessung und Unterteilung in analoge, digitale und voll-digitale IFM.	13
2.4. Struktur eines Sechstor-Interferometers in der Anwendung zur instantanen Frequenzmessung: Das Sechstor-Interferometer selbst besteht aus einem Leistungsteiler und drei 90° -Hybridkopplern und verwendet jeweils einen HF-Leistungsdetektor an den Ausgangsports $P_3 \dots P_6$	16

3.1.	Einordnung der aktuell gebräuchlichen Leseverfahren ③ in verschiedene Lesegerät-Kategorien ② zum drahtlosen Auslesen der SAW-Sensoren ①, insbesondere der markierten SAW-Resonatoren.	22
3.2.	Blockschaltbild eines monostatischen SAW-Lesegerätes zur Frequenzbereichsabtastung mit FMCW- oder FSCW-Anregung. . .	23
3.3.	Blockschaltbild eines monostatischen SAW-Lesegerätes zur hybriden Frequenzbereichsabtastung mit S-FSCW-Anregung. . . .	26
3.4.	Signalverarbeitungs-Flussdiagramm für die Frequenzbereichsabtastung mit resonanten SAW-Sensoren.	27
3.5.	Schematische Darstellung des Auslesevorganges eines SAW-Resonators mit Zeitbereichsabtastung.	29
3.6.	Blockschaltbild eines monostatischen SAW-Lesegerätes zur Zeitbereichsabtastung digitaler Frequenzschätzung.	30
3.7.	Blockschaltbild eines monostatischen SAW-Lesegerätes (TDS-Hybrid) mit gepulstem FM/AM-Tracking.	32
3.8.	3-Punkt-Tracking-Strategie für gepulstes FM/AM-Tracking resonanter Sensoren.	33
3.9.	FM-Tracking-Strategie für resonante Sensoren.	34
3.10.	2-Punkt-Tracking-Strategie für gepulstes FM/AM-Tracking resonanter Sensoren.	35
4.1.	Grundlegendes Systemkonzept zur instantanen Frequenzmessung resonanter Sensoren mit In-situ-Linearisierung.	38
4.2.	Abgestufte Verzögerungsleitung als rekonfigurierbare Erweiterung zur Trägerprüfung und Interferenzvermeidung mit (a) kurzer Verzögerungszeit zur Trägerprüfung, (b) langer Verzögerungszeit für die Systemlinearisierung und Frequenzmessung.	42
4.3.	Systemkonzept mit mischerbasierter Rekonfiguration zur (a) Trägerprüfung und Interferenzerkennung, (b) Systemlinearisierung und Frequenzmessung.	42
4.4.	Systemkonzept mit differentieller SAW-Verzögerungsleitung. . .	44
5.1.	Konzept zur drahtlosen, temperaturkompensierten Drehmomentmessung mit drei SAW-Resonatoren auf rotierenden Wellen. . .	45
5.2.	Mehrere Resonatoren, jeweils mit einer Mittenfrequenz $f_{SAW,x}$ und einem maximalen Frequenzhub f_d , sind im Abstand f_a überschneidungsfrei in einem beliebigen ISM-Frequenzband angeordnet.	46

5.3.	Anforderungsdefinition an die Messgenauigkeit und Präzision für eine differentielle Drehmomentmessung bei einer Messwertaktualisierungsrate von 1000 s^{-1}	47
5.4.	Auswirkung eines Störsignals außerhalb der Basisbandbreite auf Betrag und Phase des gemessenen Signals bei der instantanen Frequenzmessung.	52
5.5.	Maximaler Messfehler, in Abhängigkeit der relativen Leistung (P_s/P_i) eines Störsignals außerhalb der Basisbandbreite, für verschiedene Verzögerungszeiten der Verzögerungsleitung.	53
5.6.	Maximaler Messfehler für ein Störsignal innerhalb der Basisbandbreite in einem IFM-System mit $\tau_{dl} = 50 \text{ ns}$	54
5.7.	Betrag des maximalen Messfehlers für ein Störsignal innerhalb der Basisbandbreite in einem IFM-System mit $\tau_{dl} = 50 \text{ ns}$	55
5.8.	Messaufbau zur experimentellen Validierung der Interferenzsensitivität des SAW-Lesegerätes.	56
5.9.	Messergebnisse zur Interferenz-Sensitivität des Systems mit einer 50-ns-Verzögerungsleitung. Die Mittenfrequenz wurde zu 2,44 GHz mit einer Leistung des Nutzsignals von 0 dBm gewählt.	57
5.10.	Einfluss des Frequenzfehlers der Referenz auf die Genauigkeit einer differentiellen Messung von zwei Resonatoren (mit jeweils f_d) in Abhängigkeit ihres aktuellen Frequenzabstandes ($f_a + f_d$).	60
5.11.	Unterdrückung des Phasenrauschens durch Range Correlation für verschiedene Längen der Verzögerungsleitung.	61
5.12.	Unterdrückung des Phasenrauschens durch Range Correlation und Basisbandfilterung bei einer Verzögerungszeit $\tau_{dl} = 100 \text{ ns}$ und einer -3 dB Basisbandbreite $f_{bb} = 2 \text{ MHz}$ (Bessel-Filter, 2. Ordnung).	63
5.13.	Phasenrauschmessung eines 2,4 GHz PLL-Synthesizers und durch Korrelation und Filterung resultierendes effektives Phasenrauschen für das IFM-System ($\tau_{dl} = 100 \text{ ns}$, $f_{bb} = 2 \text{ MHz}$).	64
5.14.	Resultierender RMS-Messfehler durch das effektive Phasenrauschen bei der Linearisierung, in Abhängigkeit der Bandbreite des Linearisierungsfilters.	64
5.15.	Timing-Diagramm des SAW-Lesegerätes mit Einschwing-, Linearisierungs- und Messzeiten für eine differentielle Messung mit einem einzelnen Synthesizer.	66
5.16.	Maximal möglicher SNR-Gewinn für das spezifizierete System bei verschiedenen Einschwingzeiten t_e und gewünschten Messwertaktualisierungsraten.	67

5.17.	Voll verbundener 3-Port-Schalter, bestehend aus drei SPDT-Schaltern, mit Möglichkeit zum Hardware Time-Gating des Empfangssignals.	68
5.18.	Einfluss der AM/PM-Konversion des HF-Verstärkers (ψ_{AMPM}) auf den Frequenzfehler der SAW-Frequenzmessung, in Abhängigkeit der Güte des Resonators.	71
5.19.	Phasenbeziehungen der Ausgangssignale, normiert auf P_5 , eines aus diskreten Kopplern bestehenden realen 2,4-GHz-Sechstorinterferometers.	72
5.20.	Analoge Signalkonditionierung im Frontend des SAW-Lesegerätes.	76
5.21.	Monte-Carlo-Simulation zum zeitabhängigen Frequenzfehler im IFM-System ($\tau_{\text{dl}} = 100$ ns, logarithmische Detektoren, CW-Linearisierung konstanter Amplitude) bei der Messung eines Resonators ($Q_{\text{SAW}} = 2300$ und $f_0 = 2,4$ GHz bis 2,485 GHz), aufgrund Abweichungen der Grenzfrequenz der Basisbandfilter (Bessel-Filter 1. Ordnung), die im Bereich $\pm\Delta f_{\text{bb}}$ um f_{bb} zufällig gleichverteilt sind.	77
5.22.	Monte-Carlo-Simulation zum maximalen- und RMS-Frequenzfehler im IFM-System ($\tau_{\text{dl}} = 100$ ns, logarithmische Detektoren, CW-Linearisierung konstanter Amplitude) bei der Messung eines Resonators (mit $Q_{\text{SAW}} = 2300$ und $f_0 = [2,4 \dots 2,485]$ GHz), aufgrund Abweichungen der Grenzfrequenz der Basisbandfilter (Bessel-Filter 1. Ordnung), die im Bereich $\pm\Delta f_{\text{bb}}$ um f_{bb} zufällig gleichverteilt sind.	78
5.23.	Frequenzauflösung der instantanen Frequenzmessung in Abhängigkeit der Anzahl der Bits der Analog-Digital-Umsetzer (ohne Überabtastung) bei verschiedenen Verzögerungszeiten der Verzögerungsleitung.	80
5.24.	Hüllkurve der Eingangssignale (I_1, I_2) am Sechstorinterferometer für einen ausschwingenden Resonator ($Q = 2300, f_0 = 2,44$ GHz) mit einer idealen Verzögerungsleitung von $\tau_{\text{dl}} = 100$ ns.	82
5.25.	Übersprechen und Triple-Transit in einer SAW-Verzögerungsleitung.	84
5.26.	Maximaler Frequenzfehler aufgrund Übersprechen und Triple-Transit in einer SAW-Verzögerungsleitung mit $AT = 20$ dB, $XT = -40$ dB, $TT = -60$ dB.	86
5.27.	Mögliche Entwurfskriterien (XT, TT) für einen Frequenzfehler $< 8,2$ ppm bei einer SAW-Verzögerungsleitung mit $\tau_{\text{dl}} = 50$ ns und $AT = 20$ dB.	87

5.28.	Konzept einer differentiellen SAW-Verzögerungsleitung zum Einsatz bei der instantanen Frequenzmessung.	88
5.29.	Hüllkurve der Eingangs- und Ausgangssignale an einer differentiellen SAW-Verzögerungsleitung.	88
6.1.	Labordemonstrator zur differentiellen Kraftmessung mit zwei 2,4-GHz-SAW-Resonatoren an einem mechanischen Biegebalken.	93
6.2.	Gemessene Basisbandspannungen bei Anregung und Messung eines SAW-Sensors ungefähr 100 kHz neben seiner Resonanzfrequenz.	95
6.3.	Gemessener Frequenzgang und Standardabweichung (für eine Einzelmessung innerhalb von 3 μ s) eines SAW-Resonators bei verschiedenen Anregefrequenzen.	96
6.4.	Resonanzfrequenz der einzelnen SAW-Sensoren und deren Differenzfrequenz bei Auslenkung des Biegebalkens.	97
6.5.	Kompakter Systemdemonstrator in modularem Aufbau zur instantanen Frequenzmessung resonanter Sensoren im 2,4-GHz-Frequenzband [168]. ①: Hochfrequenz-Signalerzeugung zur Anregung und Linearisierung, ②: IFM-Messsystem mit zuschaltbarem LNA und Dämpfungsglied zur Pegelanpassung, ③: analoge Signalkonditionierung, ④: Mikrocontroller, ADU + Kommunikation.	99
6.6.	Frequenzfehler bei der SAW-Frequenzmessung mit einer Messwertaktualisierungsrate von 8000 / s.	101
6.7.	Frequenzfehler bei der SAW-Frequenzmessung mit einer Messwertaktualisierungsrate von 2000 / s.	101
6.8.	Frequenzfehler bei der SAW-Frequenzmessung mit einer Messwertaktualisierungsrate von 1000 / s.	101

Abkürzungsverzeichnis

ADU	Analog-Digital-Umsetzer
AM	Amplitudenmodulation
AM/PM-Konversion	Amplituden- zu Phasenmodulation
BAW	akustische Volumenwelle (<i>bulk acoustic wave</i>)
BPF	Bandpassfilter
BvD	Butterworth-van Dyke
CDMA	Codemultiplex (<i>code division multiple access</i>)
CSMA/CA	Mehrfachzugriff mit Trägerprüfung und Kollisionsvermeidung (<i>carrier sense multiple access with collision avoidance</i>)
CW	Dauerstrich (<i>continuous wave</i>)
DC	Gleichstrom (<i>direct current</i>)
DDS	direkte digitale Synthese (<i>direct digital synthesis</i>)
DFE	digitale Frequenzschätzung (<i>digital frequency estimation</i>)
DMS	Dehnungsmessstreifen
DSO	digitales Speicheroszilloskop
DSP	digitaler Signalprozessor (<i>digital signal processor</i>)
EIRP	äquivalente isotrope Strahlungsleistung (<i>equivalent isotropically radiated power</i>)
ERP	effektive Strahlungsleistung (<i>effective radiated power</i>)
FDMA	Frequenzmultiplex (<i>frequency division multiple access</i>)
FDS	Frequenzbereichsabtastung (<i>frequency domain sampling</i>)
FFT	schnelle Fourier-Transformation (<i>fast Fourier transformation</i>)
FM	Frequenzmodulation
FMCW	frequenzmoduliertes Dauerstrichsignal (<i>frequency-modulated continuous wave</i>)
FPGA	feldprogrammierbares Gate-Array (<i>field programmable gate array</i>)
FS	Messendwert (<i>full scale</i>)
FSCW	frequenzgestuftes Dauerstrichsignal (<i>frequency-stepped continuous wave</i>)

Abkürzungsverzeichnis

HF	Hochfrequenz
IDT	Interdigitaltransducer (<i>interdigital transducer</i>)
IF	Zwischenfrequenz (<i>intermediate frequency</i>)
IFFT	inverse schnelle Fourier-Transformation (<i>inverse fast Fourier transformation</i>)
IFM	instantane Frequenzmessung (<i>instantaneous frequency measurement</i>)
ISM	Industrial, Scientific, Medical
LNA	rauscharmer Verstärker (<i>low noise amplifier</i>)
LO	Lokaloszillator
MEMS	mikro-elektromechanisches System (<i>micro-electro-mechanical systems</i>)
MMIC	monolithische Mikrowellenschaltung (<i>monolithic microwave integrated circuit</i>)
OCXO	beheizter Quarzoszillator (<i>oven-controlled crystal oscillator</i>)
OFC	orthogonale Frequenzkodierung (<i>orthogonal frequency coding</i>)
PA	Leistungsverstärker (<i>power amplifier</i>)
PLL	Phasenregelschleife (<i>phase-locked loop</i>)
ppm	Millionstel (<i>parts per million</i>)
PTFE	Polytetrafluorethylen
RFID	Funkidentifikation (<i>radio frequency identification</i>)
RMS	quadratischer Mittelwert (<i>root mean square</i>)
SAW	akustische Oberflächenwelle (<i>surface acoustic wave</i>)
S-FSCW	geschaltetes frequenzgestuftes Dauerstrichsignal (<i>switched frequency-stepped continuous wave</i>)
SNR	Signal-zu-Rausch-Verhältnis (<i>signal to noise ratio</i>)
SPDT	Wechselschalter (<i>Single Pole, Double Throw</i>)
SRD	Funkanwendungen mit geringer Reichweite (<i>short range device</i>)
TCXO	temperaturkompensierter Oszillator (<i>temperature compensated crystal oscillator</i>)
TDMA	Zeitmultiplex (<i>time division multiple access</i>)
TDS	Zeitbereichsabtastung (<i>time domain sampling</i>)
TPF	Tiefpassfilter
VCO	spannungsgesteuerter Oszillator (<i>voltage-controlled oscillator</i>)

Symbolverzeichnis

$\Delta\phi$	Phasendifferenz
ΔP	Leistungsunterschied zwischen den beiden Eingangsports des Sechstorinterferometers
Δf	Frequenzabstand
Δf_{ADU}	Frequenzauflösung des Messsystems
Δf_{bb}	maximale relative Abweichung / Toleranz der Basisbandbreite des IFM-Systems
$\Delta f_{\text{err,max}}$	maximaler relativer Frequenzfehler
$\Delta f_{\text{err,min}}$	Frequenzdifferenz zwischen Nutz- und Störsignal, die zu einem minimalen Frequenzfehler führt
Δf_{ref}	relative Frequenzgenauigkeit des Referenzoszillators
Φ_{d}	Phasendifferenz zwischen Nutz- und Störsignal am Diskriminator
$\Phi_{\text{err,IQ}}$	IQ-Phasenfehler im Sechstorinterferometer
$\epsilon_{\text{r,eff}}$	effektive relative Permittivität
μ_{e}	effektive Permeabilität
ω_{i}	Kreisfrequenz des Störsignals
ω_{s}	Kreisfrequenz des Nutzsignals
ψ_{AMPM}	AM-zu-PM-Umsetzung
σ_{Φ}	Standardabweichung des Phasenmessfehlers
σ_{d}	Präzision einer differentiellen Messung
σ_{e}	Präzision einer Einzelmessung
$\tau_{\text{dl,diff}}$	differentielle Zeitverzögerung zwischen beiden Ausgangssignalen einer differentiellen Verzögerungsleitung
$\tau_{\text{dl,1}}$	absolute Zeitverzögerung des ersten Ausgangssignals einer differentiellen Verzögerungsleitung
$\tau_{\text{dl,2}}$	absolute Zeitverzögerung des zweiten Ausgangssignals einer differentiellen Verzögerungsleitung
τ_{dl}	Verzögerungszeit der Verzögerungsleitung
τ_{SAW}	Zeitkonstante eines resonanten SAW-Sensors

θ_i	Phasendiskriminator-Fehler bei Anliegen eines Störsignals
φ_i	(beliebige) initiale Phase des Störsignals
φ_s	(beliebige) initiale Phase des Nutzsignals
φ_{xt}	Phasenverschiebung beim Übersprechen in einer SAW-Verzögerungsleitung
a_1	Amplitudenkoeffizienten des ersten Ausgangsports am Leistungsteiler im IFM-System
a_2	Amplitudenkoeffizienten des zweiten Ausgangsports am Leistungsteiler im IFM-System
AD_{SAW}	Amplitudenabfall eines ausschwingenden Resonators
A_{max}	maximale Amplitude des Antwortsignals
AT	Dämpfung in der Verzögerungsleitung
B	Bandbreite eines FMCW-Chirps
\underline{b}_3	Ausgangssignal an P_3 der Sechstorstruktur
\underline{b}_4	Ausgangssignal an P_4 der Sechstorstruktur
\underline{b}_5	Ausgangssignal an P_5 der Sechstorstruktur
\underline{b}_6	Ausgangssignal an P_6 der Sechstorstruktur
B_3	Basisbandsignal von P_3 nach dem Detektor
B_4	Basisbandsignal von P_4 nach dem Detektor
B_5	Basisbandsignal von P_5 nach dem Detektor
B_6	Basisbandsignal von P_6 nach dem Detektor
C_p	Parallelkapazität
C_s	Serienkapazität
d_e	effektive Länge einer Verzögerungsleitung
d_g	geometrische Länge einer Verzögerungsleitung
f_0	Resonanzfrequenz eines Resonators
f_m	Mittenfrequenz eines Resonators
f_1	Frequenzpunkt 1
f_2	Frequenzpunkt 2
f_3	Frequenzpunkt 3
f_a	Frequenzabstand zweier Resonatoren

f_B	eindeutige Bandbreite des IFM-Systems
f_{bb}	Basisbandbreite des IFM-Systems
f_d	Frequenzhub eines Resonators
f_m	Bandbreite eines Zeitsignals
f_i	Frequenz des Störsignals
f_{ISM}	Bandbreite des ISM-Frequenzbandes
f_{lf}	Bandbreite des Linearisierungsfilters
$f_{m,max}$	maximale Frequenz der Messgröße
f_s	Frequenz des Nutzsignals
f_{st}	Startfrequenz des Chirps
f_{step}	Schrittweite bei gepulstem FM/AM-Tracking
f_{tr}	Tracking-Bandbreite bei gepulstem FM/AM-Tracking
f_u	Messwertaktualisierungsrate
I	Inphasesignal
I_0	Eingangssignal am IFM-System
I_1	Eingangssignal an Port 1 des Sechstorinterferometers
I_2	Eingangssignal an Port 2 des Sechstorinterferometers
k	Chirp-Rate
L_s	Serieninduktivität
N	Anzahl der Mittelungen oder Frequenzstufen
p	Anzahl der Reflektoren in einer SAW-Verzögerungsleitung
PD_{dr}	Dynamikbereich des Leistungsdetektors
P_i	Leistung des Störsignals
P_s	Leistung des Nutzsignals
Q	Quadratursignale
Q_{SAW}	Gütefaktor
R_s	Serienwiderstand

Symbolverzeichnis

s_1	Amplitudenwert bei Frequenzpunkt f_1
s_2	Amplitudenwert Frequenzpunkt f_2
s_3	Amplitudenwert Frequenzpunkt f_3
S_Φ	einseitiges Phasenrauschspektrum
$S_{\Delta\Phi}$	effektives Phasenrauschen unter Berücksichtigung der Range-Correlation
$s_T(t)$	Sendesignal eines FxCW-Lesegerätes
T	Dauer eines (S-)FxCW-Chirps
t_e	Einschwingzeit des Synthesizers
t_l	Zeit zur Linearisierung eines Frequenzpunktes
t_m	Signaldauer eines Zeitsignals
$t_{m,max}$	maximale Messzeit pro Messzyklus für einen einzelnen SAW
$t_{m,saw}$	maximale Messzeit des Lesegerätes für einen ausschwingenden Resonator
T_{step}	Stufendauer bei FSCW
TT	Triple-Transit in der Verzögerungsleitung
$x[n]$	Signalmodell für FMCW- und FSCW-Lesegeräte
XT	Übersprechen in der Verzögerungsleitung
\underline{z}	komplexer Vektor
Z_0	Wellenwiderstand

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand zwischen 2013 und 2018 während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Technische Elektronik der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg.

Zuerst möchte ich mich bei meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. habil. Alexander Kölpin für seine uneingeschränkte Unterstützung, das in mich gesetzte Vertrauen und die zahlreichen wissenschaftlichen Diskussionen bedanken, die für meine Arbeit immer eine Bereicherung darstellten. Weiterhin möchte ich Prof. Dr.-Ing. Gerhard Fischerauer von der Universität Bayreuth und Prof. Dr. Leonhard Reindl von der Albert-Ludwigs-Universität Freiburg für die Übernahme der Gutachten und der damit verbundenen Mühen danken. Ein besonderer Dank gebührt auch Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel, der mich seit Beginn meiner Tätigkeit am Lehrstuhl für Technische Elektronik kontinuierlich gefördert hat und dessen Lehrstuhl neben der hochwertigsten technischen Ausstattung auch eine großartige, freundliche und konstruktive Atmosphäre für alle seine Mitarbeiter bietet.

Einen entscheidenden Beitrag zu dieser Arbeit hat auch die Firma Novotechnik Messwertaufnehmer OHG als langjähriger Kooperationspartner geleistet. Hier möchte ich mich insbesondere bei dem ehemaligen Geschäftsführer (im Ruhestand) Ernst Halder, dem Abteilungsleiter der Elektronikentwicklung Peter Dingler sowie bei Gerold Sept-Enzel bedanken. Die kontinuierliche Unterstützung, zahlreichen fachlichen Diskussionen, praktischen Ratschläge aus der Industrie und die Bereitstellung der mechanischen Demonstratoren sowie der SAW-Resonatoren haben maßgeblich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen. Auch Thomas Ostertag von der RSSI GmbH hat mich stets von seinem langjährigen Expertenwissen im Bereich der SAW- und Funksensorik profitieren lassen - hierfür vielen Dank.

Darüber hinaus möchte ich mich bei allen Kolleginnen und Kollegen bedanken, die mich die letzten Jahre am Lehrstuhl unterstützt haben. Stellvertretend sei hier namentlich die Sechstorarbeitsgruppe mit Dr.-Ing. Stefan Lindner, Dr.-Ing. Sarah Linz, Dr.-Ing. Sebastian Mann, Fabian Michler, Torsten Reißland, Benedict Scheiner, Christoph Will und - soweit noch nicht aufgeführt - meine (ehemaligen) Bürokolleginnen und Bürokollegen Niklas Duda, Stefan Erhardt, Dr.-Ing. Martin Hierold, Jasmin Kolpak sowie Felix Pflaum genannt und ihnen für die kollegiale Zusammenarbeit und die vielen bereichernden Diskussionen gedankt. Mein weiterer Dank gilt den Technikern des Lehrstuhls

Danksagung

Adrian Voinea, Benedikt Brütting und Wolfgang Tobginski für die Unterstützung bei Versuchsaufbauten, IT-Installationen und bei der Platinenfertigung. Ebenso möchte ich mich bei dem Sekretariatsteam Aurélia Martinek, Gabriele Köhnen und Sylvia Hussong bedanken, auf deren Hilfe ich bei Organisations- und Verwaltungsangelegenheiten immer zählen konnte.

Mein abschließender Dank gilt meiner Familie, die mir jederzeit zur Seite stand und mich immer unterstützt und motiviert hat.

Eigene Veröffentlichungen

Begutachtete Zeitschriftenbeiträge

- F. Michler, B. Scheiner, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „(Micro)metering with Microwaves: A Low-Cost Low-Power High-Precision Radar System“, *IEEE Microwave Magazine*, Bd. 20 (1), S. 91–97, Jan. 2019. DOI: 10.1109/MMM.2018.2875612.
- M. Frank, T. Reißland, F. Lurz und M. Völkel, „Antenna and Package Design for 61 GHz and 122 GHz Radar Sensors in Embedded Wafer-Level Ball Grid Array Technology“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Bd. 66 (12), S. 5156–5168, Okt. 2018. DOI: 10.1109/TMTT.2018.2873368.
- F. Lurz, T. Ostertag, B. Scheiner, R. Weigel und A. Koelpin, „Reader Architectures for Wireless Surface Acoustic Wave Sensors“, *Sensors*, Bd. 18 (1734), Mai 2018. DOI: 10.3390/S18061734.
- S. Mann, C. Will, T. Reißland, F. Lurz, S. Lindner, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „High-Precision Interferometric Radar for Sheet Thickness Monitoring“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Bd. 66 (6), S. 3153–3166, Apr. 2018. DOI: 10.1109/TMTT.2018.2825328.
- F. Lurz, F. Michler, B. Scheiner, R. Weigel und A. Koelpin, „Microw(h)att?! Ultralow-Power Six-Port Radar“, *IEEE Microwave Magazine*, IEEE, Bd. 19 (1), S. 91–98, Jan. 2018. DOI: 10.1109/MMM.2017.2759640.
- C. Will, S. Linz, S. Mann, F. Lurz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „A 24 GHz Waveguide based Radar System using an Advanced Algorithm for I/Q Offset Cancellation“, *Advances in Radio Science*, Advances in Radio Science, Bd. Kleinheubacher Berichte 2016 (15), Okt. 2017. DOI: 10.5194/ARS-15-249-2017.
- F. Lurz, S. Lindner, S. Linz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „High-Speed Resonant Surface Acoustic Wave Instrumentation Based on Instantaneous Frequency Measurement“, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, Bd. 66 (5), S. 974–984, Jan. 2017. DOI: 10.1109/TIM.2016.2642618.
- A. Koelpin, F. Lurz, S. Linz, S. Mann, C. Will und S. Lindner, „Six-Port Based Interferometry for Precise Radar and Sensing Application“, *Sensors*, MDPI, Bd. 16 (10), S. 1–26, Sep. 2016. DOI: 10.3390/S16101556.
- S. Mann, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „A High-Sensitivity Radar System Featuring Low Weight and Power Consumption“, *IEEE Microwave Magazine*, IEEE, Bd. 16 (2), S. 99–105, März 2015. DOI: 10.1109/MMM.2014.2367860.

Begutachtete Konferenzbeiträge mit Tagungsband

- M. Frank, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „122 GHz Low-cost Substrate Integrated Waveguide based Leaky-Wave Antenna Design“, in *2019 IEEE Radio and Wireless Symposium* (Orlando, FL, USA), IEEE, Mai 2019, S. 1–4. DOI: 10.1109/RWS.2019.8714239.
- J. Lichtblau, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „Measurements for Onboard Communication in a High-Speed Train up to 330 km/h for Selected Scenarios at 2.45 GHz“, in *2019 IEEE Radio and Wireless Symposium* (Orlando, FL, USA), Mai 2019. DOI: 10.1109/RWS.2019.8714281.
- J. Lichtblau, F. Michler, B. Scheiner, F. Lurz, M. Gräbner, M. Hundhausen, R. Weigel und A. Koelpin, „Phased Array Approach for Vehicle-to-Infrastructure Communication in Train Stations“, in *2019 IEEE Radio and Wireless Symposium* (Orlando, FL, USA), Mai 2019. DOI: 10.1109/RWS.2019.8714281.
- T. Reißland, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „Compressed sensing based near-field radar target imaging and localization employing normalized iterative hard thresholding“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Orlando, FL, USA), Mai 2019. DOI: 10.1109/WISNET.2019.8711811.
- M. Frank, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „Low-cost Transmitarray Antenna Designs with $\pm 70^\circ$ Beam Steering Range in V-Band“, in *2019 12th German Microwave Conference* (Stuttgart), Apr. 2019, S. 123–126. DOI: 10.23919/GEMTC.2019.8698118.
- E. Hassan, M. Berggren, B. Scheiner, F. Michler, R. Weigel und F. Lurz, „Design of Planar Microstrip-to-Waveguide Transitions using Topology Optimization“, in *IEEE Radio and Wireless Symposium* (Orlando, FL, USA), Jan. 2019, S. 1–3. DOI: 10.1109/RWS.2019.8714566.
- S. Linz, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „Extended ellipse-based reconstruction algorithm for six-port radar“, in *IEEE Radio and Wireless Symposium* (Orlando, FL, USA), Jan. 2019, S. 1–3. DOI: 10.1109/RWS.2019.8714294.
- F. Michler, K. Shi, S. Schellenberger, B. Scheiner, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „Pulse Wave Velocity Detection Using a 24 GHz Six-Port Based Doppler Radar“, in *IEEE Radio and Wireless Symposium* (Orlando, FL, USA), Jan. 2019, S. 1–3. DOI: 10.1109/RWS.2019.8714521.
- B. Scheiner, F. Lurz, F. Michler, I. Lau, J. Lichtblau, R. Weigel und A. Koelpin, „Design of a Rotary Coupler for Data Transmission on Fast Rotating Mechanical Shafts and Roboter Arms“, in *IEEE Radio and Wireless Symposium* (Orlando, FL, USA), Jan. 2019, S. 1–3. DOI: 10.1109/RWS.2019.8714480.
- F. Michler, B. Scheiner, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „A Planar 24 GHz Switched-Beam Antenna Based on PIN Diodes for Remote Sensing Applications“, in *2018 Asia-Pacific Microwave Conference* (Kyoto, Japan), Nov. 2018.

- K. Shi, S. Schellenberger, T. Steigleder, F. Michler, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „Contactless Carotid Pulse Measurement Using Continuous Wave Radar“, in *2018 Asia-Pacific Microwave Conference* (Kyoto, Japan), Nov. 2018.
- I. Lau, M. Frank, K. Shi, F. Lurz, A. Talai, R. Weigel und A. Koelpin, „An Accurate Free Space Method for Material Characterization in W-Band Using Material Samples with Two Different Thicknesses“, in *European Microwave Conference* (Madrid, Spain), Sep. 2018, S. 202–205. DOI: 10.23919/EUMC.2018.8541437.
- F. Michler, H. Deniz, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „Performance Analysis of an Ultra Wideband Transceiver for Real-Time Localization“, in *2018 48th European Microwave Conference* (Madrid, Spain), Sep. 2018, S. 1141–1144. DOI: 10.23919/EUMC.2018.8541672.
- B. Scheiner, F. Lurz, F. Michler, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Six-Port Based Multitone and Low-Power Radar System for Waveguides in Smart Factories“, in *Proceedings of the 48th European Microwave Conference* (Madrid, Spain), Sep. 2018, S. 1065–1068. DOI: 10.23919/EUMC.2018.8541518.
- S. Linz, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „A Review on Six-Port Radar and Its Calibration Techniques“, in *22nd International Microwave and Radar Conference* (Poznań, Poland), Mai 2018, S. 80–83. DOI: 10.23919/MIKON.2018.8405341.
- F. Lurz, B. Scheiner, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Compact PCB Delay Line for Six-Port Based Instantaneous Frequency Measurement“, in *22nd International Microwave and Radar Conference* (Poznań, Poland), Mai 2018, S. 87–90. DOI: 10.23919/MIKON.2018.8405343.
- B. Scheiner, F. Lurz, F. Michler, S. Lindner, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Fast Dual-Synthesizer for Six-Port In-Situ Linearization in the 2,4 GHz ISM-Band“, in *German Microwave Conference* (Freiburg), März 2018, S. 223–226. DOI: 10.23919/GEMIC.2018.8335070.
- M. Hertlein, S. Breun, G. Cappel, A. Schwarzmeier, F. Lurz, R. Weigel und G. Fischer, „Evaluation of Cellular Standards for Low Data Rate Applications Regarding Power Consumption and Timing Parameters“, in *IEEE Radio Wireless Symposium* (Anaheim, CA, USA), Jan. 2018, S. 217–219. DOI: 10.1109/RWS.2018.8304991.
- J. Lichtblau, B. Sanftl, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „Examination of OFDM for Wireless Train-Onboard Communication“, in *IEEE Radio Wireless Symposium* (Anaheim, CA, USA), IEEE (Hrsg.), Jan. 2018, S. 184–187. DOI: 10.1109/RWS.2018.8304981.
- F. Lurz, P. Hofstetter, S. Lindner, S. Linz, F. Michler, R. Weigel und A. Koelpin, „Low-Power Frequency Synthesizer for Multi-Tone Six-Port Radar“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Anaheim, CA, USA), IEEE, Jan. 2018, S. 84–87. DOI: 10.1109/WISNET.2018.8311571.
- B. Scheiner, S. Mann, F. Lurz, F. Michler, S. Erhardt, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „Microstrip-to-Waveguide Transition in Planar Form Using a Substrate Integrated Waveguide“, in *Radio and Wireless Symposium (RWS), 2018 IEEE* (Anaheim, CA, USA), IEEE, Jan. 2018, S. 18–20. DOI: 10.1109/RWS.2018.8304934.

- S. Schellenberger, K. Shi, T. Steigleder, F. Michler, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „Support Vector Machine-Based Instantaneous Presence Detection for Continuous Wave Radar Systems“, in *2018 Asia-Pacific Microwave Conference* (Kyoto, Japan), Jan. 2018, S. 1465–1467. DOI: 10.23919/APMC.2018.8617181.
- C. Will, S. Mann, F. Michler, T. Reißland, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „Error Compensation of the Temperature Influence on Radar based Displacement Measurements“, in *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference* (Kuala Lumpur, Malaysia), IEEE, Nov. 2017, S. 89–92. DOI: 10.1109/APMC.2017.8251384.
- S. Lindner, F. Lurz, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Mixer Assisted Interferometric Six-Port System for Accurate Distance Measurements“, in *European Radar Conference* (Nürnberg), Okt. 2017. DOI: 10.23919/EURAD.2017.8249204.
- F. Michler, S. Lindner, F. Lurz, S. Erhardt, R. Weigel und A. Koelpin, „Zero-Bias Schottky Power Detector Design for Six-Port based Radar Systems“, in *European Microwave Conference* (Nürnberg), Okt. 2017. DOI: 10.23919/EUMC.2017.8230841.
- F. Lurz, S. Müller, S. Lindner, S. Linz, M. Gardill, R. Weigel und A. Koelpin, „Smart Communication and Relative Localization System for Firefighters and Rescuers“, in *IEEE International Microwave Symposium* (Honolulu, HI, USA), Juni 2017, S. 1421–1424. DOI: 10.1109/MWSYM.2017.8058885.
- S. Linz, C. Will, F. Lurz, S. Lindner, S. Mann, R. Schober, R. Weigel und A. Koelpin, „Detector Nonlinearity in Six-Port Radar“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Phoenix, AZ, USA), IEEE, Jan. 2017, S. 19–22. DOI: 10.1109/WISNET.2017.7878745.
- C. Will, S. Linz, S. Mann, F. Lurz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „Segmental Polynomial Approximation based Phase Error Correction for Precise Near Field Displacement Measurements using Six-Port Microwave Interferometers“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Phoenix, AZ, USA), IEEE, Jan. 2017. DOI: 10.1109/WISNET.2017.7878746.
- S. Wibbing, S. Mann, F. Lurz, M. Frank, R. Weigel und A. Koelpin, „Radarbasierte und vernetzte Umfeldsensorik zur autonomen Steuerung von Industrierobotern“, in *VDE Kongress 2016: Internet der Dinge* (Mannheim), VDE, Nov. 2016, S. 1–6.
- R. Weigel, F. Lurz, S. Lindner, S. Mann, S. Linz und A. Koelpin, „A Fast and Precise Six-Port-based IFM Technique for Wireless Resonant SAW Sensing“, in *IEEE International Ultrasonics Symposium* (Tours, France), IEEE, Sep. 2016, S. 1–4. DOI: 10.1109/ULTSYM.2016.7728613.
- F. Lurz, S. Lindner, S. Mann, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Precise and Fast Frequency Determination of Resonant SAW Sensors by a Low-Cost Six-Port Interferometer“, in *IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference* (Taipei, Taiwan), IEEE, Mai 2016, S. 369–374. DOI: 10.1109/I2MTC.2016.7520390.
- S. Wibbing, S. Mann, F. Lurz, S. Erhardt, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „A cost-efficient 61 GHz high-resolution radar sensor for industrial positioning and distance measurement“, in *21st International Conference on Microwave, Radar and*

- Wireless Communications* (Krakau, Poland), IEEE, Mai 2016, S. 1–4. DOI: 10.1109/MIKON.2016.7491940.
- S. Mann, S. Linz, S. Erhardt, S. Lindner, F. Lurz, H. Maune, R. Weigel und A. Koelpin, „Differential Measuring Dual Six-Port Concept and Antenna Design for an Inline Foil Thickness Sensor“, in *German Microwave Conference* (Bochum), IEEE, März 2016, S. 165–168. DOI: 10.1109/GEMIC.2016.7461581.
- S. Wibbing, F. Lurz, S. Mann, S. Lindner, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Determining Linearity of Wideband FMCW-Systems Based on Low-Cost Six-Port Technology“, in *German Microwave Conference* (Bochum), IEEE, März 2016, S. 389–392. DOI: 10.1109/GEMIC.2016.7461637.
- F. Lurz, C. Dorn, S. Lindner, S. Linz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „Digital Phase Correction for Multiplexed ADCs in Low-Cost Six-Port Interferometers“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Austin, TX, USA), IEEE, Jan. 2016, S. 56–59. DOI: 10.1109/WISNET.2016.7444321.
- S. Mann, F. Lurz, S. Linz, S. Lindner, C. Will, S. Wibbing, R. Weigel und A. Koelpin, „Substrate Integrated Waveguide Fed Antenna for 61 GHz Ultra-Short-Range Interferometric Radar Systems“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Austin, TX, USA), Bd. 64, IEEE, Jan. 2016, S. 64–66. DOI: 10.1109/WISNET.2016.7444323.
- K. Staszek, S. Linz, F. Lurz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „Improved Calibration Procedure for Six-Port Based Precise Displacement Measurements“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Austin, TX, USA), IEEE, Jan. 2016, S. 60–63. DOI: 10.1109/WISNET.2016.7444322.
- C. Will, K. Shi, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „Instantaneous Heartbeat Detection using a Cross-Correlation based Template Matching for Continuous Wave Radar Systems“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Austin, TX, USA), IEEE, Jan. 2016, S. 31–34. DOI: 10.1109/WISNET.2016.7444314.
- C. Will, K. Shi, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „Intelligent Signal Processing Routine for Instantaneous Heart Rate Detection using a Six-Port Microwave Interferometer“, in *IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems* (Nusa Dua, Bali, Indonesia), Nov. 2015, S. 483–487. DOI: 10.1109/ISPACS.2015.7432820.
- F. Lurz, S. Mann, S. Linz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „System- und Schaltungskonzepte für Low-Power-Radarsensorik zur Anwesenheitsdetektion“, in *Mikrosystemtechnik-Kongress* (Karlsruhe), Okt. 2015, S. 274–277.
- S. Linz, F. Lurz, M. Sporer, S. Lindner, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „Ultra-Short-Range Precise Displacement Measurement Setup with a Near Field Slot-Line Antenna and a Dedicated Spiral Calibration“, in *IEEE International Microwave Symposium* (Phoenix, AZ, USA), IEEE, Mai 2015. DOI: 10.1109/MWSYM.2015.7167116.
- S. Lindner, F. Barbon, S. Linz, F. Lurz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „ADC Depending Limitations for Six-Port Based Distance Measurement Systems“, in

- IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (San Diego, CA, USA), IEEE, Jan. 2015, S. 29–31. DOI: 10.1109/WISNET.2015.7127396.
- S. Mann, S. Erhardt, S. Lindner, F. Lurz, S. Linz, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „Diode Detector Design for 61 GHz Substrate Integrated Waveguide Six-Port Radar Systems“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (San Diego, CA, USA), IEEE, Jan. 2015, S. 44–46. DOI: 10.1109/WISNET.2015.7127415.
- M. Sporer, F. Lurz, E. Schlücker, R. Weigel und A. Koelpin, „Underwater Interferometric Radar Sensor for Distance and Vibration Measurement“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (San Diego, CA, USA), IEEE, Jan. 2015, S. 72–74. DOI: 10.1109/WISNET.2015.7127405.
- F. Lurz, S. Mann, S. Linz, S. Lindner, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „A Low Power 24 GHz Radar System for Occupancy Monitoring“, in *IEEE Radio and Wireless Symposium* (San Diego, CA, USA), Jan. 2015, S. 111–113. DOI: 10.1109/RWS.2015.7129719.
- S. Linz, G. Vinci, S. Lindner, S. Mann, F. Lurz, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „I/Q Imbalance Compensation for Six-Port Interferometers in Radar Applications“, in *European Microwave Conference* (Rom, Italy), IEEE, Okt. 2014, S. 746–749. DOI: 10.1109/EUMC.2014.6986542.
- F. Lurz, S. Lindner, S. Mann, S. Linz, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „A Low-Cost 2.4 GHz Frequency Measurement System for Microsecond Time Domain Pulses Based on Six-Port Technology“, in *European Microwave Conference* (Rome, Italy), EuMA, Okt. 2014, S. 171–174. DOI: 10.1109/EUMC.2014.6986397.
- S. Linz, G. Vinci, S. Lindner, S. Mann, F. Lurz, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „Evaluation of the Impact of Antenna Parameters on the Performance of Six-Port Radar“, in *IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications* (Palm Beach, Aruba), IEEE, Aug. 2014, S. 300–303. DOI: 10.1109/APWC.2014.6905552.
- A. Koelpin, S. Linz, F. Barbon, S. Lindner, S. Mann, F. Lurz und R. Weigel, „Selftest Strategies for Microwave Interferometry for High-Precision Industrial Distance Measurements“, in *20th International Conference on Microwaves, Radar, and Wireless Communications* (Gdansk, Poland), Juni 2014. DOI: 10.1109/MIKON.2014.6899991.
- S. Mann, S. Lindner, F. Lurz, F. Barbon, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „A Microwave Interferometer Based Contactless Quasi-TEM Waveguide Position Encoder with Micrometer Accuracy“, in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium* (Tampa, FL, USA), IEEE, Juni 2014, S. 1–4. DOI: 10.1109/MWSYM.2014.6848655.
- S. Mann, F. Lurz, S. Lindner, F. Barbon, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „61 GHz Millimeter Wave Voltage Variable Attenuator Based on Flip-Chip Mounted PIN-Diodes“, in *20th International Conference on Microwaves, Radar, and Wireless Communications* (Gdansk, Poland), IEEE, Juni 2014, S. 1–4. DOI: 10.1109/MIKON.2014.6899966.

- S. Mueller, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „A High Performance Line Filter for Narrowband Power Line Communication Testbed Applications“, in *IEEE International Conference on Smart Grid Communications* (Vancouver, Canada), Okt. 2013, S. 690–695. DOI: 10.1109/SMARTGRIDCOMM.2013.6688039.
- L. M. Reuter, R. Agethen, F. Lurz, G. Fischer, R. Weigel und D. Kissinger, „A mobile microcontroller platform for sensor fusion and communication“, in *Embedded World Conference* (Nürnberg), März 2012, S. 1–4.
- R. Agethen, F. Lurz, A. Schwarzmeier, G. Fischer, R. Weigel und D. Kissinger, „An online telemetering system for mobile health parameter monitoring and medical assistance“, in *International Conference on Sensing Technology* (Palmerston North, New Zealand), Nov. 2011, S. 496–499. DOI: 10.1109/ICSENST.2011.6137024.
- R. Agethen, L. M. Reuter, F. Lurz, G. Fischer, R. Weigel und D. Kissinger, „A compact medical platform for mobile sensor fusion and data communication“, in *IEEE International Workshop on Medical Measurements and Applications* (Bari, Italy), Mai 2011, S. 111–114. DOI: 10.1109/MEMEA.2011.5966696.

Vorträge auf Konferenzen ohne Tagungsband

- F. Lurz, E. Halder, P. Dingler, G. Sept-Enzel, B. Scheiner, R. Weigel und A. Koelpin, „Reader Concept for Wireless Resonant Surface Acoustic Wave Instrumentation based on Instantaneous Frequency Measurement“, *SAW Sensor & Actuator Symposium* (Dresden), Okt. 2018.
- F. Lurz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „Substrate Integrated Waveguide Technology for mm-Wave Interferometric Radar Applications“, *European Microwave Week (EuMW), Workshop on Substrate Integrated Technologies and Applications* (Madrid, Spain), Okt. 2018.
- S. Linz, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „Ultra-short-range radar for precise industrial positioning“, *Kleinheubacher Tagung 2018* (Miltenberg), Sep. 2018.
- C. Will, S. Linz, S. Mann, F. Lurz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „A 24 GHz Waveguide based Radar System using an Advanced Algorithm for I/Q Offset Cancellation“, *Kleinheubacher Tagung* (Miltenberg), URSI, Sep. 2016.
- A. Koelpin, F. Lurz und R. Weigel, „Introduction in High-Resolution and Ultra-Low Power Distance Measurements by Microwave Interferometry“, *IEEE International Microwave Symposium, Workshop on Modern radar systems for high resolution ranging, indoor localization, and vital signs detection* (Phoenix, AZ, USA), Mai 2015.
- S. Linz, F. Barbon, S. Mann, S. Lindner, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „Detector Design for Six-Port Radar“, *CST European User Conference 2014* (Berlin), CST Computer Simulation Technology AG, Mai 2014.

Buchbeiträge

- F. Lurz, S. Mann, S. Linz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „LabVIEW basierte Echtzeit-Signalverarbeitung für Low-Power-Radarsensorik“, in *Virtuelle Instrumente in der Praxis 2015*, R. Jamal (Hrsg.). VDE-Verlag, Okt. 2015, S. 245–248.
- A. Löffler und F. Lurz, „Eine RFID-basierte Roboternavigationslösung“, in *Virtuelle Instrumente in der Praxis: Begleitband zum Kongress VIP 2010*. VDE Verlag, 2010, S. 253–257.

Weitere Veröffentlichungen

- F. Lurz, S. Mann, S. Linz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „Detektion und Auswertung: Labview-basierte Echtzeitsignalverarbeitung für die Radarsensorik“, *elektronik industrie 04/2016*, Hüthig GmbH, S. 56–57, Apr. 2016.

Patente

- N. Lang, T. Heckel, M. Galek, M. Ziegmann, S. Naik Hari und F. Lurz, „Active Filter“, EP3565077A1, Mai 2018.
- N. Lang, T. Heckel, S. Naik Hari, F. Lurz, M. Galek, M. Ziegmann, C. Joffe, A. Endruschat und H. Gerstner, „Messvorrichtung mit Sensor und Spule“, DE102018202505A1, Feb. 2018.
- F. Lurz, S. Lindner, A. Koelpin, G. Sept-Enzel, P. Dingler und E. Halder, „Elektrisches Messsystem zur Frequenzmessung und Erkennung von Störsignalen und Betriebsverfahren hierfür“, DE102016119562B3, Okt. 2016, (auch publiziert als: BR102017021783 (A2), CA2980749 (A1), CN107942136 (A), DK3309561 (T3), EP3309561 (B1), ES2719078 (T3), JP2018064277 (A), KR20180041060 (A), TR2019 04855 (T4), TW201816403 (A), US10338116 (B2)).

Preise, Auszeichnungen und Stipendien

- F. Lurz, „Best Oral Talk Prize“, *Surface Acoustic Wave Sensor & Actuator Symposium (SAW Symposium 2018)*, Okt. 2018.
- F. Lurz, „Erlangen-Nürnberg Excellence Track (ENET) 2016-2018“, *Leistungszentrum Elektroniksysteme (LZE)*, Juli 2018.

- F. Michler, B. Scheiner und F. Lurz, „IEEE MTT-S International Microwave Symposium Student Design Competition First Place Award for ”High-Sensitivity Fast-Response Motion Sensing Radar““, *IEEE Microwave Theory and Techniques Society (MTT-S)*, Juni 2018.
- A. Koelpin, F. Lurz, S. Linz, S. Mann, C. Will und S. Lindner, „Preis der ITG 2017“, *Informationstechnische Gesellschaft im VDE (ITG)*, Nov. 2017.
- F. Lurz, F. Michler und B. Scheiner, „IEEE MTT-S International Microwave Symposium Student Design Competition First Place Award for ”High-Sensitivity Fast-Response Motion Sensing Radar““, *IEEE Microwave Theory and Techniques Society (MTT-S)*, Juni 2017.
- C. Will, S. Linz, S. Mann, F. Lurz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „Second Prize Student Paper Competition“, *IEEE Radio and Wireless Week*, Jan. 2017.
- F. Lurz und C. Dorn, „Texas Instruments Innovation Challenge (TIIC) -- Europe Design Contest - First Round Winners“, *Texas Instruments*, Nov. 2016.
- F. Lurz, „IEEE MTT-S Graduate Fellowship Award“, *IEEE Microwave Theory and Techniques Society (MTT-S)*, Mai 2016.
- F. Lurz, „Fritz und Maria Hofmann-Preis 2015“, *Technische Fakultät der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg*, Juli 2015.
- F. Lurz, S. Mann, S. Linz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „RWW2015 Best Demonstration Award - 2nd place“, *2015 IEEE Radio and Wireless Week*, Jan. 2015.
- M. Sporer, F. Lurz, E. Schlücker, R. Weigel und A. Koelpin, „WiSNet Student Paper Competition, Second Place“, *IEEE Microwave Theory and Techniques Society (MTT-S)*, Jan. 2015.
- S. Mann und F. Lurz, „IEEE MTT-S High Sensitivity Radar Student Design Competition - 1st place“, *IEEE Microwave Theory and Techniques Society (MTT-S)*, Juni 2014.
- F. Lurz, „Master-Preis der Siemens Corporate Technology“, *Technische Fakultät der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg*, Feb. 2014.
- F. Lurz, „Stipendium für die Masterarbeit“, *Stiftung Industrieforschung*, Nov. 2012.

ANHANG A

Berechnung der Basisbandsignale und des Frequenzfehlers bei Nebenmoden des Sensors oder externen Störsignalen

Das Eingangssignal am IFM-System besteht aus einer additiven Überlagerung eines Nutzsignals (Frequenz ω_s , Leistung P_s) mit einem Interferenzsignal (Frequenz ω_i , Leistung P_i):

$$I_0 = \sqrt{P_s}e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} + \sqrt{P_i}e^{j(\omega_i t + \varphi_i)} \quad (\text{A.1})$$

Daraus resultierende Signale I_1 und I_2 an den Eingangsports (P_1, P_2) des Sechstorinterferometers:

$$I_1 = \sqrt{a_1 P_s}e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} + \sqrt{a_1 P_i}e^{j(\omega_i t + \varphi_i)} \quad (\text{A.2})$$

$$I_2 = \sqrt{a_2 P_s}e^{j(\omega_s(t + \tau_{dl}) + \varphi_s)} + \sqrt{a_2 P_i}e^{j(\omega_i(t + \tau_{dl}) + \varphi_i)} \quad (\text{A.3})$$

ergeben nach der Interferenz in der Sechstorstruktur (Gleichung 2.13) die HF-Signale $b_3 \dots b_6$ am Eingang der Detektoren:

$$\begin{aligned} b_3 = S_{31}I_1 + S_{32}I_2 &= \sqrt{a_1 P_s}e^{j(\omega_s t + \varphi_s + \pi)} + \sqrt{a_1 P_i}e^{j(\omega_i t + \varphi_i + \pi)} \\ &+ \sqrt{a_2 P_s}e^{j(\omega_s(t + \tau_{dl}) + \varphi_s + \frac{\pi}{2})} + \sqrt{a_2 P_i}e^{j(\omega_i(t + \tau_{dl}) + \varphi_i + \frac{\pi}{2})} \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

$$\begin{aligned} b_4 = S_{31}I_1 + S_{32}I_2 &= \sqrt{a_1 P_s}e^{j(\omega_s t + \varphi_s + \frac{\pi}{2})} + \sqrt{a_1 P_i}e^{j(\omega_i t + \varphi_i + \frac{\pi}{2})} \\ &+ \sqrt{a_2 P_s}e^{j(\omega_s(t + \tau_{dl}) + \varphi_s + \pi)} + \sqrt{a_2 P_i}e^{j(\omega_i(t + \tau_{dl}) + \varphi_i + \pi)} \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

$$\begin{aligned} b_5 = S_{31}I_1 + S_{32}I_2 &= \sqrt{a_1 P_s}e^{j(\omega_s t + \varphi_s + \frac{\pi}{2})} + \sqrt{a_1 P_i}e^{j(\omega_i t + \varphi_i + \frac{\pi}{2})} \\ &+ \sqrt{a_2 P_s}e^{j(\omega_s(t + \tau_{dl}) + \varphi_s + \frac{\pi}{2})} + \sqrt{a_2 P_i}e^{j(\omega_i(t + \tau_{dl}) + \varphi_i + \frac{\pi}{2})} \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

$$\begin{aligned} b_6 = S_{31}I_1 + S_{32}I_2 &= \sqrt{a_1 P_s}e^{j(\omega_s t + \varphi_s + \pi)} + \sqrt{a_1 P_i}e^{j(\omega_i t + \varphi_i + \pi)} \\ &+ \sqrt{a_2 P_s}e^{j(\omega_s(t + \tau_{dl}) + \varphi_s)} + \sqrt{a_2 P_i}e^{j(\omega_i(t + \tau_{dl}) + \varphi_i)} \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Nach der Leistungsdetektion ergeben sich daraus die Basisbandsignale $B_{3i} \dots B_{6i}$:

$$\begin{aligned}
 B_{3i} = |\underline{b}_3|^2 = & \frac{1}{4} \left[P_i(a_1 + a_2) + P_s(a_1 + a_2) + 2a_1\sqrt{P_iP_s} \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \right. \\
 & + 2\sqrt{a_1a_2}P_i \sin(\omega_i\tau_{dl}) + 2\sqrt{a_1a_2}P_s \sin(\omega_s\tau_{dl}) \\
 & + 2\sqrt{a_1a_2P_iP_s} \sin(\Delta\omega t + \omega_i\tau_{dl} + \Delta\varphi) \\
 & + 2\sqrt{a_1a_2P_iP_s} \sin(-\Delta\omega t + \omega_s\tau_{dl} - \Delta\varphi) \\
 & \left. + 2a_2\sqrt{P_iP_s} \cos(\Delta\omega(t + \tau_{dl}) + \Delta\varphi) \right]
 \end{aligned} \tag{A.8}$$

$$\begin{aligned}
 B_{4i} = |\underline{b}_4|^2 = & \frac{1}{4} \left[P_i(a_1 + a_2) + P_s(a_1 + a_2) + 2a_1\sqrt{P_iP_s} \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \right. \\
 & - 2\sqrt{a_1a_2}P_i \sin(\omega_i\tau_{dl}) - 2\sqrt{a_1a_2}P_s \sin(\omega_s\tau_{dl}) \\
 & - 2\sqrt{a_1a_2P_iP_s} \sin(\Delta\omega t + \omega_i\tau_{dl} + \Delta\varphi) \\
 & - 2\sqrt{a_1a_2P_iP_s} \sin(-\Delta\omega t + \omega_s\tau_{dl} - \Delta\varphi) \\
 & \left. + 2a_2\sqrt{P_iP_s} \cos(\Delta\omega(t + \tau_{dl}) + \Delta\varphi) \right]
 \end{aligned} \tag{A.9}$$

$$\begin{aligned}
 B_{5i} = |\underline{b}_5|^2 = & \frac{1}{4} \left[P_i(a_1 + a_2) + P_s(a_1 + a_2) + 2a_1\sqrt{P_iP_s} \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \right. \\
 & + 2\sqrt{a_1a_2}P_i \cos(\omega_i\tau_{dl}) + 2\sqrt{a_1a_2}P_s \cos(\omega_s\tau_{dl}) \\
 & + 2\sqrt{a_1a_2P_iP_s} \cos(\Delta\omega t + \omega_i\tau_{dl} + \Delta\varphi) \\
 & + 2\sqrt{a_1a_2P_iP_s} \cos(-\Delta\omega t + \omega_s\tau_{dl} - \Delta\varphi) \\
 & \left. + 2a_2\sqrt{P_iP_s} \cos(\Delta\omega(t + \tau_{dl}) + \Delta\varphi) \right]
 \end{aligned} \tag{A.10}$$

$$\begin{aligned}
 B_{6i} = |\underline{b}_6|^2 = & \frac{1}{4} \left[P_i(a_1 + a_2) + P_s(a_1 + a_2) + 2a_1\sqrt{P_iP_s} \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \right. \\
 & - 2\sqrt{a_1a_2}P_i \cos(\omega_i\tau_{dl}) - 2\sqrt{a_1a_2}P_s \cos(\omega_s\tau_{dl}) \\
 & - 2\sqrt{a_1a_2P_iP_s} \cos(\Delta\omega t + \omega_i\tau_{dl} + \Delta\varphi) \\
 & - 2\sqrt{a_1a_2P_iP_s} \cos(-\Delta\omega t + \omega_s\tau_{dl} - \Delta\varphi) \\
 & \left. + 2a_2\sqrt{P_iP_s} \cos(\Delta\omega(t + \tau_{dl}) + \Delta\varphi) \right]
 \end{aligned} \tag{A.11}$$

mit der Frequenzdifferenz $\Delta\omega = \omega_i - \omega_s$ und der Phasendifferenz $\Delta\varphi = \varphi_i - \varphi_s$ zwischen Nutzsignal und Störsignal.

Der Phasenfehler Φ_{err} berechnet sich dann aus der Differenz der Phase der Interferenz-behafteten Basisbandsignale ($B_{3i} \dots B_{6i}$) mit der Phase der idealen Basisbandsignale ($B_3 \dots B_6$):

$$\begin{aligned}
 \Phi_{\text{err}} &= \arctan_2 \left(\frac{B_{3i} - B_{4i}}{B_{5i} - B_{6i}} \right) - \arctan_2 \left(\frac{B_3 - B_4}{B_5 - B_6} \right) \\
 &= \arctan_2 \left(\frac{P_i \sin(\omega_i \tau_{\text{dl}}) + P_s \sin(\omega_s \tau_{\text{dl}})}{P_i \cos(\omega_i \tau_{\text{dl}}) + P_s \cos(\omega_s \tau_{\text{dl}})} \right. \\
 &\quad \left. \frac{+\sqrt{P_i P_s} \sin(\Delta\omega t + \omega_i \tau_{\text{dl}} + \Delta\varphi)}{+\sqrt{P_i P_s} \cos(\Delta\omega t + \omega_i \tau_{\text{dl}} + \Delta\varphi)} \right. \\
 &\quad \left. \frac{+\sqrt{P_i P_s} \sin(-\Delta\omega t + \omega_s \tau_{\text{dl}} - \Delta\varphi)}{+\sqrt{P_i P_s} \cos(-\Delta\omega t + \omega_s \tau_{\text{dl}} - \Delta\varphi)} \right) \\
 &\quad - \arctan_2 \left(\frac{\sin(\omega_s \tau_{\text{dl}})}{\cos(\omega_s \tau_{\text{dl}})} \right)
 \end{aligned} \tag{A.12}$$

Es ergibt sich ein periodischer Frequenzfehler, dessen Maxima/Minima mit den Nullstellen der Ableitung nach der Zeit bestimmt werden können:

$$\begin{aligned}
 \dot{\Phi}_{\text{err}} &= \frac{\partial}{\partial t} (\Phi_{\text{err}}) \\
 &= - \frac{\sqrt{P_i P_s} (P_i - P_s)}{P_i^2 + 2P_i P_s + P_s^2 + 2\sqrt{P_i P_s}^{3/2} \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi)} \\
 &\quad \frac{(\cos(\Delta\omega(t + \tau_{\text{dl}}) + \Delta\varphi)}{+2P_i^{3/2} \sqrt{P_s} \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) + 2P_i P_s \cos(2\Delta\varphi + 2\Delta\omega t + \Delta\omega \tau_{\text{dl}})} \\
 &\quad \frac{-\cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi)}{+2P_i P_s \cos(\Delta\omega \tau_{\text{dl}}) + 2\sqrt{P_i P_s}^{3/2} \cos(\Delta\omega(t + \tau_{\text{dl}}) + \Delta\varphi)} \\
 &\quad \frac{\Delta\omega}{+2P_i^{3/2} \sqrt{P_s} \cos(\Delta\omega(t + \tau_{\text{dl}}) + \Delta\varphi)}
 \end{aligned} \tag{A.13}$$

ergibt Nullstellen ($\dot{\Phi}_{\text{err}} = 0$) bei:

$$t_k = -\frac{\Delta\varphi + k\pi}{\Delta\omega} - \frac{\tau_{\text{dl}}}{2} \tag{A.14}$$

mit $k \in \mathbb{N}$.

Anhang A. Berechnung der Basisbandsignale und des Frequenzfehlers bei Nebenmoden des Sensors oder externen Störsignalen

Durch Einsetzen von t_k in Φ_{err} und Umrechnung der Phase in eine Frequenz ergeben sich die Maxima/Minima des Frequenzfehler $f_{\text{err,max}}$ zu:

$$f_{\text{err,max}} = \left[\arctan_2 \left(\frac{P_i \sin(\omega_i \tau_{\text{dl}}) + P_s \sin(\omega_s \tau_{\text{dl}})}{P_i \cos(\omega_i \tau_{\text{dl}}) + P_s \cos(\omega_s \tau_{\text{dl}})} \right. \right. \\ \left. \frac{+\sqrt{P_i P_s} \sin\left(k\pi + \frac{(\omega_i + \omega_s) \tau_{\text{dl}}}{2}\right)}{+\sqrt{P_i P_s} \cos\left(k\pi + \frac{(\omega_i + \omega_s) \tau_{\text{dl}}}{2}\right)} \right. \\ \left. \frac{+\sqrt{P_i P_s} \sin\left(-k\pi + \frac{(\omega_i + \omega_s) \tau_{\text{dl}}}{2}\right)}{+\sqrt{P_i P_s} \cos\left(-k\pi + \frac{(\omega_i + \omega_s) \tau_{\text{dl}}}{2}\right)} \right) \\ \left. - \arctan_2 \left(\frac{\sin(\omega_s \tau_{\text{dl}})}{\cos(\omega_s \tau_{\text{dl}})} \right) \right] \cdot \frac{1}{\omega_s \tau_{\text{dl}}} \quad (\text{A.15})$$

Da die Funktion periodisch mit $2k$ ist, reicht es aus, diese für die ersten beiden Nullstellen $k = [1,2]$ auszuwerten, um den maximal möglichen positiven sowie den maximal möglichen negativen Frequenzfehler zu erhalten.