

Design und Realisierung eines hochgradig
modularen Messsystems zur Fourier-
Impedanzspektroskopie an Gassensoren auf
Halbleiterbasis

Dissertation
zur Erlangung des Grades des
Doktors der Ingenieurwissenschaften der
Naturwissenschaftlich-Technischen Fakultät der
Universität des Saarlandes

von

Dipl. Phys. Hans-Joachim Dörr

Saarbrücken 2020

Tag des Kolloquiums: 17.12.2020

Dekan: Prof. Dr. Jörn Eric Walter

Berichterstatter: Prof. Dr. Andreas Schütze

Prof. Dr. Micheal Möller

Vorsitz: Prof. Dr. Matthias Nienhaus

Akad. Mitarbeiter: Dr. Paul Motzki

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich an Eides statt, dass ich die vorliegende Dissertation selbständig und ohne Zuhilfenahme anderer, als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Die aus anderen Quellen oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der jeweiligen Quelle gekennzeichnet. Die Arbeit wurde bislang weder im Inland noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form in einem Verfahren zur Erlangung eines akademischen Grades vorgelegt.

Saarbrücken, den 24.07.2020

Hans-Joachim Dörr

Nec Laudibus, nec Timore *)

*) Wappenspruch des Kardinals C.A. Graf von Galen (1878-1946), Münster

Prolog

Klassischerweise bildet die Promotion für den jungen Ingenieur, nach erfolgreichem Abschluss des Hauptstudiums, die Schwelle zur akademischen Laufbahn oder zum Eintritt in das industrielle Berufsleben. Die vorliegende Arbeit repräsentiert die genau umgekehrte Chronologie; nach langjähriger Tätigkeit in der Elektronikindustrie konnte hiermit der stets gehegte Wunsch nach intensiverer Beschäftigung mit Themen der Signalverarbeitung in Erfüllung gehen.

Umso mehr danke ich Herrn Prof. Dr. Andreas Schütze in besonderer Weise für die spontane Bereitschaft, bei der vorliegenden Dissertation die Patenschaft zu übernehmen sowie für zahlreiche wertvolle Ratschläge bei der Ausgestaltung der Arbeit. Mein Dank gilt nicht minder den Herren Professores Dr. Michael Möller und Dr. Matthias Nienhaus für die ebenfalls spontane Bereitschaft, als Co-Referent beziehungsweise als wissenschaftlicher Begleiter zu fungieren.

Am LMT war Herr Dr. Tilman Sauerwald ein stets kompetenter und angenehmer Ansprechpartner in Sachen Gassensorik, ebenso wie Herr M.Sc. Henrik Lensch, der mit dem hier vorgestellten System zahlreiche Labormessungen durchführte. Beiden Herren danke ich dafür.

Dank gebührt ebenso Mitarbeitern der CANWAY technology GmbH, namentlich den Herren M.Sc. Markus Dreyer und M.Sc. Moritz Kunze für die PCB-Entflechtung meiner zahlreichen Versuchsschaltungen. Herrn M.Sc. Christian Nienhaus gilt mein besonderer Dank für die große Geduld bei der Integration jedes noch so ausgefallenen Wunsches meinerseits in den Web-Server. Nicht zu vergessen, danke ich für viele wertvolle Tips hinsichtlich der Applikation der FPGA-Designtools.

Große Teile, insbesondere die des Systemaufbaus, erfolgten im Rahmen des Verbundprojektes HT-HUMISENS (Förderkennzeichen 16ES0486). Für die Förderung dieses Projektes aus Bundesmitteln sei dem BMBF herzlich gedankt.

Hier zwar an letzter Textstelle, in der Rangfolge jedoch ganz oben, gilt mein ganz besonderer Dank meiner lieben Frau Kathrin; nur ihr Verständnis und ihre Toleranz hinsichtlich eines monatelangen 'Abtauchens' im Elektroniklabor und am PC hat die konsequente Durchführung dieser Arbeiten erst ermöglicht.

Mögen die nachfolgend vorgestellten Ergebnisse dazu beitragen, die Messtechnik an Halbleitersensoren, wenn auch nur ein wenig, zu bereichern und mögen sie Anregungen geben zur Fortentwicklung der Methode.

Zusammenfassung

Jüngere Forschungsarbeiten lieferten tiefere Einblicke in die Funktionsweise von halbleiterbasierten Gassensoren. Es zeigte sich, dass sowohl der temperaturzyklische Betrieb wie auch die Impedanzspektroskopie sowie die Kombination beider Verfahren signifikante Aussagen zur Interpretation der Messwerte liefert. Dazu sind zusammenhängende Frequenzbereiche von drei bis vier Dekaden bei präzisen Temperaturvorgaben zu erfassen. Je nach Sensortyp beginnt der Bereich bei wenigen Hz oder gar mHz und kann sich bis in den unteren MHz Bereich erstrecken, bei Temperaturwerten der Sensorschicht bis zu mehreren hundert Grad Celsius. Zur Einhaltung stationärer Messbedingungen ist die Minimierung der Messzeit zur Aufnahme eines Impedanzspektrums eine wichtige Anforderung. Insbesondere gilt dies für die thermisch sehr schnellen MEMS-Sensoren. Somit sind fourierbasierte Messverfahren die erste Wahl. Da marktübliche Geräte hier die Gesamtheit der individuellen Anforderungen nicht optimal abbilden, wurde ein applikationsspezifisches Messsystem (FobIS) realisiert. Der Text führt von den theoretischen Grundlagen der Fourier-Impedanzspektroskopie über die konkrete Systementwicklung hin bis zur Verifikation der Leistungsdaten. Hohe Flexibilität hinsichtlich der Messaufgabe und die Möglichkeit der modularen Funktionserweiterung kennzeichnen das System, welches, speziell zugeschnitten auf die Besonderheiten halbleiterbasierter Gassensorik, umfassende Messmöglichkeiten bereitstellt.

Abstract

Recent research work on semiconductor based gas sensor devices revealed a deeper insight in understanding and interpretation of measurement results. It was shown that temperature-cycled sensor operation, electrical impedance spectroscopy as well as the combination of both techniques is well suited to yield important information about the sensor's health status, and is able to improve the evaluation of the measurements, especially with regard to selectivity and aging. Depending on the sensor's architecture a frequency range of several decades from below some few Hertz, even mHz, up to the lower MHz range has to be covered. In parallel a

precise dynamic temperature control in different ranges up to some hundreds degrees Celsius has to accompany the measurement. Especially temperature-cycled investigations on MEMS devices with their very speedy thermal behaviour make necessary the high-speed capturing of the sensor's impedance. The most adequate technique to fulfill this task is Fourier spectroscopy. Unfortunately, commercially available equipment is not always well suited to cover these specific requirements. That is the reason why a Fourier based equipment for impedance spectroscopy (FobIS) was designed and realized as well as the achieved overall performance data were checked. Customized for the measurement requirements in conjunction with semiconductor based gas sensors, the design is highly modular and offers a wide range of flexibility under various measurement conditions.

Inhalt

PROBLEMSTELLUNG UND ZIELSETZUNG	1
KAPITEL 1	4
1. IMPEDANZSPEKTROSKOPIE - EIN ERSTER ÜBERBLICK	4
1.1 BEGRIFFE DER IMPEDANZSPEKTROSKOPIE	4
1.2 ANWENDUNGSGEBIETE DER IMPEDANZSPEKTROSKOPIE	11
KAPITEL 2	15
2. GASMESSTECHNIK - KURZ UND BÜNDIG	15
2.1 TYPEN VON GASSENSOREN	15
2.2 SENSOREN AUF HALBLEITERBASIS	16
2.2.1 Aufbau, Funktionsweise und Parameter	17
2.2.2 Elektrisches Ersatzschaltbild von MOX-Sensorschichten	22
2.3 IMPEDANZMESSUNG AN MOX-SENSOREN	25
2.4 MIKROSTRUKTURIERTE GASSENSOREN	27
KAPITEL 3	29
3. VERFAHREN DER IMPEDANZSPEKTROSKOPIE	29
3.1 MESSUNG MIT QUADRATURDEMULATION	30
3.2 FOURIER-SPEKTROSKOPIE	38
3.2.1 LTI-Systeme und Übertragungsfunktion	39
3.2.2 Impedanzbestimmung mittels der Übertragungsfunktion	42
3.2.3 Anregungssignale	46
3.2.4 Signaltransformation	61
3.3 STAND DER TECHNIK	65
3.3.1 Aktuelle kommerzielle Geräte	66
3.3.2 Impedanzspektroskopie und Gassensorik	69

KAPITEL 4	71
4. SYSTEMENTWURF EINES FOURIER-IMPEDANZANALYSATORS	71
4.1 SYSTEMANFORDERUNGEN	72
4.2 SYSTEMKOMPONENTEN UND AUFBAUBLÖCKE	78
4.2.1 Stimulus-Generator	78
4.2.2 Aspekte zum Messverstärker	87
4.2.3 Signal-Abtastung und -Wandlung	94
4.2.4 Signalfluss	107
4.2.5 Temperatur-Regelung	109
4.3 IMPEDANZBERECHNUNG	114
4.3.1 Impedanzalgorithmus	114
4.3.2 Kalibrierkonzept und systematische Fehler	116
4.3.3 Kohärenzfunktion als Testhilfsmittel	120
KAPITEL 5	124
5. SYSTEM-REALISIERUNG	124
5.1 DER AUFBAU IM DETAIL	126
5.1.1 Das LF-System	127
5.1.2 Das HF-System	129
5.1.3 Der Vorverstärker	142
5.1.4 Das Temperiersystem	145
5.2 DIE SIGNALVERARBEITUNG IM FPGA	147
5.3 DIE SYSTEMSOFTWARE - EIN ÜBERBLICK	150
5.4 DER MODULBAUKASTEN	154
KAPITEL 6	158
6. MESSUNGEN UND VALIDIERUNG	158
6.1 TESTSZENARIEN UND REFERENZMESSUNGEN	159
6.1.1 Messungen an definierten Testobjekten	162
6.1.2 Untersuchungen zum Driftverhalten	169
6.1.3 Überprüfung der Kohärenzfunktion	174
6.2 LESSONS LEARNED	176
6.3 LABOREINSATZ	184

6.4	ERGEBNISBEWERTUNG	188
KAPITEL 7		190
7.	DISKUSSION UND AUSBLICK	190
7.1	STAND DER DINGE	190
7.2	ERWEITERUNGEN UND VERBESSERUNGEN	192
7.3	AUSBLICK	193
QUELLEN UND LITERATURVERZEICHNIS		195
ANHANG		207
A1	VERZEICHNIS DER ABKÜRZUNGEN	207
A2	NOMENKLATUR UND MATHEMATISCHE SYMBOLE	211
A3	ASPEKTE ZUR CHIRP-PARAMETRIERUNG	218
A4	MARKTÜBERSICHT IMPEDANZMESSGERÄTE	220

Problemstellung und Zielsetzung

In vielen Bereichen von Technik und Wissenschaft hat das Instrumentarium der Impedanzspektroskopie heute seinen festen Platz erobert. Nicht nur in der Sensorik, welche im Folgenden der Schwerpunkt der Betrachtungen sein wird, sondern auch in zahlreichen anderen Applikationen wie z.B. in der Medizin, der Biotechnologie, den Materialwissenschaften oder auch bei der Elektromobilität spielt die Erfassung und Analyse von komplexen Impedanzen bzw. Impedanzverläufen eine herausragende und stetig wachsende Rolle. Die Anforderungen an die Messtechnik, den Messaufbau sowie an die Parametrierung sind dabei so vielfältig wie die unterschiedlichen Einsatzbereiche selbst.

Am Lehrstuhl für Messtechnik (LMT) der Universität des Saarlandes wurden in den vergangenen Jahren im Bereich der Gassensorik, speziell für Sensoren auf Halbleiterbasis (MOX-Sensoren), Mess- und Auswerteverfahren entwickelt, welche auf der Verwendung von Impedanzspektren und Daten vom temperaturzyklischen Sensorbetrieb beruhen [Sch16]. Dabei zeigte sich, dass durch den Einsatz multivariater Techniken bei der Datenauswertung sowohl hinsichtlich der Selektivität wie auch hinsichtlich der Zustandsbewertung ('Vergiftung') von Sensoren sehr gute Ergebnisse erzielt werden können.

Bereits die Auswertung von Impedanz- und Temperaturdatensätzen jeweils für sich genommen, führten zu brauchbaren Resultaten. Es zeigte sich jedoch auch, dass zur Gewinnung aussagekräftiger Impedanzspektren, abhängig vom untersuchten Sensor, teils sehr unterschiedliche Frequenzbereiche stückweise abzudecken sind; dabei reicht die Skala von wenigen Hz bis hin zum deutlich zweistelligen MHz-Bereich [Len18],[Sch16]. Ferner erwies es sich als wichtig, dass, besonders in Verbindung mit temperaturzyklischem Betrieb des Sensors, die Messzeit zur Aufnahme eines kompletten Impedanzspektrums so kurz wie möglich gehalten werden muss, damit nach Temperatursprüngen die Messzyklen zumindest bei quasistationären Sensorzuständen erfolgen. Besondere Bedeutung kommt dieser Tatsache in Verbindung mit modernen mikrostrukturierten Sensoren zu, da deren thermische Zeitkonstanten sich im Bereich von nur wenigen Millisekunden bewegen und somit sehr kurze Messzeiten zur Impedanzerfassung realisiert werden müssen.

Deshalb wurde als Lösungsansatz a priori die Fourier-Impedanzspektroskopie gewählt. Hierbei wird mittels spektral breitbandiger Probenanregung und anschließender Transformation in den Frequenzbereich, Real- und Imaginärteil der komplexen

Problemstellung und Zielsetzung

Impedanz über eine Frequenzspanne bis hin zu mehreren Dekaden ermittelt. Vor diesem Hintergrund wurden am LMT zwar bereits einzelne Versuchsmuster zur fourierbasierten Impedanzmessung für unterschiedliche Frequenzbereiche erstellt, deren Fokus lag jedoch mehr auf Aspekten der generellen Realisierbarkeit und der prinzipiellen Erprobung der Methode [Sch14],[Dar10]. Somit erwuchs der Wunsch nach einem integralen, praxistauglichen Messsystem zur Abdeckung obiger Aufgabenstellungen, welches neben der Optimierung von Algorithmik, Signalverarbeitung und Messdynamik auch einen weiten Frequenzbereich abdecken kann. Ferner sollte die Implementierung der Auswertelgorithmen direkt auf dem System erfolgen können und eine Online-Darstellung der Messkurven möglich sein. Konzeption und Entwicklung eines solchen Systems zur fourierbasierten Impedanzmessung (FobIS) sind Gegenstand der nachfolgend vorgestellten Arbeiten.

Die Realisierung des Impedanzspektrometers erfolgte in zwei Schritten, was der konkreten Applikation innerhalb des Verbundprojektes HT-HUMISENS [Hum18] geschuldet ist (näheres siehe Kap. 4). In einem ersten Schritt wurde ein System entwickelt, dessen Parameter mehr oder weniger fix auf die Belange des im Projekt verwendeten Sensors abgestimmt wurden. Das somit entstandene Messsystem wird im folgenden Text als 'LF-System' bezeichnet, da es im niederfrequenten Bereich, optional von 10Hz bis 10kHz oder von 100Hz bis 100kHz, arbeitet. In einem nachfolgenden Schritt wurde für allgemeine Anwendungen ein weiteres Modul entwickelt, welches bis in den zweistelligen MHz-Bereich reicht, im Textverlauf 'HF-System' genannt, und welches hinsichtlich Anregungssignal und Parametrierbarkeit eine deutlich höhere Flexibilität aufweist. Alle Module verfügen über einheitliche elektrische Schnittstellen und sind FPGA-basiert. Somit können die Module sowohl einzeln genutzt werden, wie auch im Verbund zu einem Gesamtsystem mit erweitertem Frequenzbereich integriert werden. Das Ergebnis präsentiert sich als ein hochgradig modularer 'System-Baukasten' für ein auf Fourier-Verfahren basierendes Impedanzspektrometer.

Nach einer ersten, knappen Einführung in die Impedanzspektroskopie wird in Kapitel 1 die Bedeutung dieser Technik für aktuelle Anwendungsbereiche in unterschiedlichen Themengebieten vorgestellt. Es folgt in Kapitel 2 die Darstellung der Relevanz des Messverfahrens für halbleiterbasierte Gassensoren. Das nachfolgende Kapitel 3 stellt grundlegende Messverfahren der Impedanzspektroskopie vor und befasst sich detailliert mit der Theorie der fourierbasierten Verfahren. Ebenso wird hier der aktuelle Stand der Technik untersucht. Anschließend wird in Kapitel 4 der Entwurf eines auf das vorliegende Anforderungsprofil zugeschnittenen Messsystems beschrieben. Die konkrete Realisierung ist Thema von Kapitel 5, und Kapitel 6 schließlich stellt die Validierungsprozedur sowie die Ergebnisse von Testmessungen vor. Mit einer kritischen Diskussion beschließt Kapitel 7 die Darstellung.

Da das vorgestellte System auf einer Baukasten-Struktur gründet, wurden zwei unterschiedliche Module für verschiedene Frequenzabdeckung entwickelt, im Text als 'LF-System' und 'HF-System' bezeichnet. Beide Systeme sowie die sich daraus erge-

benden Kombinationsmöglichkeiten in voller Breite zu beschreiben, hätte den Umfang der vorliegenden Darstellung bei weitem gesprengt. Deshalb wird in Kapitel 5 vertieft lediglich das HF-System betrachtet, da es die komplexeren Anforderungen an Entwurf und Realisierung beinhaltet. In Kapitel 6 hingegen wird die Validierungsprozedur an Hand des LF-Systems vorgestellt, mit der Begründung, dass die Labormessungen an realen Gassensoren seitens des LMT ebenfalls mit diesem System durchgeführt wurden.

Insbesondere Abschnitt 6.2 ('Lessons Learned') nimmt dabei eine gewisse Sonderstellung ein: hier wurde die Möglichkeit genutzt, in mehr deskriptiver Form, und ohne Anspruch auf Vollständigkeit, einige interessante Fragestellungen und Beobachtungen aufzugreifen, welche sich im Verlauf der Arbeiten ergaben und deren formale Betrachtung im Rahmen der einzelnen Kapitel jedoch bisweilen den Umfang gesprengt hätte.

Es sei angemerkt, dass der Text bewusst nicht einer strengen Trennung zwischen Grundlagendarstellung und Systemrealisierung folgt. Während einerseits im Rahmen der Grundlagenbetrachtungen an Stellen, wo dies angebracht erschien, bereits Voruntersuchungen und Modellrechnungen eingeflochten wurden, finden sich andererseits auch an späterer Stelle vereinzelt grundlegende Betrachtungen. Durch diese Vorgehensweise soll strukturell eine bessere Nachvollziehbarkeit der gedanklichen Argumentationskette und ein konsistenter Textfluss erzielt werden.

Kapitel 1

1. Impedanzspektroskopie - ein erster Überblick

Die nachfolgenden Ausführungen beschäftigen sich mit Definition, Entwicklung und Realisierung eines Systems zur Impedanzspektroskopie im Bereich der Sensorik. Der Begriff der 'Impedanz' spielt folglich in der weiteren Darstellung eine zentrale Rolle. Es sei deshalb zunächst eine kurz gefasste Begriffsdefinition, gefolgt von der Darstellung einiger aktueller Anwendungsfelder vorangestellt. Kapitel 3 wird diese Thematik in detaillierter Form wieder aufgreifen.

1.1 Begriffe der Impedanzspektroskopie

An dieser Stelle soll ausschließlich die Impedanz von elektrischen Netzwerken Gegenstand der Betrachtung sein; dies in Abgrenzung zu anderen physikalischen Bereichen, für die ebenfalls der Impedanzbegriff existiert, wie etwa der Akustik (akustische Impedanz) oder der Elektrodynamik (z.B. Freiraumimpedanz, Leitungsimpedanz).

Betrachtet sei makroskopisch ein passiver elektrischer Zweipol, die innere Struktur bleibe zunächst unbeachtet, welcher, hier in Frequenzdarstellung beschrieben, mit einer Wechselspannung $\underline{U}(j\omega)$ beaufschlagt wird. Man erhält als Antwort auf diese Anregung die Stromresponse $\underline{I}(j\omega)$. Zwischen $\underline{U}(j\omega)$ und $\underline{I}(j\omega)$ besteht in linearen, zeitinvarianten Systemen, zunächst rein phänomenologisch betrachtet, der einfache Zusammenhang:

$$\underline{I}(j\omega) = \underline{Y}(j\omega) \underline{U}(j\omega) \quad (\text{G. 1.1})$$

Dies ist die Definitionsgleichung der komplexen Admittanz $\underline{Y}(j\omega)$. Da im Fall der Anregung durch Wechselspannung, außer in ideal rein ohmschen Strukturen, sowohl Betrag als auch Phase der Stromresponse eine Änderung erfahren, ist es sinnvoll und hilfreich, alle Größen a priori komplex anzusetzen.

Somit gelangt man zu folgender Darstellung:

$$\underline{Y}(j\omega) = \frac{|\underline{I}(j\omega)| e^{j\varphi_i(j\omega)}}{|\underline{U}(j\omega)| e^{j\varphi_u(j\omega)}} = |\underline{Y}(j\omega)| e^{j(\varphi_i(j\omega) - \varphi_u(j\omega))} \quad (\text{G. 1.2})$$

Führt man für die Phasendifferenz die verkürzte Schreibweise $\varphi_i(j\omega) - \varphi_u(j\omega) \equiv -\Delta\varphi(j\omega)$ ein, so ergibt sich (G. 1.2a):

$$\underline{Y}(j\omega) = |\underline{Y}(j\omega)| e^{-j\Delta\varphi(j\omega)} \quad (\text{G. 1.2a})$$

Betrachtet man die Anregung bei variabler Frequenz im Bereich $\omega_{min} \leq \omega \leq \omega_{max}$, so erhält man mit $\underline{Y}(j\omega)$ das Admittanzspektrum in diesem Frequenzintervall. Für den Fall $\omega = 0$ [1/s], also für Gleichspannung, ergibt sich der DC-Leitwert; somit versteht sich der Admittanzbegriff als verallgemeinerter Leitwert. Der DC-Leitwert wird in den folgenden Betrachtungen allerdings keine wesentliche Rolle spielen. Im technischen Alltag gebräuchlicher, wie auch im Umgang vertrauter als die Admittanz, ist die Impedanz $\underline{Z}(j\omega)$. Diese ist definiert als die reziproke Admittanz:

$$\underline{Z}(j\omega) = \underline{Y}^{-1}(j\omega) = \frac{\underline{Y}^*(j\omega)}{|\underline{Y}(j\omega)|^2} \quad (\text{G. 1.3})$$

Kausal betrachtet, kann dies als Spannungsresponse auf einen eingepprägten Strom interpretiert werden. Unter Beibehaltung obiger Phasenkonvention erhält man für die Impedanz:

$$\underline{Z}(j\omega) = |\underline{Z}(j\omega)| e^{j\Delta\varphi(j\omega)} \quad \text{mit} \quad |\underline{Z}(j\omega)| = |\underline{Y}(j\omega)|^{-1} \quad (\text{G. 1.4})$$

Zwischen Betrag bzw. Phase und Real- und Imaginärteil bestehen nach den Regeln der komplexen Arithmetik folgende Zusammenhänge:

$$|\underline{Z}(j\omega)| = \sqrt{\text{Re}^2\{\underline{Z}(j\omega)\} + \text{Im}^2\{\underline{Z}(j\omega)\}} \quad (\text{G. 1.5})$$

$$\varphi(j\omega) = \text{atan} \left[\frac{\text{Im}\{\underline{Z}(j\omega)\}}{\text{Re}\{\underline{Z}(j\omega)\}} \right] \quad (\text{G. 1.6})$$

In einem Frequenzbereich $\omega_{min} \leq \omega \leq \omega_{max}$ repräsentiert (G. 1.4) das Impedanzspektrum des untersuchten Systems. Dabei können die Frequenzstützstellen sowohl (quasi-) kontinuierlich als auch diskret vorliegen. Der abzubildende Frequenzbereich wird durch die Systemeigenschaften des Messobjektes bestimmt und weist in der Praxis stark unterschiedliche Werte auf, von wenigen mHz oder gar μHz bis in

1. Impedanzspektroskopie - ein erster Überblick

den hohen MHz- oder GHz-Bereich. Die interessierende Frequenzspanne umfasst dabei oft mehrere Dekaden. Unter Verwendung von (G. 1.2) lässt sich Gleichung (G. 1.4) auch wie folgt darstellen:

$$\underline{Z}(j\omega) = \frac{|\underline{U}(j\omega)|}{|\underline{I}(j\omega)|} e^{j\Delta\varphi(j\omega)} \quad (\text{G. 1.7})$$

Hieraus folgt unmittelbar ein erstes, intuitives Verfahren zur messtechnischen Ermittlung des (diskreten) Impedanzspektrums. Bei sukzessiver, sinusförmiger Anregung an N Frequenzstützstellen $\omega_l, l = 1, 2, \dots, N$ werden jeweils die Beträge von Spannung und Strom gemessen, ebenso die zugehörigen Phasendifferenzen $\Delta\varphi_l$. Gemäß (G. 1.7) ergibt sich $\underline{Z}(j\omega)$ hieraus für die jeweiligen Frequenzen. Dieses Verfahren bildet letztlich die Grundlage jeglicher Impedanzmessung, auch wenn sich, wie später gezeigt wird, darauf basierend modifizierte und technisch effizientere Varianten entwickeln lassen. Zur Visualisierung derartiger Impedanzverläufe existieren unterschiedliche Darstellungsformen. Zur Illustration ist in Abb. 1.1.1 bis Abb. 1.1.3 exemplarisch der Verlauf des Impedanzspektrums eines einfachen R||C-Gliedes ($100\text{k}\Omega||100\text{pF}$) in unterschiedlichen Darstellungen wiedergegeben. In Abb. 1.1.1 wurden Real- und Imaginärteil der Impedanz im Frequenzbereich von 100Hz bis 140kHz mittels [Mat08] berechnet und dargestellt. Charakteristisch für die R||C-Struktur, wie sie im Ersatzschaltbild zahlreicher Messobjekte auftaucht, ist das ausgeprägte Minimum des Imaginärteils bei $f = 1/(2\pi RC)$.

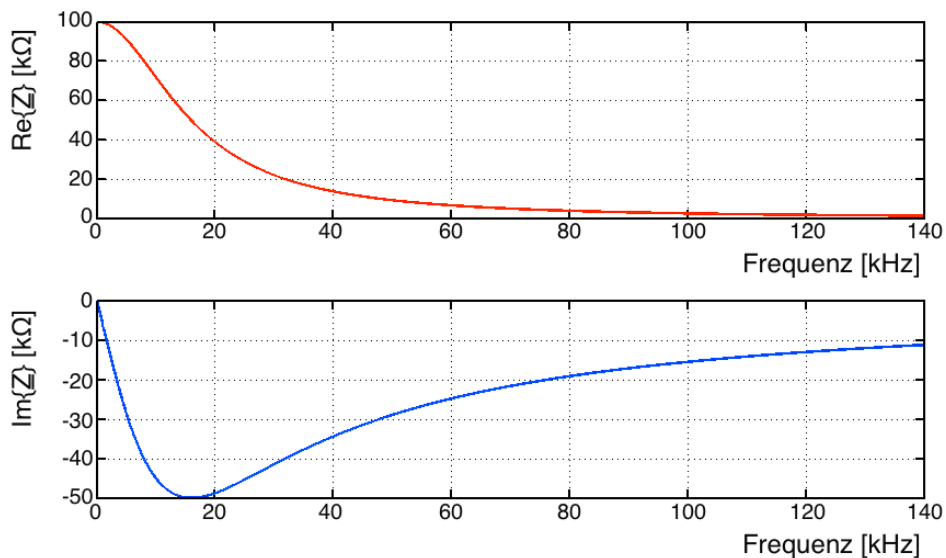


Abb. 1.1.1 Darstellung des Impedanzspektrums mittels Real- und Imaginärteil (gerechnet für $100\text{k}\Omega||100\text{pF}$).

1. Impedanzspektroskopie - ein erster Überblick

Ebenfalls gebräuchlich sind Darstellungen im Bode-Diagramm (Abb. 1.1.2) oder im Nyquist-Plot (Abb. 1.1.3). Im Bode-Diagramm wird der Logarithmus des Betrags sowie die Phase des Impedanzgangs über dem Logarithmus der Frequenz aufgetragen. Aber auch die Darstellung über einer linearen Frequenzachse ist in vielen Fällen gebräuchlich, insbesondere in der Nachrichtentechnik, wo das Bode-Diagramm häufig zur Darstellung von Frequenzgängen verwendet wird. Ebenso beim Entwurf von Filtern sowie in der Regelungstechnik hat diese Darstellung eine weite Verbreitung gefunden.

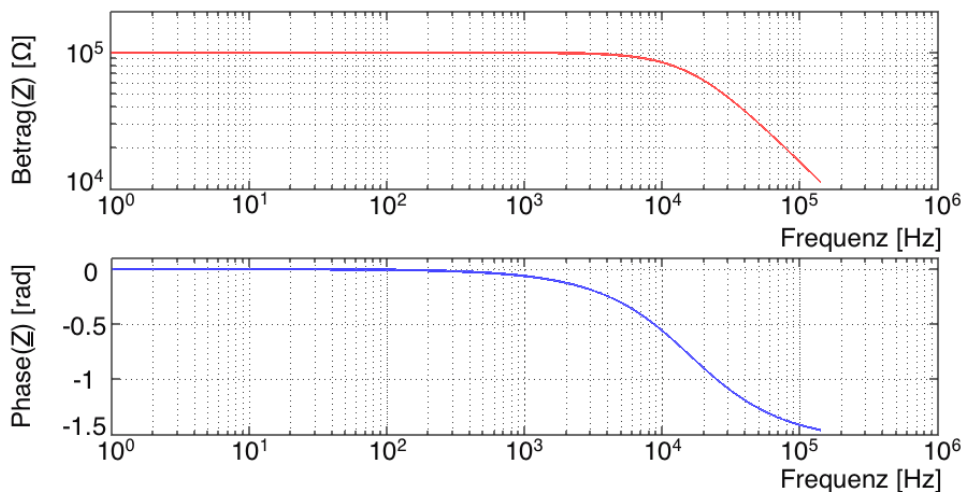


Abb. 1.1.2 Dieselbe Rechnung wie aus Abb. 1.1.1 als Bode-Plot in Betrags- und Phasen-Darstellung.

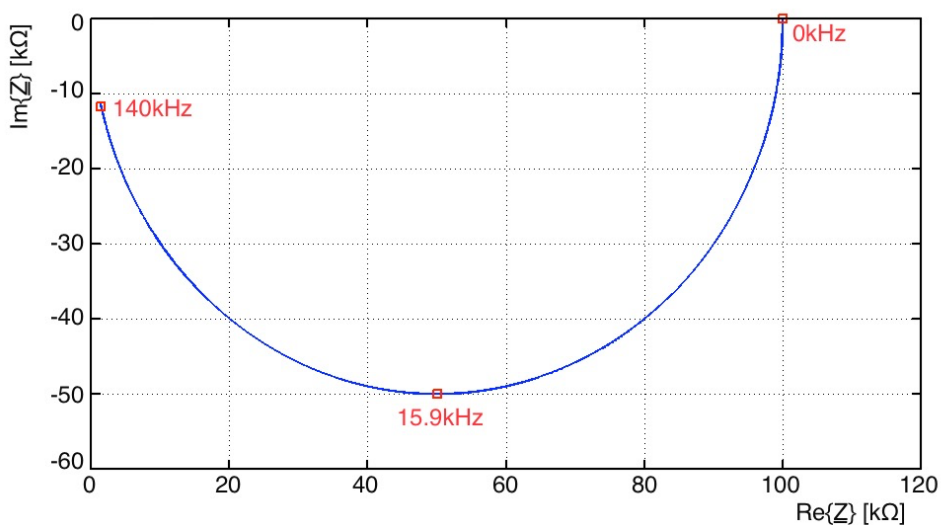


Abb. 1.1.3 Imaginärteil vs. Realteil als Nyquist-Plot, Modell wie Abb. 1.1.1.

1. Impedanzspektroskopie - ein erster Überblick

Im Nyquist-Plot wird der Frequenzverlauf des Imaginärteils gegen den zugehörigen Wert des Realteils in der komplexen Ebene aufgetragen. Man erhält somit die Ortskurvendarstellung des untersuchten Prozesses. In der Impedanzspektroskopie ist insbesondere diese Darstellungsart weit verbreitet, da sie eine sehr gute und empfindliche visuelle Beurteilung beim Messdatenvergleich und bei der Anpassung an ein physikalisches Modell ermöglicht [Bar05]. Abb. 1.1.3 zeigt beispielhaft diese Darstellungsart. Während sich bei der Re/Im Visualisierung und beim Bodediagramm die Darstellungen recht offensichtlich ergeben, erschließt sich der Verlauf der Nyquist-Kurve nicht sogleich. Deshalb sei an dieser Stelle die Entstehung kurz skizziert. Geht man beispielhaft von einer R||C-Struktur mit konstantem R und C aus, wie sie auch Abb. 1.1.3 zugrunde liegt, so lassen sich die Formeln für Realteil und Imaginärteil der Impedanz durch eine einfache Rechnung ableiten (G. 1.8a) und (G. 1.8b). Der Übersichtlichkeit halber wurde für $\text{Re}\{\underline{Z}(j\omega)\}$ lediglich 'Re_Z' geschrieben, ebenso für den Imaginärteil.

$$\text{Re}_Z = \frac{R}{1+(\omega RC)^2} \quad (\text{G. 1.8a})$$

$$\text{Im}_Z = -\frac{\omega R^2 C}{1+(\omega RC)^2} = (-\text{Re}_Z) \omega RC \quad (\text{G. 1.8b})$$

Man betrachte nun den Verlauf des Betrags-Quadrates des komplexen Zeigers:

$$\text{Re}_Z^2 + \text{Im}_Z^2 = \frac{R^2}{1+(\omega RC)^2} = \text{Re}_Z R \Leftrightarrow \text{Re}_Z^2 - \text{Re}_Z R + \text{Im}_Z^2 = 0 \quad (\text{G. 1.9})$$

Durch den 'Trick' der quadratischen Ergänzung lässt sich (G. 1.9) dann wie folgt schreiben:

$$\text{Re}_Z^2 - \frac{2}{2}(\text{Re}_Z R) + \left(\frac{R}{2}\right)^2 - \left(\frac{R}{2}\right)^2 + (\text{Im}_Z - 0)^2 = 0 \quad (\text{G. 1.10})$$

Durch Umformung von (G. 1.10) ergibt sich unmittelbar die Kreisgleichung [Bro91]:

$$\left(\text{Re}_Z - \frac{R}{2}\right)^2 + (\text{Im}_Z - 0)^2 = \left(\frac{R}{2}\right)^2 \quad (\text{G. 1.11})$$

(G. 1.11) beschreibt in der Re/Im-Ebene einen Kreis mit dem Mittelpunkt $M=\{R/2,0\}$ und dem Radius $R/2$. Re und Im sind gemäß (G. 1.8) Funktionen von ω . Für die extremalen Werte $\omega = 0$ und $\omega \rightarrow \infty$ ergeben sich die Diagrammpunkte $P_0=\{R,0\}$ und $P_\infty=\{0,0\}$. Für das ideale R||C-Glied mit konstantem R und C erhält man im Nyquist-Diagramm folglich einen Halbkreis im 4. Quadranten, welcher mit steigenden

Werten von ω im mathematisch negativen Drehsinn durchlaufen wird. Eine besondere Rolle kommt dabei noch dem Scheitelpunkt des Halbkreises zu; hier sind Re und Im betragsmäßig gleich. Dies geschieht bei der Frequenz $\omega_s = 1/RC$, worin das Produkt $RC \equiv \tau$ aus hier nicht näher betrachteten Gründen auch als 'Zeitkonstante' des RC-Gliedes bezeichnet wird.

Abschließend sei noch eine weitere, in der Impedanzspektroskopie ebenfalls verbreitete Darstellungsart vorgestellt, nämlich der Auftrag von Real- gegen Imaginärteil über der Frequenz bzw. dem Logarithmus der Frequenz [Mcd92]. Man erhält hiermit die 3D-Raumkurve der komplexen Impedanz, aus deren Projektionen auf die einzelnen Koordinaten-Ebenen sich die Graphen für Real- und Imaginärteil sowie die Nyquist-Kurve ergeben. Letztlich repräsentieren alle diese Darstellungen nur unterschiedliche Blickweisen auf denselben physikalischen Sachverhalt, und die aktuelle Problemstellung muss entscheiden, welche die geeignetste ist.

In der einschlägigen Literatur [Bar05] findet sich häufiger der Begriff der 'Immitanz' als Oberbegriff zu Impedanz, Admittanz sowie zu zwei davon abgeleiteten, normierten Größen, nämlich der 'Modul-Funktion' $\mathcal{M}(\omega)$ und der 'dielektrischen Permittivität' $\mathcal{E}(\omega) = \mathcal{M}^{-1}(\omega)$. Letztere kommen hauptsächlich in den Materialwissenschaften zur Anwendung und spielen in den weiteren Betrachtungen keine Rolle.

Letzendliches Ziel der elektrischen Impedanzspektroskopie (EIS) ist es, Aussagen über Systemeigenschaften, Systemzustände oder die Prozessdynamik zu gewinnen. Dies macht die Auswertung der Impedanzspektren erforderlich. Ein möglicher Ansatz sei kurz skizziert [Bar05]: ausgehend von einem physikalischen Systemmodell mit dem beschreibenden Parametersatz \mathbf{P}_i , $i = 1, 2, \dots, N$ und der zugehörigen analytischen Modellgleichung $\underline{Z}(j\omega) = f(\omega, \mathbf{P}_i)$ wird über ein Fit-Verfahren, z.B. CNLS-Fitting (Complex Nonlinear Least Squares), eine Schätzung der Modellparameter berechnet. Im allgemeinen Fall können einzelne Parameter selbst frequenzabhängig sein oder von weiteren Einflußgrößen, wie z.B. der Temperatur oder einer überlagerten DC-Vorspannung (DC-Bias), abhängen. Ein häufig beschrittener Weg zur Darstellung der Modellgleichung ist die Abbildung des physikalischen Modells auf ein elektrisches Netzwerk mit diskreten Elementen [Bar05]. Dieser Schritt ist nur in wenigen Fällen trivial; insbesondere bei der Beschreibung kontinuierlicher Strukturen mit Grenzflächen (z.B. Korngrenzen, Elektrodenübergänge) liefert ein Modell mit konzentrierten Bauelementen eine sehr große Anzahl solcher Ersatzelemente, meist modifizierte RC-Kombinationen. Mit der Einführung des CPE (Constant-Phase-Element, K.S. Cole 1928, [Col28]) und der Weiterentwicklung der Methode wurde es möglich, auch derartige Strukturen zu approximieren, selbst wenn die 'wirkliche' physikalische Struktur nicht genau beschrieben werden kann.

Bei manchen Applikationen, wie z.B. der Bauteilequalifizierung in der Elektronikentwicklung bzw. Serienfertigung, in denen das physikalische Modell hinreichend gut bekannt ist und mit wenigen Parametern beschrieben werden kann (z.B. Kondensatoren, Induktivitäten), ist das Ziel der Messung hingegen recht schnell er-

1. Impedanzspektroskopie - ein erster Überblick

reicht; interessierende Kenngrößen wie beispielsweise der Verlustwinkel $\tan\delta$ oder der ESR-Wert (Equivalent Series Resistance) können leicht bestimmt werden. In vielen anderen Fällen, wie der Auswertung von Sensorzuständen, sind weitere nachgeschaltete Schritte, z.B. unterschiedliche Klassifizierverfahren oder multivariate Analyseverfahren, erforderlich [Bac16],[Bar05]. In Abb. 1.1.4 ist dieser prinzipielle Prozessablauf schematisch zusammengefasst.

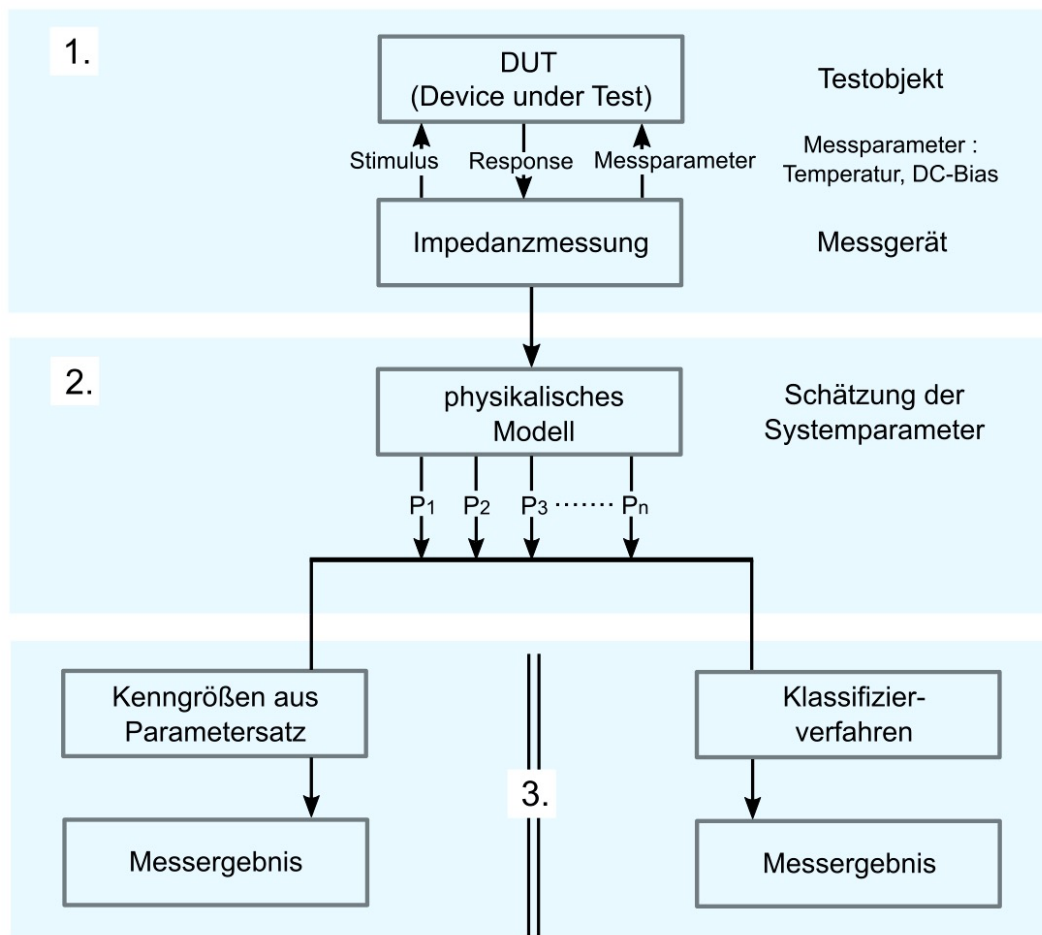


Abb. 1.1.4 Prozessschritte bei der Auswertung einer Impedanzmessung, in Anlehnung an [Bar05].

Es sei nochmals betont, dass beim zu untersuchenden System Linearität und, innerhalb der Messzeit, mindestens quasistationäres Verhalten vorausgesetzt wird (LTI-System). Ferner dürfen durch den Anregungspegel des Stimulus-Signals keinerlei Artefakte in der Systemantwort induziert werden. An späterer Stelle wird ein Verfahren vorgestellt, welches es ermöglicht, einige parasitäre Einflüsse auf die Messung zu detektieren (vgl. Kap. 4.3.3).

1.2 Anwendungsgebiete der Impedanzspektroskopie

Die Impedanzspektroskopie hat gegenwärtig in einer schier riesigen Anzahl von Applikationen Einzug gehalten in den unterschiedlichsten Disziplinen von Wissenschaft und Technik. Während der wissenschaftliche Bereich dieses Instrumentarium primär zur Aufdeckung von Funktionsmechanismen sowie deren Modellierung und Präzisierung einsetzt, basieren technische Anwendungen auf bereits bekannten und mehr oder weniger gut abgesicherten Modellen. Hier stehen Nachweise von Eigenschaften, die Darstellung von Prozessabläufen, die Charakterisierung von Proben, Zuständen und Materialien oder auch die Messwertgewinnung von Sensoren im Vordergrund, um nur einige Beispiele zu nennen.

Versteht man 'Impedanzspektroskopie' im weitesten Sinne, so handelt es sich um gar keine so junge Disziplin wie vielleicht zunächst vermutet werden könnte. Bereits gegen Ende des 19. Jahrhunderts wurden Widerstandsmessverfahren zur Detektion von Mikroorganismen erforscht (Stewart 1898, nach [Gro17]) und Impedanzmodelle zur Beschreibung elektrochemischer Systeme vorgestellt (E. Warburg, 1899, F. Kohlrausch 1872, [War99]). Zuvor bereits (um 1886) wurde von O. Heaviside der Begriff der 'Impedanz' als einer Verallgemeinerung des ohmschen Widerstandes eingeführt und von A.E. Kennelly mit Mitteln der komplexen Rechnung behandelt [Mcd92]. Eine rasante, bis zum gegenwärtigen Zeitpunkt anhaltende Entwicklung der Impedanzspektroskopie setzte jedoch gegen Ende der siebziger Jahre des vorigen Jahrhunderts ein, als mit den aufkommenden Mikroprozessoren und den immer leistungsfähigeren integrierten Schaltkreisen die Mittel zum Bau performanter Messhardware zur Verfügung standen und die Umsetzung komplexer Algorithmen möglich wurde. Mit einer steten Verfeinerung der Messsysteme erhielt gleichsam die Entwicklung von Modellen und fortschrittlicher Algorithmen neue Impulse, und eine Vielzahl weiterer Applikationen wurde erschlossen.

Um einen Eindruck von der Vielfalt der Anwendungsbereiche zu erhalten, wurden in Tab. 1.2.1 exemplarisch, und ohne Anspruch auf Vollständigkeit, Beispiele aus den unterschiedlichsten Disziplinen zusammengetragen [Bar05],[Gro17],[Kan14],[Ana17],[Nsk19].

Wesentliche Charakteristika für die Impedanzspektroskopie sind der Frequenzbereich, der Impedanzbereich, die maximal erlaubten Anregungspegel und nicht zuletzt die Zeitdauer, welche zur messtechnischen Erfassung eines gesamten Spektrums erforderlich ist. Dabei lassen sich folgende Abhängigkeiten feststellen:

- Frequenzbereich: abhängig von Leitungsmechanismen, Grenzflächeneffekten, parasitären Komponenten und weiteren Einflussgrößen

1. Impedanzspektroskopie - ein erster Überblick

- **Anregungspegel:** begrenzt durch Linearitätsforderung, Vermeidung von Artefakten, Zerstörungsfreiheit, Sicherheit (Medizin und Biotechnologie)
- **Messdauer:** Beschränkungen durch die Dynamik der untersuchten Prozesse; Forderung nach zumindest quasistationären Messbedingungen

MEDIZINTECHNIK	ELEKTRONIK
Herz / Blutmonitoring: Ödeme, Blutdruckmessung Impedanz-Tomografie (Überwachung Lungenfunktion) nicht invasive Verfahren Auffinden von Zahnwurzelspitzen (Apex)	Selektion diskreter Bauelemente (R,L,C) Qualitätssicherung in der Serienfertigung Systemidentifikation von Netzwerken
BIOSYSTEME	MESSTECHNIK
Untersuchung des Wachstums von Bakterienkulturen Bodenanalysen an feuchten Böden	Gewinnung von (multivariaten) Sensorsignalen Münzerkennung in Automaten
LEBENSMITTELCHEMIE	MATERIALWISSENSCHAFT
Charakterisierung von Speiseölen Qualitätsanalysen bei Fleisch und Fisch Überwachung von Tiefkühlkost Detektion von Bakterien und Salmonellen	Korrosionsprozesse Alterungszustände von Werkstoffen Materialprüfung auf Strukturfehler Qualitätssicherung in Herstellungsprozessen
CHEMIE	PHYSIK
Zustandscharakterisierung von Batterien und Akkus Messungen an Brennstoffzellen und Supercaps Untersuchungen an elektrolytischen Grenzschichten Bestimmung des Wassergehaltes in Kraftstoffen	Untersuchungen an Ferroelektrika Bestimmung von Zustandsdichten an amorphen Halbleitern

Tab. 1.2.1 Einige Beispiele für Anwendungen der Impedanzspektroskopie.

Für einige exemplarische Applikationen wurden in Tab. 1.2.2 charakteristische Bereiche der Impedanzen, der Anregungsfrequenzen sowie der maximalen Anregungspegel und der wünschenswerten Messzeiten zusammengestellt. Bei den Angaben handelt es sich um ‚circa‘ Werte, welche lediglich einen Eindruck der jeweiligen Größenordnungen vermitteln sollen [Gro17],[Ana17],[Loh15].

1. Impedanzspektroskopie - ein erster Überblick

Applikation	Impedanzen	Frequenzen	Anregung	Messzeit
Untersuchung an Batterien, Akkumulatoren und Brennstoffzellen	1m Ω ... 100 Ω	10mHz...>1MHz	Spannungsanregung, Stromanregung von wenigen mV/mA bis zu >40V/>10A; stark applikationsspezifisch	kürzest mögliche Zeit angestrebt
Messung an elektronischen Bauteilen und Strukturen	1m Ω ... 10G Ω	1Hz...>10MHz, HF-Technik bis >50GHz	10mVss ... 5Vss -60dBm ... 0dBm	in der Regel unkritisch, möglichst optimiert bei Fertigungsprozessen
Korrosionsmesstechnik	10 Ω ... 100k Ω	0.1Hz...100kHz	<20mVss	möglichst kurze Messzeiten angestrebt
Biotechnologie und Medizintechnische Anwendung	1k Ω ... 500k Ω	10Hz...>200kHz	5mVss ... 40mVss	Messzeit kritisch, meist kürzest mögliche Zeiten erforderlich
Gassensoren auf Halbleiterbasis	1k Ω ... 2G Ω	0.1Hz...100MHz	100mVss ... 2Vss	applikationsspezifisch, oft kürzest mögliche Messzeit erwünscht

Tab. 1.2.2 Beispiele für EIS-Messparameter (typische Werte) nach Anwendungen.

Vor dem Hintergrund obiger Beispiele, die Liste könnte in erheblichem Maße ergänzt werden, lassen sich bereits einige grundlegende Anforderungen an Impedanzmessgeräte erkennen:

- Die interessierenden Impedanzbereiche der Messobjekte differieren je nach Applikation erheblich, von wenigen m Ω bis hin zum G Ω Bereich.
- Gleiches gilt für die Messfrequenzen; vom μ Hz Bereich bis in den GHz Bereich kann sich die Anforderung erstrecken. Dabei sind, je nach Fragestellung, mehr oder minder weite Frequenzbereiche abzudecken, von der Punktmessung hin bis zu einigen Dekaden.

1. Impedanzspektroskopie - ein erster Überblick

- Besonderes Augenmerk ist auf die Zeitinvarianz des Messobjektes zu richten.
- Es lässt sich erkennen, dass dem Anregungspegel am Messobjekt erhöhte Aufmerksamkeit gewidmet werden muss. Zum einen weil, man denke an Zellgewebe oder an Korrosionsprozesse, die Messung zerstörungsfrei und ohne Artefakte ablaufen muss, zum anderen in der Regel ein lineares Systemverhalten erforderlich ist.
- Die Probenadaption sowie das Handling erfordern für die einzelnen Messaufgaben zum Teil völlig individuelle Wege, um der jeweiligen Problemstellung optimal gerecht zu werden.

Bereits jetzt wird deutlich, dass es 'das eine' Messsystem für universelle Impedanzspektroskopie nicht gibt und auch nicht geben wird. Zu vielfältig und teils auch gegensätzlich sind die Anforderungsprofile für die unterschiedlichen Messaufgaben. In Kapitel 3.3 wird der aktuelle Stand der marktüblichen Impedanzmessgeräte näher betrachtet. Dabei zeigt sich, dass unter der recht großen Zahl der am Markt befindlichen Geräte ein Großteil speziell für bestimmte Aufgabenbereiche konzipiert wurde.

Im Verlauf der nachfolgenden Betrachtungen soll jedoch die Anwendung der Impedanzspektroskopie auf eine bestimmte Gruppe von Gassensoren im Vordergrund stehen.

Kapitel 2

2. Gasmesstechnik - kurz und bündig

Bezogen auf den Gesamtverlauf der Technikgeschichte stellt die Gasmesstechnik eine relativ junge Disziplin dar. Gegen Mitte des 19. Jahrhunderts erschien das erste Lehrbuch zur Gasmesstechnik (Bunsen 1857), und erste bedeutsame Anwendungen erfuhren elektrisch basierte Verfahren bei U-Booten (CO₂ Detektion) sowie bei Zeppeleinen (H₂ Detektion) gegen Anfang des 20. Jahrhunderts [Wie16]. Seither haben sich, durch die stürmische Entwicklung in Physik, Chemie und nicht zuletzt auf technologischem Gebiet, eine große Anzahl von sehr unterschiedlichen Verfahren in der Gasmesstechnik etabliert, welche ebenso unterschiedlichen Anforderungen mehr oder weniger gerecht werden.

Die nachfolgende Darstellung ist sehr knapp gehalten und soll an dieser Stelle lediglich die Motivation zur Anwendung impedanzspektroskopischer Methoden in Verbindung mit halbleiterbasierten Gassensoren begründen.

2.1 Typen von Gassensoren

Auf oberster Ebene kann, ausgehend vom Arbeitsprinzip, grundsätzlich unterschieden werden zwischen physikalischen Sensoren, physikalisch-chemischen Sensoren sowie Sensorik auf der Basis von Separationsverfahren. Erstere Gruppe umfasst mit den Wärmeleitfähigkeits-Sensoren (WLS) gleichsam auch die historisch ältesten Messverfahren. Neuere Verfahren, welchen optische, akustische oder magnetische Effekte zugrunde liegen, zählen ebenso zu dieser Gruppe wie die auf Photoionisation beruhenden PID-Detektoren (Photoionisations-Detektor). Eine sehr umfassende Darstellung über Grundlagen und Funktionsweise von Gassensoren findet sich in [Wie16].

Besondere Bedeutung kommt den auf physikalisch-chemischen Effekten beruhenden Sensoren zu. Hiermit lassen sich besonders kompakte und kostengünstige Sensorelemente realisieren, welche heute die uns alltäglich umgebende Technik dominieren. Zu ihnen zählen Pellistoren und auch elektrochemische Zellen. Letztere ha-

2. Gasmesstechnik - kurz und bündig

ben mit der auf Basis von Festelektrolyt arbeitenden Lambda-Sonde die energieeffiziente und abgasreduzierte Regelung von Verbrennungsmotoren erst ermöglicht. Auch die Familie der Halbleiter-Sensoren lässt sich in diese Gruppe einordnen. Für die nachfolgenden Arbeiten stellen diese die Zielgruppe dar und werden deshalb in Abschnitt 2.2 etwas ausführlicher betrachtet.

Der Vollständigkeit halber seien aus der Gruppe der Separationsverfahren stellvertretend der Gas-Chromatograf und das Massenspektrometer erwähnt, welche im Laboralltag und in der Prozessüberwachung heute eine vorrangige Stellung einnehmen. Diese Systeme wären korrekter allerdings als Gasanalysatoren zu bezeichnen. Zur Begriffsabgrenzung soll unter einem *Gassensor* ausschließlich das reine Sensorelement verstanden werden, wohingegen das Gesamtsystem aus Sensorik, Auswerteeinheit und Prozessinterface als *Gasmessgerät* beziehungsweise, je nach Umfang der Komplexität, als *Gasanalysator* bezeichnet wird.

Der *ideale* Gassensor wäre sensibel für eine Vielzahl von Gasen, oder zumindest für eine Gruppe von Gasen, kann alle diese Gase eindeutig separieren (Selektivität), zeigt hohe Empfindlichkeit (Sensitivität), ist alterungs- und temperaturstabil (Stabilität), zeigt keine Remanenzeffekte (Reversibilität) und ist unempfindlich gegen Überdosierungen und Schadgase („Vergiftung“), um nur die herausragenden Eigenschaften zu nennen. Der ideale Gassensor hat nur einen einzigen Nachteil -- er existiert in dieser Form nicht. Reale chemische Sensoren hingegen sind in der Regel sensitiv für einige wenige Gase bei oft geringer Selektivität, zeigen z.T. deutliche Querempfindlichkeiten, unterliegen teils signifikanter Alterung und sind empfindlich gegen Vergiftung. Dies erklärt u.a. die Vielzahl der auf unterschiedlichen Prinzipien beruhenden Sensoren sowie den erforderlichen, zum Teil recht hohen Aufwand in der Signalauswertung bei manchen Applikationen.

2.2 Sensoren auf Halbleiterbasis

Eingeführt 1968 durch N. Taguchi ('Figaro' Sensor) [Fig19], stellen Gassensoren auf Basis von halbleitenden Metalloxiden, bisweilen auch als SMOX-Sensoren bezeichnet (Semiconducting Metal Oxide), heute, unter industriellen Gesichtspunkten betrachtet, die wichtigsten Vertreter der Gassensoren dar. Nicht zufällig handelt es sich hierbei um die zur Zeit am besten untersuchte Gruppe: sie sind kostengünstig in der Herstellung, sind in einer Vielzahl von kleinen Bauformen verfügbar und können für eine große Anzahl detektierbarer Gase spezifisch hergestellt werden [Utü18]. Diese Eigenschaften machen Halbleiter-Gassensoren tauglich für den Massenmarkt, beispielsweise zur Lüfterklappensteuerung im Kfz, beim Einsatz in Lecksuchgeräten oder in sogenannten ‚elektronischen Nasen‘.

Als nachteilig wären die geringe Selektivität ebenso wie lediglich eine zufriedenstellende Stabilität zu nennen. Dies macht für viele Anwendungsfälle eine komplexe Signalerfassung in Kombination mit nachgeschalteten elaborierten Verfahren der

Datenauswertung erforderlich. Einen Beitrag hierzu könnte zukünftig etwa die Impedanzspektroskopie in Verbindung mit nachgeschalteten multivariaten Analyseverfahren leisten.

Im Folgenden sollen SMOX-Sensoren etwas näher betrachtet werden, jedoch lediglich in einem minimalistischen Umfang, wie er zum Verständnis hinsichtlich der Impedanzanalyse an derartigen Sensoren erforderlich ist.

2.2.1 Aufbau, Funktionsweise und Parameter

Bei SMOX-Sensoren, häufig auch nur als MOX-Sensoren bezeichnet, besteht das aktive Element aus einer polykristallinen Struktur aus halbleitendem Metalloxid. Bei technischen Sensoren verwendet man in der Grundstruktur gegenwärtig in den häufigsten Fällen SnO_2 (Zinndioxid), WO_3 (Wolframoxid) oder TiO_2 (Titandioxid). Es handelt sich hierbei um Halbleiter vom n-Typus. Durch gezielte Dotierung mit diversen (Edel-) Metallen kann ferner die Selektivität für verschiedene Gase oder Gruppen von Gasen beeinflusst werden [Yam91]. Bei vielen Sensoren wird die sensitive Schicht meist in Dickschichttechnik auf ein Trägersubstrat, z.B. Al_2O_3 , aufgebracht und mit einer Dünnschicht-Elektrodenanordnung, beispielsweise in Form einer Interdigitalstruktur wie in Abb. 2.2.1, kontaktiert [Wie16]. Aus später noch darzustellenden Gründen benötigen MOX-Sensoren einen Heizer, welcher ebenfalls auf dem Substrat aufgebracht wird, z.B. in Form einer Mäander-Struktur aus Platin. Man erhält somit einen Grundaufbau, wie er in Abb. 2.2.1 schematisch dargestellt ist.

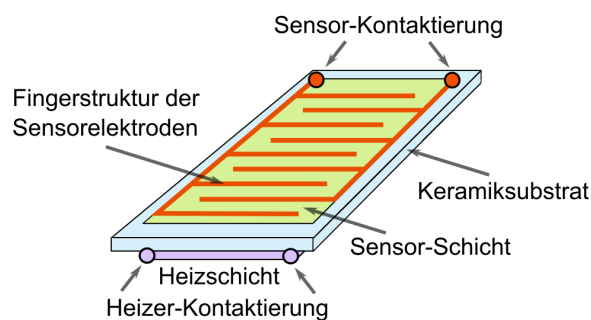


Abb. 2.2.1 Beispiel für den prinzipiellen Aufbau eines MOX-Gassensorelements.
[Wie16] nachempfunden

Einen Eindruck von der konkreten technischen Realisierung in einem Serienprodukt vermitteln Abb. 2.2.2 sowie Abb. 2.2.3. Es handelt sich dabei um einen Sensor mit der Bezeichnung GGS1430T des Herstellers Umweltsensortechnik GmbH (UST), Geschwenda [Ust17], welcher hauptsächlich für CO , CH_4 und H_2 sensitiv ist.

2. Gasmesstechnik - kurz und bündig

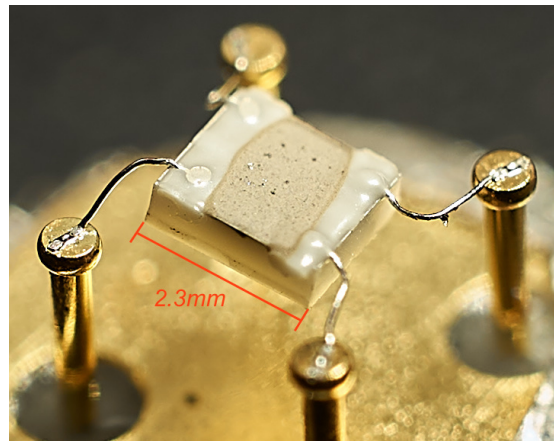


Abb. 2.2.2 Dieses Foto vom kontaktierten Sensorchip des GGS1430T (UST) zeigt die geometrischen Größenverhältnisse.

Bei den Herstellungsprozessen wird sehr fein pulverisiertes Material, z.B. SnO_2 , zusammen mit einem Bindemittel auf das Trägersubstrat aufgebracht und anschließend in einem Sinterprozess eingebrannt. Die somit erhaltene Struktur weist Dicken von ca. $10\mu\text{m}$ bis $50\mu\text{m}$ (Dickschicht-Technik) bei Korngrößen von deutlich unter $1\mu\text{m}$ auf [Wie16]. Dabei stehen die einzelnen Körner in unmittelbarem Kontakt, wodurch sich ein Strompfad über die Korngrenzen hinweg ausbilden kann. Die bei diesem Herstellungsverfahren sich ergebende poröse Schicht ermöglicht die Ausbreitung der Gasatmosphäre auch bis hin zu tiefen Bereichen, was eine möglichst große effektive Oberfläche gewährleistet. Dies ist insofern von Bedeutung, da der Funktionsmechanismus des Sensors im Wesentlichen auf Oberflächeneffekten an den Korngrenzen beruht.

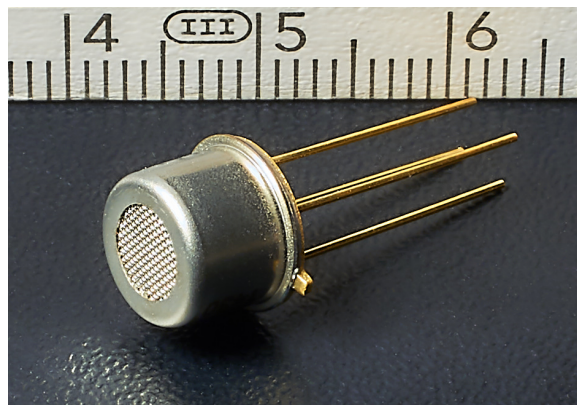


Abb. 2.2.3 GGS1430T im TO-39 Gehäuse als Beispiel für einen industriell gefertigten MOX-Gassensor.

Eingebaut im TO-39 Gehäuse präsentiert sich der Sensor dem Anwender beispielsweise wie in Abb. 2.2.3. Deutlich ist das Schutzgitter am Gaseinlass zu erkennen. Auch wesentlich kleinere Gehäusebauformen sind von unterschiedlichen Herstellern am Markt verfügbar. Der strukturelle Aufbau und das Zusammenspiel von Sensorschicht, Substrat, Heizer und Gehäuse werden auf Grund ihrer parasitären Elemente einen nicht immer zu vernachlässigenden Einfluss bei der Impedanzmessung haben.

Zum Verständnis der prinzipiellen Funktionsweise von MOX-Sensoren sei nun Abb. 2.2.4 näher betrachtet.

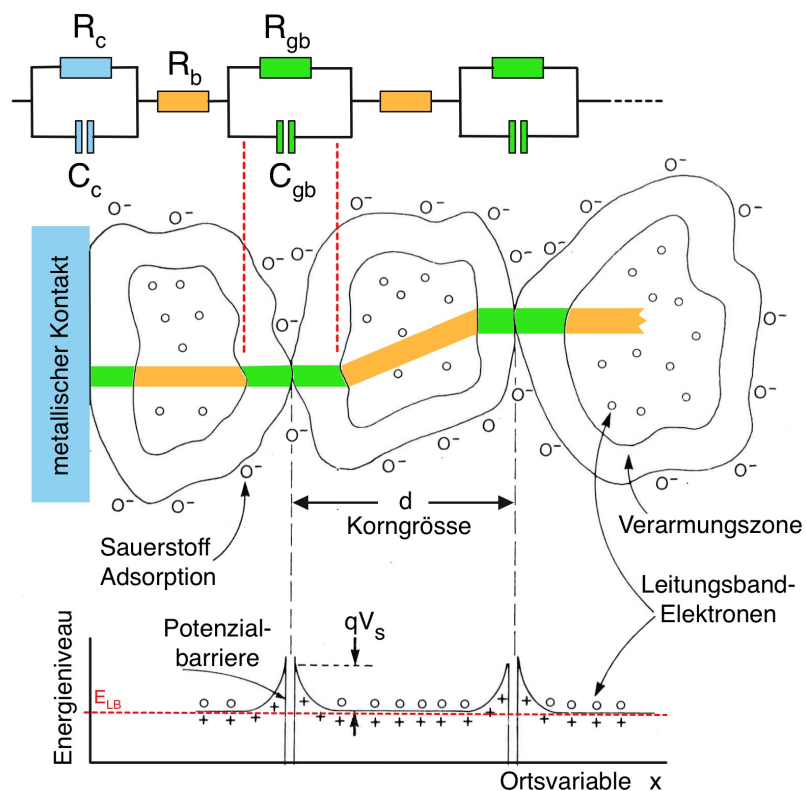


Abb. 2.2.4 Zur prinzipiellen Funktionsweise von MOX-Gassensoren. Modifizierte Darstellung basierend auf [Mad89] und Bezeichnungen von [Utü18].

Man erkennt den schematisch dargestellten Ausschnitt dreier agglomerierter Körner der Sensorschicht, welche mit dem metallischen Kontakt der Ableitelektrode in Verbindung stehen. Das gezeigte Schema gilt unter der Voraussetzung hinreichend großer Körner, wobei ‚groß‘ bedeutet, dass für den Korndurchmesser d die Beziehung $d > \lambda_D$ gilt, was durch den Herstellungsprozess gewährleistet werden kann [Utü18]. λ_D repräsentiert die Debye-Hückel-Länge, das ist, im Falle des n-Halbleiters, diejenige Distanz, längs derer die Konzentration an Überschusselektronen auf den e-ten Teil abgefallen ist [Ger05]. Betrachtet man den Sensor zunächst bei kon-

2. Gasmesstechnik - kurz und bündig

stanter Temperatur T und folgt der Argumentation gemäß [Bar03], so ergibt sich das nachfolgende grundlegende und hier stark vereinfacht dargestellte Funktionsmodell: In Gegenwart einer Sauerstoff-Atmosphäre erfolgt an der Kornoberfläche Sauerstoffadsorption, was zur Anhebung der Potenzialbarriere an den Korngrenzen führt (Abb. 2.2.4). Damit einhergehend ist die Abnahme der elektrischen Leitfähigkeit über die Körner hinweg zu beobachten. Das Vorhandensein einer Sauerstoffatmosphäre ist wesentlich für die Funktionsweise des Sensors. Tritt nun ein reduzierendes Gas hinzu, beispielsweise CO , so werden, durch die Reaktion mit dem an der Oberfläche adsorbierten Sauerstoff, Elektronen freigesetzt, welche zur Leitfähigkeit beitragen; folglich wird der elektrische Widerstand sinken. Dieser Widerstandsabfall ist zwar proportional zur Konzentration des Messgases, jedoch nicht in einem linearen Zusammenhang. Hier spielt auch die Sensortemperatur eine entscheidende Rolle, nicht nur wegen der exponentiellen Temperaturabhängigkeit der freien Elektronendichte, sondern sie bestimmt auch in entscheidendem Maß die wirksamen Adsorptionsmechanismen (Physisorption, Chemisorption) [Mad89].

Leider sind die realen Vorgänge deutlich komplexer als hier skizziert. So hat beispielsweise die Gegenwart von Feuchte (OH-Gruppen) starken Einfluss auf das Messergebnis [Bar03]. Ferner bewirkt die Präsenz weiterer Gaskomponenten, abhängig vom Sensortyp, ebenfalls Änderungen im Leitwert, so dass eine reine DC-Messung des elektrischen Schichtwiderstandes noch keine spezifischen Aussagen liefern kann.

Um ein Verständnis für die Bedeutung der Impedanzspektroskopie im Zusammenhang mit MOX-Sensoren zu gewinnen, bedarf es einer weitergehenden Betrachtung, insbesondere der Vorgänge an den Korngrenzen. Wiederum ausgehend von der Präsenz einer Sauerstoff-Atmosphäre, bewirkt die Bandverbiegung qV_s (V_s entspricht der Potentialdifferenz Bulkmaterial-Kornoberfläche) auf Grund der Ionosorption von Sauerstoff und physikalischer Grenzflächen-Effekte an den Korngrenzen die Ausbildung einer Verarmungsregion (siehe Abb. 2.2.4). Deren Dicke z_D wird von qV_s bestimmt, und sie ist gekennzeichnet durch einen hohen ohmschen Widerstand R_{gb} und eine parallele Kapazität C_{gb} . Das Zustandekommen von C_{gb} lässt sich modellhaft beschreiben durch das Einbetten der Verarmungsschicht zwischen dem jeweils niederohmigen Bulk-Material im Korninnern. Nach [Utü18] gilt für die Dicke z_D der Verarmungszone (entspricht Schottky-Beziehung):

$$z_D = \sqrt{\frac{2qV_s\epsilon_0\epsilon_s}{q^2n_b}} \quad (\text{G. 2.1})$$

- q Elementarladung
- ϵ_0 Dielektrizitätskonstante
- ϵ_s relative Dielektrizitätszahl der Verarmungsschicht
- n_b freie Bulk-Ladungsträgerdichte
- V_s Diffusionsspannung, Potentialdifferenz zwischen Bulk und Oberfläche

Aus Gleichung (G. 2.1) kann die, auf die Einheitsfläche A bezogene, Kapazitätsdichte unter der vereinfachenden Betrachtung der Kornübergänge als Plattenkondensator mittels (G. 2.2) abgeschätzt werden [Utü18]:

$$\frac{C_{gb}}{A} = \sqrt{\frac{q^2 n_b \epsilon_0 \epsilon_s}{2qV_s}} \propto \sqrt{\frac{\epsilon_s}{qV_s}} \quad (\text{G. 2.2})$$

Man erkennt, dass V_s und ϵ_s neben n_b Einfluss auf die Kapazität ausüben. Während n_b nicht durch das Messmedium beeinflusst wird, variieren die beiden ersten Größen mit der Sensoratmosphäre und bewirken somit neben Änderungen im ohmschen Anteil R_{gb} auch Kapazitätsvariationen in C_{gb} . Mit einer rein statischen DC-Widerstandsmessung entzieht sich C_{gb} der Erfassung, womit wichtige Information unbeachtet bleibt. Denn nicht alleine die Bandverbiegung und damit die Dicke der Verarmungsschicht bestimmen den aktuellen Wert von C_{gb} , sondern ebenso die relative Dielektrizitätszahl ϵ_s , welche selbst nicht als konstant anzusehen ist. Beispielsweise ändern chemische Reaktionen zwischen Messgas und Wasser (Feuchte) die Dipolbesetzung an den Kornoberflächen, was zu einer Änderung in ϵ_s und damit in der Kapazität führt [Bar03]. Zugleich beinhaltet die Dielektrizitätszahl auch eine Frequenzabhängigkeit, was den jeweiligen Polarisationsmechanismen geschuldet ist.

In Summe ergibt sich somit als einfachste Approximation für das elektrische Ersatzschaltbild der Sensorschicht das im oberen Teil von Abb. 2.2.4 dargestellte RC-Netzwerk. Darin repräsentieren R_{gb} und C_{gb} die sensitiven Komponenten der Anordnung. Diese sind neben dem Gaseinfluss ferner von der Temperatur der Sensorschicht und der applizierten Messfrequenz abhängig. Man erkennt, dass eine reine quasistatische Gleichspannungsmessung lediglich die Variation von R_{gb} erfasst, wohingegen die Impedanzspektroskopie neben der zusätzlichen Berücksichtigung von C_{gb} auch die Frequenzabhängigkeit sowohl des Widerstandes wie auch die der Kapazität widerspiegelt. Indirekt verschafft die Impedanzspektroskopie somit tiefere Einblicke in die Funktionsmechanismen des Sensors. Zur Sensorkontaktierung sei noch erwähnt, dass dieser Metall-Halbleiter-Übergang (Schottky-Kontakt) zu berücksichtigen ist und im Gesamtmodell mit R_c und C_c einen Anteil liefert, welcher, je nach Sensorstruktur und Gasangebot, ebenfalls einen sensitiven Beitrag leisten kann. Der Bulk-Widerstand R_b darf in guter Näherung als unabhängig von der Gasatmosphäre angenommen werden [Bar03].

Ein Hinweis auf die etwas unorthodoxe Schreibweise in (G. 2.2) sei an dieser Stelle noch gestattet. Hier erscheinen q^2 im Zähler und q ungekürzt im Nenner. Dies hat den Hintergrund, dass der Ausdruck qV_s physikalisch die Größe einer Energie darstellt und somit auch bildlich die Analogie zur Bandverbiegung im Bändermodell zu Tage tritt.

2.2.2 Elektrisches Ersatzschaltbild von MOX-Sensorschichten

Ziel der Impedanzspektroskopie ist es, möglichst umfassende Information über die aktuelle Sensoratmosphäre sowie über den Sensorzustand zu gewinnen. Hierzu ist es zunächst erforderlich, den Sensormechanismus auf ein realistisches physikalisches Impedanzmodell abzubilden und die einzelnen Einflussgrößen den Elementen dieses Modells zuzuordnen. Daraus ergeben sich Fit-Parameter, anhand derer die Modellwerte des Ersatzschaltbildes an die gemessene Impedanzkurve angeglichen werden können. Ziel der Modellbildung ist, allein schon aus praktischen Erwägungen, die Abbildung auf ein möglichst kompaktes Impedanzmodell mit konzentrierten Elementen. Der reale Sensor mit seiner morphologischen Struktur setzt sich jedoch aus einem komplexen Netzwerk aus Serien- und Parallelschaltungen der einzelnen Kornübergänge zusammen, welche individuell deutlich unterschiedliche RC-Werte aufweisen können. Die Darstellung durch konzentrierte Elemente liefert somit einen statistischen Mittelwert über die gesamte Struktur, was in der messtechnischen Praxis durchaus hinlänglich ist. Man beachte jedoch, dass obige Tatsache zu einer nicht gleichmäßigen Aufteilung der angelegten Messspannung an den einzelnen Korngrenzen führt. Somit bestimmen diejenigen Kornbereiche mit der höchsten lokalen Potenzialdifferenz die maximal nutzbare Spannungsaussteuerung bei der Messung.

In Abb. 2.2.4 ist bereits das grundlegende Impedanzmodell der Sensorschicht als repetierendes Netzwerk von Widerständen und Kapazitäten dargestellt. Darin repräsentiert R_b den rein ohmschen Anteil des Bulk-Materials. R_{gb} und C_{gb} modellieren den sensitiven Anteil, und $R_c || C_c$ steht für den Beitrag des Schottky-Übergangs der Kontaktierung. In diesem Ersatzmodell finden die beim technisch realen Sensor vorhandenen parasitären Elemente wie Gehäusekapazitäten und Ableitimpedanzen zwischen Sensorschicht und Heizerstruktur noch keine Beachtung. Inwieweit diese eine zu berücksichtigende Rolle spielen, wird in Kap. 4 näher untersucht, und es werden darauf basierend die Konsequenzen für die Messtechnik vorgestellt.

Bislang wurde bei der Darstellung des Ersatzschaltbildes mit diskreten Elementen von einer Realisierung ausschließlich durch Widerstände und Kondensatoren ausgegangen. In der Praxis zeigt sich jedoch, dass das Anfitten von real gemessenen Impedanzverläufen bei zahlreichen Strukturen damit nur unzureichend gelingt. Dies gilt im besonderen Maße für Proben aus dem Bereich der Biochemie und generell bei Systemen mit Membranstrukturen und Grenzflächen, wie beispielsweise im Fall der Körnerstruktur bei MOX-Sensoren. Diese bereits seit langem bekannte Problematik [Col28] führte zur Einführung des Constant-Phase-Elements (CPE) als virtueller Komponente zur Approximation des Systemverhaltens im Ersatzschaltbild. Das CPE existiert nicht in der physikalischen Realität, erlaubt jedoch, durch die formale mathematische Einführung zweier Größen α und $Q_0 \in \mathbb{R}$ und mit $0 \leq \alpha \leq 1$ als zusätzliche Fitparameter, innerhalb gewisser Frequenzbereiche eine bessere An-

passung des Impedanzmodells an die Messkurven. Das Constant-Phase-Element wird wie folgt definiert (z.B. in [Gro17]):

$$\underline{Z}_{cpe} = \frac{1}{Q_0 (j\omega)^\alpha} \quad (\text{G. 2.3})$$

(G. 2.3) bildet in den Grenzfällen $\alpha=1$ den 'klassischen' Kondensator ab, für $\alpha=0$ erhält man einen ohmschen Widerstand. Der Fall $\alpha = 1/2$ beschreibt die sog. Warburg-Impedanz, welcher bei der Untersuchung elektrochemischer Systeme eine besondere Bedeutung zukommt [Gam17].

Modellmäßig lässt sich das CPE beim MOX Sensor auf die Zusammenschaltung einer großen Anzahl unterschiedlicher, verteilter RC-Kombinationen an den Korngrenzen zurückführen. Bisweilen findet sich für solche Strukturen die Bezeichnung 'fractional or-order system' [Bis08].

Durch Umformung von (G. 2.3) mit Hilfe der Moivre'schen Formel [Bro91] lassen sich für die Interpretation sehr hilfreiche Einblicke gewinnen:

$$\underline{Z}_{cpe} = \frac{1}{Q_0 \omega^\alpha} [\cos\left(\alpha \frac{\pi}{2}\right) - j \sin\left(\alpha \frac{\pi}{2}\right)] \quad (\text{G. 2.4})$$

Aus Imaginär- und Realteil von (G. 2.4) ergibt sich somit insbesondere die CPE-Phase zu:

$$\varphi_{cpe} = -\alpha \frac{\pi}{2} \quad (\text{G. 2.5})$$

Für einen konstanten Wert von α ergibt sich somit ein konstanter Phasenverlauf, was die Namensgebung dieses Modellelements anschaulich erklärt. Im Fall der Warburg-Impedanz beträgt der Phasenwinkel beispielsweise konstant 45° und Real- und Imaginärteil sind gleich.

Im Nyquist-Diagramm zeigt sich das CPE als gerade Linie. Im Umkehrschluss bedeutet dies, dass vom Vorhandensein einer CPE-Komponente auszugehen ist, falls die Messung in Nyquist-Darstellung Linienelemente enthält oder eine 'Verkipfung' oder Deformation der idealen Ortskurve vorliegt. Dieses Verhalten ist im Beispiel Abb. 2.2.5 bei tiefen Frequenzen recht deutlich zu erkennen. Die Kurve wurde an einem Sensor vom Typ GGS13430T bei Raumtemperatur und Laboratmosphäre aufgenommen. Als Messgerät wurde das unter Kap. 5 beschriebene, fourierbasierte LF-System verwendet. Dabei zeigt der hier vermessene Sensor seine charakteristische Response im Bereich relativ tiefer Frequenzen. Mit einfacher grafischer Approximation kann aus Abb. 2.2.5 mittels (G. 2.5) näherungsweise ein Wert von $\alpha \approx 0.6$ *) ermittelt werden.

*) Als Dezimalzeichen wird im Text durchgängig das Punktsymbol verwendet

2. Gasmesstechnik - kurz und bündig

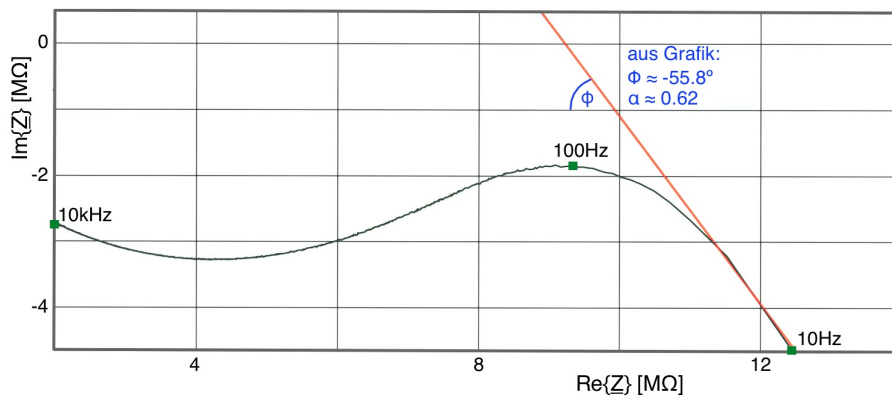


Abb. 2.2.5 Nyquist-Diagramm, gemessen am GGS13430T Sensor, mit typischen Merkmalen für das Vorhandensein eines CPE.

Die Messkurve lässt ebenfalls erkennen, dass die Wahl des passenden Frequenzbereiches von essentieller Bedeutung für die erfolgreiche Datenauswertung ist. Würde im vorliegenden Fall beispielsweise lediglich bis zu einer Frequenz von 100Hz gemessen, so bliebe wesentliche Merkmalsinformation unbeachtet. Auf das Vorhandensein eines CPE könnte aber dennoch geschlossen werden, und zwar aus der Verschiebung des Mittelpunktes der halbkreisförmigen Ortskurve sowie aus deren Deformation. Mit Einführung des CPE, welches sich empirisch durch den oft guten Abgleich mit den real gemessenen Kurven rechtfertigt, ergibt sich die vereinfachte Modellstruktur gemäß Abb. 2.2.6. Zu erwähnen bleibt, dass ein detaillierteres und komplexeres Ersatzschaltbild zwar aus theoretischer Sicht interessant ist, sich in der Messpraxis hingegen jedoch deutlich reduzierte Strukturen vielfach als hinreichend und auch vorteilhaft für die Fitstabilität erweisen.

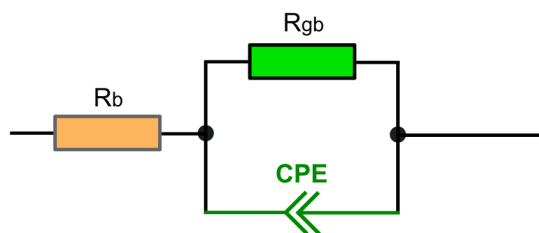


Abb. 2.2.6 Vereinfachte Modellstruktur eines MOX-Sensors mit Constant-Phase-Element (CPE) an Stelle von C_{gb} . Bezeichnungen wie in Abb. 2.2.4

So konnten etwa in [Len18] mit einer einfachen Modellstruktur ähnlich Abb. 2.2.6 an einem Feuchtesensor vom Typ GGS13430T hervorragende Ergebnisse erzielt werden. Allerdings bleibt hier zu beachten, dass dieser Sensor seine charakteristische Response bei relativ niedrigen Frequenzen (10Hz bis 10kHz) zeigt. Für

Sensoren deren Response im deutlich höheren Frequenzbereich liegt, wie etwa beim GGS1430T, kann die Einbeziehung der parasitären Kapazitäten von Gehäuse und Heizer durchaus relevant werden.

2.3 Impedanzmessung an MOX-Sensoren

Wie zuvor dargestellt, lässt sich der MOX-Sensor wechselstrommäßig in seiner einfachsten Form als $R_b + R_{gb} || C_{gb}$ Kombination beschreiben, wobei an Stelle der Kapazität in der Regel ein CPE tritt. Ferner lässt sich feststellen, dass funktionsrelevante Polarisations- und Adsorptionsmechanismen frequenzabhängiges Verhalten zeigen. All dies lässt als Messverfahren die Impedanzspektroskopie über sensorspezifische Frequenzbereiche interessant erscheinen. Nun sind es nicht etwa die absoluten Zahlenwerte einer solchen Messung, welche die Relevanz des Verfahrens ausmachen, vielmehr sind es für einen gegebenen Sensor die *relativen* Änderungen des Impedanzspektrums in Abhängigkeit von Einflussgrößen wie der Gasatmosphäre, der Sensortemperatur, oder aber auch der Alterung.

Die prinzipielle Vorgehensweise bei der Gewinnung möglichst umfassender Information aus den Impedanzspektren des Sensors folgt prinzipiell der Darstellung in Abb. 2.3.1. Diese entspricht dem bereits in Abb. 1.1.5 skizzierten Workflow.

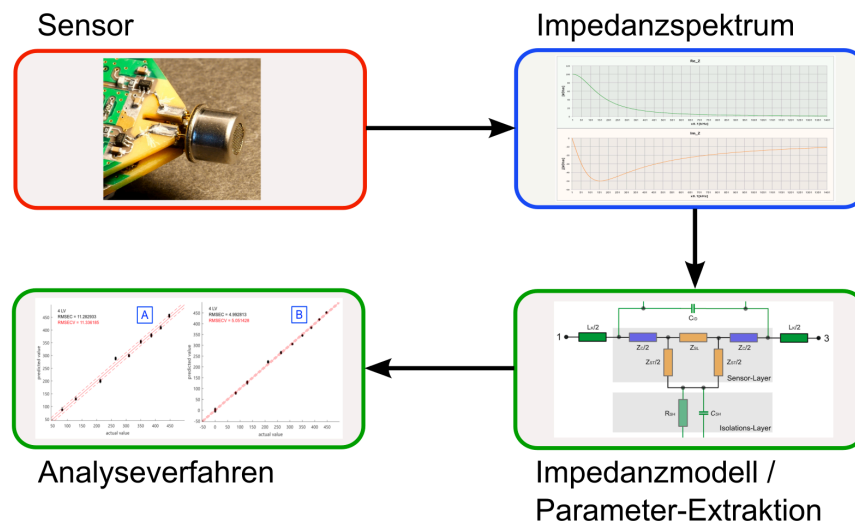


Abb. 2.3.1 Prozesskette zur Gewinnung von Messergebnissen aus der physikalischen Sensorinformation, im dargestellten Beispiel aus dem Impedanzspektrum (Prinzipdarstellung).

Zunächst ist dabei zu bestimmen, welche, mit einem im Rahmen der Aufgabenstellung vertretbaren Aufwand, messtechnisch zugänglichen Sensordaten zur Bil-

2. Gasmesstechnik - kurz und bündig

derung von aussagekräftigen Merkmalsvektoren sinnvoll sind. Selbstredend ist natürlich ein möglichst umfassender Satz von physikalisch *relevanten* Merkmalsvektoren erstrebenswert. Die Relevanz ist deshalb zu betonen, da sich bei den nachgeschalteten multivariaten Analyseverfahren bisweilen schnell sogenannte Overfitting-Effekte einstellen können, welche in der Regel sogar zu einer Verschlechterung der Messergebnisse führen. Dass die impedanzspektroskopische Untersuchung ein höchst relevantes Werkzeug zur Gewinnung von Messwerten an MOX-Sensoren darstellt, geht aus dem bereits Gesagten hervor. Entsprechend wurde bereits 2001 in [Pay01] ein Impedanzmessverfahren für Gassensoren beschrieben, welches auf dem modifizierten Funktionsprinzip gemäß Kap. 3.1 beruht.

Aber es gibt noch weitere Eigenschaften, welche ebenfalls aussagekräftige Erkenntnisse über den Sensorzustand liefern können, beispielsweise das Relaxationsverhalten nach Temperaturänderungen. Beides wurde in [Bau14] und [Sch16] eingehender untersucht und sei im Folgenden kurz erläutert.

In der Regel werden die Sensoren bei konstant geregelter, erhöhter Temperatur betrieben. Typische Betriebswerte liegen zwischen 200°C und >400°C [Bar03]. Während mit steigender Temperatur die elektronische Leitfähigkeit des Halbleiters gemäß einem Exponentialgesetz zunimmt [Mil72], unterliegen die Adsorptionsmechanismen ebenfalls einer starken Temperaturabhängigkeit. Ausführlichere Betrachtungen hierzu finden sich in [Mad89]. In Summe genügt es, an dieser Stelle festzustellen, dass durch die Wahl des Temperatur-Arbeitspunktes das Verhalten des Sensors, beispielsweise hinsichtlich der Sensitivität, in entscheidender Weise beeinflusst wird. Im Rahmen unterschiedlicher Arbeiten am LMT wurde die Response von Sensoren auf zyklische Temperatursprünge verschiedener Höhe untersucht (Abb. 2.3.2).

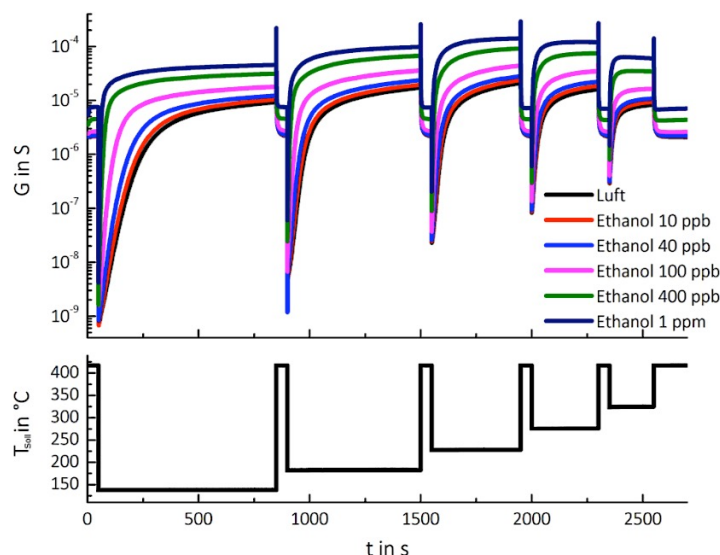


Abb. 2.3.2 Leitwertverläufe eines mikrostrukturierten MOX-Sensors bei temperaturzyklischem Betrieb unter Ethanoleinwirkung [Bau14].

Gemessen wurde bei unterschiedlicher, jeweils konstanter Testgasatmosphäre das Relaxationsverhalten des DC-Leitwertes [Bau14], bzw. in [Sch16] auch das der Impedanz, bis zum Erreichen des neuen thermischen Gleichgewichtszustandes.

Bereits bei rein visueller 'Auswertung' der Messkurven aus Abb. 2.3.2 lassen sich, abhängig von der Konzentration des Testgases, deutliche Unterschiede im Kurvenverlauf des DC-Leitwertes bei den einzelnen Temperatursprüngen separieren. Somit erwächst die starke Motivation, während der Relaxationsphase in geeigneten Zeitabständen an Stelle des DC-Leitwertes komplette Impedanzspektren zu ermitteln, um so die Anzahl der aussagekräftigen Merkmalsvektoren zu erhöhen.

Dies führt sofort auf eine messtechnische Problemstellung. Wie man leicht erkennt, ist unmittelbar nach einem Temperatursprung der Gradient der Leitwertänderung sehr hoch. So wäre bei dem in Abb. 2.3.2 dargestellten Sensor eine Zyklusrate von ca. 1 Hz zur Erfassung je eines kompletten Impedanzspektrums wünschenswert. Unbedingt zu beachten ist hierbei, dass während der Messzeit für das gesamte Spektrum der Sensorzustand als hinreichend stationär betrachtet werden kann. Diese Aufgabe ist mit herkömmlichen Labor-Analysen mit Frequenz-Step oder Frequenz-Sweep-Verfahren (siehe auch Kap. 3) nicht zu lösen. Somit wird ersichtlich, dass hier messtechnisch andere Wege beschritten werden müssen. Als Lösungsweg für diese Problemstellung bietet sich die Fourier-Impedanzspektroskopie mit einer auf den Temperaturregler des Sensors synchronisierten Vorgabe der Messzyklen an. Entwurf und Realisierung einer entsprechenden Messtechnik wird Gegenstand der späteren Betrachtungen sein.

Dass impedanzspektroskopische Verfahren im Bereich der MOX-Gassensoren aktuell weiter an Bedeutung gewinnen, wird auch aus den Darstellungen in [Pot20] ersichtlich.

2.4 Mikrostrukturierte Gassensoren

Das zuvor Gesagte beschreibt, was den Aufbau betrifft, die 'klassische' Bauform von MOX-Gassensoren. Seit etwa 1995 jedoch begann ein neuer Sensortypus sich am Markt zu etablieren. Nach Art des Aufbaus und der verwendeten Prozesstechnologie zählt dieser Typus zu den sogenannten 'mikrostrukturierten Sensoren' und ist unter dem Oberbegriff 'MEMS-Sensoren' (Mechanical Electrical Micro System) einzuordnen. Die physikalischen Funktionsmechanismen entsprechen vom Prinzip her den zuvor beschriebenen, jedoch unterscheidet sich der Aufbau hinsichtlich Abmessungen und Schichtdicken zum Teil erheblich von dem 'klassischer' MOX-Sensoren. Auf die physikalischen Eigenschaften dieser Sensoren soll an dieser Stelle lediglich verwiesen werden [Sal16]. Mit Substratdicken von nur noch ca. $1\mu\text{m}$ und Dicken der aktiven Schicht in ähnlicher Größenordnung ergeben sich thermische Eigenschaften des Aufbaus, die nur noch Bruchteile der Heizleistung herkömmlicher Strukturen erfordern. So benötigt beispielsweise der bereits oben vorgestellte

2. Gasmesstechnik - kurz und bündig

GG51430T eine Heizleistung von ca. 420mW zum Erreichen seiner nominalen Betriebstemperatur von 470°C, wohingegen der mikrostrukturierte AS-MLV-P2 Sensor [Ams15] mit nur 34mW seine empfohlene Betriebstemperatur von 300°C erreicht. Einhergehend mit der Reduktion der thermischen Masse reduziert sich die thermische Zeitkonstante erheblich (siehe Kap. 4.2.5), was diese Art von Sensoren für Messungen im temperaturzyklischen Betrieb prädestiniert [Sau14].

Welche konstruktiven Herausforderungen es beim Design miniaturisierter Gassensoren hinsichtlich des Heizers und des Substrates zu beachten gilt, lässt sich [Dib89] entnehmen.

Wie deutlich sich ein solcher Sensor in seinem Aufbau von beispielsweise dem GGS1430T unterscheidet wird ersichtlich, wenn man Abb. 2.4.1 mit Abb. 2.2.2 vergleicht.

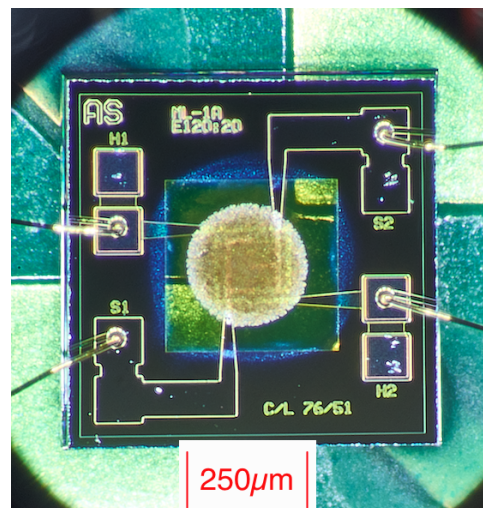


Abb. 2.4.1 Foto des Innenlebens eines AS-MLV-P2 Sensors.

Deutlich zu erkennen ist die Anordnung des Heizers unterhalb der Sensorschicht in Form der schattierten, konzentrischen Rechtecke in Sensormitte (Abb. 2.4.1). Während beim GGS1430T aufbaubedingt nur relativ geringe Ableitkapazitäten zum Heizer entstehen, führt die planar flächige Struktur von Sensorschicht und Heizer, zusammen mit der nur sehr geringen Substratdicke, beim AS-MLV-P2 zu einer erheblichen Vergrößerung der Ableitkapazität. Dies bleibt nicht ohne Folgen für die Technik der Impedanzmessung (vgl. Kapitel 4.2.2)

Kapitel 3

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

Wie bereits eingangs erwähnt, blickt die Impedanzmesstechnik nun auf eine fast 150-jährige Geschichte zurück. Zu den frühen technischen Realisierungen zur Messung von Impedanzen gehörten die Wien-Brücke (M. Wien 1891) sowie die Schering-Brücke [Kup73]. Beide sollen an dieser Stelle aus historischen Gründen lediglich namentlich genannt werden. Welche technologischen Fortschritte seither erzielt wurden, erkennt man bei Betrachtung von Abb. 3.1; diese zeigt ein Impedanzmessgerät aus etwa den zwanziger Jahren des vergangenen Jahrhunderts. Als Nullindikator beim Brückenabgleich diente hier ein Kopfhörer und die Impedanz wurde aus Diagrammblättern an Hand der Skaleneinstellung nach dem Nullabgleich ermittelt [Dem18].



Abb. 3.1. Historische Impedanzmessbrücke aus der Ausstellung des Deutschen Museums, München.

Die Grundprinzipien der Impedanzmessung wurden bereits in Kap. 1 skizziert. Im Folgenden soll die technische Umsetzung im Vordergrund stehen. Dabei liegt der Fokus auf Verfahren, welche prinzipiell das Potenzial zur schnellen Messung von Impedanzspektren mitbringen.

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

3.1 Messung mit Quadraturdemodulation

Bezieht man sich auf (G. 1.7), so lässt sich leicht erkennen, dass die Impedanz einer elektrischen Struktur bei vorgegebener Frequenz aus der vektoriellen Messung von angelegter Wechselspannung und dem resultierenden Strom bestimmt werden kann. 'Vektoriell' bedeutet in diesem Zusammenhang, dass sowohl der Betrag wie auch die Phasenlage der entsprechenden Messgröße bestimmt werden. Hieraus resultiert für die Signalgewinnung im Zeitbereich am Messobjekt ein prinzipieller Aufbau gemäß Abb. 3.1.1.

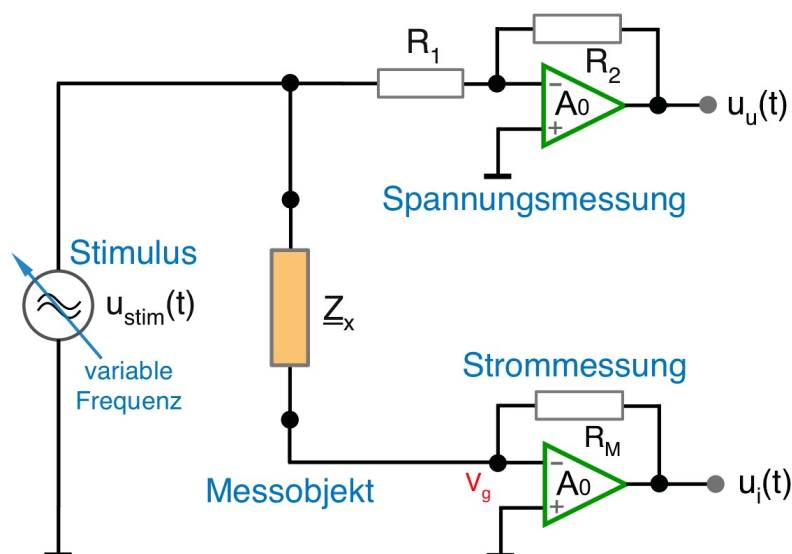


Abb. 3.1.1 Grundaufbau zur Impedanzbestimmung mittels Spannungs- und Strommessung. Die Darstellung veranschaulicht lediglich das Grundprinzip.

Nimmt man für die Prinzipdarstellung innerhalb des betrachteten Frequenzbereiches die Messverstärker als ideal an, so stellt der Punkt V_g des Strommessverstärkers eine sogenannte 'virtuelle Masse' dar. Allgemein gilt dies in sehr guter Näherung, solange für die Leerlaufverstärkung A_0 gilt: $R_M/A_0 \ll 1$. Somit ist $u_u(t)$ in der Tat proportional zu der am Messobjekt anliegenden Spannung. Ansonsten entspricht die Beschaltung der Messverstärker den Standardschaltungen der Elektronik, siehe z.B. [Gra71].

Obiges Prinzip stellt, in Variationen, die grundlegende Eingangsbeschaltung für zahlreiche kommerzielle Impedanzmessgeräte dar. Eine umfassende Darstellung hierzu wird in [Key16] gegeben und soll deshalb an dieser Stelle nicht weiter Gegenstand einer vertieften Betrachtung sein. Als Beispiel für die Anwendung obiger Schaltung bereits in einem kommerziellen Gerät der frühen Mikroprozessor-Ära (1976), sei die Struktur des Booton 7200A Impedanzmessers angeführt, Abb. 3.1.2.

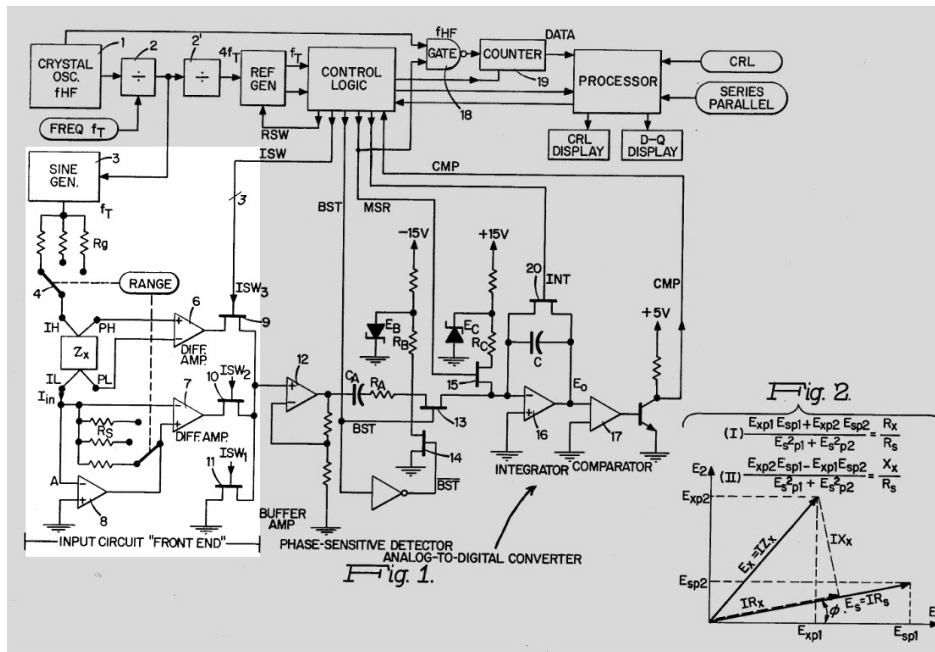


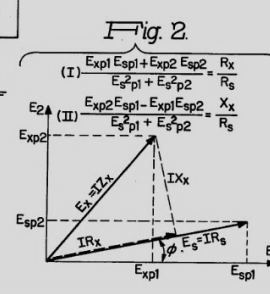
Abb. 3.1.2 Blockschaltbild des Boonton 7200A Impedanzmessgerätes von 1976, welches mit einem modifizierten Messfrontend nach Abb. 3.1.1 arbeitete (helle Fläche). [Gen80]

Bezüglich Abb. 3.1.1 gilt es zu beachten, dass die Darstellung lediglich das Messprinzip veranschaulicht. In der realen Welt existieren keine idealen Bauelemente, und so machen Effekte wie die Frequenzabhängigkeit der Leerlaufverstärkung, parasitäre Eingangskapazitäten, Bias-Ströme ebenso wie Rauschen und Driften beim Einsatz über weite Frequenz- und Impedanzbereiche in der Praxis Schaltungsmodifikationen unumgänglich (siehe auch Abb. 3.1.2).

Um die komplexe Impedanz berechnen zu können, bedarf es im nächsten Schritt der vektoriellen Messung von $u_U(t)$ und $u_I(t)$. Der Strom $i_Z(t)$ durch das Messobjekt kann aus $u_I(t)$, sofern R_M rein ohmsch und die Verstärker als ideal angenommen werden, auf einfache Weise berechnet werden: $i_Z(t) = -u_I(t)/R_M$.

Zur Bestimmung von Betrag und Phase der Messspannungen wird häufig ein Verfahren angewandt, dessen Grundstruktur in der Nachrichtentechnik seit langem weit verbreitet und dort von elementarer Wichtigkeit ist und welches als I/Q- oder auch Quadratur-Demodulation bezeichnet wird [Oh14]. Es ist das gleiche Verfahren, welches auch dem in der Messtechnik bekannten Lock-In-Verstärker zu Grunde liegt [Zul18b]. Abb. 3.1.3 zeigt das Arbeitsprinzip.

Ein Referenzoszillator erzeugt kohärent eine Cosinus- und Sinuskomponente der gewählten Messfrequenz. In Abb. 3.1.3 wird der Sinuszweig durch den $\pi/2$ Block stilisiert. Die cos-Komponente wird gleichzeitig als Stimulus für das Messobjekt



3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

(DUT, Device Under Test) verwendet, welches im Allgemeinen mit einer Response antwortet, die in Betrag und Phase eine Änderung erfahren hat.

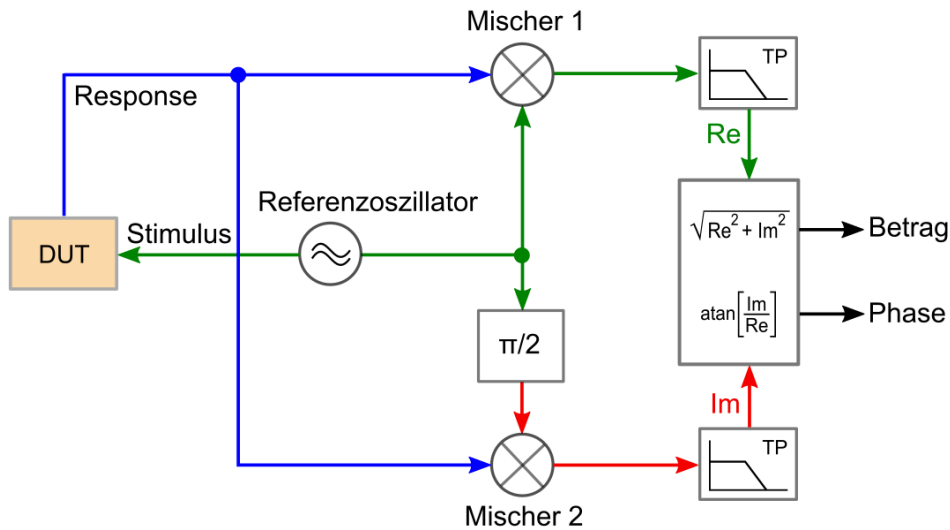


Abb. 3.1.3 I/Q-Demodulator als Vektor-Voltmeter zur Bestimmung von Betrag und Phase der Signalresponse (Prinzipische Skizze).

Das Response-Signal wird jeweils mit der cos-Komponente und der sin-Komponente der Referenz gemischt und anschließend mit einem Tiefpass gefiltert. Dadurch entsteht die komplexe Darstellung des Response-Signals in Form von Real- und Imaginärteil, woraus mit dem üblichen Verfahren Betrag und Phase berechnet werden können. Die genauere Funktionsweise des I/Q-Demodulators, insbesondere die Aufgabe der Tiefpassfilter, erschließt sich erst aus der mathematischen Darstellung. Unter Anwendung der Eulerschen Formel lässt sich das Anregungssignal (Stimulus) $\underline{Anr}(\omega)$ mit Nullphase in komplexer Form wie folgt darstellen:

$$\underline{Anr}(\omega) = a_0 \cos(\omega t) = \frac{a_0}{2} [e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}] \quad (\text{G. 3.1})$$

Wählt man, willkürlich und ohne Beschränkung der Allgemeinheit, aus Gründen der Übersichtlichkeit $a_0=2$, so ergibt sich der Amplitudenfaktor zu 1. Als Response auf dieses Anregungssignal antwortet das untersuchte System, Linearität stets vorausgesetzt, ebenfalls mit einem cos-förmigen Signal gleicher Frequenz, aber mit der 'neuen' Amplitude b_0 und der Phase φ . Für die Response $\underline{Rsp}(\omega)$ kann man somit formal ansetzen:

$$\underline{Rsp}(\omega) = b_0 \cos(\omega t + \varphi) = b_0 [e^{j(\omega t + \varphi)} + e^{-j(\omega t + \varphi)}] \quad (\text{G. 3.2})$$

Die *Mischung* entspricht der Multiplikation der Response mit dem *komplexen Referenzsignal* (In-Phase und Quadratur-Komponente). Man erhält als Mischprodukt $\underline{Mi}(\omega)$:

$$\underline{Mi}(\omega) = b_0 [e^{j(\omega t + \varphi)} + e^{-j(\omega t + \varphi)}] e^{j\omega t} = b_0 [e^{j(2\omega t + \varphi)} + e^{-j\varphi}] \quad (\text{G. 3.3})$$

Aus Gleichung (G. 3.3) geht die Erfordernis der Tiefpassfilter hervor. Nach dem Mischvorgang treten Signalkomponenten mit doppelter Frequenz des Referenzoszillators auf. Mittels eines Tiefpasses, welcher bei 2ω über eine hinreichende Sperrdämpfung verfügt, wird diese Komponente unterdrückt, und man erhält am Ausgang als Signal \underline{Out}_{IQ} den Betrag und die Phase des Response-Signals, bezogen auf den Referenzoszillator.

$$\underline{Out}_{IQ} = b_0 e^{-j\varphi} \quad (\text{G. 3.4})$$

Man beachte, dass in obiger Gleichung die Frequenz ω nicht mehr enthalten ist. Diese Ergebnisse lassen sich durch eine etwas andere Betrachtungsweise anschaulich interpretieren: Im Mischer entstehen Summen- und Differenzfrequenz der Eingangssignale, das sind eine DC-Komponente und 2ω ; der Signalanteil mit doppelter Frequenz wird ausgesiebt. Gleichung (G. 3.4) beschreibt das Ergebnis auf Systemebene in der Betrag/Phasen-Darstellung. Die konkrete technische Realisierung liefert am Ausgang der Tiefpassfilter jeweils Real- und Imaginärteil, woraus dann, wie in Abb. 3.1.3 dargestellt, Betrag und Phase berechnet werden kann. In der Praxis wird hierzu häufig der CORDIC-Algorithmus [Vol59] verwendet. Dabei handelt es sich um ein numerisches Iterationsverfahren, welches sich sehr gut auch zur Implementierung auf FPGA's eignet.

Neben seiner Hauptaufgabe, der Elimination der zweifachen Frequenz des Referenzoszillators, kommt dem Tiefpassfilter aber noch eine weitere wichtige Bedeutung zu; es bestimmt nämlich die Systembandbreite. Hierbei ist zu beachten, dass auf Grund der *komplexen* Mischung sich das Gesamtsystem als Bandpass verhält (Tiefpass-Bandpass Transformation, [Lue85]), wobei die effektive Bandbreite $B=2f_g$ der doppelten Grenzfrequenz f_g der Tiefpässe entspricht. Mit einer schmalbandigen Filterauslegung kann somit deutlich Einfluss auf das Signal-Rauschverhältnis genommen werden (Achtung: Signalbandbreite und Rauschbandbreite sind bei realen Filtern endlicher Steilheit nicht identisch). Ferner ist bei technisch realen Systemen zu beachten, dass der Stimulus-Oszillator nicht über eine beliebig hohe spektrale Reinheit verfügt; eine Tatsache, welche bei der Bandbreitenauslegung der Filter ebenfalls zu berücksichtigen ist, insbesondere im Bereich niedriger Messfrequenzen. Andererseits bestimmen die Filter in entscheidender Weise die Systemdynamik, also das Einschwingverhalten nach Änderungen des Eingangssignals. Dies

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

wiederum hat, wie weiter unten noch ausgeführt, maßgeblichen Einfluss auf die erzielbare Messgeschwindigkeit. Zunächst sei in Abb. 3.1.4 jedoch ein Systemdesign betrachtet, wie es zur Anwendung in der Impedanzspektroskopie zur Anwendung kommen könnte.

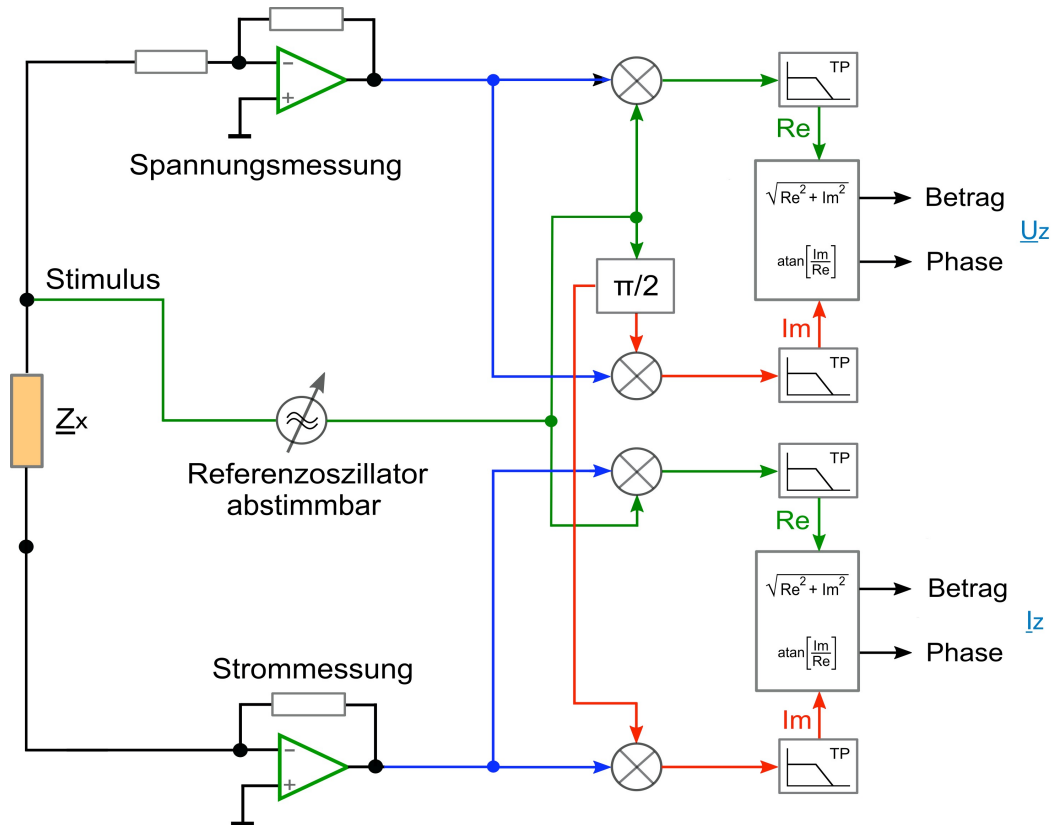


Abb. 3.1.4 Blockstruktur zur Messung komplexer Impedanzen. Aus U_z und I_z kann gemäß (G. 1.7) Z_x unmittelbar berechnet werden (Prinzipiskizze).

Sowohl Spannung als auch Strom am Messobjekt werden in dieser Architektur kontinuierlich simultan vektoriell gemessen. Die lediglich einmalige Erfassung und Abspeicherung des Stimulus-Signals als Spannungsreferenz würde zwar den Schaltungsaufwand reduzieren, ist aber deshalb nicht empfehlenswert, weil die Referenzquelle in der Regel zwar eine niedrige (komplexe) Ausgangsimpedanz aufweist, diese jedoch nicht Null ist. Insbesondere niederimpedante Messobjekte bewirken folglich eine Änderung der Anregungsspannung sowohl im Betrag als auch in der Phase, welche für präzise Messungen unbedingt berücksichtigt werden muss.

Bislang wurde die Frequenz des Referenzoszillators als sinusförmig und konstant angenommen, was die Impedanzmessung bei fester Frequenz ermöglicht. Variation der Messfrequenz, die sowohl in diskreten Schritten wie auch in Form eines Frequenzsweeps erfolgen kann, ermöglicht die Aufnahme eines kompletten Impedanzspektrums. Die Variationsgeschwindigkeit der Messfrequenz unterliegt dabei

jedoch Beschränkungen, welche sich aus der Theorie der Tiefpass/Bandpass-Systeme ergibt, und aus der Anforderung resultiert, dass das System sich bei Aufnahme jeweils eines Messpunktes im stationären eingeschwungenen Zustand befinden muss. Dies gilt gleichermaßen sowohl für Frequenz-Sprünge beim Step-Verfahren wie auch bei kontinuierlicher Durchstimmung der Frequenz des Stimulus-Oszillators beim Sweep-Verfahren.

Für eine elementare, hauptsächlich qualitative Abschätzung der Effekte sei als Filter ein *ideales* Tiefpassfilter angenommen. Wie in [Lue85] gezeigt, folgt die Sprungantwort $h_s(t)$ des idealen Tiefpasses (nicht kausal!) mit der Grenzfrequenz f_g dem Verlauf gemäß (G. 3.5):

$$h_s(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} Si(2\pi f_g t) \quad \text{mit} \quad Si(x) \equiv \int_{-\infty}^x \frac{\sin(\xi)}{\xi} d\xi \quad (\text{G. 3.5})$$

Darin stellt der Ausdruck $Si(x)$ den sogenannten Integralsinus dar [Bro91]. Der Verlauf dieser Sprungantwort wurde mittels [Oct18] berechnet und ist in Abb. 3.1.5 dargestellt.

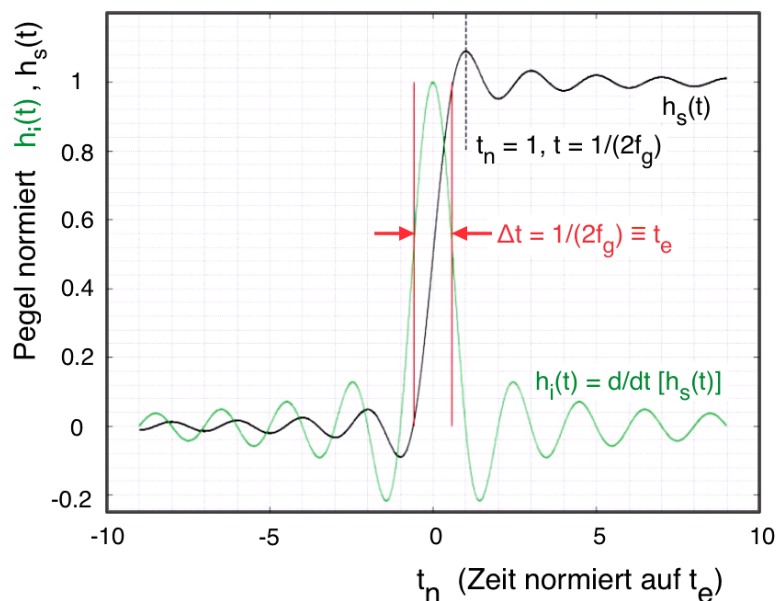


Abb. 3.1.5 Sprungantwort $h_s(t)$ und Impulsantwort $h_i(t)$ des idealen Tiefpassfilters in normierter Zeit- und Amplitudendarstellung.

In der Nachrichtentechnik definiert man nach [Lue85] die Einschwingzeit (Abb. 3.1.5) zu $t_e=1/(2f_g)$. Für messtechnische Belange ist diese Definition, insbesondere bei steilflankigen Filtern, nicht immer befriedigend, da zu diesem Zeitpunkt die Sprungantwort noch nicht hinreichend stationär ist. Wie aus Abb. 3.1.5 abgeschätzt

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

werden kann, ist dies für das idealisierte System, bzw. für ein reales System mit steilen Filtern, erst bei etwa $t_e > 5/(2f_g)$ gegeben; im Bandpass-System entspricht dies $t_e > 5/B$, wobei B die Bandbreite des Systems darstellt. In der Praxis kann für reale Bandpass-Systeme die Einschwingzeit t_e unter Berücksichtigung eines Korrekturfaktors η , welcher von den Filterparametern abhängt, mittels (G. 3.6) näherungsweise abgeschätzt werden [Key14].

$$t_e \approx \eta \frac{1}{B} \quad (\text{G. 3.6})$$

HF-Spektrumanalysatoren arbeiten ebenfalls nach dem Prinzip der Mischung und Filterung; für die hier verwendeten Filter (Gauss-Charakteristik), liegt η in der Größenordnung 2 bis 3 für analog approximierte Filter [Key14]. Für digital realisierte Gauss-Filter lässt sich beim heutigen Stand durch Korrekturtechniken der Wert $\eta=1$ erzielen [Rau00]. Digitale Filter haben darüber hinaus den Vorteil, dass sie exakt reproduzierbar und drifffrei sind; somit lassen sich im cos- und sin-Zweig des I/Q-Modulators identische Amplituden- und Phasengänge erzeugen; eine wesentliche Voraussetzung für präzise Messungen.

Betrachtet man das Frequenzsweep-Verfahren und bezeichnet man mit t_{scan} die Zeit für das Überstreichen des Frequenzbereiches Δf , so kann die 'Verweildauer' innerhalb der Bandbreite B mit $Bt_{scan}/\Delta f$ beschrieben werden. Diese Zeit muss mindestens so groß sein wie die Einschwingzeit des Filters. Somit lässt sich, in Anlehnung an [Key14], ein Ausdruck für die minimal erforderliche Sweepzeit t_{scan} angeben (G. 3.7):

$$t_{scan} \geq \eta \frac{\Delta f}{B^2} \quad (\text{G. 3.7})$$

Dies ist die aus der Messpraxis mit Spektrumanalysatoren weitläufig bekannte $1/B^2$ Faustformel. Um den Effekt des zu schnellen Frequenz-Sweeps bildlich vor Augen zu führen, wurde in Abb 3.1.6 mittels eines Spektrumanalyzers ein 150kHz Sinus-Signal bei 1kHz Messbandbreite und $\Delta f = 20\text{kHz}$ einmal mit korrekter Sweep-Rate (20ms) und nachfolgend mit zu schnellen Raten (10ms und 5 ms) aufgenommen. Man erkennt neben der drastischen Fehlmessung der Amplituden auch die einsetzende Verzerrung der Filterkurve. Eine Verlängerung von t_{scan} über 20ms hinaus bringt in diesem Fall keine wahrnehmbare Verbesserung mehr.

Obige Betrachtungen lassen sich ebenfalls auf die Struktur nach Abb. 3.1.4 übertragen, obwohl die Messsituation hier etwas anders gelagert ist. Hier werden beim Überstreichen des Frequenzbereiches, anders als beim Spektrumanalysator, kohärent erzeugte Frequenzen gemischt, und als Mischprodukt präsentiert sich dem Filter das Hüllkurvenprofil des Impedanzspektrums in Form der DC-Komponente im Passband sowie die hochgemischte 2ω Komponente im Stopband. Je nach Steil-

heitsverlauf des Impedanzprofils ergibt sich die Abschätzung der minimal erlaubten Sweepzeit auch dann prinzipiell gemäß (G. 3.7). Eine tiefere Analyse der Vorgänge soll an dieser Stelle jedoch nicht weiter verfolgt werden.

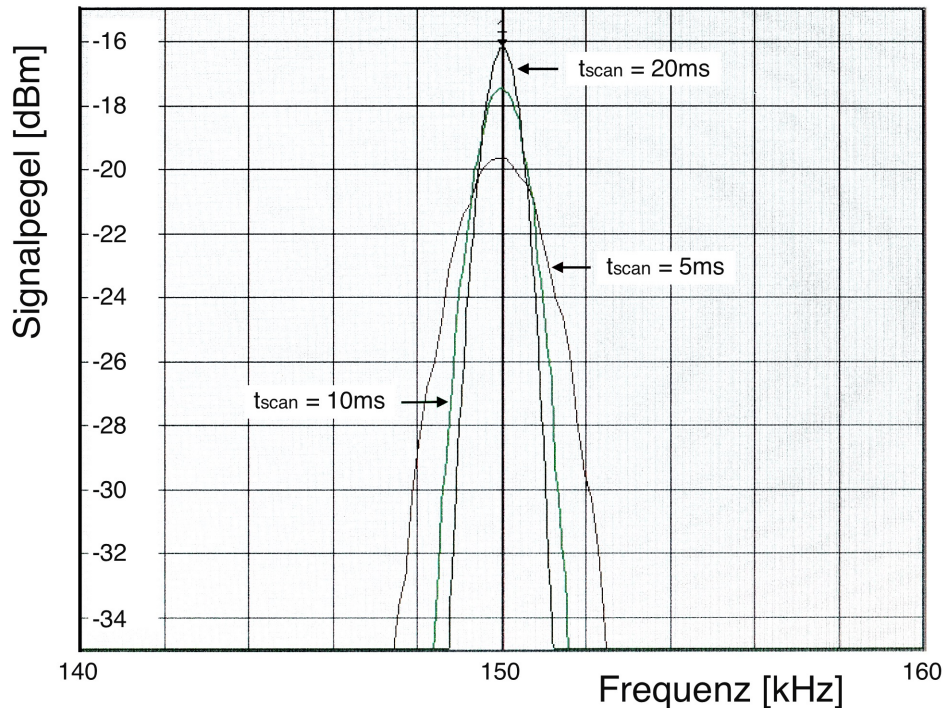


Abb. 3.1.6 Deformation der Filterresponse bei zu hohen Sweep-Geschwindigkeiten. Erst ab $t_{scan} \geq 20ms$ ergibt sich unter diesen Messbedingungen die korrekte Kurve. (bearbeiteter Screen-Shot vom R&S FSU-Spektrumanalyzer)

Um ein zahlenmäßiges Gefühl für die Größenordnung zu erhalten, sei für eine Impedanzmessung im Bereich 1kHz bis 100kHz die Signalbandbreite (-3dB) mit 100Hz angenommen und die Filter in digitaler Form ideal mit $\eta=1$ implementiert. Für t_{scan} erhält man dann einen Wert von $\geq 10s$. Wie man leicht sieht, können somit die in Kap. 2 gegebenen Anforderungen bezüglich der Messzeit nicht erfüllt werden. Dabei wurde nicht weiter untersucht, in wieweit die angenommenen Filter im niederfrequenten Teil des Messbereiches für das 2ω -Mischprodukt aus (G. 3.3) tatsächlich eine hinreichende Sperrdämpfung aufweisen.

Mit den bisherigen Betrachtungen ist das Potenzial für schnellere Messungen eines Impedanzspektrums nach diesem Verfahren allerdings noch nicht ausgeschöpft. Abb. 3.1.7 zeigt eine Variante, bei der auf mehreren Frequenzen simultan gemessen wird. Gezeigt wird eine Bank von vier Demodulatoren mit jeweils eigenen Referenzoszillatoren auf festen, aber unterschiedlichen Frequenzen. Diese Frequenzen werden linear summiert und ergeben als Summensignal den Stimulus für das Messobjekt. Die Frequenzen können individuell eingestellt werden, bleiben jedoch wäh-

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

während der Messung fix. I_{Q_1} bis I_{Q_4} ermitteln jeweils simultan die Response des zugehörigen Oszillators. Die Wahl der Frequenzen und der Filterbandbreiten muss mit Sorgfalt erfolgen, damit nicht Mischprodukte die Kanäle wechselseitig beeinflussen.

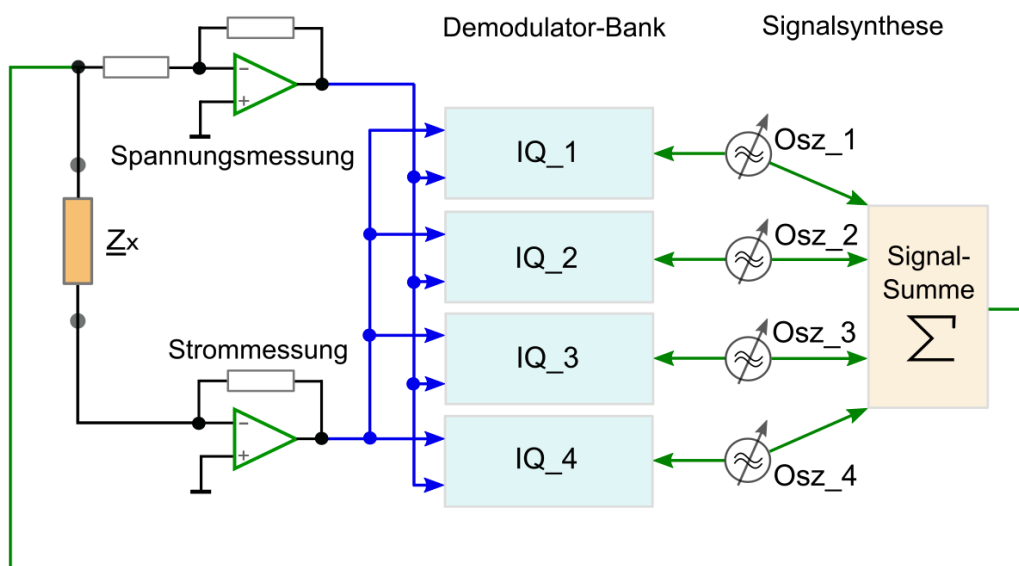


Abb. 3.1.7 Simultane Messung auf 4 Frequenzstützstellen durch Anregung mit Summensignal und nach Anregungsfrequenz getrennter Quadratur-Demodulation.

Im aufgeführten Beispiel wurde eine Bank mit lediglich vier Kanälen dargestellt. Bereits 1994 konnten vom Autor auf einem Motorola DSP56000 Signalprozessor bis zu neun Kanälen mit hochselektiven FIR-Filtern implementiert werden [Doe94]. Eine jüngere Realisierung eines Impedanzspektrometers nach einem konzeptionell ähnlichen Verfahren mit dem Schwerpunkt auf optimierten Anregungssignalen erlaubt die Messung von bis zu 15 Frequenzstützstellen [Ann13], [Min10]. Mit heutiger FPGA-Technologie ließe sich eine noch deutlich höhere Anzahl an Frequenzkanälen realisieren, aber es existiert ein vom Prinzip her ähnliches Verfahren, welches bei geringerem Implementierungsaufwand hinsichtlich der Summeneigenschaften aus Frequenzauflösung, Anzahl der Frequenzstützstellen und gleichzeitiger Minimierung der Messgeschwindigkeit nicht übertroffen wird, nämlich die Fourier-spektroskopie.

3.2 Fourier-Spektroskopie

Die Struktur aus Abb. 3.1.7 vermittelt im Grunde genommen bereits die Idee dieses Verfahrens, welches das Stimulussignal durch Fouriersynthese generiert und das

Response signal selektiv wieder in seine Frequenzkomponenten zerlegt. Da Letzteres nach dem Prinzip der Fourieranalyse erfolgt, sollen derartige Verfahren im Folgenden unter dem Oberbegriff 'Fourier-Spektroskopie' geführt werden. Zum tieferen Verständnis dieser Technik im Rahmen der Impedanzspektroskopie müssen jedoch zunächst die Eigenschaften von linearen zeitinvarianten Übertragungssystemen (LTI-Systemen) näher betrachtet werden.

3.2.1 LTI-Systeme und Übertragungsfunktion

Der Begriff des LTI-Systems wurde in den vorangehenden Kapiteln zwar bereits eingeführt, jedoch wurde bislang eine mehr intuitive Definition gegeben. Den Darstellungen in [Pue11] folgend, soll der Begriff nun präzisiert werden. Dazu soll zunächst im Zeitbereich ein Übertragungssystem S in Form eines Zweitores mit einer vorerst nicht näher definierten Eigenschaft $h(t)$ betrachtet werden, an dessen Eingang das Stimulussignal $s(t)$ anliegt. Hierauf antwortet das System mit dem Response signal $g(t)$, wie in (Abb. 3.2.1) dargestellt.

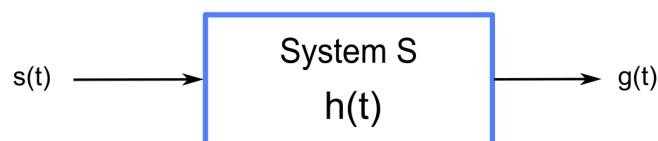


Abb. 3.2.1 Grundstruktur eines Übertragungssystems im Zeitbereich betrachtet.

Rein formal sei das System wie folgt beschrieben:

$$g(t) = \mathcal{S}\{s(t)\} \tag{G. 3.8}$$

Mit der Schreibweise $\mathcal{S}\{s(t)\}$ wird [Pue11] folgend ein Operator \mathcal{S} eingeführt, der zunächst abstrakt die Einwirkung des Systems auf ein Signal im Zeitbereich beschreibt. Weiter unten wird dieser Operator mit einer konkreten Rechenvorschrift identifiziert.

Das System heißt *linear*, wenn das Superpositionsprinzip gilt, also wenn die Antwort auf eine Linearkombination von N Eingangssignalen $s_i(t)$ gleich der Summe der Antworten auf die einzelnen Elemente der Linearkombination ist (G. 3.9).

$$\mathcal{S}\left\{\sum_{i=1}^N a_i s_i(t)\right\} = \sum_{i=1}^N a_i \mathcal{S}\{s_i(t)\} = \sum_{i=1}^N a_i g_i(t) \tag{G. 3.9}$$

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

Für die späteren Betrachtungen ist der Sachverhalt gemäß (G. 3.9) sehr wichtig, zeigt er doch, dass (i) die Übertragung eines aus N Komponenten zusammengesetzten Signals ohne gegenseitige Beeinflussung erfolgt, dass (ii) die Einzelkomponenten $g_i(t)$ am Ausgang individuell separierbar sind, und dass (iii) keine Komponenten neu entstehen oder verschwinden.

Es sei angemerkt, dass das Linearitätskriterium noch keine hinreichende Bedingung für ein sogenanntes *verzerrungsfreies System* darstellt. Verzerrungsfreie Systeme übertragen Signale formtreu; dazu sind zusätzliche Bedingungen an Dämpfungsmaß und Gruppenlaufzeit zu stellen [Lue85].

Erfüllt ein System die Bedingung von (G. 3.10), so wird es als *zeitinvariant* bezeichnet.

$$g(t - t_0) = \mathcal{S}\{s(t - t_0)\} \quad (\text{G. 3.10})$$

Diese Gleichung beschreibt, dass die zeitliche Verschiebung des Eingangssignals um t_0 als Systemantwort eine Verschiebung um ebenfalls t_0 nach sich zieht. Mit anderen Worten, das System weist zu jedem Zeitpunkt das gleiche Übertragungsverhalten auf. Systeme, welche (G. 3.9) und (G. 3.10) gleichermaßen erfüllen, werden als LTI-Systeme bezeichnet. Sie sind nicht nur deshalb von Bedeutung, weil sie theoretisch gut verstanden und gut beschreibbar sind, sondern auch weil insbesondere zahllose technische Lösungen LTI-Systeme voraussetzen. Reale Systeme sind in nur wenigen Fällen über einen weiten Aussteuerungsbereich wirklich linear, jedoch kann häufig ein Arbeitspunkt gefunden werden, in dessen Umgebung Linearität in guter Näherung angenommen werden darf. Handelt es sich beim betrachteten System beispielsweise um einen Sensor, so ist (G. 3.10) naturgemäß lediglich innerhalb gewisser Zeitfenster hinreichend erfüllt, da der Effekt hier gerade auf einer Änderung des Übertragungsverhaltens in Abhängigkeit der zeitlichen Fluktuation der Messgröße beruht. Dies unterstreicht die Bedeutung der minimierten Messzeit in solchen Systemen.

Bislang wurde das Systemverhalten durch den Operator $\mathcal{S}\{\}$ lediglich symbolhaft beschrieben. Unter Ausnutzung von Linearität und Zeitinvarianz gelingt jedoch eine konkrete Darstellung. Dazu betrachte man ein nicht näher definiertes Eingangssignal $s(t)$ in seiner Darstellung mit Hilfe des Dirac-Impulses [Lue85]. Es ist:

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(\tau)\delta(t - \tau)d\tau \quad (\text{G. 3.11})$$

Durch Anwendung des Systemoperators $\mathcal{S}\{\}$ auf dieses Eingangssignal lässt sich schreiben:

$$g(t) = \mathcal{S}\left\{\int_{-\infty}^{+\infty} s(\tau)\delta(t - \tau)d\tau\right\} = \int_{-\infty}^{+\infty} s(\tau)\mathcal{S}\{\delta(t - \tau)\}d\tau \quad (\text{G. 3.12})$$

In Gleichung (G. 3.12) stellt $\mathcal{S}\{\delta(t - \tau)\} \equiv h(t - \tau)$ die Systemantwort auf die Anregung durch einen Dirac-Stoß dar und wird daher als Impulsantwort bezeichnet. Das rechte Integral in (G. 3.12) beschreibt die mathematische Operation der Faltung [Are08], und man erhält somit eine fundamentale Eigenschaft von LTI-Systemen:

$$g(t) = s(t) * h(t) \quad (\text{G. 3.13})$$

Das Ausgangssignal im Zeitbereich ergibt sich somit aus der *Faltung* des Eingangssignals mit der Impulsantwort. Dadurch wurde gleichsam dem Operator $\mathcal{S}\{\}$ eine Rechenvorschrift zugewiesen. Mit Kenntnis der Impulsantwort ist das Übertragungsverhalten des Systems vollständig beschrieben.

Obige Ausführungen beschreiben das System im Zeitbereich. Für die nachfolgenden Untersuchungen ist die Darstellung im Frequenzbereich von Interesse. Die einfachste Möglichkeit hierzu bietet die Anwendung des Faltungssatzes der Fourier- bzw. Laplace-Transformation [Are08] auf (G. 3.13). Damit ergibt sich im Laplace-Bild (mit Dämpfungsfaktor σ):

$$\mathcal{L}\{g(t)\} = \mathcal{L}\{s(t)\} \mathcal{L}\{h(t)\} \Leftrightarrow \underline{G}(s) = \underline{S}(s)\underline{H}(s), \quad s \equiv \sigma + j\omega \quad (\text{G. 3.14})$$

$\underline{H}(s)$ bezeichnet man als die komplexe *Übertragungsfunktion* des Systems. Sie charakterisiert das System im Frequenzbereich vollständig. Für reale, *stabile Systeme*, und nur solche werden hier betrachtet, lässt sich die Laplace-Transformation durch die Fourier-Transformation ersetzen. Nach [Pue11] ist ein kausales System dann stabil, wenn seine Impulsantwort $h(t)$ absolut integrierbar ist, also gilt:

$$\int_0^{\infty} |h(t)| < \infty \quad (\text{G. 3.15})$$

Zwischen Fourier-Transformation $\mathcal{F}\{\}$ und Laplace-Transformation $\mathcal{L}\{\}$ besteht dann folgende Beziehung [Fre08] :

$$\underline{H}_{\mathcal{F}}(f) = \underline{H}_{\mathcal{L}}(s)|_{s=j2\pi f} \equiv \underline{H}(j\omega) \quad (\text{G. 3.16})$$

$\underline{H}_{\mathcal{F}}(f)$ ist dann durch das Fourier-Integral (G. 3.17) gegeben:

$$\underline{H}_{\mathcal{F}}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{-2\pi f t} dt \quad (\text{G. 3.17})$$

In Lehrbüchern der Systemtheorie [Pue11], [Fre08] wird, in Abgrenzung zum Begriff 'Übertragungsfunktion', die Fouriertransformierte $\underline{H}_{\mathcal{F}}(f)$ als 'Frequenzgang' be-

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

zeichnet, wohingegen in der Nachrichtentechnik häufig keine so strenge Unterscheidung der Begriffe getroffen wird, siehe [Lue85]. Letzterer Vorgehensweise folgt dieser weitere Text. Mit obigen Zusammenhängen lässt sich die Grundstruktur eines LTI-Übertragungssystems im Frequenzbereich gemäß Abb. 3.2.2 veranschaulichen.

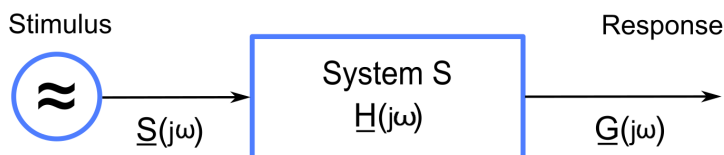


Abb. 3.2.2 Grundstruktur eines Übertragungssystems im Frequenzbereich.

3.2.2 Impedanzbestimmung mittels der Übertragungsfunktion

Gleichungen (G. 3.12) bis (G. 3.16) liefern eine Aussage, welche in der messtechnischen Praxis von höchster Relevanz ist, zeigen sie doch, dass sich die Übertragungsfunktion aus der Messung von Eingangssignal (Stimulus) und Ausgangssignal (Response) im Zeitbereich und anschließender Fourier-Transformation bestimmen lässt (G. 3.18).

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\mathcal{F}\{g(t)\}}{\mathcal{F}\{s(t)\}} = \frac{\underline{G}(j\omega)}{\underline{S}(j\omega)} \Leftrightarrow \underline{H}(j\omega) = \frac{|\underline{G}(j\omega)|}{|\underline{S}(j\omega)|} e^{j(\varphi_G(j\omega) - \varphi_S(j\omega))} \quad (\text{G. 3.18})$$

Vergleicht man (G. 3.18) mit (G. 1.7), so kann man erkennen, dass die Messung des Impedanzspektrums letztlich formal auf eine messtechnische Bestimmung der Übertragungsfunktion zurückgeführt werden kann. Die Zusammenhänge sollen anhand von Abb. 3.2.3 verdeutlicht werden.

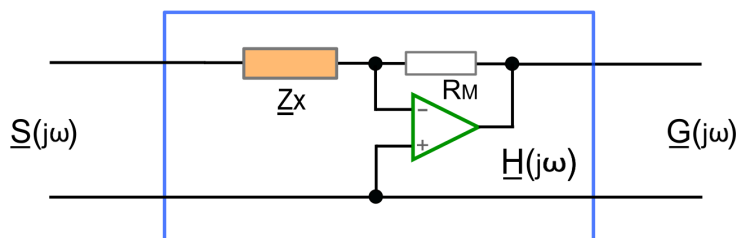


Abb. 3.2.3 Übertragungssystem bestehend aus der Impedanz \underline{Z}_x und einem Strom/Spannungswandler.

Für die dargestellte Topologie ergibt sich $\underline{G}(j\omega) = R_M \underline{I}_{Zx}(j\omega)$ wobei $\underline{I}_{Zx}(j\omega)$ den durch \underline{Z}_x fließenden Strom zur virtuellen Masse darstellt. Der Strom/Spannungswandler selbst sei als ideal und, zur Vereinfachung der Prinzipdarstellung, an dieser Stelle als nicht invertierend angenommen. $\underline{S}(j\omega)$ kann dann mit der Spannung \underline{U}_{Zx} über \underline{Z}_x identifiziert werden. Man erhält somit:

$$\underline{H}(j\omega) = R_M \frac{\underline{I}_{Zx}(j\omega)}{\underline{U}_{Zx}(j\omega)} \Leftrightarrow \underline{Z}_x(j\omega) = R_M \frac{1}{\underline{H}(j\omega)}, \underline{H}(j\omega) \neq 0 \quad (\text{G. 3.19})$$

Die Impedanz $\underline{Z}_x(j\omega)$ ist folglich bis auf den konstanten Faktor R_M durch die inverse Übertragungsfunktion gegeben.

Abschließend sei in Abb. 3.2.4 noch ein Übertragungsnetzwerk mit rein passiven Elementen gegeben. Das Netzwerk bildet einen Spannungsteiler und es kann leicht gezeigt werden, dass sich die Impedanz $\underline{Z}_x(j\omega)$ aus der Übertragungsfunktion wie folgt berechnen lässt:

$$\underline{Z}_x(j\omega) = R_M \frac{\underline{H}(j\omega)}{1 - \underline{H}(j\omega)}, \underline{H}(j\omega) \neq 1 \pm j0 \quad (\text{G. 3.20})$$

Wiederum ist aus der Kenntnis der Übertragungsfunktion die zu ermittelnde Impedanz vollständig bestimmbar.

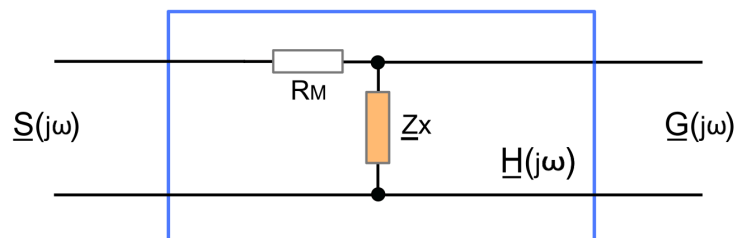


Abb 3.2.4 Das Übertragungssystem stellt einen Spannungsteiler dar, bestehend aus dem ohmschen Widerstand R_M und der Impedanz \underline{Z}_x .

Eine zusammenfassende Übersicht der Abläufe bei der Impedanzmessung mittels Fourier-Verfahren ist in Abb. 3.2.5 gegeben. Das Messobjekt, welches, gegeben durch die Schaltungstechnik, in einer festen Netzwerktopologie eingebunden ist, wird durch ein Stimulus-Signal $s(t)$ angeregt und antwortet mit der Response $s(t) * h(t)$. Beide Signale werden zeitsynchron erfasst und mittels Fourier-Transformation auf den Frequenzbereich abgebildet. Anschließend wird die komplexe Übertragungsfunktion berechnet, und mit Kenntnis der vorliegenden Netzwerktopologie lässt sich hieraus die gesuchte Impedanz des Messobjektes ermitteln.

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

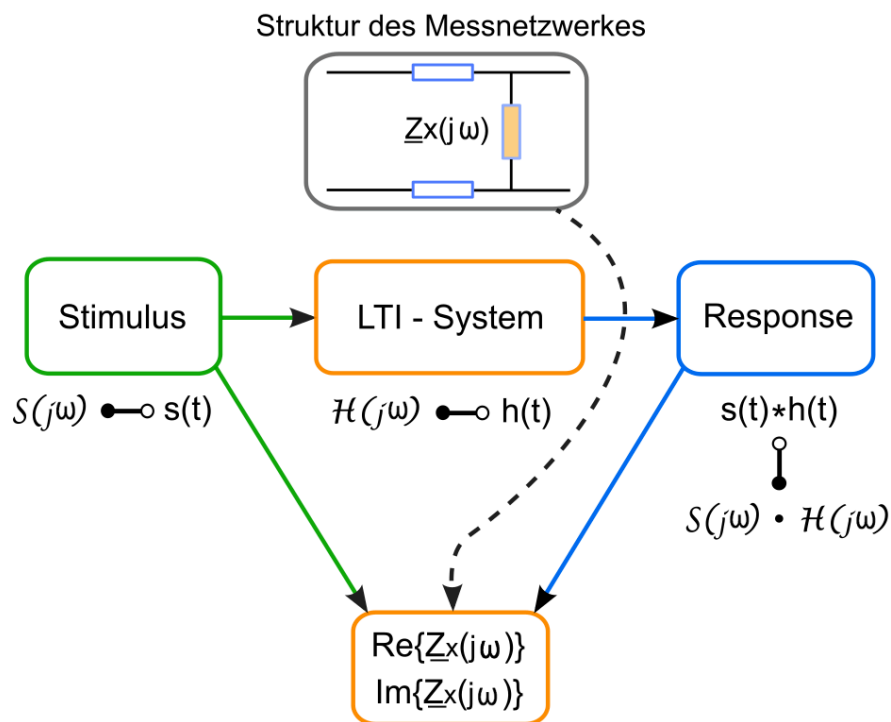


Abb. 3.2.5 Abläufe bei der Impedanzmessung durch Bestimmung der Übertragungsfunktion $H(j\omega)$. Dargestellt sind die Korrespondenzen im Zeit- und im Frequenzbereich. Mit Kenntnis der Netzwerkstruktur kann dann die komplexe Impedanz des Testobjektes berechnet werden.

Über das Stimulus-Signal selbst wurden bislang noch keine Aussagen getroffen. Lediglich die Existenz der Fouriertransformierten wird implizit gefordert. Da das Verfahren nicht auf monofrequente Anregung begrenzt ist, stellen breitbandige, spektral 'reiche' Anregungssignale die erste Wahl dar. Der Vorteil liegt auf der Hand: statt einer einzelnen, diskreten Frequenz kann innerhalb eines einzigen Transformationszyklus ein ganzes Impedanzspektrum gemessen werden. Die Zeitdauer des Zyklus ist dabei durch die Periodendauer der tiefsten zu messenden Frequenzkomponente gegeben; diese bestimmt somit die Messzeit.

Es sei darauf hingewiesen, dass auf ein Gerät, welches das vorgestellte Verfahren zur fourierbasierten Messung der Übertragungsfunktion nutzt, bereits 1978 ein Patent erteilt wurde [Pou78]. Beim damaligen Stand der Rechnertechnik war allerdings der apparative Aufwand, im wahrsten Sinne des Wortes, noch recht groß und insbesondere die Rechenzeiten zur Durchführung der Fouriertransformationen, unter Berücksichtigung der erforderlichen numerischen Genauigkeit und der Blocklänge, nicht unerheblich.

Alternative Verfahren zur Bestimmung der Impulsantwort eines LTI-Systems, welche auf der Berechnung der Kreuzkorrelation zwischen Stimulus und Response mittels

schneller Hadamard-Transformation [Fin97] beruhen, haben bereits in den 1980er Jahren, vornehmlich bei der Ermittlung der Impulsantwort von akustischen Systemen, weite Anwendung gefunden. Insbesondere in Verbindung mit der Anregung durch eine spezielle Form der Pseudo-Rauschsequenzen, den sogenannten MLS-Folgen (siehe Kap. 3.2.3), weist dieses Verfahren für die Messung bei akustischen Aufgabenstellungen einige Vorteile auf [Vor94]. Zwischen den MLS-Folgen und der Hadamard-Transformation besteht eine interessante mathematische Beziehung [Hee03],[Gol64], welche es ermöglicht, die Kreuzkorrelation zwischen Stimulus-Signal und Response ausschließlich durch Additions-Operationen zu berechnen und so unmittelbar die Impulsantwort des untersuchten Systems zu erhalten. Beim früheren Stand der Rechnertechnik bot diese Vorgehensweise gegenüber FFT-Verfahren große Vorteile. Bei der Untersuchung von Raumakustik ist die Kenntnis der Impulsantwort oft bereits hinreichend; zur Ermittlung der Übertragungsfunktion, wie in der Impedanzspektroskopie gefordert, ist als weiterer Schritt dennoch die Fouriertransformation der Impulsantwort erforderlich.

Für Applikationen im GHz-Bereich (Ultra-Wideband-Radar) wurden derartige Verfahren ebenfalls beschrieben [Sac09],[Pey99]. Da dieser Ansatz im Rahmen der vorgestellten Arbeiten jedoch nicht weiter zum Tragen kommt, sei er an dieser Stelle lediglich der Vollständigkeit halber erwähnt.

Zu den wichtigsten Systemaspekten bei der Realisierung eines Fourier-Impedanzanalysators zählen zweifelsohne die geschickte Wahl des Anregungssignals sowie die daraus resultierenden Konsequenzen bei der Berechnung der Fouriertransformation. Beides soll im Anschluss näher betrachtet werden.

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

3.2.3 Anregungssignale

Wie bereits festgestellt, ist ein wesentlicher Grundgedanke der Fourierspektroskopie die simultan breitbandige Anregung des Messobjektes. Signalformen mit mehr oder weniger komplexen spektralen Strukturen sind zahlreiche bekannt, allerdings stellt diese Eigenschaft alleine noch keine hinreichende Bedingung für die Praxistauglichkeit als Stimulus für die Fourierspektroskopie dar. Für reale Messsysteme ergibt sich nämlich folgende Situation (siehe auch Anforderungskatalog in Kap. 4.1):

- (i) Der zu erfassende Frequenzbereich ist nicht beliebig weit ausgedehnt, sondern in der Regel auf einige wenige Dekaden beschränkt. Idealerweise beschränkt sich die effektive Bandbreite des Stimulus-Signals auf diesen Nutzfrequenzbereich.
- (ii) Die Frequenzstützstellen müssen nicht beliebig dicht angeordnet sein. Je nach Aufgabenstellung können etwa 10 Frequenzmesspunkte/Dekade bereits durchaus hinreichend sein.
- (iii) Der Energieeintrag pro Spektralelement sollte zwecks Optimierung des SNR (Signal to Noise Ratio) möglichst hoch sein, und innerhalb der Nutzbandbreite sollten möglichst gleiche Amplituden der einzelnen Elemente vorliegen.
- (iv) Die Generierung des Stimulus-Signals muss mit technisch vertretbarem Aufwand möglich sein, ein Punkt welcher beim heutigen Technologiestand integrierter Schaltkreise (FPGA, schnelle DAC) allerdings deutlich an Relevanz verloren hat.

Zur Konstruktion derartiger Stimulus Signale existiert ein Reihe von Möglichkeiten, von denen drei praxisrelevante Verfahren im späteren Text ausführlicher betrachtet werden. Zunächst jedoch soll Punkt (iii) etwas näher untersucht werden. In realen Systemen kann der Spitzenpegel des Stimulus-Signals aus technischen Gründen nicht beliebig groß gewählt werden; Aussteuerungsgrenzen und Linearitätsbereiche der elektronischen Messkette setzen hier, ebenso wie die Linearitätsanforderung an das Messobjekt selbst, deutliche Grenzen. Eine erste Abschätzung für die Eignung einer Signalform als Stimulus stellt somit der Crest-Faktor C_F dar. Wie bekannt, ist der Crestfaktor eines Zeitsignals mit der Periode T und dem Amplitudenverlauf $A_S(t)$ definiert als das Verhältnis von Scheitelwert zu RMS-Wert, also:

$$C_F = \frac{\max_T |A_S(t)|}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T A_S^2(t) dt}} \quad (\text{G. 3.21})$$

Somit ist C_F ein Maß dafür, welche Signalenergie bei gegebenem Scheitelwert innerhalb des Mess-Zeitfensters in das Messobjekt eingekoppelt werden kann. Weiter lässt sich erkennen, dass für die vorliegende Messaufgabe $C_F=1$ als Idealwert anzu-

sehen wäre. Diese Aussage soll jedoch noch etwas näher untersucht werden. Dazu seien, wie in Abb. 3.2.6, unterschiedliche Rechtecksignale betrachtet. Die Darstellungen wurden mittels [Oct18] erzeugt. Zeile 'A' zeigt ein 1-normiertes, sowohl amplituden- wie auch zeitsymmetrisches, bipolares Rechtecksignal. Das zugehörige Spektrum ist in der rechten Spalte dargestellt. Ohne viel Rechenaufwand lässt sich sofort erkennen, dass für dieses Signal $C_F=1$ gilt und somit ist der Spitzenwert gleich dem RMS-Wert. Auf Grund sowohl der Zeit- als auch der Amplitudensymmetrie bezüglich der Null-Linie ist das Signal DC-frei. Auch das Spektrum lässt sich recht intuitiv erklären; der Rechteckverlauf (*rect*) und die $\sin(x)/x$ Funktion (*sinc*) bilden ein Fourierpaar, so dass das Hüllkurvenprofil des Spektrums dem *sinc*-Verlauf folgt. Der Abstand der einzelnen Spektralelemente selbst ergibt sich, auf Grund der T-Periodizität, zu $1/T$. Für die Frequenzen $f_n=2n/T$ fallen genau alle geradzahigen Spektralkomponenten mit den Nullstellen des *sinc*-Profils zusammen, und die Pegel der verbleibenden ungeradzahigen Harmonischen entsprechen dem Hüllkurvenverlauf. (Anmerkung: Die Spektren in Abb. 3.2.6 wurden mittels FFT und Rechteck-Fenster berechnet).

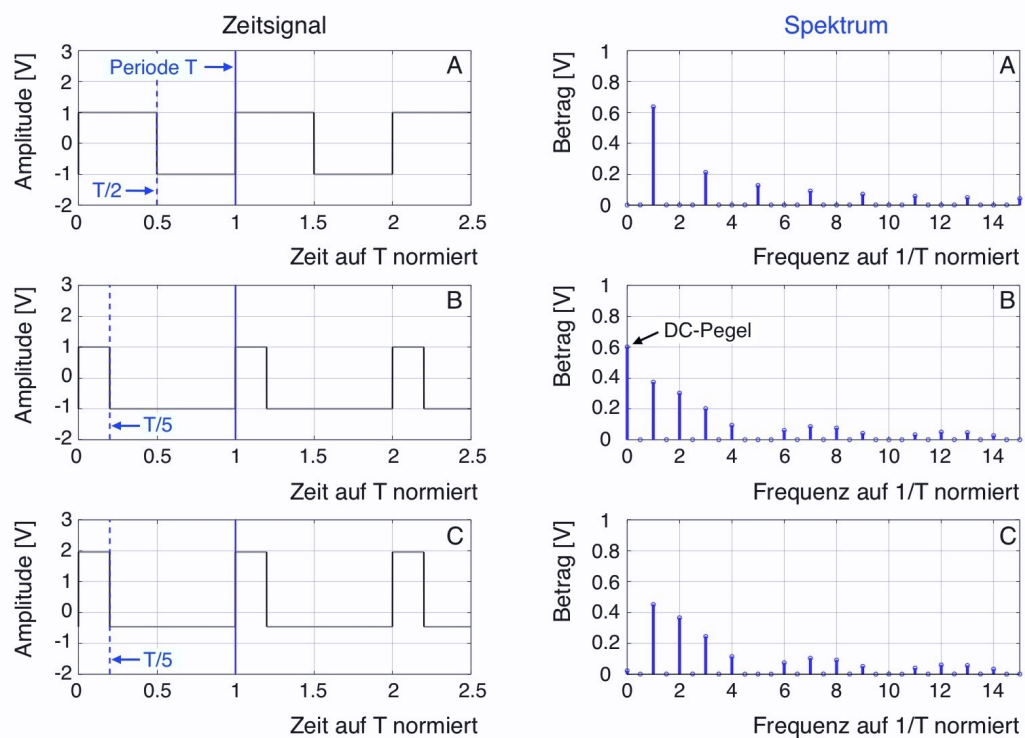


Abb. 3.2.6 Zeitsignal und Spektrum verschiedener pulsformiger Signale bei jeweils gleichem RMS-Wert von 1V, aber unterschiedlichen DC-Anteilen und Crestfaktoren.

Trotz des idealen Crestfaktors von 1 und der Breitbandigkeit stellt dieses Signal dennoch auf Grund des sehr schnellen Abklingens der Spektralkomponenten keine geeignete Anregung für die Fourierspektroskopie dar.

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

Die Betrachtung lässt sich weiter fortführen. Auch der in Zeile 'B' dargestellte Signalverlauf besitzt den Crestfaktor 1, allerdings entsteht hier durch Verringerung der Einschaltzeit auf $T/5$ ein impulsförmiger Verlauf. Wie man im Spektrum, aber auch durch sehr einfache Rechnung, erkennen kann, ist dieses Signal aber nicht mehr DC-frei und in erster Linie leistet der hohe DC-Anteil seinen Beitrag zum niedrigen Crestfaktor. Für die vorliegende Aufgabenstellung ist der DC-Anteil jedoch eher unerwünscht, da er zu einer Bias-Spannung am Sensor führt und zur spektralen Messung keinen Beitrag leistet. Analog zum vorher Gesagten liegen die Nullstellen des Spektrums nun bei $f_n=5n/T$, und auch geradzahlige Harmonische sind vertreten. Allerdings ist auch hier der Amplitudenabfall zu stark für ein geeignetes Anregungssignal, trotz $C_F=1$. Sehr gut zu erkennen ist das sinc-Profil der Hüllkurve.

Signal 'C' schließlich wurde, bei identischem Zeitverlauf wie 'B', durch Anpassung des Offsets und der Amplitude so verändert, dass der DC-Wert zu Null wird, der RMS-Wert, und damit der gesamte normierte Energieeintrag, wie bei den beiden anderen Signalen ebenfalls 'eins' bleibt. Mit Ausnahme des DC-Pegels ergibt sich der gleiche qualitative Verlauf des Spektrums wie unter 'B', jedoch besitzen die Amplituden der einzelnen Harmonischen sichtlich höhere Pegel. Für Signal 'C' gilt jedoch $C_F=2$. Gedanklich lässt sich der Prozess fortführen, indem die Einschaltzeit t_{ein} des Signals zu immer kleineren Werten strebt, und Offset sowie Signalamplitude entsprechend angepasst werden, um einen DC-freien und energetisch vergleichbaren Signaleintrag zu erhalten. Die Main-Lobe des sinc-Profiles verbreitert sich dabei und der spektral nutzbare Bereich des Signals wächst. Im theoretischen, technisch allerdings nicht nutzbaren, Grenzfall für $t_{\text{ein}} \rightarrow 0$ approximiert diese Vorgehensweise das Fourierpaar $\delta(t) \leftrightarrow 1$ der Dirac-Distribution mit ihrem unendlich ausgedehnten, kontinuierlichen Spektrum. Kurzeitimpulse stellen auf Grund ihres breiten Spektrums durchaus ein interessantes Anregungsmuster dar, jedoch wird der Crestfaktor für technisch brauchbare, d.h. sehr kurze Impulsdauern schnell außerordentlich hoch, so dass der tatsächliche Praxiseinsatz eher selten ist (z.B. in der Akustik [Mue01]). Eine Pulsfolge der Periode T beispielsweise mit $t_{\text{ein}}=T/200$ erzeugt etwas mehr als 100 technisch verwertbare Frequenzstützstellen, aber der hohe Crestfaktor von näherungsweise $C_F=14$ würde große Signalpegel erfordern, um bei der Messung ein akzeptables SNR zu realisieren. Als Fazit kann festgehalten werden:

- (i) Ein niedriger Crestfaktor alleine ist noch kein hinreichendes Kriterium für die Beurteilung eines Anregungssignals.
- (ii) Prinzipiell ist jedoch ein niedriger Crestfaktor anzustreben.
- (iii) Beim Signalvergleich bezüglich C_F ist darauf zu achten, dass DC-freie Signale mit zumindest ähnlichem spektralen Gehalt miteinander verglichen werden.

- (iv) Anregungen in Form kurzer, repetierender Impulse eignen sich nur sehr bedingt für die Fourier-Impedanzspektroskopie.

Erfreulicherweise existieren aber andere Anregungssignale, welche die Forderung nach hoher Bandbreite, spektralem Reichtum und geringem Crestfaktor mehr oder weniger gut erfüllen können. Dies sind, um nur die gängigsten zu nennen, Pseudo-Rauschfolgen, Frequenz-Chirps und Multi-Sinus-Synthesen.

Pseudo-Rauschfolgen

Pseudo-Rauschfolgen (PN-Folgen), auch als Pseudo-Random-Noise-Folgen (PNR-Folgen) bezeichnet, fanden schon früh Einzug in die Nachrichtentechnik, vornehmlich in Spread-Spectrum-Systemen [Mee99], wie etwa GPS, oder bei der Codierung von Nachrichtenkanälen [Fin97]. Auch in der akustischen Messtechnik waren und sind PN-Folgen sehr gebräuchlich [Mue01]. Zur Messung von Frequenzgängen in elektrischen Netzwerken werden sie in manchen Labormessgeräten ebenfalls optional als Anregungssignale genutzt (z.B. die FFT-Analyzer ADVANTEST 9211C aus dem Jahr 1989 oder der moderne OnoSokki CF-9400). Auch der Einsatz von PN-Folgen in der Sensormesstechnik wird an anderer Stelle beschrieben [Pay01].

Zur Betrachtung einiger Eigenschaften von PN-Folgen a_n sei zunächst eine *binärwertige* Punktfolge mit dem Wertepaar $\{+1,0\}$ betrachtet. Die Folge habe eine feste Länge $L=2^N-1$ mit $N>1$, $N \in \mathbb{N}$. Aneinanderreihung derselben Folge erzeugt deren zyklische Wiederholung mit stets der gleichen $+1,0$ Abfolge innerhalb eines Zyklus der Länge L . Für die Sequenz in ihrer Gesamtheit werden folgende Eigenschaften postuliert [Gol17]:

- (i) Innerhalb eines Zyklus ist die Häufigkeit der Werte a_n von $+1$ und 0 ungefähr gleich, wobei

$$\frac{L-1}{2} \leq \left| \sum_{n=1}^L a_n \right| \leq \frac{L+1}{2} \quad (\text{G. 3.22})$$

Das heißt, die Anzahl von $+1$ und 0 unterscheidet sich um höchstens 1.

- (ii) Die unmittelbare, mehrfache Abfolge gleicher Werte aus $\{+1,0\}$, sogenannte 'runs', sind ebenfalls ungefähr gleich und wechseln sich ab. Sei k die Länge eines solchen run, so soll deren Anzahl R_k etwa wie 2^{-k} , $k=1,2,3\dots k_{\max}$ abklingen mit der Randbedingung für k_{\max} , dass die Summe der Elemente über alle runs der Periodenlänge entspricht.
- (iii) Die Sequenz besitzt eine ausgeprägte, pulsformige zyklische Autokorrelationsfunktion (AKF), die zweiwertig ist.

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

Eine Sequenz, welche die Eigenschaften (i) bis (iii) besitzt, bezeichnet man als PNR- oder PN-Folge, weil sie obige Eigenschaften mit 'klassischen' Zufallsprozessen gemeinsam hat. Der Zusatz 'Pseudo' spiegelt die Tatsache wider, dass die Folge mittels eines deterministischen Verfahrens erzeugt wird und somit die Werteabfolge bekannt und eindeutig reproduzierbar ist. Insgesamt ist die mathematische Theorie der Pseudo-Rauschfolgen sehr komplex und wird an dieser Stelle lediglich in dem bescheidenen Umfang dargestellt, wie er zum Verständnis der spektralen Eigenschaften von PN-Folgen erforderlich ist. Eine umfassende Gesamtdarstellung ist in [Gol17] und [Fin97] zu finden. Mathematisch lassen sich solche Folgen beschreiben durch ihr jeweils charakteristisches Polynom, welches auf eine lineare, rekursive Zahlenfolge abbildet [Fin97].

Nicht zufällig wurde eingangs die Länge der Folge mit $L=2^N-1$ angenommen; genau dann, wenn die Periodenlänge der rekursiven Folge einem so gebildeten Wert von L entspricht, handelt es sich um eine Maximal-Folge (MF), auch Maximum-Length-Sequence (MLS) oder kurz m-Sequenz genannt. Diese Tatsache ist äquivalent mit der Aussage, dass das zugehörige charakteristische Polynom $g(x)$ vom Grad N eine bestimmte mathematische Eigenschaft aufweist, nämlich, dass es 'primitiv' ist. Weiterführende diesbezügliche Darstellungen finden sich in [Fin97].

Gerade die Klasse der m-Sequenzen ist für die Erzeugung von Anregungssignalen in der Fourierspektroskopie deshalb so interessant, weil ihre periodische Autokorrelationsfunktion (AKF) und damit das resultierende Spektrum sehr vorteilhafte Eigenschaften besitzt, was anschließend noch näher zu betrachten sein wird. Die Konstruktion von primitiven Polynomen bei gegebenem N ist mathematisch keine triviale Problemstellung, aber für den praktischen Gebrauch existieren entsprechende Tabellen [Pet72]. Für Folgen mit binärem Wertebereich beispielsweise findet sich für den Polynomgrad $N=11$ mit der zugehörigen Periodenlänge $L=2047$ als ein mögliches primitives Polynom $g_{11}(x)=x^{11}+x^7+x^6+x^5+1$. Für dieses Beispiel existieren nach [Alr83] 176 primitive Polynome.

Es stellt sich nun die Frage, wie die Kenntnis eines solchen Polynoms für die technische Realisierung einer Signalfolge mit den entsprechenden Eigenschaften genutzt werden kann. Eine recht schöne Darstellung, welche von der rekursiven Folge ausgeht, die dem charakteristischen Polynom zugrunde liegt, wird in [Alr83] gegeben. Es zeigt sich, dass sich die technische Umsetzung höchst einfach in Form von rückgekoppelten Schieberegistern und Modulo2-Addition, was in der binären Welt der EXOR-Verknüpfung entspricht, bewerkstelligen lässt. Abb. 3.2.7 zeigt eine solche Schaltung für obiges Beispiel mit $N=6$. Anzumerken ist, dass der Generator von jedem beliebigen Ausgangszustand der einzelnen D-Flip-Flops starten kann, außer vom Summenzustand '0'. Deshalb werden im Schaltungsbeispiel alle Schieberegister mit '1' vorbesetzt. Die Signalfolge ist deterministisch und alleine durch das Polynom bestimmt, wobei der Gesamtzustand '0' nie auftritt und auch nicht auftreten darf. Dies liefert indirekt eine Plausibilitätserklärung für die Tatsache, dass die Signalperiode nicht 2^N sondern 2^N-1 Takte beträgt.

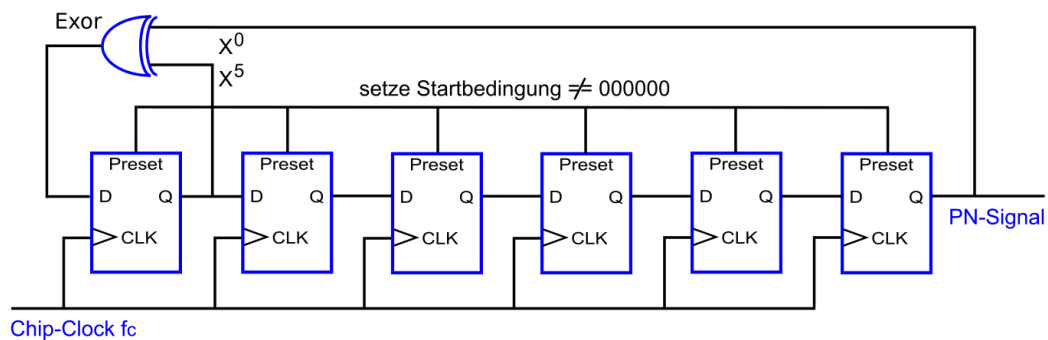


Abb. 3.2.7 Schieberegister-Realisierung des Polynoms $g_6(x) = x^6 + x^5 + 1$.

Die durch die Schaltung in Abb. 3.2.7 erzeugte Folge hat die Ausgangspegel '0' und '1'. Dies hat für den Gebrauch als Anregungssignal in der Messtechnik noch zwei 'Schönheitsfehler': wie sich aus der statistischen Verteilung der beiden Pegel (zuvor beschriebene Voraussetzung (i)) ergibt, ist das Signal nicht DC-frei und der Crestfaktor liegt bei 'nur' $\sqrt{2}$. Durch Offset-Shift in einen neuen Wertebereich $\{-1, +1\}$ wird erreicht, dass der DC-Anteil mit wachsender Länge L der Sequenz wie $1/L$ gegen Null strebt, und dass der ideale Crestfaktor von $C_F=1$ entsteht. Die statistischen Eigenschaften des Signals sowie das Spektrum werden durch diese Operation nicht verändert. In dieser Form wird das Signal als Primärsignal für die Stimulusgenerierung verwendet, wobei allerdings, wie später noch gezeigt, bei Durchgang durch ein Tiefpass-System der ideale Crestfaktor nicht länger aufrechterhalten werden kann.

Wie bereits betont, sind m-Sequenzen für die Fourierspektroskopie nicht nur auf Grund der sehr einfachen Möglichkeit der Erzeugung, sondern in erster Linie wegen ihres Spektrums interessant. Der Schlüssel zu dessen Verständnis liegt in der periodischen AKF des repetierenden Signals. Dazu sei zunächst Abb. 3.2.8 betrachtet. Die Abbildung zeigt die Aufzeichnung (OnoSokki CF-9400 Signal-Analyzer) einer mit einem FPGA erzeugten m-Sequenz bei einer Taktrate von $f_c=6.3\text{kHz}$. f_c wird in der Spread-Spectrum Literatur vielfach auch als 'Chirate' bezeichnet [Str02].

Um mehr als eine gesamte Sequenz anschaulich abbilden zu können, wurde diese sehr kurze Folge mit $N=6$ und daraus resultierend $L=63$ gewählt. Als Generatorpolynom wurde $g_6(x) = x^6 + x^5 + 1$ verwendet. In der oberen Darstellung der Abbildung erkennt man den typischen Zeitverlauf solcher Signale. Die Breite $T_c=1/f_c$ der kürzesten runs ergibt sich aus der Taktfrequenz. Zeile 2 zeigt die AKF und Zeile 3 die Hüllkurve des Spektrums.

Durch die Halteeigenschaft der Speicherelemente des Schieberegisters wird aus der ursprünglich diskreten Punktfolge ein zeitkontinuierliches Signal, wobei das Schieberegister als sogenanntes Zero-Order-Hold-Glied wirkt. Dies zieht die Mutation

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

der AKF vom scharfen Nadelimpuls zum Impuls mit kontinuierlichem, dreiecksförmigem Abfall nach sich.

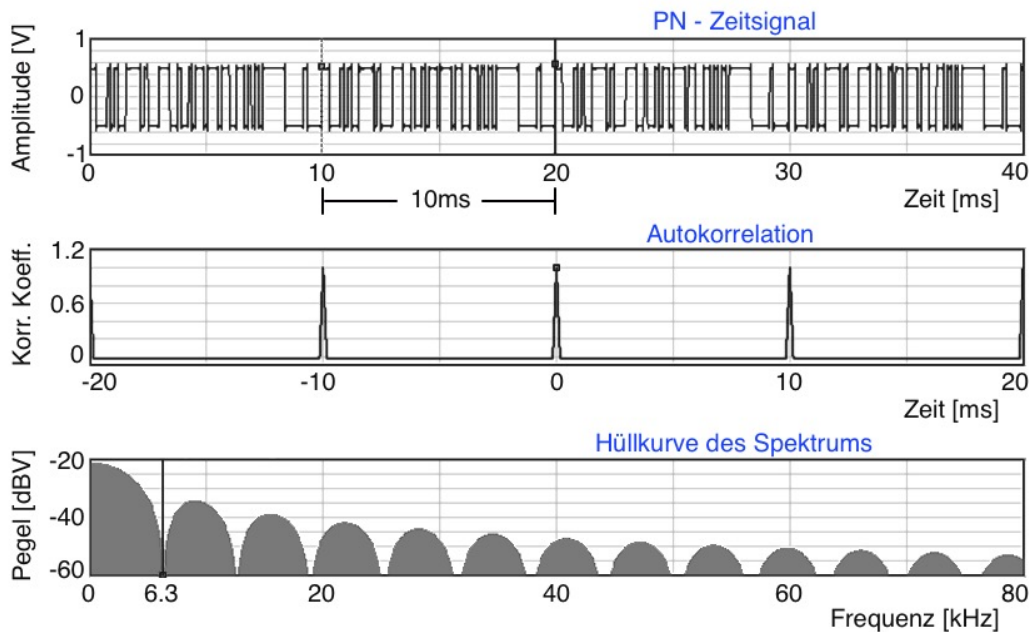


Abb. 3.2.8 Zeitsignal, AKF und Hüllkurvenverlauf des Spektrums einer m -Sequenz der Länge $L=63$, $N=6$; das Generatorpolynom ist $g_6(x)=x^6+x^5+1$, die Taktfrequenz beträgt 6.3kHz . Die Periodizität (10ms) des Musters ist deutlich zu erkennen.

Oder anders ausgedrückt, die periodische AKF kann gedacht werden als die Faltung einer Dreiecksfunktion der Breite $2T_c$ mit einem 'Impulskamm' mit dem Elementabstand $T_e=(2^N-1)/f_c$, welcher durch die Länge der Folge und durch die Taktfrequenz gegeben ist. Mit Hilfe des Faltungssatzes kann damit das Spektrum bereits rein phänomenologisch abgeschätzt werden. Die Fouriertransformierte des Dreiecksignals ist die sinc^2 -Funktion mit Nullstellen bei $f_k=k/T_c$, $k=1,2,3\dots\infty$ und der Impulskamm, der selbstreziprok bezüglich der Fouriertransformation ist [Lue85], bildet ab auf einen Frequenzkamm mit äquidistant angeordneten Linien gleicher Amplitude bei $f_k=kf_c/(2^N-1)$, $k=1,2\dots\infty$. Der qualitative Verlauf des Gesamtspektrums der periodischen AKF ergibt sich somit als die Multiplikation beider Teilspektren, folglich ein diskretes Linienspektrum mit dem Amplitudenverlauf der sinc^2 -Hüllkurve. Gemäß des Wiener-Khinchine-Theorems für Leistungssignale bilden die AKF und das Leistungsdichtespektrum ein Fourierpaar. Formelmäßig ausgedrückt erhält man für das Power-Spektrum $S(f)$ der binären MLS-Sequenz nach [Gol64]:

$$S(f) = \frac{\delta(f)}{L^2} + \frac{L+1}{L^2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \text{sinc}^2\left(\frac{k\pi}{L}\right) \delta\left(f - k \frac{f_c}{L}\right), \quad k \neq 0 \quad (\text{G. 3.23})$$

Man erkennt die mit $1/L^2$ abklingende DC-Leistungs-Komponente, und es lässt sich aus dem Vorfaktor $(L+1)/L^2$ die Grundabsenkung des Spektrums abschätzen. Berücksichtigt man, dass (G. 3.23) eine symmetrische Spektraldarstellung repräsentiert, ergibt sich für eine PN12 Sequenz ein *Leistungspegel* von ca. -33dBm für die Spektralelemente am Anfang der Main-Lobe, bezogen auf einen Gesamtpegel des Signals von 0dBm. Im Vorgriff betrachtet, stimmt dies gut mit den gemessenen Werten aus Abb. 3.2.11 überein.

Somit lassen sich die für die nachfolgenden Arbeiten relevanten Eigenschaften wie folgt zusammenfassen:

- (i) Die mit einem rückgekoppelten Schieberegister der Stufenzahl N erzeugten repetierenden m -Sequenzen haben die Periodenlänge $L=2^N-1$
- (ii) Sei f_c die Taktfrequenz des Schieberegisters, so ist das Spektrum dieses Signals ein diskretes Linienspektrum mit Frequenzkomponenten bei $f_k=kf_c/(2^N-1)$, $k=1,2,3,\dots,\infty$ und einem sinc^2 Verlauf des Hüllkurvenpegels mit Nullstellen bei kf_c

Insbesondere in Verbindung mit der Fouriertransformation wird diese Tatsache an späterer Stelle noch sehr relevant und zu diskutieren sein.

- (iii) Wird der Ausgangswertebereich des Schieberegisters auf $\{-1,+1\}$ abgebildet, so ist das Signal bei hinreichender Länge quasi DC-frei, und der Restwert der DC-Spannung strebt mit $1/L$ gegen Null [Fin97].

Betrachtet man (ii) genauer, so stellt man fest, dass es sich um ein äußerst breitbandiges Spektrum handelt, mit rein theoretisch beliebig hohen Frequenzkomponenten. Sinnvoll nutzbar für die Impedanzspektroskopie ist jedoch aus energetischen Gründen lediglich ein Teil dieser Komponenten innerhalb der ersten Main-Lobe des sinc^2 -Verlaufes. Um dies zu verdeutlichen, wurden die Pegel der Spektralkomponenten bei den im Folgenden wichtigen Frequenzen $f_c/2$ und $f_c/4$ mittels [Oct18] berechnet; ebenso die Maximalpegel der beiden ersten Side-Lobes (Abb. 3.2.9).

Dabei wurde die genaue Position der Maxima der Side-Lobes, da leicht unsymmetrisch, aus der Lage der Nullstellen der ersten Ableitung der sinc^2 -Funktion bestimmt. Die erste Ableitung (grüne Kurve) wurde in Abb. 3.2.9 in linearem Maßstab und in willkürlicher Offsetlage lediglich zur exakten Lagebestimmung der Maxima berechnet und dargestellt.

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

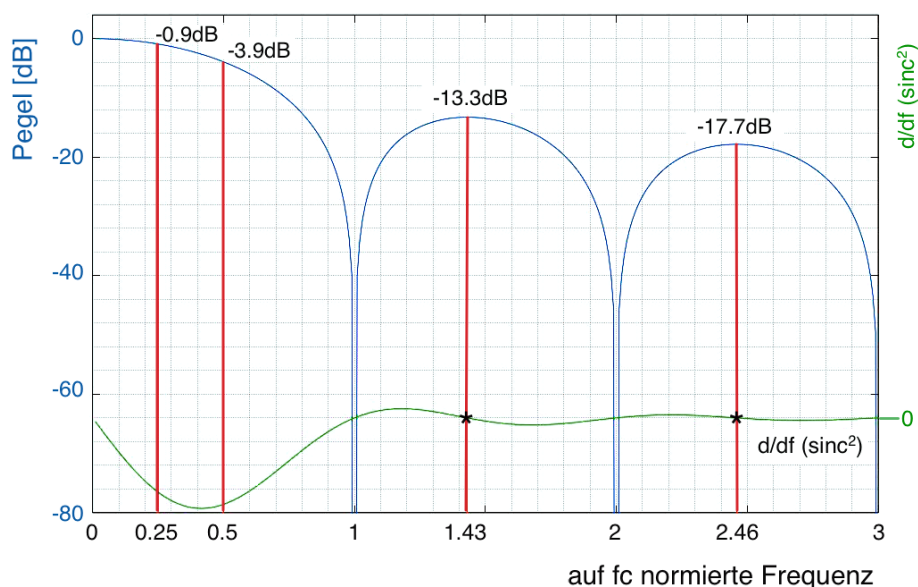


Abb. 3.2.9 Einige charakteristische Pegel des sinc^2 -Verlaufs. Der Referenzpegel wurde aus pragmatischen Gründen zu 0dB gewählt. Erläuterungen siehe Text. Berechnet mittels [Oct18].

Wie zu erkennen, ergibt sich jenseits von $f_c/2$ bereits ein relativ starker Pegelabfall, so dass diese Frequenz auch in etwa die Obergrenze des spektralen Nutzbereiches für die Impedanzspektroskopie darstellt, da sich jenseits dieser Frequenz das S/N-Verhältnis der Messung rapide verschlechtert. Bei $f_c/2$ ist der Pegel bezogen auf das Maximum um etwa 3.9dB abgefallen, bei $f_c/4$ beträgt der Abfall nur ca. 0.9dB. Zur Verdeutlichung, da zum späteren Verständnis wichtig, wurde ein gemessenes Leistungsspektrum der Hüllkurve (Abb. 3.2.10) und der daraus vergrößerte Ausschnitt des eingebetteten Kammspektrums (Abb. 3.2.11) einer PN12 Folge ($N=12$), in diesem Beispiel bei $f_c=4.095\text{MHz}$, nochmals dargestellt.

Die Messungen wurden mit einem Spektrumanalysator (R&S FSU) durchgeführt, und es sind die Strukturen sehr deutlich zu erkennen. Die Linienbreite und das Linienprofil des Kammspektrums (Abb. 3.2.11) entsprechen nicht exakt dem natürlichen Profil der m-Sequenz, sondern werden hier durch das gewählte 10Hz Filter des Analysators bestimmt. Die theoretische Form entspräche einem durch die Hüllkurve gewichteten δ -Impuls, der in der technischen Realisierung allerdings durch Effekte wie etwa Taktjitter verbreitert wird. Der gezeigte Ausschnitt des Frequenzkammes in Abb. 3.2.11 liegt bei etwa $f_c/400$ noch weit unterhalb von $f_c/4$ und entsprechend findet man hier noch quasi identische Amplitudenwerte vor. Der Pegelunterschied im Vergleich zu Abb. 3.2.10 beruht auf der jetzt deutlich reduzierten Bandbreiteneinstellung des Messfilters.

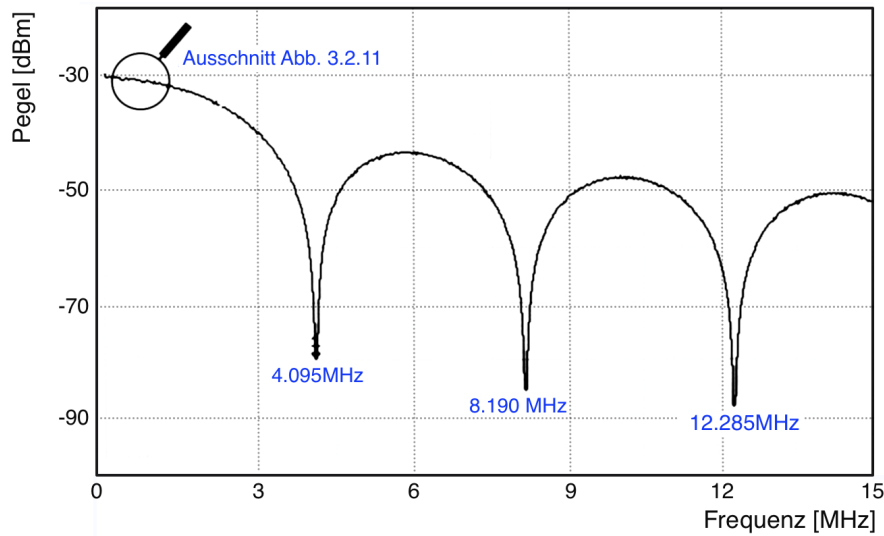


Abb. 3.2.10 Hüllkurvenverlauf des Power-Spektrums einer PN12-Sequenz bei 4.095 MHz Taktrate, die Minima bei ganzzahligen Vielfachen der Taktfrequenz sind deutlich ausgeprägt. Der Eingangssignalpegel für diese Messung lag bei 0 dBm, gemessen mit einem Agilent E4419B HF-Leistungsmesser. Die Auflösungsbandbreite des Analyzers betrug 1 kHz.

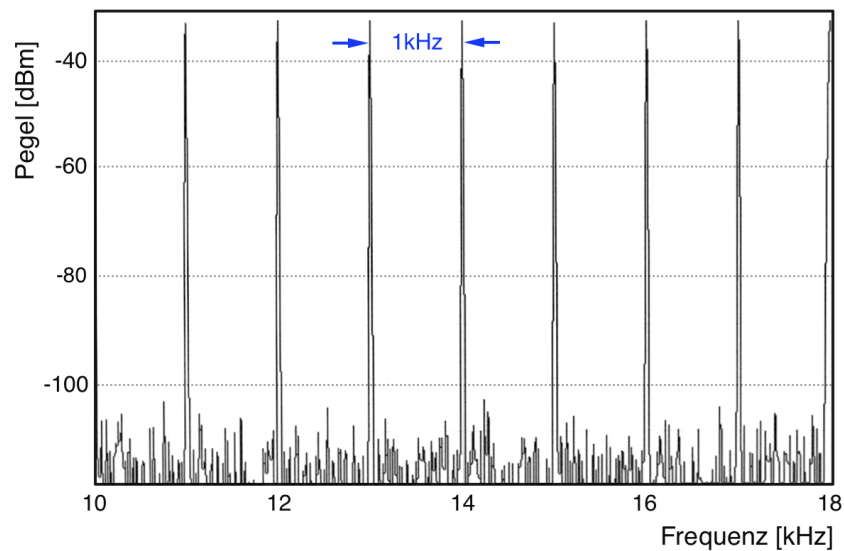


Abb. 3.2.11 Der frequenz aufgelöste Ausschnitt des Spektrums aus Abb. 3.2.10 zwischen 10 kHz und 18 kHz zeigt das äquidistante, diskrete Kammspektrum mit 1 kHz Linienabstand und noch quasi-konstanter Amplitude. 10 Hz Auflösungsbandbreite.

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

Mit den dargestellten Eigenschaften eignen sich m-Sequenzen in hervorragender Weise als Anregungssignal bei der Messung von Impulsantworten oder Übertragungsfunktionen nach der Fouriermethode. Insbesondere auf Grund der sehr einfachen Art ihrer Erzeugung werden daher m-Sequenzen im Folgenden als bevorzugtes Stimulus-Signal zur Anwendung kommen. Dabei werden auch einige, an dieser Stelle noch nicht betrachtete, praxisrelevante Eigenschaften in Kap. 4.2.1 näher untersucht.

Frequenz-Chirps

Eine weiteres Anregungssignal, welches bei Breitband-Messverfahren häufig zur Anwendung kommt, ist der sogenannte Sinus-Chirp. Die Namensgebung rührt daher, dass diese Signalform im Audibereich bei Lautsprecherwiedergabe ähnlich einem Zwitschern klingt. Beim Sinus-Chirp handelt es sich um ein Signal mit sinusförmigem Verlauf dessen Frequenz innerhalb einer festen Sweep-Zeit T_{sw} von einem Wert f_{start} auf einen Wert f_{stop} kontinuierlich zu oder abnimmt. Dabei folgt die Frequenzvariation in der Regel einem mathematischen Verlauf; in der Praxis sind der lineare Chirp sowie der Exponential-Chirp die bekanntesten Vertreter. Zum Verständnis sei ausgehend von (G. 3.24) der lineare Chirp etwas näher betrachtet. Ausgangspunkt für das Signal $s_{chirp}(t)$ sei eine Sinusfunktion der Amplitude A mit zeitabhängigem Phasenargument $\varphi(t)$ [Sto17]:

$$s_{chirp}(t) = A \sin(\varphi(t)) \quad (\text{G. 3.24})$$

Seien Anfangs- und Endfrequenz mit f_{start} und f_{stop} bezeichnet sowie die Sweepzeit mit T_{sw} , so lässt sich die Sweepgeschwindigkeit durch $(f_{stop}-f_{start})/T_{sw}=\Delta f/T_{sw}$ beschreiben. Hieraus errechnet sich die Momentanfrequenz zu:

$$f(t) = f_{start} + \frac{\Delta f}{T_{sw}} t \quad (\text{G. 3.25})$$

Phase und Frequenz sind bekanntlich verknüpft durch die Identität:

$$\varphi(t) = 2\pi \int_0^t f(\tau) d\tau \quad (\text{G. 3.26})$$

Hieraus lässt sich $\varphi(t)$ in (G. 3.24) bestimmen. Letztlich ergibt sich somit die Erzeugungs-Vorschrift für das lineare, sinusförmige Chirp-Signal:

$$s_{chirp}(t) = A \sin \left[2\pi \left(\frac{\Delta f}{2T_{sw}} t^2 + f_{start} t \right) \right] \quad (\text{G. 3.27})$$

Der typische Verlauf im Zeitbereich, und ebenso das zugehörige Frequenzspektrum eines mittels Funktionsgenerator erzeugten Chirp ist exemplarisch in Abb. 3.2.12 dargestellt.

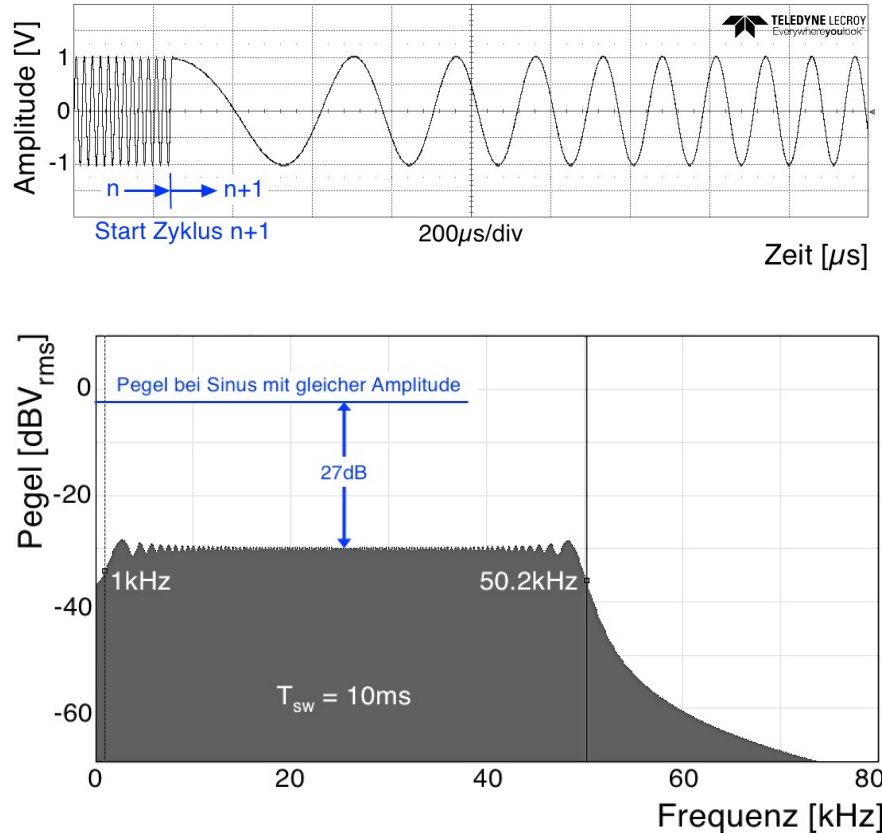


Abb. 3.2.12 Ausschnitt aus dem Zeitverlauf eines linearen Sinus-Chirps (oben) und die zugehörige Hüllkurve des Spektrums. Startfrequenz 1kHz, Stopfrequenz 50.2kHz, Sweeptime 10ms; Spektrum gemessen mit CF-9400 FFT-Analyzer.

Als Sweep-Zeit wurde $T_{sw}=10\text{ms}$ gewählt; sie muss mit der Dauer der Blockabtastung der verwendeten FFT (Blocklänge/Abtastfrequenz, Kap.3.2.4) kompatibel sein. Startfrequenz und Endfrequenz können unabhängig voneinander festgelegt werden, Δf muss jedoch bezüglich T_{sw} gewisse Randbedingungen einhalten (siehe Anhang A3); dies hat entscheidenden Einfluss auf die Feinstruktur des Spektrums. Wie in Abb. 3.2.12 zu erkennen, bildet die Hüllkurve des Spektrums ein ausgeprägtes Tableau zwischen f_{start} und f_{stop} mit deutlichen Einschwingvorgängen an den Frequenzgrenzen. Bei der mathematischen Berechnung des Spektrums aus (G. 3.27) treten sogenannte Fresnel-Integrale der Form $\int \sin(\alpha t^2 + \beta t)$ auf, woraus dieses Verhalten resultiert. Dabei bestimmt das Bandbreitprodukt $B_{sw}=T_{sw} \Delta f$ sowohl Höhe wie auch Dauer der Einschwingvorgänge [Wik18]; großes B_{sw} zieht kleine Amplituden und kurze Dauer nach sich. Für das Beispiel Abb. 3.2.12 gilt $B_{sw}=492$,

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

was bereits einen relativ großen Wert darstellt. Beim Einsatz des Chirp als Anregungssignal bedeutet dies, dass zwischen einem möglichst flachen Frequenztableau und der Chirpdauer ein Kompromiss gefunden werden muss. Sind Frequenzumfang, Abtastfrequenz und FFT-Länge durch die Applikation vorgegeben, so bleibt hier allerdings kein allzu großer Spielraum mehr.

Aber nicht nur auf die Form der Hüllkurve hat T_{sw} Einfluss. Auf Grund der impliziten periodischen Fortsetzung des Zeitsignals bei der DFT ergibt sich innerhalb der Hüllkurve ein Kammspektrum mit dem Kammabstand $\Delta f = 1/T_{sw}$, wie an dem gemessenen Chirp in Abb. 3.2.13 dargestellt.

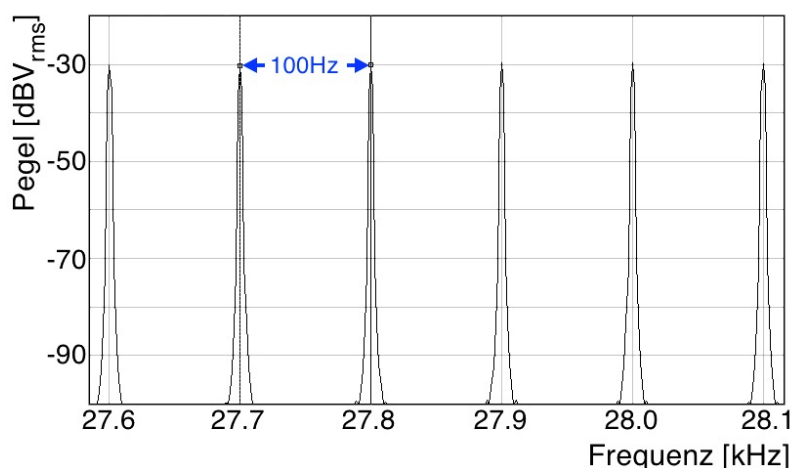


Abb. 3.2.13 Die Ausschnittsdarstellung aus dem Spektrum von Abb. 3.2.12 offenbart die Feinstruktur: ein Frequenzkamm mit 100Hz Linienabstand. Der Anregungspegel betrug in diesem Fall -3dBV_{rms} .

Damit sich ein so deutlich strukturierter Frequenzkamm ohne Nebenlinien wie in der Abbildung dargestellt ergibt, müssen Δf und T_{sw} allerdings so gewählt werden, dass bestimmte Randbedingungen eingehalten werden (siehe Anhang A3). Die Frequenzgenauigkeit und die Stabilität sind hierbei kritisch; Abweichungen von nur 0.05% der Werte führen bereits zu ersten minimal wahrnehmbaren Artefakten im Spektrum. Ähnlich wie bei m-Sequenzen, muss also auch in diesem Fall bei der technischen Realisierung eine sorgfältige Abstimmung zwischen den Signalparametern und den DFT-Parametern vorgenommen werden (siehe auch Kap. 3.2.4). Ein Vorteil des Chirps besteht im relativ schnellen Abfall des Spektrums jenseits von Start- und Stopfrequenz. Bei $1.5f_{stop}$ ist der Pegel bereits um 35dB abgefallen (Abb. 3.2.12), was gegenüber m-Sequenzen (Abfall gemäß Abb. 3.2.9) den Filteraufwand verringert. Das Plateau der Hüllkurve und somit der für die Messung relevante Linienpegel (Abb. 3.2.12) liegt im Beispiel ca. 27dB unterhalb desjenigen Pegels, den ein monofrequentes Signal mit gleicher Amplitude ($2V_{SS}$) erreichen würde. Alternativ liefert eine vergleichbare PN10-Sequenz mit $f_c = 102.3\text{kHz}$ im mittleren Nutzfrequenz-

quenzbereich, also bei 25kHz, gemäß (G 2.3.2) auch einen vergleichbaren Wert (ohne Berücksichtigung von Effekten bei der Signalfilterung, siehe Kap. 4.2.1).

Bei oberflächlicher Betrachtung könnte man schnell zu der irrigen Annahme gelangen, dass ein Sinus-Chirp bezüglich DC-Anteil und RMS-Wert und somit hinsichtlich Crestfaktor die gleichen Eigenschaften hätte wie ein Sinussignal. Dem ist jedoch nicht so. Mittels (G. 3.27) ergeben sich Mittelwert und RMS-Wert durch Integration nach den bekannten Formeln. Die resultierenden Unterschiede sind jedoch, je nach Chirp-Parametern, zahlenmäßig meist nicht sehr bedeutend. Da im Verlauf der weiteren Arbeiten das Chirp-Signal nicht zur Messung verwendet wird, soll an dieser Stelle auf eine weitere Vertiefung verzichtet werden. Man erkennt jedoch bereits hier, dass die Wahl von Δf und T_{sw} bedeutenden Einfluss auf zahlreiche Signaleigenschaften hat, so dass im Rahmen eines Systementwurfs entsprechende Sorgfalt walten muss.

Zu Gunsten des Chirp spricht das Phänomen, dass diese Anregung bei sogenannten schwach nichtlinearen Systemen gegenüber der PN-Sequenz eine bessere Qualität der Response aufzeigt, ein Effekt der allerdings erst in jüngerer Zeit theoretisch erklärt werden konnte [Wri95].

In der konkreten Anwendung gereicht dem Sinus-Chirp zum Nachteil, dass er zu seiner Erzeugung DA-Wandler und NCO (numerisch gesteuerte Oszillatoren) erforderlich macht und damit ein entsprechender Realisierungsaufwand einhergeht. Zumindest das 'DA-Wandler-Argument' lässt sich ausräumen, wenn man von Sinus-Chirps zu Rechteck-Chirps übergeht. Bei dieser Signalform ist der Ausgangspunkt nicht ein Sinus-, sondern ein Rechtecksignal. Der spektrale Verlauf sowie das zugehörige Zeitsignal eines solchen Chirp ist in Abb. 3.2.14 dargestellt.

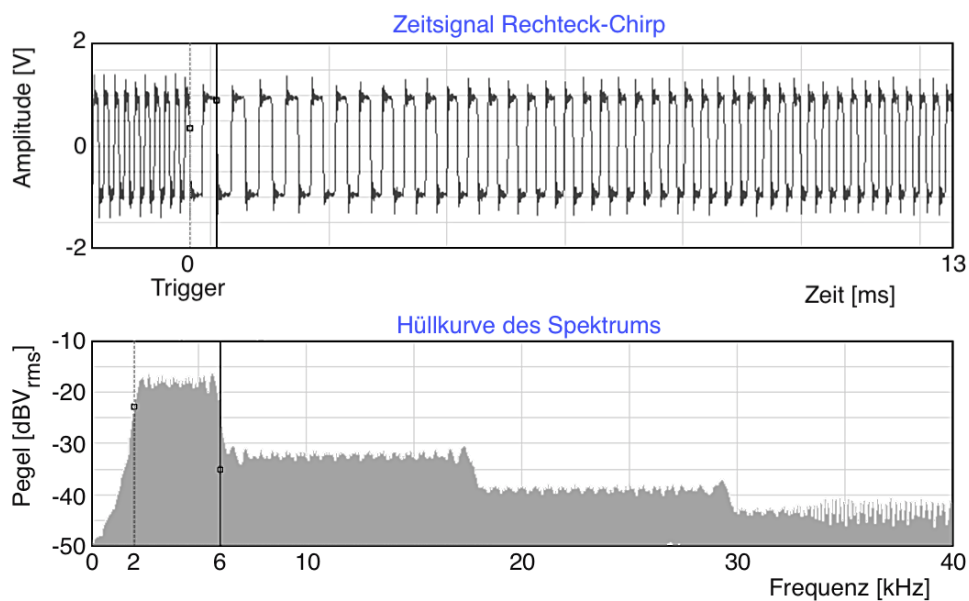


Abb. 3.2.14 Spektrum und Zeitsignalausschnitt eines Rechteck-Chirps. Startfrequenz 2kHz, Stopfrequenz 6kHz, Sweeptime 30ms.

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

Gemessen wurde auch hier mit dem CF-9400 Analyzer, das Chirpsignal stammt von einem Agilent 33600A Funktionsgenerator.

Der qualitative Verlauf des Tableaus im Nutzfrequenzbereich ist vergleichbar mit dem Sinus-Chirp, jedoch erfolgt der Amplitudenabfall zu hohen Frequenzen hin treppenförmig mit langsamerem Dämpfungsanstieg im Vergleich zum Sinus-Chirp. Während bei letzterem (Abb. 3.2.12) bei $1.5f_{\text{stop}}$ bereits ein Pegelabfall von ca. 35dB erreicht wird, beträgt der Abfall in Abb. 3.2.14 selbst bei $4f_{\text{stop}}$ erst ca. 20dB. Damit ist der Abfall, rein quantitativ betrachtet, eher mit dem der m-Sequenz vergleichbar und macht einen entsprechenden Filteraufwand erforderlich. Es bleibt allerdings weiterhin der Vorteil, Start- und Stopfrequenz unabhängig voneinander wählen zu können.

Im Rahmen dieser Kurzübersicht wurden lediglich lineare Chirps näher betrachtet. Werden andere Funktionsverläufe zur Modulation der Frequenz benutzt, so kann hierdurch erheblich Einfluss auf das Signalspektrum genommen werden. Anwendung finden Chirps vor allem in der Radartechnik [Cob93] und bei raumakustischen Messungen [Mue01], aber auch Systeme mit optimierten ternären Rechteck-Chirps wurden mit Erfolg für Anwendungen in der Impedanzspektroskopie untersucht [Min12].

Das an späterer Stelle vorgestellte HF-System (siehe Kap. 5) wurde hardwaremäßig so konzipiert, dass neben m-Sequenzen damit auch Chirps aller Art als Stimulus-Signal erzeugt werden können.

Multi-Sinus-Signal

Als ebenfalls wichtige Anregungsart sei an dieser Stelle das Multi-Sinus-Signal kurz vorgestellt. Diesem Signal liegt die Idee der Fouriersynthese zugrunde (siehe auch Abb. 3.1.7). Hierbei werden einzelne Sinuskomponenten unterschiedlicher Frequenz zu einem Summensignal kombiniert. Der unmittelbar einsichtige Vorteil dieses Verfahrens ist, dass sowohl die Anzahl wie auch die individuellen Amplituden der Spektralkomponenten frei wählbar sind. Nicht sogleich ersichtlich, hier jedoch nur erwähnt, ist die Tatsache, dass durch geschickte Wahl der Anfangsphasen der einzelnen Spektralkomponenten der Crestfaktor des Summensignals optimiert werden kann [Min15]. Zusammen mit der exakt definierten spektralen Bandbreite stellt der Multi-Sinus unter obigen Aspekten ein durchaus sehr interessantes Anregungssignal dar.

Aber auch die Nachteile sind recht offensichtlich zu erkennen: zur technischen Umsetzung wird nicht nur ein halbwegs leistungsfähiges DSP-System zur Signalgenerierung benötigt, sondern auch ein Digital-Analog-Wandler zur Signalausgabe. Ferner erfordert die Algorithmenimplementierung zur Signalsynthese und nicht zuletzt die zugehörige Konfigurationsoberfläche einen nicht unerheblichen Entwicklungsaufwand. Während binäre m-Sequenzen durch lediglich zwei Parameter, nämlich die

Schieberegister-Länge und die Taktrate, in ihrem Spektralverhalten vollständig parametrisiert sind, ist der Konfigurationsaufwand des Multi-Sinus deutlich höher, da für jede Spektralkomponente Frequenz, Amplitude und Startphase konfiguriert werden müssen. Letztere muss dabei über einen Optimierungsalgorithmus hinsichtlich des Crestfaktors für jede Frequenzkomponente individuell berechnet werden. Daraus erklärt sich, dass bei der realen technischen Umsetzung die Anzahl der Spektralelemente des Multi-Sinus überschaubar gehalten wird; etwa 10 bis 20 Frequenzstützstellen liegen im realisierbaren Rahmen. Alleine schon auf Grund des damit verbundenen guten Signal-Rauschverhältnisses ist dies jedoch nicht notwendigerweise als Nachteil zu werten. Insbesondere bei der Untersuchung von qualitativ hinreichend bekannten Systemen mit 'glattem' Frequenzgang kann a priori eine sinnvolle Aufteilung der gewünschten Frequenzstützstellen konfiguriert werden. Gegenüber m-Sequenzen ergibt sich sogar folgender Vorteil: während hier alle Spektralelemente des Frequenzkammes zur Grundfrequenz in ganzzahligem Verhältnis stehen, kann dies beim Multi-Sinus durch geschickte Wahl der Frequenzkomponenten verhindert werden. Somit lassen sich, bei hinreichend feiner Frequenzauflösung des Messsystems, Nichtlinearitäten durch Beobachtung der Harmonischen der einzelnen Anregungskomponenten leichter erkennen.

Fazit: Auf Grund des guten erzielbaren Signal-Rauschverhältnisses eignen sich als Stimulus Multi-Sinus-Signale immer dann, wenn nur geringe Anregungsamplituden zulässig und nur wenige Frequenzstützstellen erforderlich sind, wie etwa in der biomedizinischen Impedanzspektroskopie. Beim Monitoring qualitativ bekannter Impedanzverläufe stellt die vergleichsweise geringe Anzahl an Frequenzstützstellen keine allzu große Beeinträchtigung dar. Für derartige Anwendungen wird dann der erhöhte Implementierungsaufwand in Kauf genommen. Auch Multi-Sinus-Signale können prinzipiell mit dem in Kap. 5 vorgestellten HF-System erzeugt werden.

3.2.4 Signaltransformation

In den bisherigen Betrachtungen wurde stillschweigend von zeit- und amplitudenkontinuierlichen Systemen ausgegangen. Die reale Umsetzung jedoch erfolgt mittels Abtastsystemen, welche zeit- und amplitudendiskrete Signalfolgen liefern. Vorausgesetzt wird im Folgenden, dass es sich stets um bandbegrenzte Signale mit Nyquist-konformer Abtastung handelt. Für die Signaltransformation hat dies zur Folge, dass an Stelle der kontinuierlichen Fouriertransformation die diskrete Fouriertransformation (DFT) mit einigen Besonderheiten tritt. Über Signalabtastung, Transformation und Signalfensterung existiert ein überaus reicher Bestand an Literatur, z.B. [Smi97],[Rag75],[Bri97],[Ops89],[Pap62] um nur einige zu nennen, so dass an dieser Stelle lediglich die zum Verständnis des angewandten Messverfahrens notwendigen Eigenschaften betrachtet werden sollen.

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

Gleichung (G. 3.17) für die zeitkontinuierliche Fouriertransformation lässt sich mittels des Ansatzes für das mit dem Zeitabstand $\Delta t=1/f_s$ äquidistant abgetastete Signal $s_A(t)$ gemäß (G. 3.28)

$$s_A(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(k\Delta t)\delta(t - k\Delta t) \quad (\text{G. 3.28})$$

in die sogenannte DTFT (Discrete Time Fourier Transform) überführen [Hof 14]:

$$\underline{S}_A(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(k)e^{-j\omega k\Delta t} \quad (\text{G. 3.29})$$

Diese Form der Darstellung weist ebenfalls, wie im Falle der zeitkontinuierlichen Fouriertransformation, ein kontinuierliches Spektrum auf, welches sich jedoch mit der Periodizität $1/\Delta t$, also mit der Abtastfrequenz, wiederholt. Nach (G. 3.29) erstreckt sich die Summation von $-\infty$ bis $+\infty$, was sich in der technischen Realisierung nicht verwirklichen lässt. Die DTFT stellt somit eher ein Instrument zur Behandlung signaltheoretischer Aspekte nicht periodischer Zeitverläufe dar. Für den praxistauglichen Einsatz hingegen hat sich ein modifiziertes Verfahren etabliert, welches heute in fast allen Bereichen von Technik und Wissenschaft von herausragender Bedeutung ist, nämlich die DFT (Discrete Fourier Transform).

Es sei ein periodisches bzw. periodisch fortsetzbares Signal der Periodendauer $T=M\Delta t$ betrachtet. Wiederum ausgehend von einer zeitdiskreten, äquidistanten Signalabtastung einer nun *endlichen Anzahl* M von Abtastwerten $s(k)$, $k=0\dots M-1$ innerhalb des Signalverlaufes, stellt sich die allgemeine Rechenvorschrift für die DFT wie folgt dar [Hof14]:

$$\underline{S}(m) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} s(k)e^{-j2\pi\frac{mk}{M}}, \quad m = 0, 1, 2, 3, \dots, M-1 \quad (\text{G. 3.30})$$

Ein Satz von M Abtastwerten $s(k)$ wird auf einen Satz von ebenfalls M diskreten Spektralelementen $\underline{S}(m)$ abgebildet. Jedoch erst mit Kenntnis der Abtastfrequenz f_s lässt sich eine Frequenzzuordnung $\underline{S}(f_m)$ für die einzelnen Komponenten treffen:

$$\underline{S}(f_m) = \underline{S}\left(m\frac{f_s}{M}\right), \quad m = 0, 1, 2, 3, \dots, M-1 \quad (\text{G. 3.31})$$

Durch die nun auf M Abtastwerte begrenzte Berechnung wird (G. 3.30) in der Praxis realisierbar und liefert M *diskrete, komplexe Spektralelemente* mit dem Frequenzabstand $\Delta f = f_s/M$. Praktische Aspekte hierzu siehe Kap. 5.2. In der technischen Literatur werden diese einzelnen Spektralelemente auch häufig als 'Bin' bezeichnet. Die DFT 'interpretiert' den Signalausschnitt der Länge M , auch als Blocklänge des

Transformationsblocks bezeichnet, als eine Periode eines periodisch fortgesetzten Signals. Für die Transformation von m -Sequenzen oder Chirps ist dies genau dann zutreffend, wenn deren Dauer der Abtastdauer des DFT-Blocks entspricht.

Bildlich gesprochen, erhält man zwei Frequenzkämme, den 'Analysekamm' der DFT und den 'Anregungskamm' der m -Sequenz. Dass deren relative Lage zueinander von essentieller Bedeutung beim vorliegenden Messverfahren ist, sei nun diskutiert.

Dazu betrachte man die diskreten Elemente der Transformation im Spektralbereich als Kammfilter, und es stellt sich die Frage nach der Filterbandbreite sowie nach dem Verlauf für die einzelnen Frequenzelemente des Kammes. Die blockweise Abtastung mit der Dauer $T=M\Delta t$ bedeutet nichts anderes, als die Multiplikation des Signals $s(t)$ mit einem Rechteckfenster $w_R(t)$ der Dauer T . Zur mathematischen Definition der *rect*-Funktion' siehe beispielsweise [Lue85].

$$s_W(t) = s(t) w_R(t) = s(t) \operatorname{rect}\left(\frac{t}{M\Delta t} - \frac{1}{2}\right) \quad (\text{G. 3.32})$$

Die Linienform des gefensternten Spektrums $\underline{S}_W(f_m)$ entspricht im Fourier-Bildbereich der Faltung des diskreten Linienspektrums des Signals mit der Fouriertransformierten der Fensterfunktion:

$$\underline{S}_W(f_m) = \underline{S}(f_m) * \mathcal{F}\{w_R(t)\} \quad (\text{G. 3.33})$$

Wie bekannt, bilden die Rechteckfunktion und die sinc-Funktion ein Fourierpaar, woraus sich das Profil der einzelnen Spektralelemente (Bins) wie in Abb. 3.2.15 ergibt. Bei dieser Abbildung wurde zur Veranschaulichung ein willkürlicher Ausschnitt des Betragsspektrums mit 4 Spektralelementen in 1-normierter Darstellung aufgetragen. Wichtig ist festzustellen, dass alle Nullstellen der $|\operatorname{sinc}|$ -Funktionen benachbarter Bins stets genau mit dem Maximum des gerade betrachteten Bins zusammenfallen. In Abb. 3.2.15 ist die Situation dargestellt, in der die Signalfrequenz (Strichlinie) exakt mit beispielsweise Bin-Nummer n zusammenfällt und damit in den Nullstellen der Nachbar-Bins liegt, die dann keinerlei Signalanteile registrieren. Diese Situation ist gleichbedeutend mit der Tatsache, dass der Transformationsblock exakt eine ganzzahlige, stetig fortsetzbare Anzahl von Signalperioden umfasst beziehungsweise, um im obigen Bild zu bleiben, dass Signalfrequenz- und Analysekamm genau übereinanderliegen. Für diesen Fall, der in den nachfolgenden Anwendungen auf diese Weise realisiert wird, stellt das 'natürlich gegebene' Rechteckfenster gleichzeitig auch die ideale Fensterfunktion dar.

Für den in der allgemeinen Messtechnik weitaus häufigeren Fall, dass Signalfrequenzen und DFT-Frequenzlagen nicht zusammenfallen, tritt der in Lehrbüchern oft diskutierte, sogenannte Leakage-Effekt auf. Die Signalfrequenz fällt dann nicht mehr

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

mit den Nullstellen der $|\text{sinc}|$ -Funktionen zusammen, und dies bewirkt ein 'Zerfließen' von Signalanteilen in die Nachbar-Bins. In diesen treten dann gewissermaßen Phantomkomponenten auf, und der Pegel der eigentlichen Komponente wird als zu gering bewertet. Diese Situation ist in Abb 3.2.16 dargestellt.

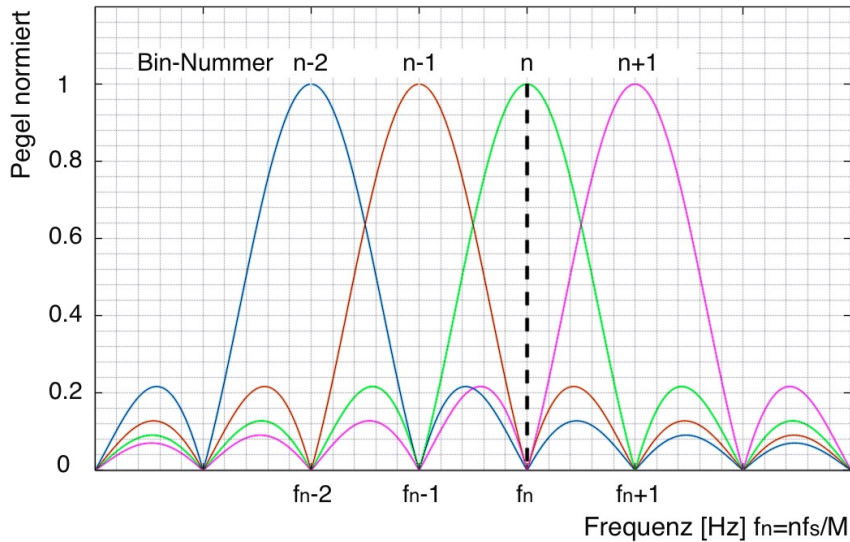


Abb. 3.2.15 DFT-Verhalten bei exaktem Zusammentreffen von Analysefrequenz und Bin-Lage. Die Frequenz (schwarze Strichlinie) liegt auf den Nullstellen der Sidelobes der Nachbar-Bins. Analyse-Fenster: Rechteck; berechnet mit [Oct18].

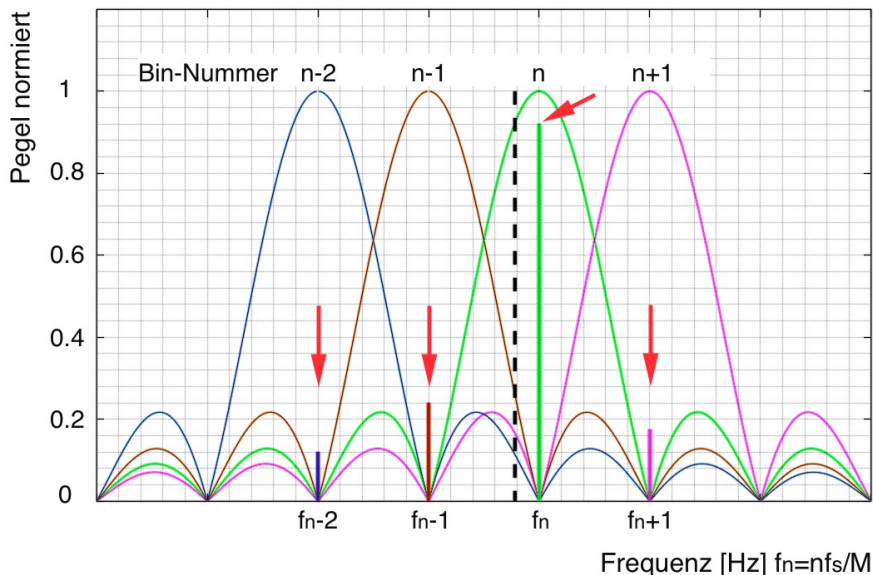


Abb. 3.2.16 Leakage-Effekt: die Signalfrequenz (schwarze Strichlinie) weist eine Verschiebung auf gegenüber der Bin-Lage der DFT. Gemäß dem Sidelobe-Verlauf der Nachbar-Bins entstehen hier entsprechende Pegelanteile, die zu falscher Signalinterpretation führen (mit roten Pfeilen markiert).

Für diese Messkonstellation stellt das Rechteckfenster keine gute Fensterfunktion dar; hier sind Hanning-, Hamming-, Blackman-Harris-Fenster oder (viele) andere, je nach Problemstellung, weitaus besser geeignet [Har78]. Dies soll hier jedoch nicht weiter vertieft werden.

Bleibt abschließend noch die Frage nach der konkreten Realisierung der DFT auf Mikrorechnern, Signalprozessoren oder FPGA's. Hierzu existiert einer der wohl berühmtesten Algorithmen überhaupt, der FFT-Algorithmus (Fast Fourier Transform) von [Cot65]. Der FFT-Algorithmus macht sich Symmetrien von (G. 3.29) zu Nutze, um eine möglichst zeitoptimierte Durchführung der DFT zu erzielen. Eine gut verständliche Darstellung hierzu ist in [Ste87] zu finden. Die FFT fehlt in keiner FPGA- oder Signalprozessor-Library. Der FFT-Algorithmus hat aus Anwendersicht für manche Applikationen allerdings einen Nachteil: die Blocklänge der Transformation ist an Zweierpotenzen gebunden. Dies wird bei der nachfolgenden Realisierung eine wichtige Rolle spielen.

Nicht an Zweierpotenzen gebunden ist hingegen das als Goertzel-Algorithmus [Meb14] bekannte Verfahren. Dieses eignet sich jedoch, aus Sicht der Zeiteffizienz, eher für die Berechnung weniger Spektralkomponenten und ist somit ideal für die Anwendung in Verbindung mit Multi-Sinus-Anregung.

3.3 Stand der Technik

Nachdem nun wesentliche Techniken der Impedanzspektroskopie, insbesondere der Fourier-Spektroskopie, vorgestellt und diskutiert wurden, soll mit diesen Hintergrundinformationen der derzeitige Stand des Marktes und der Technik näher betrachtet werden.

In gleichem Maße wie in Wissenschaft und Technik das Interesse an EIS-Verfahren zunahm, wuchs auch das Angebot des kommerziell am Markt verfügbaren Instrumentariums. Neben den global im Messgeräte-Sektor agierenden Herstellern wie Keysight (ehemals Agilent) [Key17a], Rohde & Schwarz [Ros17] und anderen, haben sich in den vergangenen Jahren zahlreiche Unternehmen formiert, welche sich speziell auf den Bereich der Impedanzspektroskopie konzentrieren. Selbst hier erfolgte, auf Grund der bereits oben skizzierten Vielfalt der Applikationen, eine Fokussierung auf bestimmte Themenbereiche wie beispielsweise die Medizin, die Chemie oder etwa die Materialwissenschaften. Generell können Impedanz-Messgeräte nach verschiedenen Kriterien in unterschiedliche Kategorien eingeteilt werden. Ein solches Kriterium kann beispielsweise die Art der Frequenzanregung des Messobjekts sein. Diese kann etwa monofrequent auf einer zu Beginn der Messung definierten Festfrequenz erfolgen, wie es beim typischen RLC-Meter der Fall ist. Dieser Gerätetypus liefert somit punktuelle Messergebnisse, noch keine Impedanzspektren. Hierzu bedarf es der Frequenzvariation über den interessierenden Bereich. Dies nun kann auf unterschiedliche Art und Weise erfolgen und hat weitreichen-

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

den Einfluß, nicht nur auf die Messgeschwindigkeit, die Anregungspegel und das Signal-Rauschverhältnis (SNR) der Messung. Tab. 3.3.1 zeigt eine grobe Klassifizierung nach Art der Frequenzanregung. Diese Klassifizierung wurde deshalb gewählt, weil bei der vorliegenden Problemstellung die Messzeit eine entscheidende Rolle spielt, und diese wiederum wird ganz wesentlich vom Anregungsverfahren und der damit möglichen Signalverarbeitung bestimmt.

IMPEDANZANALYSATOREN			
Festfrequenz	Frequenz-Step	Frequenz-Scan	Fourierverfahren
Frequenz vor Messung festgelegt typisch für RLC-Meter	Frequenz während der Messung in festen Stufen variiert	Quasikontinuierliche Frequenzänderung, Synchrondemodulation	Anregung mittels Breitbandsignalen, Fouriertransformation
sehr gutes SNR	sehr gutes SNR	gutes SNR	mäßiges SNR
sehr langsam	langsam	relativ langsam	sehr schnell
sehr hohe Genauigkeit	sehr hohe Genauigkeit	hohe Genauigkeit	mäßige Genauigkeit

Tab. 3.3.1 Klassifizierung von Impedanzmessgeräten nach ihrem Anregungsprinzip.

3.3.1 Aktuelle kommerzielle Geräte

Ohne Anspruch auf Vollständigkeit wurden Impedanzanalysatoren recherchiert und nach Charakteristika wie 'Arbeitsprinzip', 'Frequenzbereich' und 'Einsatzbereich' in Tab. A.4.1 (siehe Anhang) grob zusammengestellt. Dabei war es nicht immer möglich, eine homogene, konsistente Auflistung der Charakteristika wiederzugeben, da die einzelnen Datentblätter der Geräte zum Teil auf unterschiedliche Merkmale fokussieren. Insbesondere über Anregungsverfahren und Signalauswertung machen die einzelnen Anbieter in der Regel wenig Angaben, so dass diese Information für viele Systeme eher ‚zwischen den Zeilen‘ aus der Interpretation der Datenblätter gewonnen werden musste. Die zahlreichen Impedanzanalysatoren des Marktführers Keysight/Agilent [Key17] wurden in der Zusammenstellung ebenfalls betrachtet, jedoch lediglich in Form des 'Flaggschiffs' E4991B und des E4980A gelistet. Ähnlich wurde mit der Vielzahl der reinen RLC-Meter verfahren, da diese auf Grund ihres generellen Arbeitsprinzips für den Fokus der hier relevanten Betrachtungen nur eine untergeordnete Rolle spielen. Ebenfalls nicht aufgelistet wurde die Gruppe der HF-Netzwerkanalysatoren (z.B. Agilent E5071C), welche zwar für die Messung von Impedanzverläufen ebenfalls geeignet sind, deren Einsatz sich in der Regel jedoch auf niederimpedante Systeme ($50\Omega/75\Omega$) beschränkt.

In Tab. A.4.1 werden daher schwerpunktmäßig eher auf bestimmte Aufgaben spezialisierte Geräte vorgestellt. Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass bei fast allen mehr oder weniger universell einsetzbaren Geräten am Markt, meist für den Laborgebrauch bestimmt, die Messmethode durch Anregung mittels Frequenz-Scan oder Frequenz-Steps dominiert, auch bei Geräten, welche sich in der anschließenden Signalauswertung der DFT-Verfahren oder Verfahren auf Basis von Korrelations-techniken bedienen. Nicht so bei dedizierten Geräten für die Medizin, Biotechnologie und Lebensmittel-Chemie der neueren Generation; hier dominieren Breitbandverfahren (meist auf Basis unterschiedlicher Patente, z.B. [Min10],[Wig01]), allerdings ausschließlich für einen Frequenzbereich bis zu wenigen 100kHz. Generell wurden die Geräte großteils im Hinblick auf bestimmte Aufgabenstellungen entwickelt, und viele können mit Zubehör (individuelle Meßsonden) und Vorsatzgeräten (z.B. Hochimpedanz-Messverstärker) an bestimmte Applikationen angepasst werden. Der Frequenzbereich >50MHz erscheint, wenn man von HF-Netzwerkanalysatoren absieht, deutlich unterrepräsentiert und ist mit Breitband-Anregungsverfahren nach derzeitigem Kenntnisstand nur für hoch spezialisierte Anwendungen vertreten, so etwa [Sac01]. Bei denjenigen, relativ wenigen und sehr hochpreisigen Laborgeräten, welche einen sehr weiten Impedanzmessbereich von mehreren Dekaden abdecken und Frequenzen bis zu 100MHz und mehr ermöglichen, wird die angegebene Grundgenauigkeit in der Regel lediglich in Bereichen bestimmter Frequenz-/Impedanzverhältnisse erreicht. Deshalb werden für diese Geräte typischerweise definierte Messgenauigkeiten für unterschiedliche Frequenz- und Impedanzbereiche angegeben, oft dargestellt in Kurven wie Abb. 3.3.1, am Beispiel des Solartron 1260.

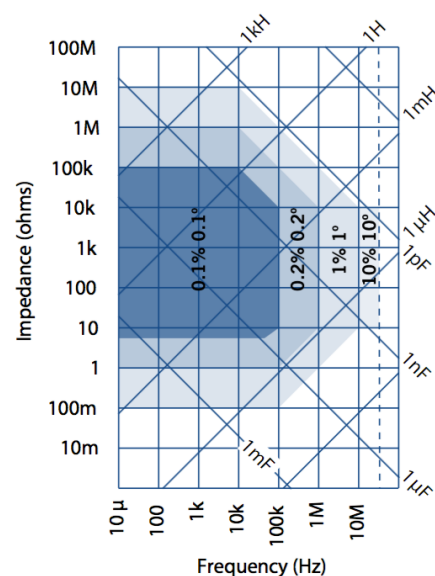


Abb. 3.3.1 Typische Darstellung der Genauigkeitsbereiche von Impedanzmessgeräten, hier am Beispiel des Solartron 1260 [Sol04].

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

Nicht zuletzt sei darauf hingewiesen, dass, auf Grund der stetig wachsenden Bedeutung der Impedanzmessung in der Sensorik, sich auch die Halbleiterindustrie verstärkt dieser Thematik annimmt. Am Beispiel des gerade erst am Markt erschienenen (Stand 2018) ADuCM355 von Analog Devices [Ana18a] wird deutlich, über welche Komplexität und auch Flexibilität derartige Bausteine bereits verfügen (Abb. 3.3.2) und somit für eine Vielzahl von portablen Anwendungen im Bereich vor allem der elektrochemischen Sensorik prädestiniert sind. Frequenzmäßig betrachtet liegt der Haupteinsatzbereich derartiger Bausteine allerdings im niederfrequenten Bereich, von DC-Anwendungen bis hin zu etwa 100kHz.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

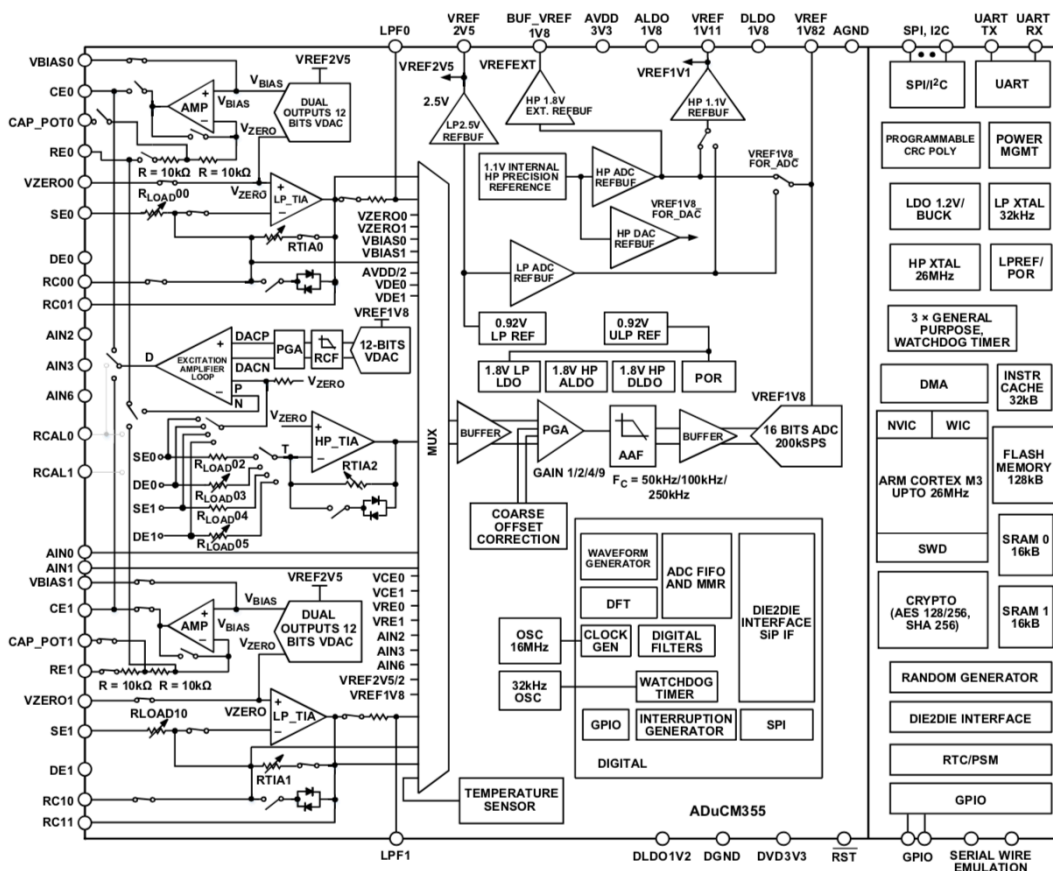


Abb. 3.3.2 Die Blockstruktur des Bausteins ADuCM355, welcher speziell für Impedanzmessungen an elektrochemischen Sensoren entwickelt wurde. Die Abbildung soll lediglich einen Eindruck von dessen Komplexität vermitteln [Ana18a].

3.3.2 Impedanzspektroskopie und Gassensorik

Die nachfolgenden Arbeiten konzentrieren sich auf den Bereich der Sensorik, präziser gesagt, auf die Impedanzspektroskopie an halbleiterbasierten Gassensoren. Wie bereits in [Sch16] gezeigt, gelingt es mit Hilfe der Impedanzspektroskopie, insbesondere in Verbindung mit temperaturzyklischem Betrieb des Sensors, die Selektivität, Sensitivität und das Monitoring des Sensorstatus in erheblichem Maße zu verbessern. In [Sch16] wurde auch das Versuchsmodell eines Fourier-Impedanzspektrometers (FobIS) vorgestellt, welches allerdings für den realen Einsatz noch deutliches Potenzial zur Fortentwicklung in sich trägt. Zwar existieren am Markt ebenfalls Messgeräte, welche für diese Aufgabenstellung brauchbar sind, jedoch beim vorrangigen konkreten Einsatz im Bereich der Gassensorik Defizite aufweisen. Diese beziehen sich, neben der teils beachtlichen Gerätegröße und dem großteils sehr hohen Anschaffungspreis, hauptsächlich auf die erforderliche Messzeit zur Aufnahme eines gesamten Impedanzspektrums über mehrere Dekaden. Um ein Gefühl für die Größenordnung der Messzeit herkömmlicher Impedanzmessgeräte zu vermitteln, ist in Diagramm Abb. 3.3.3 die Messzeit des Keysight E4980A in Abhängigkeit der jeweils punktuellen Messfrequenz wiedergegeben. Man erkennt, dass selbst im Messmodus 'short' auch bei höheren Frequenzen noch relativ lange Messzeiten erforderlich sind. Ähnliches gilt auch für andere Geräte am Markt; so benötigt etwa das Impedanzspektrometer 'MFIA' des Herstellers Zurich Instruments, welches mit Quadraturdemodulation arbeitet, laut Datenblatt 20ms/Punkt für Messfrequenzen >10kHz [Zul18a].

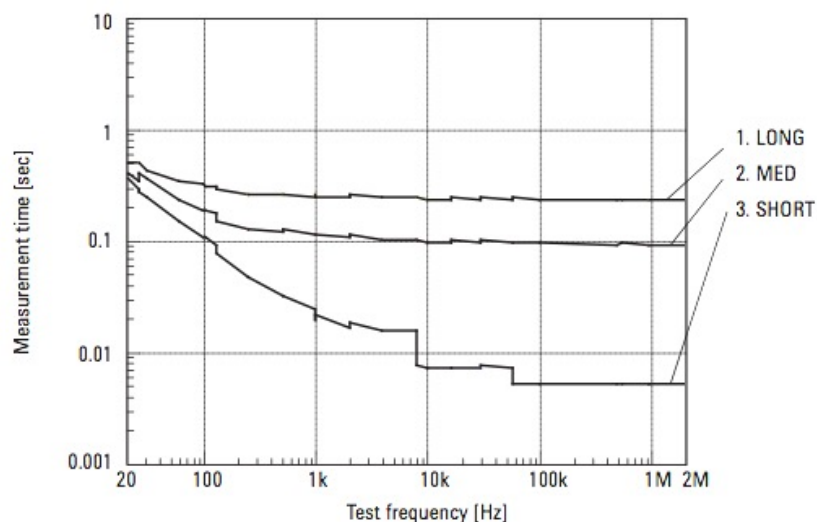


Abb 3.3.3 Messzeit je Frequenzstützstelle bei unterschiedlichen Testfrequenzen und Messmodi beim Keysight E4980A RLC-Meter [Key17b]. Dieses Gerät wird im Rahmen der nachfolgenden Arbeiten für viele Referenzmessungen verwendet.

3. Verfahren der Impedanzspektroskopie

Die Minimierung der Messzeit für ein ausgedehntes Impedanzspektrum ist prinzipiell nur mit fourierbasierten Verfahren zu erreichen; derartige Geräte sind am Markt gegenwärtig jedoch fast ausschließlich für den Einsatz im Bereich der Medizin- und Biotechnologie verfügbar. Dies bedeutet, dass für die vorliegende Applikation sowohl der überstrichene Frequenzbereich wie auch die Anregungspegel weniger günstig ausgelegt sind. Um eine breite Palette unterschiedlichster MOX-Sensoren messtechnisch abdecken zu können, ist im Idealfall ein Frequenzumfang von insgesamt mehr als 8 Dekaden wünschenswert (<1Hz bis 100MHz). Der Wunsch nach synchronisiertem, temperaturzyklischem Betrieb stellt eine weitere applikationsspezifische Anforderung dar, welche gegenwärtig nur in sehr begrenztem Maße erfüllt werden kann. Insbesondere die Messung des Relaxationsverhaltens unmittelbar nach Temperatursprüngen ist nur mit Fourier-Methoden erfolgversprechend.

Aus dieser Motivation heraus entstand das nachfolgend vorgestellte System. Der Fokus lag dabei, neben den applikationsspezifischen Anforderungen, auf möglichst flexiblen Einsatzmöglichkeiten und vor allem auf der Möglichkeit der nachträglichen Systemerweiterung. Ferner wurden Kriterien wie kompakte Gerätegröße, vertretbare Herstellungskosten sowie universelle Hardware- und Software-Schnittstellen nicht außer Acht gelassen.

Kapitel 4

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

Nachdem in Kap. 3 die wichtigsten grundlegenden Aspekte der Fourier-Impedanzspektroskopie vorgestellt und einige messtechnische Voruntersuchungen und Modellrechnungen durchgeführt wurden, wenden sich die nachfolgenden Kapitel nunmehr dem detaillierten Entwurf und der Realisierung eines fourierbasierten Impedanzspektrometers (FobIS) zu.

Wie bereits eingangs erwähnt, erfolgte der Systementwurf aus gegebenem Anlass in zwei Stufen. In einem ersten Schritt wurde für das Verbundprojekt HT-HUMISENS [Hum18] ein dediziertes, auf die Projektbelange zugeschnittenes Messsystem für den niederfrequenten Bereich realisiert (im folgenden als 'LF-System' bezeichnet), worauf in einem zweiten Schritt eine hinsichtlich der Parametrierungsmöglichkeiten flexiblere Elektronik entworfen wurde, welche auch einen höheren Frequenzbereich abdecken kann ('HF-System'). Beide Systeme bilden, wie in Kapitel 5 näher beschrieben, gemeinsam eine Art Systembaukasten, da sie zu einem Gesamtsystem integrierbar sind und somit erlauben, insgesamt einen weiten Arbeitsfrequenzbereich abzudecken. Das Projekt HT-HUMISENS hatte die Feuchtemessung bei hohen Temperaturen ($>300^{\circ}\text{C}$) als Zielsetzung. Hierzu wurde vom Projektpartner UST ein spezieller Sensor auf MOX-Basis entwickelt und vom LMT bezüglich seiner Eigenschaften charakterisiert. Hieraus ergaben sich für das LF-System letztlich feste Betriebsparameter bei Arbeitsfrequenzbereichen von 10Hz bis 10kHz und 10Hz Frequenzauflösung sowie von 100Hz bis 100kHz bei 100Hz Auflösung.

Zur Definition des universelleren HF-Systems ist es erforderlich, an dieser Stelle zunächst die für die Messung an MOX-Gassensoren spezifischen Anforderungen in Art eines Lastenheftes zusammenzutragen. Die grundlegende Systemarchitektur hingegen ergibt sich bereits unmittelbar aus den Ausführungen in Kap. 3. Ausgehend von den Erfordernissen gemäß Lastenheft werden die einzelnen Aufbaublöcke theoretisch entworfen und, wo erforderlich, durch messtechnische Untersuchungen manifestiert. Ebenso wird die Algorithmik zur Impedanzberechnung und das Kalibrierkonzept entwickelt. Diese Arbeiten dienen dann als Grundlage für die spätere technische Realisierung.

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

4.1 Systemanforderungen

Die elementare Grundstruktur des Systems ist durch das Messverfahren unmittelbar einsichtig gegeben und entspricht der Darstellung in Abb. 4.1.1. Zu erkennen ist der Stimulus-Generator, welcher mit seinem Breitbandsignal den Sensor anregt. Sowohl die Sensoranregung (Referenzsignal) wie auch das Response signal werden simultan abgetastet und in der DSP-Einheit wird die Übertragungsfunktion berechnet. Hieraus wird in der Recheneinheit der Impedanzverlauf gewonnen. Die Recheneinheit (CPU) übernimmt ferner die Aufgabe der Systemsteuerung und der Parametrierung, ferner stellt sie das Benutzerinterface sowie die Datenschnittstelle zum Host-Rechner bereit. In Abb. 4.1.1 wurde weiterhin der Funktionsblock 'Heizungsregelung' eingezeichnet, welcher für die Einhaltung definierter Temperaturverhältnisse am Sensor während der Messung zuständig ist.

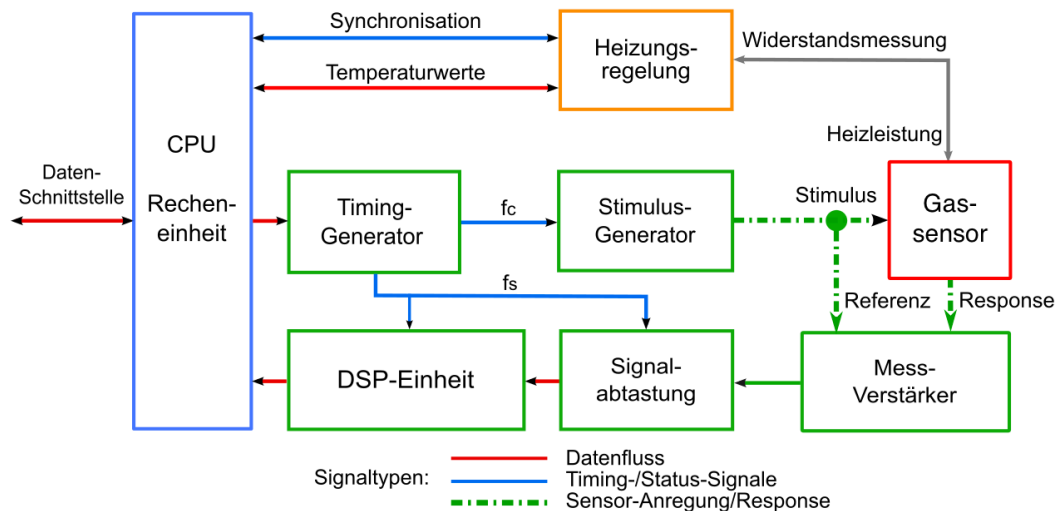


Abb. 4.1.1 Grundstruktur eines Systems zur fourierbasierten Impedanzspektroskopie an Gassensoren.

Das konkrete Design der einzelnen Aufbaublöcke und die Detailstruktur lassen sich erst mit Kenntnis der Anforderungen an das Gesamtsystem festlegen. Deshalb ist es unumgänglich, zunächst ein Anforderungsprofil zu erarbeiten.

Im Folgenden werden die wesentlichen Systemparameter gelistet und diskutiert. Es handelt sich hierbei zunächst um sinnvolle 'Wunschanforderungen', an dieser Stelle noch ohne Beachtung der tatsächlichen technischen Umsetzbarkeit und des erforderlichen Realisierungsaufwands im gesamten Systemverbund. Die wichtigsten Kenngrößen lassen sich wie folgt beschreiben:

Frequenzbereich

Der Frequenzbereich wird durch den Sensortyp bestimmt und kann in weiten Grenzen variieren. Um möglichst vielfältige Anwendungen abdecken zu können, ist ein Gesamtbereich vom 0.1Hz bis 100MHz zu betrachten. Allerdings ist es nicht erforderlich, diesen großen Bereich 'am Stück' vollständig zu überstreichen. In [Hum18] zeigte sich, dass es für einen gegebenen Sensortypus in der Regel ausreichend ist, bis zu maximal 4 Dekaden innerhalb des relevanten Frequenzintervalls abzudecken. Leider orientiert sich der reale Sensor nicht an Dekaden-Grenzen; somit wäre die ideale Situation, ein Fenster von 3 oder 4 Dekaden Umfang beliebig innerhalb des gesamten Bereiches positionieren zu können. Alternativ ist die Positionierung innerhalb einer überschaubaren Anzahl von Bereichen (Ranges) möglich, aus Darstellungsgründen in diesem Fall sinnvollerweise an Dekaden-Grenzen. Ordnet man diese in jeweils um eine Dekade überlappende Bereiche an, so ergeben sich bei Realisierung des vollständigen Frequenzbereiches beispielsweise insgesamt 4 relevante Messbereiche (Abb 4.1.2).

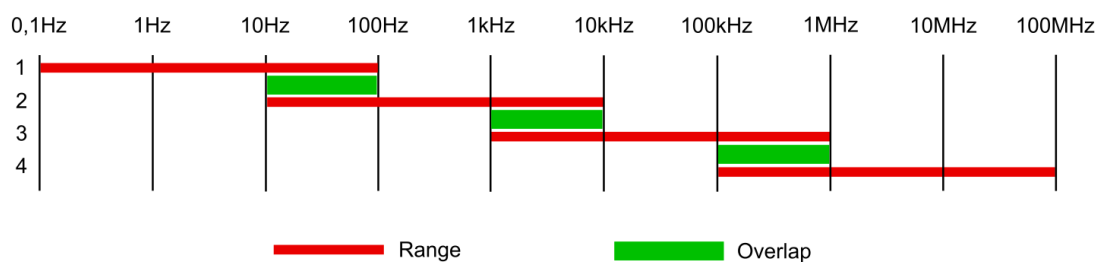


Abb. 4.1.2 Frequenzbereiche mit 1 Dekade Überlappung bei 4 Messbereichen.

Betrachtet man den Gesamtbereich unter Gesichtspunkten der praktischen Relevanz, so ergibt sich ein modifiziertes Bild. Die Bereiche von 0.1Hz...10Hz sowie 10MHz...100MHz kommen in der Praxis deutlich seltener zum Einsatz. Somit ist auch ein modifiziertes Schema mit jeweils zwei Dekaden Überlappung unter Beibehaltung von 4 Messbereichen denkbar (Abb. 4.1.3).

Die Überlappung von 2 Dekaden hat den Vorteil, dass für einen gegebenen Sensor leichter der optimal passende Bereich gefunden werden kann. Eine lineare Aneinanderreihung der Bereiche würde in vielen Fällen eine Umschaltung während der Messung erfordern, was wiederum nicht im Sinne der schnellen kontinuierlichen Messung durch Fourier-Verfahren ist. Bleibt noch die Alternative zu betrachten, dass ein Messbereich 4 oder 5 Dekaden anstatt lediglich 3 Dekaden umfasst. Da die Messzeit pro Zyklus durch die tiefste zu messende Frequenz bestimmt wird, so wird auch in diesem Fall, vom oberen Bereichsende her betrachtet, das Potenzial des Fourierverfahrens nicht ausgeschöpft. Unter diesem Aspekt stellen Messbereiche mit jeweils 3 Dekaden Frequenzumfang einen sehr guten Kompromiss dar.

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

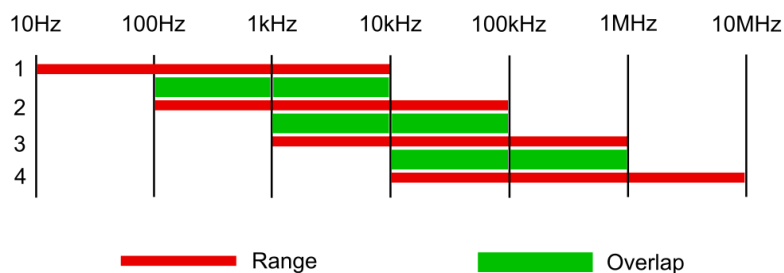


Abb. 4.1.3 Frequenzbereiche mit 2 Dekaden Überlappung und 4 Messbereichen.

Frequenzauflösung

Die in Betracht kommenden Sensoren weisen in der Regel qualitativ ein R||C-ähnliches Verhalten auf. Da die parasitären Induktivitäten, bei sachgerechter Kontaktierung des Messaufbaus, selbst im unteren MHz-Bereich noch kein resonantes Verhalten produzieren (siehe Kap. 4.2.2), darf man von einem insgesamt 'glatten' Verlauf der Messkurven ausgehen. Deshalb darf angenommen werden, dass keine sehr große Dichte der Frequenzstützstellen erforderlich sein wird. Betrachtet man allerdings in Abb. 1.1.1 den typischen Verlauf des Imaginärteils für eine R||C-Kombination, so kann dieser im Minimum, je nach R/C-Verhältnis, recht schmal werden. Die Erfahrungen aus [Hum18] zeigten, dass die Anzahl von 20 Frequenzstützstellen pro Dekade bereits einen in der Praxis brauchbaren Wert darstellen.

Impedanzbereich

Mit den charakteristischen Eigenschaften des Sensors ändern sich auch die zu messenden Impedanzbereiche. Nach den am LMT gemachten Erfahrungen darf man generell davon ausgehen, dass ein Impedanzbereich von insgesamt $1\text{k}\Omega$ bis $1\text{G}\Omega$ in den meisten Fällen die Erfordernisse abdeckt.

Impedanzauflösung

Da gerade die *Impedanzänderungen* von Interesse sind, sollte bei der Auflösung ein möglichst guter Wert angestrebt werden. Eine Auflösung in Betrag und Phase von 0.1% bezogen auf den Endwert des jeweiligen Messbereiches wäre anzustreben.

Grundgenauigkeit

Auf Grund der zur Datenauswertung eingesetzten multivariaten Analyseverfahren ist der absolut gemessene Impedanzwert (Accuracy) nur von untergeordneter Bedeutung. Anforderungen an die absolute Genauigkeit der Messung werden somit von Applikationsseite nicht gestellt. Dennoch sollten sich die Messergebnisse mit denen von Laborgeräten zumindest vergleichen lassen. Deshalb soll an dieser Stelle eine Grundgenauigkeit von besser 2% bezogen auf den Messwert in Bereichsmittle ge-

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

fordert werden. Zu den Rändern der Messbereiche wird eine Verschlechterung auf bis zu 10% in Kauf genommen (siehe auch Diagramm Abb. 3.3.1 für ein Labor-messgerät).

Wiederholgenauigkeit und Stabilität

Anders als mit der Grundgenauigkeit verhält es sich mit der Wiederholgenauigkeit (Precision), der Stabilität und dem Driftverhalten. Während eines Messprogramms, auch über Stunden und Tage, müssen Messungen unter gleichen Bedingungen an einem Messnormal möglichst identische Ergebnisse liefern. Es wird gefordert, dass innerhalb des spezifizierten Arbeitstemperaturbereiches und nach einer Einlaufzeit von 30min, zwei zu beliebig verschiedenen Zeiten an einem reproduzierbar stabilen Referenzobjekt durchgeführte Messreihen um nicht mehr als 0.5% in jedem Punkt voneinander abweichen dürfen. Ein Kalibriermechanismus ist vorzusehen.

Anregungsamplituden

Die Anregungsamplituden müssen so gering gehalten werden, dass (i) das System innerhalb des Aussteuerungsbereiches lineares Verhalten zeigt, und dass (ii) das Sensorverhalten durch den Signalpegel nicht verfälscht wird. Andererseits sollten die Amplituden diese Obergrenzen zwecks Optimierung des Signal-Rausch-Abstandes möglichst weit ausnutzen. In [Sch16] wurde mit $2V_{SS}$ gearbeitet. Hier sollte untersucht werden, inwieweit auch höhere Pegel möglich sind. Idealerweise sollte der Anregungspegel in einem noch zu bestimmenden Bereich einstellbar sein. Dabei werden 4 Inkremente bei jeweiliger Pegelverdopplung als ausreichend erachtet.

DC-Bias Vorgaben

In der Regel wird der Sensor DC-frei betrieben. Für wissenschaftliche Untersuchungen am Sensor wäre eventuell die Möglichkeit der Vorgabe eines variablen DC-Offsets im Bereich von -1V ... +1V zu prüfen.

Mittelwertbildung

Durch synchrone Mittelung der Spektren lässt sich das Rauschverhalten verbessern. Allerdings stellt Mittelung auch für das Nutzsignal eine Tiefpassfilterung dar, was bei der Auslegung der Parameter zu beachten ist. Unter diesem Aspekt steht die Mittelwertbildung nicht immer im Einklang mit der Idee der Fourierspektroskopie. Das System ist deshalb so auszulegen, dass bereits ohne Mittelwertbildung ein für die Messpraxis hinreichendes Signal-Rausch-Verhältnis innerhalb der Bereichsgrenzen erzielt wird. Die Möglichkeit der gleitenden Mittelwertbildung über eine, noch festzulegende, einstellbare Anzahl von Zyklen sollte jedoch vorgesehen werden.

Überwachungsfunktionen

Zur Überprüfung der Güte der Konsistenz zwischen Stimulus-Signal und Response-Signal soll die Überwachung mittels Berechnung der Kohärenzfunktion implemen-

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

tiert werden. So lassen sich manche elektrische Sensordefekte, Kontaktmängel und Fremdeinstreuungen auffindig machen. Die Möglichkeit der Plausibilisierung zwischen Real- und Imaginärteil einer Messung über die Kramers-Kronig-Relationen wäre eventuell sinnvoll und hilfreich; hierüber sollte nach einer praktischen Erprobungsphase entschieden werden.

Heizungsregelung

Eine Heizeransteuerung inklusive Temperaturstabilisierung ist vorzusehen. Der Temperaturbereich von 50°C bis 450°C an der Sensorschicht muss abgedeckt werden können. Die Temperaturkonstanz sollte Werte besser als 1°C erreichen. Auch hier ist der absolute Wert zweitrangig; wesentlich sind Reproduzierbarkeit und die Minimierung von Driften. Es sollen Sensoren mit Widerstandsheizern unterschiedlicher Bauart eingesetzt werden können. Die dazu jeweils erforderliche Heizleistung ist zu ermitteln und soll so bemessen werden, dass auch schnelle Temperatursprünge generiert werden können.

Zyklensynchronisation auf Heizer

Zur Ermöglichung von temperaturzyklischen Messungen sollen Temperaturprofile als Funktion der Zeit definiert werden können. Dabei soll die Impedanzmessung mit einstellbarer Messrate auf die Flanken der Temperatur-Steps synchronisiert und entsprechend auch dargestellt werden können. Es sind Temperaturprofile bis zu 60min Gesamtlänge bei bis zu 10 Temperaturwechseln vorzusehen.

Repetitionsrate der Messung

Während die eigentliche Messzeit durch die untere Frequenzgrenze bestimmt wird, wird die Wiederholrate der Messung, bei einem sequentiellen Systemdesign, durch die anschließenden Prozesszeiten für Signal- und Datenverarbeitung bestimmt. Die Rechenleistung dieser Blöcke sollte so hoch sein, dass zumindest bis zum Messbereich 100Hz...100kHz eine Repetitionsrate von 10 Messungen pro Sekunde möglich wird. Als maximale Repetitionszeit einer Messabfolge sei 60s gefordert. Im Rahmen dieser Möglichkeiten soll die Repetitionsrate über einen externen oder internen Trigger mit variablen Zeitschritten vorgegeben werden können.

Sensorinterface

Eine besondere Bedeutung kommt der Adaptierung des Sensors zu. Hier existieren zwei Schnittstellen, welche es zu beachten gilt. Einerseits ist dies bei wissenschaftlichen Untersuchungen die mechanische Sensoranbindung an den Gasmischer, auf der anderen Seite die elektrische Ankopplung an das Impedanzmessgerät. Letztere ist insofern kritisch, da beispielsweise Kapazitäten im fF Bereich für manche Anwendungen noch reproduzierbar gemessen werden müssen. Dies schließt Leitungen zwischen Messgerät und Sensor praktisch aus, da es bei derart kleinen Kapazitäten nur mit mechanisch nicht verformbaren, fixen Leitersystemen möglich ist, genau de-

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

finierte Kalibrierenebenen zu schaffen. Deshalb wird ein möglichst miniaturisierter Messkopf vorgeschlagen, an dem der Sensor unmittelbar adaptiert wird und somit eine reproduzierbare Kalibrierenebene vorliegt. Der Messkopf enthält die Frontend-Elektronik und muss von Abmessungen und Gewicht so beschaffen sein, dass die mechanische Anbindung an die Probenkammer des Gasmischers praktikabel ist.

Datenausgabe und Darstellung

Das Messgerät muss nicht über ein eigenes Datendisplay verfügen. Die Darstellung erfolgt über den Host-Rechner. Idealerweise soll die Anbindung nicht vom Betriebssystem dieses Rechners abhängen. Als gute Lösung wird die Bereitstellung eines eigenen Web-Servers durch das Messgerät erachtet.

Schnittstellen und Datenformate

Als Datenschnittstelle zwischen dem Messgerät und dem Host-Rechner ist eine Netzwerkschnittstelle sinnvoll (LAN oder WLAN). Es ist ein einfach gehaltener Remote-Befehlssatz vorzusehen, über den die Messfunktionen gewählt werden können und die Messung getriggert werden kann.

Portierbarkeit auf Microcontroller

Es ist ein Konzept zu wählen, welches, zumindest für die niederfrequenten Messbereiche (bis 100kHz), auf einem Microcontroller realisiert werden könnte. Dies erfolgt im Hinblick auf den technischen Feldeinsatz mit fest verbautem Sensor bei geringer Baugröße. Auch ist in diesem Fall der Kostenfaktor von Relevanz.

Stromversorgung und Leistungsaufnahme

Die Stromversorgung sollte mit nominal 12V DC erfolgen (9V...24V). Dadurch wird der Feldeinsatz mit Akku-Versorgung möglich. Im Labor erfolgt die Versorgung über ein handelsübliches Steckernetzteil. Die Leistungsaufnahme darf ca. 10W keinesfalls übersteigen.

Arbeitstemperaturbereich

Als Arbeitstemperaturbereich, innerhalb dessen die Driftspezifikationen einzuhalten sind, werden zunächst Laborbedingungen von 20°C bis 35°C Umgebungstemperatur definiert. Ein nutzbarer Einsatztemperaturbereich von -10°C bis +50°C oder mehr ist im Hinblick auf den Feldeinsatz dennoch anzustreben.

Baugröße

Auch für die Laborversion sind möglichst handliche Abmessungen wünschenswert. Eine Gehäusegröße von ca. 100mm x 200mm x 200mm (HxBxT) sollte nicht überschritten werden.

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

4.2 Systemkomponenten und Aufbaublöcke

Mit Kenntnis der Systemanforderungen lassen sich nun die einzelnen Funktionsblöcke im Detail konzipieren. Dem Verlauf der Signalkette folgend sind dies der Stimulus-Generator, der Messverstärker, die Signalwandlung, die Signalverarbeitung (DSP-Einheit), der Temperaturregler und letztlich die Recheneinheit (CPU). Aus Gründen der Rechenleistung, der Flexibilität und der leichten Modifizierbarkeit wird dabei a priori ein FPGA-basiertes Systemdesign ins Auge gefasst.

4.2.1 Stimulus-Generator

Ungeachtet der gewählten Signalform muss jegliches Anregungssignal zunächst die Forderung erfüllen, dass seine Anregungsamplitude nicht den als linear zu betrachtenden Bereich der gesamten Signalkette übersteigt. Es darf davon ausgegangen werden, dass die Signalelektronik bei den zu erwartenden Amplitudenwerten bei heutiger Technik als hinreichend linear ausgelegt werden kann und die Aussteuerungsgrenzen im Wesentlichen durch das Messobjekt selbst bestimmt werden. Um einen Eindruck von der Größenordnung der Amplitudenwerte zu gewinnen, bei denen der Sensor noch eine lineare Response zeigt, wurden Messungen zunächst an zwei unterschiedlichen Sensoren des Herstellers UST vorgenommen, welche, mit konkretem Projekthintergrund [Hum18], auch im weiteren Verlauf als Testobjekte genutzt wurden. Als Vertreter eines mikrostrukturierten Sensors wurde anschließend noch ein AS-MLV-P2 Sensor [Ams15] vermessen. Selbstredend dürfen aus der Betrachtung von lediglich drei Sensoren noch keine allgemeingültigen Schlüsse gezogen werden, jedoch ergibt sich zumindest eine Abschätzung für die Größenordnungen der möglichen Aussteuerungspegel. Als Messaufbau wurde eine Anordnung nach Abb. 4.2.1 gewählt.

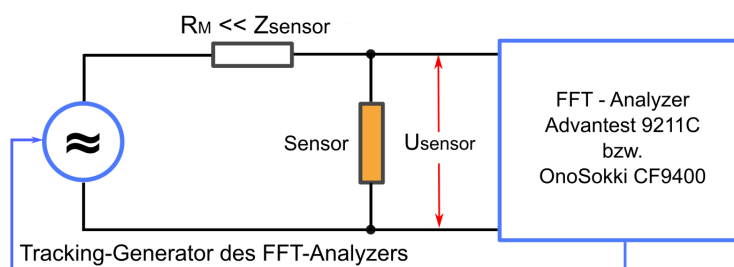


Abb. 4.2.1 Prinzipieller Messaufbau zur Linearitätsuntersuchung.

Dabei wurde der Sensor bei unterschiedlichen Testfrequenzen mit variablen Signalamplituden beaufschlagt und am FFT-Analysator das Einsetzen von Klirrkompone-

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalyzers

ten beobachtet. Zu Kontrollzwecken wurde auf dem Referenzkanal des Analysators simultan das Ausgangsspektrum des klirrfreien eingebauten Tracking-Generators (besser 80dBc) überwacht, um Fehlinterpretationen zu vermeiden. Der Vorwiderstand R_M wurde klein im Verhältnis zur jeweiligen Sensorimpedanz gewählt (25k Ω für UST Sensor), so dass mit guter Näherung mit Spannungseinprägung gearbeitet wurde.

Die Messergebnisse für den Sensor GGS1430T zeigen die Abbildungen Abb. 4.2.2 und Abb. 4.2.3 an Hand von Screenshots. Bei dem bereits relativ hohen Aussteuerungspegel von $3.7V_{SS}$ zeigte der Sensor noch keine Anzeichen von Nichtlinearität. Bei weiterer Pegelsteigerung entwickelte sich die 3. Harmonische und ab etwa $7V_{SS}$ war der Einsatz von Nichtlinearität deutlich zu erkennen (Abb. 4.2.3).

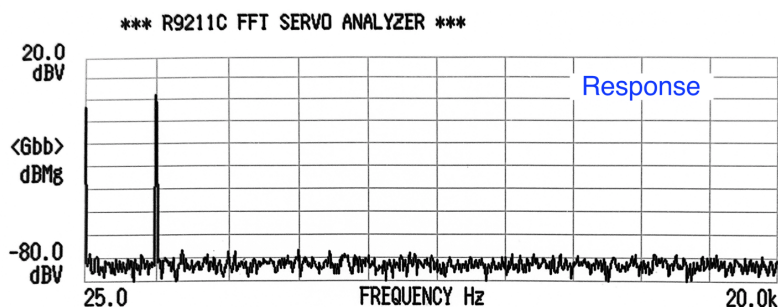


Abb. 4.2.2 Linearitätsuntersuchung am GGS1430T Sensor bei einer Heizertemperatur von 387°C. Am Sensor lagen $3.7V_{SS}$ bei 2kHz an. Die Response zeigt keine weiteren Spektralkomponenten, das System kann als linear angesehen werden.

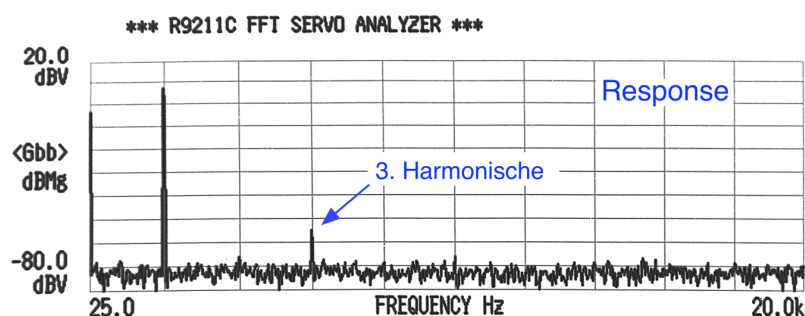


Abb. 4.2.3 Messung wie Abb. 4.2.2, Pegel $7.1V_{SS}$ am Sensor. Die 3. Harmonische zeigt an, dass der streng lineare Aussteuerungsbereich überschritten wurde.

Signifikant höher noch lag der mögliche Aussteuerungsbereich beim Sensor des Typs GGS13430T, wie er speziell für [Hum18] entwickelt wurde. Hier konnte selbst bei $10V_{SS}$ noch keine spürbare Verzerrung festgestellt werden. Es muss angemerkt

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

werden, dass beide untersuchte Sensoren über relative große Chip-Volumina verfügen und sich die Anregungsspannung somit über eine hohe statistische Anzahl von Korngrenzen aufteilt. Für mikrostrukturierte Sensoren werden deshalb deutlich geringere Pegelgrenzen erwartet. Um diese Vermutung zu untermauern, wurden die gleichen Messungen an einem solchen Sensor vorgenommen (AS-MLV-P2). Der Messaufbau war entsprechend Abb. 4.2.1, doch stand nun der moderne OnoSokki CF-9400 Analysator zur Verfügung, welcher über einen höheren Dynamikumfang verfügt als der bereits etwas betagte ADVANTEST 9211C. Ferner wurde der Vorwiderstand, entsprechend der geringeren Sensorimpedanz, auf $1\text{k}\Omega$ angepasst, um vergleichbare Verhältnisse zu haben. Die Messungen wurden bei der im Datenblatt des Sensors angegebenen nominalen Arbeitstemperatur von 300°C durchgeführt. Es zeigte sich, dass deutliche harmonische Verzerrungen hier bereits bei wesentlich geringeren Aussteuerungspegeln auftraten. Wie aus Abb. 4.2.4 zu entnehmen, hat sich bei lediglich 1V_{SS} Aussteuerungspegel der Klirrabstand der 3. Harmonischen im Response-Signal im Vergleich zum Generatorsignal bereits um gut 20dB verschlechtert. Schon bei 400mV_{SS} Generatorpegel konnte ein Abfall des Klirrabstandes um 10dB gegenüber einer 100mV_{SS} Aussteuerung beobachtet werden. Bei 100mV_{SS} waren noch keine Anzeichen von Nichtlinearität zu erkennen. Alle Messungen wurden bei der relativ niedrigen Frequenz von 2kHz durchgeführt um Ableitströme über die kapazitive Heizerkopplung möglichst gering zu halten. Während der Messungen waren alle Sensoren der Laborluft ausgesetzt.

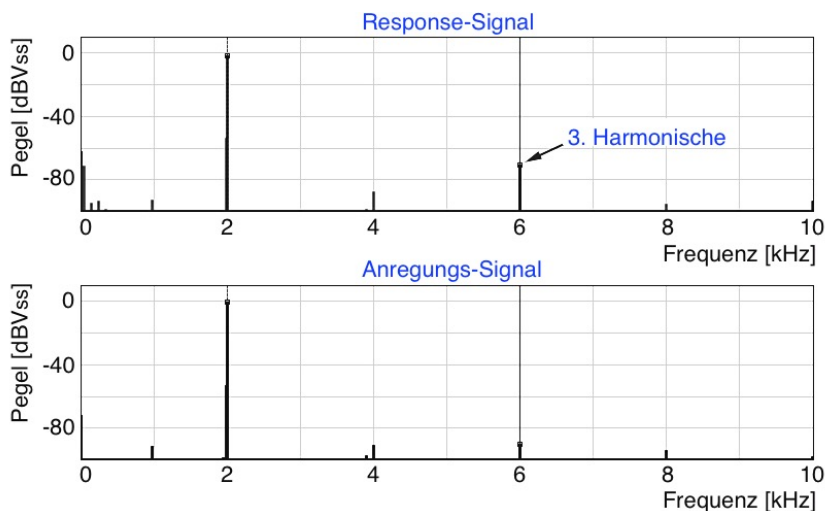


Abb. 4.2.4 Linearitätsuntersuchung am AS-MLV-P2 Sensor bei 300°C Heizertemperatur und 1V_{SS} Aussteuerungspegel. Die 3. Harmonische zeigte einen Anstieg um 21dB gegenüber einer vorausgehenden Messung bei 100mV_{SS} Aussteuerung.

Die Messungen zeigen, dass insbesondere der mikrostrukturierte Sensor empfindlich auf zu hohe Signalpegel reagiert und somit dem Anregungspegel entsprechende

Aufmerksamkeit zu widmen ist. Als Konsequenz aus obigen Messungen wird als Pegel für das Stimulus-Signal ein Maximalwert von $2V_{SS}$ festgelegt und beim HF-System ein einstellbarer Pegelabschwächer vorgesehen. Dieser Wert steht auch sehr gut im Einklang mit modernen $\pm 5V$ versorgten Rail-to-Rail Operationsverstärkern, welche in diesem Aussteuerungsbereich vielfach hervorragende Linearitätseigenschaften aufweisen. Ebenso lässt dieser Wert, beim Einsatz entsprechender AD-Wandler, noch ein relativ gutes SNR über die gesamte Signalkette hinweg erwarten. Nachdem somit die Spitzenpegel der Stimulus-Aussteuerung festgelegt wurden, bleibt die Frage nach dem Anregungssignal als solchem. Aus Gründen der einfachen Realisierbarkeit, der einfachen Parametrierbarkeit, dem guten Crestfaktor sowie der hohen Anzahl an äquidistanten Frequenzstützstellen, fällt im vorliegenden Anwendungsfall die Wahl auf binäre, nullsymmetrische m-Sequenzen. Zur Definition bedarf es lediglich zweier Parameter: der Sequenzlänge L und der Chiprate f_c . Das Frequenzspektrum ist damit vollständig bestimmt.

Betrachtet sei jedoch zunächst der Quotient $T_{MLS} = L/f_c$ also die Zyklusdauer der Sequenz. Diese entspricht gleichzeitig auch der Messzeit zur Aufnahme eines Spektrums. Da die Systemresponse das Faltungsprodukt zwischen Impulsantwort und Stimulus darstellt, ist es einsichtig, dass zum Ende dieser Zeit die Impulsantwort des zu untersuchenden Systems idealerweise vollständig abgeklungen sein muss, um korrekte Messergebnisse zu erhalten [Vor94]. Um zu einer Abschätzung für die minimal erforderliche Zeit T_{MLS} zu gelangen, ist folglich zunächst zumindest die Größenordnung der Dauer der zu erwartenden Impulsantwort zu ermitteln. Dies kann in recht einfacher Weise erfolgen. Betrachtet man dazu eine Messtopologie bestehend aus Messwiderstand R_M und Sensor gemäß Abb. 3.2.4, so lässt sich diese, da $R_M \ll R_{gb}$ des Sensors gewählt wird, in hinreichend guter Näherung durch einen RC-Tiefpass 1. Ordnung beschreiben. Der Exponentialverlauf der *Sprungantwort* eines solchen Gliedes ist bekannt [Kup73]. Differentiation nach der Zeit liefert eine Abschätzung für das Abklingen der *Impulsantwort*:

$$\frac{dR_s(t)}{dt} \sim \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{mit } \tau = R_M C_{sensor} \quad (\text{G. 4.1})$$

Darin beschreibt $R_s(t)$ den Zeitverlauf der Sprungantwort und τ entspricht der Zeitkonstanten der RC-Kombination.

Sei nun für einen hochohmigen Sensor als worst-case Szenario die Kapazität mit $C=5\text{pF}$ angenommen und für den Messwiderstand $R_M=500\text{k}\Omega$ angesetzt, so ergibt sich eine Zeitkonstante von $\tau=2.5 \cdot 10^{-6}\text{s}$. Für einen niederohmigeren Sensor, wie etwa der AS-MLV-P2, erhält man mit konservativ angenommenen Werten wie etwa $R_M=25\text{k}\Omega$ und $C=15\text{pF}$ eine Zeitkonstante von $3.75 \cdot 10^{-7}\text{s}$. Fordert man ein Abklingen der Impulsantwort auf $1/1000$, also um 60dB, so lässt sich aus (G. 4.1) sofort ableiten, dass dies nach einer Zeit $t_{60\text{dB}} = 6.9\tau$ erfolgt ist. Daraus ergibt sich eine effektive Abklingzeit von $17\mu\text{s}$ für den hochohmigen Sensor und $2.6\mu\text{s}$ im nieder-

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

ohmigen Beispielfall. Gegen diese Werte ist die gewählte m-Sequenz letztlich zu prüfen.

Zur Festlegung der m-Folge selbst betrachtet man zunächst die höchste gewünschte Nutzfrequenz der Messung. Am Beispiel des 100kHz-Systems für [Hum18] sei die Prozedur erläutert; für das HF-System skalieren die Werte entsprechend. Es beträgt, wie der Name bereits zum Ausdruck bringt, die obere Messfrequenz 100kHz. Sodann muss entschieden werden, bis zu welcher Komponente das Stimulusspektrum genutzt werden soll (siehe Abb. 3.2.9). Im vorliegenden Fall fiel die Entscheidung für $f_c/4$, da dann einerseits der Pegelabfall mit 0.9dB noch gering ist und andererseits, wie später noch gezeigt, bei einer moderaten Überabtastung mit vertretbarem Filteraufwand gute Aliasing-Eigenschaften im oberen Bereich der Nutzfrequenz erzielt werden können. Gemäß der Ausführungen aus Kap. 3.2.3 folgt hieraus die Festlegung auf eine PN12-Sequenz mit $f_c=409.5\text{kHz}$. Man erhält somit einen 'geraden' Frequenzkamm mit 100Hz Linienabstand bei einer unteren Frequenzgrenze von 100Hz und 100kHz als oberster Messfrequenz. Als Generatorpolynom wurde $g_{12}(x)=x^{12}+x^6+x^4+x+1$ gewählt, welches entsprechenden Tabellen [Fin97] entnommen wurde. Die sich so ergebende Sequenzdauer von 10ms erfüllt für alle Messbereiche bei Weitem die aus (G. 4.1) resultierenden Anforderungen.

Die am Ausgang des PN-Generators anliegende Sequenz enthält noch Spektralkomponenten bis hin zu sehr hohen Frequenzen. Um Nyquist-konforme Abtastung sicherzustellen, bedarf es noch der entsprechenden Filterung. Hierzu gibt es prinzipiell zwei Möglichkeiten: entweder unmittelbar nach dem PN-Generator oder aber für beide Messzweige getrennt direkt vor den AD-Wandlern. Letztere Lösung hat den Vorteil, dass etwaige Störeinstreuungen in die Signalkette sowie Vorverstärkerrauschen ebenfalls der Filterung unterliegen. Zum Nachteil gereicht allerdings, dass nunmehr 2 Filter erforderlich werden, welche über Temperatur und Alterung einen möglichst perfekten Betrags- und Phasengleichlauf aufweisen sollten. Da eine, wie in Abschnitt 4.2.3 noch zu diskutieren, recht hohe Filterordnung erforderlich ist, ist dies mit analogen Filtern auf Grund der Bauteiltoleranzen und des Temperaturgangs im benötigten Maß nur sehr schwierig zu erfüllen. Zwar wird auf jeden Fall eine Grundkalibrierung vorgenommen werden müssen, da perfekter Kanalgleichlauf nie zu erreichen sein wird, jedoch macht es im Handling oder gar im Feldeinsatz einen beträchtlichen Unterschied, ob diese Grundkalibrierung sich als langzeitstabil erweist, oder ob ein häufiges Nachkalibrieren erforderlich wird. Aus diesem Grund wurde zu Gunsten einer Struktur entschieden, bei der die Signalfilterung mit hoher Ordnung einmalig im Generator vorgenommen wird und unmittelbar vor den AD-Wandlern lediglich noch eine moderate Tiefpassfilterung mit niedriger Ordnung erfolgt.

Diese Thematik ist im Rahmen dieses Abschnitts deshalb von Relevanz, weil beim Durchgang einer PN-Sequenz durch einen Tiefpass interessante Dinge passieren. Dazu betrachte man den Crestfaktor C_F . Wie bereits in Kap. 3.2.3 gezeigt, beträgt der Crestfaktor der idealen, ungefilterten m-Sequenz $C_F=1$. Nach Durchlaufen eines

Tiefpasses wird dieser ideale Wert erheblich von 1 abweichen; wie erheblich ist abhängig von dessen Systemordnung, der Grenzfrequenz und der Charakteristik, oder kurz gesagt, von der Impulsantwort des Filters. Eine sehr anschauliche Erklärung für dieses Phänomen wird in [Alr83] gegeben und zwar mit dem Prinzip des 'matched filters'. Derartige Filter sind (nicht nur) in der Radartechnik seit vielen Jahren bekannt [Cob93] und sind dadurch charakterisiert, dass ihre Übertragungsfunktion $\underline{H}_F(\omega)$ konjugiert komplex zum Frequenzgang des anliegenden Signals $\underline{S}(\omega)$ ist, also $\underline{H}_F(\omega) = \underline{S}^*(\omega)$. Im Zeitbereich bedeutet dies, dass die Impulsantwort $h(t)$ zeitinvers zur Signalsequenz liegt, $h(t) = s(-t)$. Ist letztere Bedingung erfüllt, erhält man am Ausgang des Filters einen entsprechenden Korrelations-Peak.

Für hinreichend lange PN-Folgen tritt näherungsweise dieser Fall mit einer von Null verschiedenen Wahrscheinlichkeit für einzelne Sequenzabschnitte auf, was die mit dem Oszilloskop auch zu beobachtenden, teils erheblichen, Spannungsspitzen innerhalb eines TP-gefilterten PN-Signals erklärt. Dies wiederum geht mit einer Erhöhung des Crest-Faktors einher.

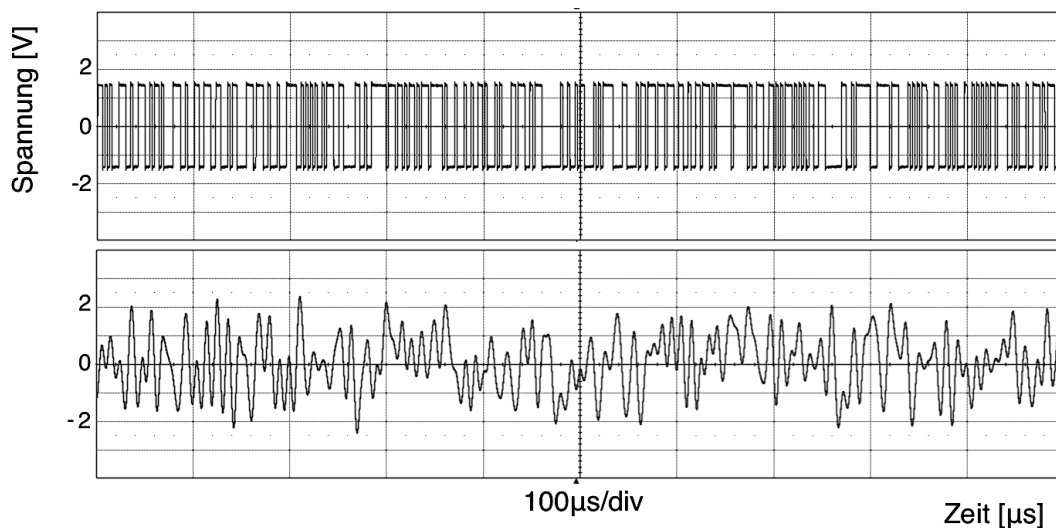


Abb. 4.2.5 Ausschnitt aus der PN12-Sequenz des 100kHz LF-Systems. Oben die originale, binäre Sequenz mit einem Pegel von $3V_{SS}$ und unten das TP-gefilterte Signal, welches eine Amplitude von $4V_{SS}$ übersteigt.

Abb. 4.2.5 zeigt dies sehr anschaulich. Sie zeigt einen Ausschnitt aus der PN12-Sequenz des 100kHz LF-Systems einmal in der direkt von einem FPGA erzeugten Form sowie den TP-gefilterten Verlauf des gleichen Signals. Es wird deutlich, dass der bisweilen so sehr betonte Crestfaktor von $C_F=1$ der m-Sequenz, für die vorliegende Applikation betrachtet, lediglich eine 'Milchmädchenrechnung' darstellt. Um ein Gefühl für die Auswirkung der Tiefpassfilterung auf den Crestfaktor zu bekommen, wurden entsprechende Voruntersuchungen mit Filtern verschiedener

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

Grenzfrequenz und Charakteristiken durchgeführt. Dazu wurde ein programmierbares Analogfiltermodul vom Typ Kemo BM8 verwendet. Es wurde die im späteren Messsystem eingesetzte PN12-Sequenz mit einer auf den Einstellbereich des Filters angepassten Chiprate eingespeist und unter Variation der Filterparameter der jeweilige Crest-Faktor am Filterausgang bestimmt. Die Filterordnung betrug für alle Messungen 8.

Da das Handbuch des BM8-Moduls leider keine hinreichenden Aussagen über die Charakteristiken der 3 implementierten Filter liefert, wurde zuvor jedoch die Impulsantwort dieser Filter aufgezeichnet. In Abb. 4.2.6 ist außer der Impulsantwort noch der zugehörige Amplituden-Frequenzgang dargestellt. Letzterer wurde für die Darstellung durch Fouriertransformation mit relativ wenigen Frequenzstützstellen aus der Impulsantwort gewonnen und soll an dieser Stelle lediglich der qualitativen Illustration dienen. Der Anregungsimpuls hatte eine Dauer von 200ns bei einer Anstiegszeit von 2.9ns. Aus den Dämpfungsverläufen sowie aus zusätzlichen, mit einem Netzwerkanalysator durchgeführten, hier jedoch aus Platzgründen nicht wiedergegebenen, Präzisionsmessungen der Welligkeit im Durchlassbereich lässt sich aus dem Vergleich mit Simulationsergebnissen (mittels [low14]) folgern, dass es sich bei den in Abb 4.2.6 dargestellten Charakteristiken in etwa um folgende handelt: ähnlich Chebychev, Butterworth, ähnlich Gauss (Abfolge 1 bis 3 in Abb. 4.2.6).

Für den Crestfaktor nach Durchlaufen der unterschiedlichen Filter ergaben sich die in Tabelle Tab. 4.2.1 zusammengefassten Werte.

Eckfrequenz	Chebychev *)	Butterworth	Gauss *)
$f_c/4$	2.45	2.35	2.11
$f_c/4+10\%$	2.38	2.25	1.97
$f_c/4-10\%$	2.55	2.41	2.17
$f_c/2$	2.08	1.86	1.53

Tab. 4.2.1 Crestfaktoren der TP-gefilterten PN12-Sequenz bei unterschiedlichen Filtercharakteristiken und Eckfrequenzen. *) Verlauf nur näherungsweise.

Aus obiger Tabelle lässt sich entnehmen, dass wirklich praxisrelevante Verbesserungen von C_F nur mit einem $f_c/2$ Filterkonzept zu erzielen sind. Dieser Punkt wird in Abschnitt 4.2.3 noch näher betrachtet. Legt man jedoch $f_c/4$ Filterung zu Grunde, so zeigt sich, dass die gewählte Filtercharakteristik bezüglich C_F keinen allzu dominanten Einfluss mehr hat und die Auswahl nach Gesichtspunkten der Minimierung von Aliasing-Effekten erfolgen sollte.

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

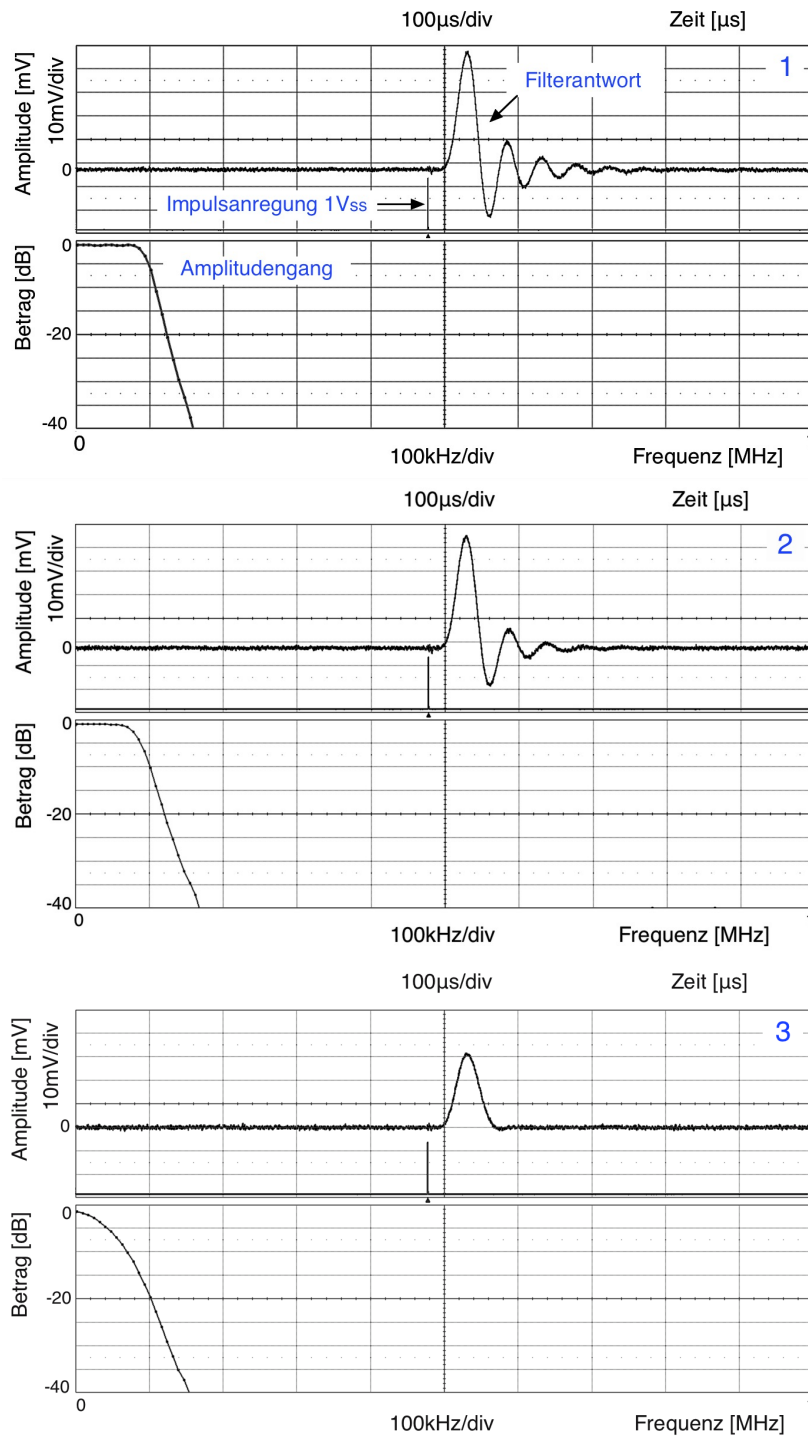


Abb. 4.2.6 Filter 8. Ordnung des BM8-Moduls mit unterschiedlicher Charakteristik. Grenzfrequenz 95kHz, von 1 nach 3 zunehmende Dämpfung der Impulsantwort. oben: Impulsantwort, unten: Betrags-Frequenzgang, Erläuterungen siehe Text. Gemessen mit LeCroy 'WaveRunner 640Zi'.

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

Für das LF-System, sowohl für die 100kHz Variante wie auch für die 10kHz Variante, wurde letztlich ein modifiziertes Butterworth-Filter 10. Ordnung gewählt, mit leichter Frequenzanhebung im Übergangsbereich, welche den Abfall des sinc^2 -Frequenzgangs der m-Sequenz im oberen Frequenzbereich kompensiert. Der am Generatorausgang gemessene Crestfaktor beträgt für diese Auslegung $C_F=2.43$. Der realisierte Summenfrequenzgang ist in Abb. 4.2.7 wiedergegeben. Für das HF-System wurden zum Teil etwas andere Wege besprochen, siehe Abschnitt 4.2.3.

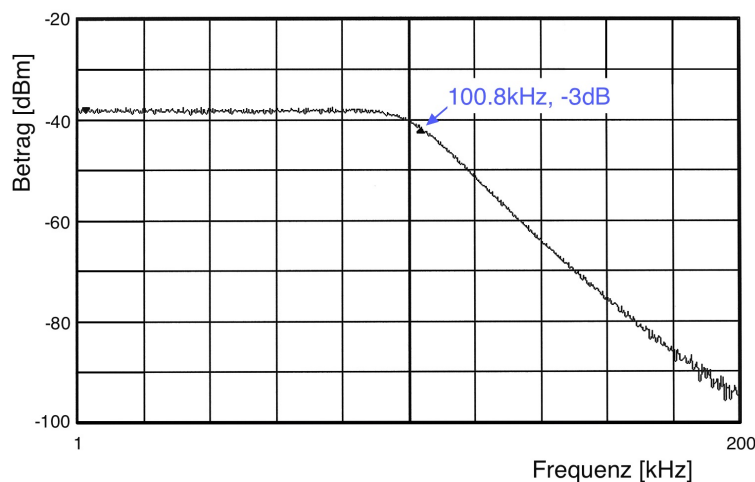


Abb. 4.2.7 Summenfrequenzgang von Signalfilter und PN12-Sequenz mit einer -3dB Eckfrequenz von 100.8kHz. Gemessen mit R&S FSU mit vorgeschaltetem Abschwächer am Ausgang des Stimulus-Generators des 100kHz LF-Systems.

Bleibt noch zu erwähnen, dass mit fortschreitend niederfrequenterer Filterung des PN-Signals auch dessen Amplitudenstatistik eine zunehmend starke Veränderung erfährt. Mit Absenken der Grenzfrequenz des Tiefpasses und somit zunehmendem Crestfaktor mutiert gleichzeitig auch das Amplitudenhistogramm immer deutlicher von der Zwei-Linien Struktur der ungefilterten Sequenz hin zum Gauss-Profil eines stochastischen Rauschprozesses. Dieses Verhalten konnte im Rahmen obiger Messungen des Crestfaktors mittels eines Oszilloskops, welches über entsprechende Statistikfunktionen verfügt (R&S RTO-2014), sehr eindrucksvoll beobachtet werden. Beschrieben wurde der Effekt bereits in [Alr83]. Allerdings setzt sich dieser Prozess nicht bis hin zu beliebig tiefen Frequenzen fort, da mit zunehmender Filterung die Anzahl der Fourierkomponenten im Signal stets weiter abnimmt. Bei einer Grenzfrequenz der TP-Filterung von etwa $f_c/10$ für eine PN12-Sequenz war der Effekt am deutlichsten ausgeprägt; für größere Codelängen verringert sich die Grenzfrequenz entsprechend.

4.2.2 Aspekte zum Messverstärker

In Abb. 2.2.4 wurde bereits das grundlegende Impedanzmodell der Sensorschicht vorgestellt. Dieses enthält jedoch noch nicht die Modellierung der Heizerstruktur, der Kontaktierung sowie die Einflüsse des Gehäuses und der Zuleitungen. Deshalb soll zunächst ein verfeinertes Modell, welches auch die parasitären Elemente in Betracht zieht, entworfen und charakterisiert werden. Diese Modellierung betrachtet nicht die physikalischen Leitungsmechanismen der Sensorschicht, sondern bezieht sich vielmehr auf die Einbettung der unterschiedlichen Beiträge innerhalb eines Gesamtnetzwerks.

Ein solches Ersatzschaltbild wird naturgemäß wesentlich vom technischen Aufbau des Sensors bestimmt. Betrachtet man eine Struktur nach Abb. 2.2.1, welche prinzipiell, jedoch nicht im Detail dem Aufbau zahlreicher Sensoren entspricht, so lässt sich für diese Art von Sensor, unter der idealisierten Annahme hoher Aufbausymmetrie, die in Abb. 4.2.8 dargestellte Ersatzschaltung ableiten. Die Dicke der aktiven Sensorschicht wurde darin nicht als vernachlässigbar angenommen, woraus Z_{ST} resultiert.

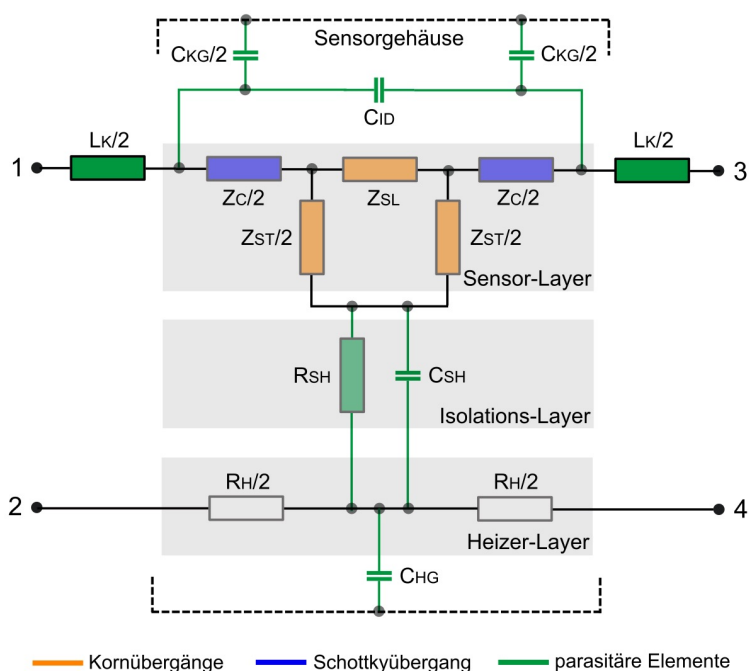


Abb. 4.2.8 Ein mögliches Sensor-Netzwerkmodell mit konzentrierten Elementen.

C_{KG}	Kapazität zwischen Kontaktstruktur und Gehäuse
C_{ID}	Kapazität der Interdigitalstruktur der Kontaktierung
L_K	Induktivität der Kontakt-Zuleitungen

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

Z_C	Impedanz aus $R C$ des Schottkyübergangs zwischen Interdigitalstruktur und Körnern
Z_{SL}	Impedanz der Sensorschicht in lateraler Richtung ($R_b + R_{gb} CPE$ in Abb. 2.2.7)
Z_{ST}	Impedanz der Sensorschicht in transversaler Richtung
C_{SH}	Kapazität zwischen Sensorschicht und Heizerstruktur
R_{SH}	ohmscher Widerstand zwischen Sensorschicht und Heizerstruktur
R_H	ohmscher Widerstand des Heizers
C_{HG}	Kapazität zwischen Heizer und Gehäuse

Bei diesem Modell wurden, ausgehend von der Symmetriestruktur des Sensors, die parasitären Elemente der Anschlüsse, der Kontaktierung (Interdigitalstruktur) sowie die von Gehäuse und Heizer mit einbezogen. Für die impedanzmäßige Untersuchung des Sensors ist die laterale Impedanz Z_{13} zwischen den Punkten 1 und 3 (Abb. 4.2.8) ohne die Einflüsse von Ableitströmen von Interesse. Z_{13} beinhaltet, neben der Impedanz der Schottkyübergänge, die parasitären Elemente C_{ID} und L_K . Letztere ergeben sich aus der Sensorkonstruktion und sind ebenfalls als konstant und separierbar anzusehen. Messungen mit einem E4980A RLC-Meter bei 2kHz Messfrequenz ergaben an einem geöffneten Sensor der Bauart gemäß Abb. 2.2.3 (GG1430T), mit auf etwa ein Drittel eingekürzter Anschlusslänge, 7nH für L_K . Für C_{ID} konnte an einem Sensordummy nach Bauart Abb. 4.2.9, welcher speziell für Messzwecke ohne aktive Sensorschicht und ohne Gehäuse von UST gefertigt wurde, ein Wert von etwa 700fF ermittelt werden. Die Werte variieren sehr stark mit dem Sensoraufbau und sollen an dieser Stelle lediglich einen Eindruck von der zu erwartenden Größenordnung vermitteln.

Neben obigen parasitären Elementen existieren jedoch auch transversale Strukturen, welche sich in den Impedanzen Z_{12} bzw. Z_{34} wiederfinden und die, je nach Ausführung der Signalerfassung, durch ihre frequenzabhängigen Ableitströme die Messung von Z_{13} beeinflussen. Zu diesen parasitären Elementen gehören die Gehäusekapazitäten C_{KG} und C_{HG} ebenso wie die Impedanz zwischen Sensorschicht und Heizerstruktur. Die Gehäusekapazitäten liegen für den GGS1430T Sensor beispielsweise im Bereich von 1.2pF. Das Gehäuse des GGS1430T weist keinen eigenen Anschluss auf und ist auch intern nicht kontaktiert, 'floatet' also hinsichtlich des DC-Potenzials. Ableitströme könnten folglich lediglich über den Isolationswiderstand der umgebenden Atmosphäre oder, in eingebautem Zustand, über Verunreinigungen zum Platinenmaterial hin entstehen, was in den seltensten Fällen als realistisch angenommen werden muss. Zu beachten ist allerdings, dass über das Gehäuse eine Serienschaltung von C_{KG} und C_{HG} zustande kommt, welche als Parallelkomponente in Z_{12} eingeht.

Die Ableitimpedanz zwischen Sensorschicht und Heizer setzt sich zusammen aus der Parallelschaltung von R_{SH} und C_{SH} . Der Heizer ist in der Regel als niederohmiger Widerstandsheizer ausgeführt, und somit besteht auf jeden Fall eine nieder-

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

ohmige Ankopplung gegen das Bezugspotenzial des Heizers. Inwieweit dies von Relevanz ist, hängt von der Schaltungsstruktur der Messanordnung ab und wird später noch weitergehend betrachtet. Untersucht man die Ableitimpedanz zum Heizer näher, so wird diese zunächst durch feste Geometriefaktoren und die DK der Isolationsschicht bestimmt; ferner durch die Leitfähigkeit der Isolationsschicht. Für Präzisionsmessungen ist diese Größe nicht unmittelbar zugänglich, da bei Messung von Z_{12} gemäß Abb. 4.2.8 die Impedanzen Z_{ST} und Z_C mit einfließen. L_K hat auf Grund seines sehr kleinen Wertes bei Messfrequenzen selbst noch im unteren MHz-Bereich keinen wirklich spürbaren Einfluss. Z_{ST} stellt bei dieser Betrachtung, geometrisch gesehen, die transversale Impedanz dar, wie sie durch die Kornstruktur über die Schichtdicke des Sensors gegeben ist. Bei Messung von Z_{12} unter gleichbleibender Atmosphäre bei unterschiedlichen, ansteigenden Temperaturen wäre folglich mit einer Erhöhung des kapazitiven Anteils zu rechnen, während der ohmsche Anteil bei sehr hohen Werten lediglich eine geringe Variation aufzeigen sollte. Eine Messung unter synthetischer Luft bei $T=23^\circ\text{C}$ und $T=227^\circ\text{C}$ konnte am GGS1430T das kapazitive Verhalten bestätigen; für den ohmschen Anteil, der bei 23°C mit ca. $50\text{G}\Omega$ erwartungsgemäß hoch lag, wurde jedoch bei der hohen Temperatur ein Absinken auf $143\text{M}\Omega$ beobachtet.

Zur weiteren Untersuchung wurden ferner auch Messungen an Sensoren der Bauart nach Abb 4.2.9 vorgenommen. Hier liegen Heizerstruktur und Schichtkontaktierung planar in der gleichen Ebene. Außerdem ist der Heizer seitensymmetrisch zur Sensorfläche angeordnet. Ein Gehäuse ist nicht vorhanden. Von diesem Modell lagen zwei Varianten vor: eine als kompletter Sensor mit aktiver Schicht und eine ohne Sensorschicht, aber mit der interdigitalen Kontaktstruktur. Letztere Variante wurde von UST speziell im Hinblick auf die messtechnische Zugänglichkeit der parasitären Elemente hergestellt.

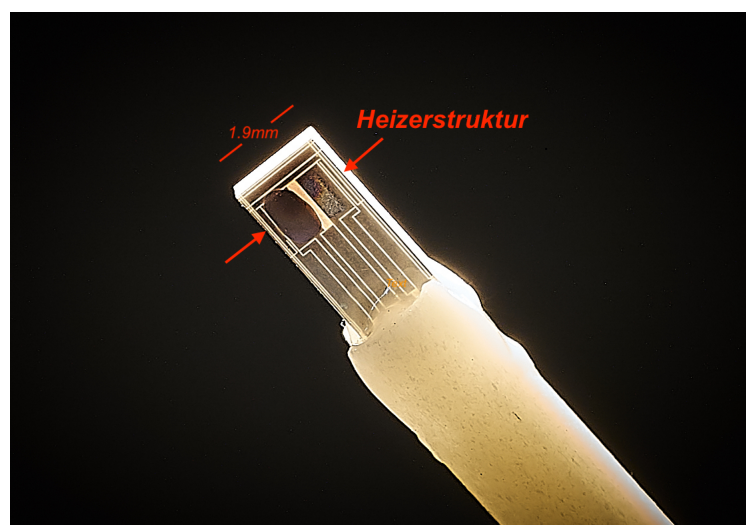


Abb. 4.2.9 Sensor mit symmetrischem Heizer, Versuchsmodell von UST speziell für [Hum18] gefertigt. Erläuterungen siehe Text.

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

An beiden Modellen wurden obige Messungen wiederholt. Ohne aktive Schicht zeigten sich die erwarteten Ergebnisse. Über den gesamten Temperaturbereich blieb C_{SH} mit 700fF weitestgehend konstant, während R_{SH} mit $>50G\Omega$ durch das E4980A nicht mehr sicher gemessen werden konnte. Die gleiche Messung an der Variante mit aktiver Schicht hingegen zeigte wiederum eine deutliche Verringerung von R_{SH} mit zunehmender Temperatur, in diesem Fall von $35G\Omega$ auf $1.2G\Omega$.

Zusammenfassend lässt sich bereits aus obigen überschlägigen Betrachtungen folgern, dass parasitäre Effekte messtechnisch durchaus eine Rolle spielen können, verstärkt bei solchen Sensortypen, deren Schichtimpedanzen in ähnlichen Größenordnungen liegen wie die der parasitären Elemente. Dies wird besonders offensichtlich am AS-MLV-P2 Sensor; hier liegt die gemessene Kapazität zwischen Schicht und Heizer bei etwa 12pF. Das ist ein Wert, welcher, auf Grund der hohen Ableitströme über den Heizer, aussagekräftige Impedanzmessungen mit konventionellen Messaufbauten fast unmöglich macht, es sei denn, der Heizer wird *streng* galvanisch getrennt aus einem Akku versorgt.

Inwieweit dieser Situation durch eine angepasste Schaltungsvariante des Messverstärkers Rechnung getragen werden kann, soll nun näher untersucht werden. Abb. 4.2.10 zeigt das Messprinzip, wie man es bei marktüblichen Messsystemen häufig vorfindet.

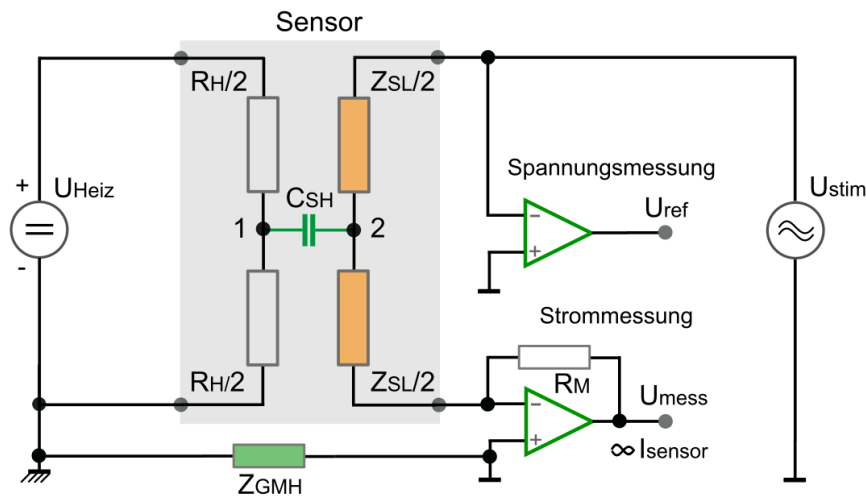


Abb. 4.2.10 Messaufbau bei unsymmetrischer, auf Signalground bezogener Sensoranregung. Erläuterungen zu Z_{GMH} siehe Text.

Selbst bei galvanischer Potenzialtrennung zwischen Heizerversorgung und Messkreis lässt sich im realen Messaufbau eine Kopplung über parasitäre Elemente, hier durch Z_{GMH} symbolisiert, nie ganz verhindern. Solch ein Element könnte beispielsweise die Wicklungskapazität des Transformators bei Trennung durch DC/DC-Wandler sein. Da in der Regel, auf Grund der Hochohmigkeit vieler Sensoren, bei sehr kleinen Messströmen gearbeitet wird, bewirken die Ableitströme über C_{SH} und

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

Z_{GMH} eine merkliche Verfälschung der Messung. Einen Eindruck hiervon vermittelt Abb. 4.2.11. Diese zeigt eine Spice-Rechnung bei unsymmetrischer Anregung. Die gewählten Sensordaten entsprechen einer mittelohmigen Messsituation mit starker kapazitiver Heizerankopplung. Da eine perfekte Sensorsymmetrie, wie in Abb. 4.2.10 noch angenommen, in der Realität nie vorkommen wird, wurden leicht asymmetrische Werte für Heizer und Schicht angesetzt. Jedoch auch perfekte Sensorsymmetrie liefert in dieser Schaltungsvariante qualitativ keine wesentlich anderen Ergebnisse.

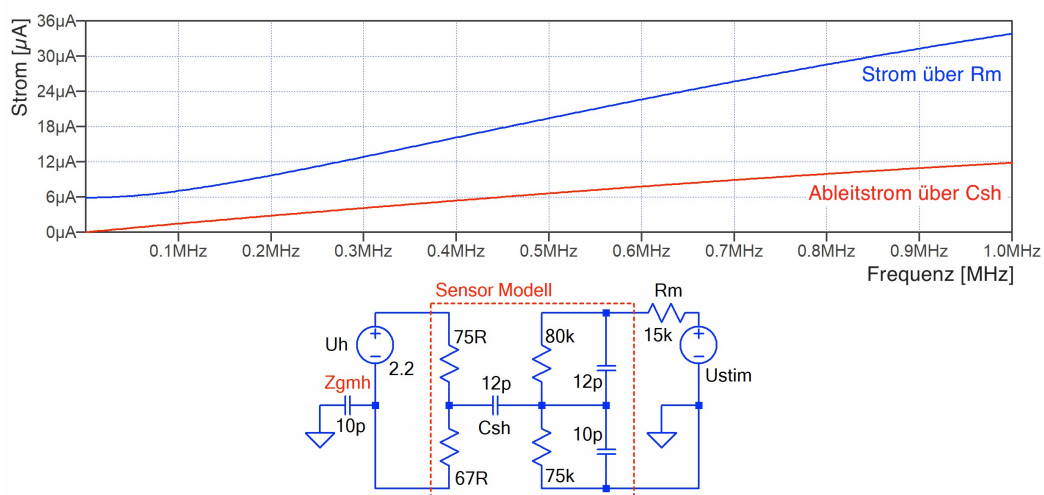


Abb. 4.2.11 Ableitstrom über den Heizer bei unsymmetrischer Sensoranregung und Gesamtstrom über den Messwiderstand. Berechnet mit LTSpice.

Es wurde galvanische Trennung zwischen Heizerkreis und Messkreis angenommen, mit einer Koppelkapazität von 10pF zwischen beiden Grounds. Die Rechnung erstreckt sich von 1Hz bis 1MHz und es zeigt sich, dass, je nach Frequenz, bis zu fast 30% des Stimulus-Stromes als Ableitstrom über den Heizer fließen; ein nicht vertretbarer Wert. Aus dieser Feststellung folgt, dass für die Messung an Gassensoren mit ihrer spezifischen Heizerstruktur ein anderer Weg beschritten werden sollte. Dazu sei Abb. 4.2.12 betrachtet. Hier ist zunächst eine voll symmetrische, differentielle Einspeisung zu erkennen, sowohl bezüglich der Signaleinspeisung wie auch der Heizerversorgung. Die Messung des Sensorstromes erfolgt nicht mehr mittels IU-Wandler, sondern über die differenzielle Spannungsmessung an einem gesplitteten, symmetrischen Messwiderstand R_M . Formal entspricht dies der Ausgangssituation in Abb. 3.2.4. Die Struktur bewirkt, dass sich die Punkte 1, 2 und 3 in Abb. 4.2.12 für das Anregungssignal wechsellspannungsmäßig auf gleichem Potenzial befinden und somit, perfekte Symmetrie aller Komponenten vorausgesetzt, keine Ableitströme über C_{SH} fließen.

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

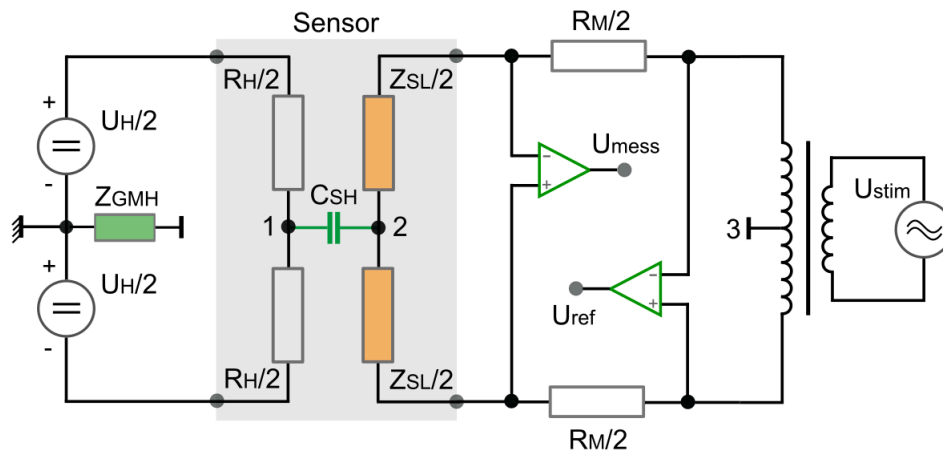


Abb. 4.2.12 Symmetrische Differenztopologie von Anregungssignal und Messung. Die Transformator-Ankopplung soll lediglich das Prinzip besser verdeutlichen.

Auch für diese Schaltungsvariante wurde eine Spice-Simulation gerechnet, ebenfalls mit desymmetrierten Komponenten, identisch wie bereits zuvor. Die Ergebnisse sind in Abb. 4.2.13 dargestellt.

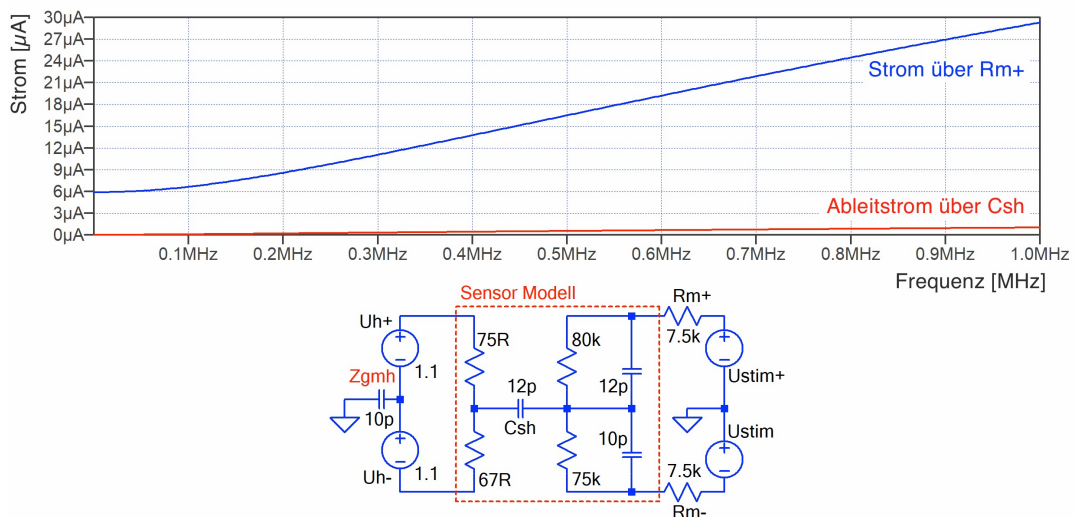


Abb. 4.2.13 Ableitstrom über die Heizerkapazität bei symmetrischer Mess-Struktur. Erstellt mit LTSpice.

Vergleicht man beide Simulationsergebnisse miteinander, so stellt man fest, dass sich, unter den angenommenen Sensorparametern, eine Verbesserung von fast 20dB zugunsten der symmetrischen Variante ergibt. Natürlich variiert dieser Wert jetzt

stark mit den realen Symmetrieeigenschaften des Sensors. Es konnte bei messtechnischer Untersuchung an einem Testaufbau unter Laborluft 9.8dB für einen GGS-1430T Sensor und 21dB für einen AS-MLV-P2 mit seiner ungünstigeren Heizerstruktur ermittelt werden. Der symmetrische Aufbau ist somit auf jeden Fall im Vorteil. Folglich wurde bei der Realisierung des Messverstärkers dieser Struktur auch der Vorzug gegeben (Abb. 4.2.14). Sicherlich kann bei Laboruntersuchungen die Heizerspeisung aus einem Akku erfolgen, wodurch, abgesehen von eventuellen parasitären Kapazitäten durch ungeschickte Leitungsführung, eine ideale galvanische Trennung in jeder der beiden Konfigurationen gegeben ist. Für den realen Einsatz in der Praxis stellt dies jedoch keine Option dar.

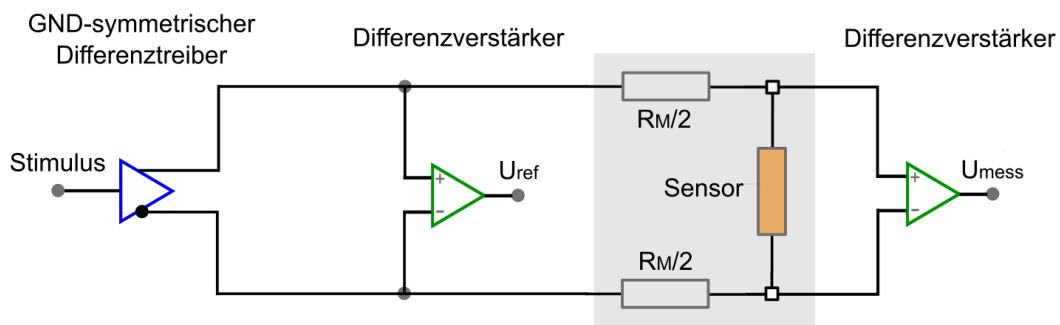


Abb. 4.2.14 Streng symmetrischer Aufbau des Messverstärkers; hier dargestellt ist nur der Signalzweig. Die entsprechende Heizernsteuerung siehe Kap. 4.2.4.

Der effektive Messwiderstand $2R_M/2$ bildet in dieser Anordnung zusammen mit der kapazitiv geprägten Impedanz des Sensors makroskopisch einen Tiefpass 1. Ordnung und ergibt somit die zu bestimmende Übertragungsfunktion. Die Berechnung der Sensorimpedanz erfolgt dann prinzipiell gemäß (G. 3.20). Besondere Aufmerksamkeit muss dabei der Wahl von R_M geschenkt werden. Einerseits muss der Messwiderstand im Verhältnis zur maximalen Sensorimpedanz im untersuchten Frequenzbereich hinreichend groß gewählt werden, um bei der nachfolgenden AD-Wandlung für die Quantisierung verwertbare Signaldifferenzen zu erhalten. Hier bestimmt das in der Signalerfassung erzielbare SNR den Mindestwert. Andererseits darf, aus dem gleichen Grund, durch eine zu hohe Wahl von R_M die Grenzfrequenz nicht zu sehr abgesenkt werden, da in diesem Fall die Signalpegel des Response-Kanals zu hohen Frequenzen hin stark abfallen. Außerdem ist zu beachten, dass mit einer Herabsetzung der Grenzfrequenz eine Verlängerung der Abklingzeit der Impulsantwort einhergeht und diese, wie zuvor bereits dargestellt, stets konform mit der durch die Stimulus-Sequenz gegebenen Zeitdauer bleiben muss. In der Praxis zeigte sich, dass mit den in Kap. 5 vorgestellten Systemen für die Größenordnung $R_M = \max\{|\underline{Z}_{\text{Sensor}}|\}/1000$ gute Resultate erzielt werden konnten.

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

4.2.3 Signal-Abtastung und -Wandlung

Die Abtastung und Wandlung sowohl des Stimulus-Signals U_{ref} wie auch der Response U_{mess} erfolgt mittels AD-Convertern. Damit erfolgt der Übergang in den zeit- und amplitudendiskreten Bereich. Hinsichtlich der Zeitdiskretisierung bedeutet dies, zunächst ein Nyquist-konformes, der Messaufgabe angepasstes Abtastkonzept zu entwerfen. Bezüglich der Amplitudendiskretisierung ist der erforderliche Dynamikbereich zu bestimmen und ferner ist das Rausch- und Verzerrungsverhalten des Gesamtsystems näher zu betrachten.

Zunächst soll das Abtastschema am Beispiel des 100kHz LF-Systems vorgestellt werden. In der Praxis ist die Erstellung eines solchen Abtastkonzeptes ein iterativer Prozess, da in der Regel nicht nur genau *das eine* Schema möglich ist. Neben der theoretischen Auslegung sind auch praktische Aspekte zu berücksichtigen wie: welche Wandlerbauteile stehen zur Verfügung, über welche Rechenleistung verfügt die Hardware-Plattform und, unter industriellen Gesichtspunkten, wo liegt der Kostenrahmen. Wird a priori eine FPGA-Lösung ins Auge gefasst, so ist bezüglich letzterer Punkte bereits eine Vorentscheidung gefallen. Bei der Realisierung des LF-Systems galt als Randbedingung jedoch zu beachten, dass eine spätere Portierung auf Microcontroller möglich sein sollte. Somit scheidet Konzepte mit hoher Überabtastung und großen FFT-Blocklängen aus. Deshalb fällt die Entscheidung zu Gunsten einer PN12-Sequenz mit Beschränkung auf den $f_s/4$ -Nutzfrequenzbereich. Wie bereits zuvor beschrieben, führt die PN12-Folge, verbunden mit dem Wunsch nach dekadischen Frequenzgrenzen und ebensolchen Stützstellenabständen, auf eine Chipfrequenz von $f_c=409.5\text{kHz}$. Leider passt diese Frequenz nicht gut zum FFT-Algorithmus, da die korrespondierende FFT der Blocklänge 2^N mit $N=12$ eine Binlage von $k \cdot 409.5\text{kHz}/4096$, $k=1,2,3,\dots$ aufweist, wohingegen die PN-Anregung das 100Hz Raster exakt trifft (vgl. Kap. 3.2.4) Mit anderen Worten, der Anregungsfrequenzkamm und der Messfrequenzkamm sind in diesem Fall nicht kongruent. Für kleine k fällt die Differenz noch recht marginal aus, beträgt jedoch an der Nyquist-Grenze bereits $1/2$ Bin, ein nicht mehr unkritischer Wert. Für weitergehende Überlegungen hierzu sei auf Kap. 6.2 verwiesen.

Korrigieren lässt sich dieses Problem durch die Verwendung einer modifizierten Abtastfrequenz für den FFT-Zweig mit $f_s=409.6\text{kHz}$. Werden die beiden Frequenzen, also $f_c=409.5\text{kHz}$ und $f_s=409.6\text{kHz}$, kohärent und stabil aus einem gemeinsamen Hauptoszillator abgeleitet, so passen sowohl die Blocklängen von m -Sequenz und FFT ebenso wie die Frequenzraster zu jedem Zeitpunkt theoretisch perfekt zusammen. Die Realisierung eines solchen Konzeptes mit dazu noch sehr flexibler Frequenzkonfiguration hätte vor einigen Jahren einen noch kaum vertretbaren Aufwand bedeutet; sicher ein Grund dafür, warum am Markt nur wenige Geräte vorhanden sind, welche mit PN-Anregung *und* FFT arbeiten, sondern meist Korrelationsverfahren verwenden. Beim heutigen Stand der Technik lässt sich das Konzept jedoch mit vertretbarem Aufwand mit Frequenz-Synthesizern realisieren [Sil17].

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

Wie genau sich letztlich das Frequenzverhältnis verwirklichen lässt, zeigten Voruntersuchungen am Synthesizer (Abb. 4.2.15). Die Abbildung zeigt das mit einem Präzisions-Frequenzzähler gemessene Verhältnis f_s/f_c an einem Testaufbau. Der ideale Wert $f_s/f_c=4096/4095\approx 1.00024420024$ für ein PN12/4k-FFT Schema lässt sich folglich mit einer mehr als ausreichenden Genauigkeit approximieren.

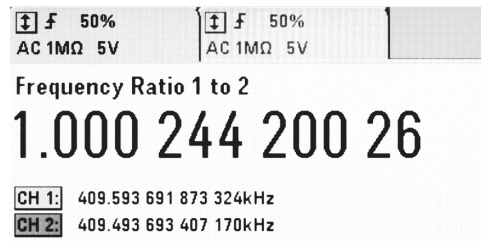


Abb. 4.2.15 Das Verhältnis f_s/f_c , gemessen an einem ersten Testaufbau des 100kHz LF-Systems. Screenshot (Ausschnitt) vom Agilent 53220A Frequenzzähler.

Dabei ist die absolute Frequenzgenauigkeit wie auch deren Temperatur- und Langzeitdrift für die vorliegende Messaufgabe nicht von primärer Bedeutung, solange das Frequenzverhältnis konstant bleibt. Da beide Frequenzen aus einem gemeinsamen Master-Oszillator gewonnen werden, ist dies durch das Schaltungskonzept gewährleistet.

Aspekte der Signalfilterung wurden bereits weiter oben diskutiert. Nachdem nun auch das Frequenzschema festgelegt wurde, bleibt die Überprüfung des 'Zusammenspiels' von Filterung und Abtastung hinsichtlich der Minimierung von Alias-Effekten innerhalb des Messbereiches. Dies ist in Abb. 4.2.16 schematisch skizziert.

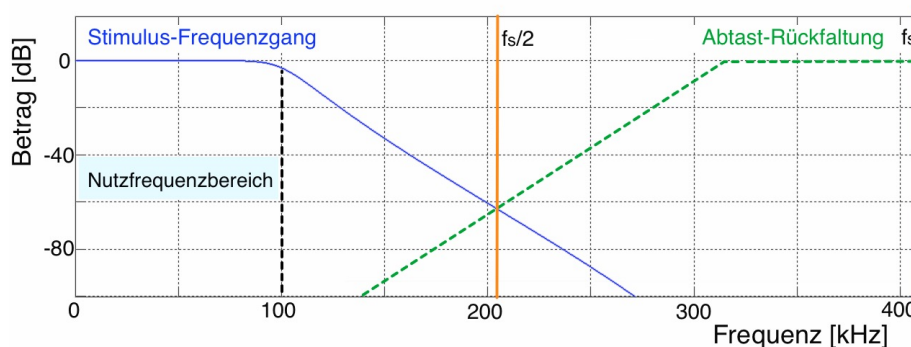


Abb. 4.2.16 Abtastung und Signalfilterung am Beispiel des 100kHz LF-Systems mit $f_s=409.6$ kHz und einem TP-Filter 10. Ordnung (schematische Darstellung).

Wie man erkennt, spielen Rückfaltungsprodukte bei diesem $f_s/4$ Abtastkonzept im Nutzfrequenzbereich konzeptionell keine nennenswerte Rolle mehr; hier bleibt dem

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

von den analogen Systemkomponenten erzeugten Rausch-Floor größere Aufmerksamkeit zu widmen. Das zugehörige schaltungstechnisch zu realisierende Clock-Schema ist in Abb. 4.2.17 dargestellt.

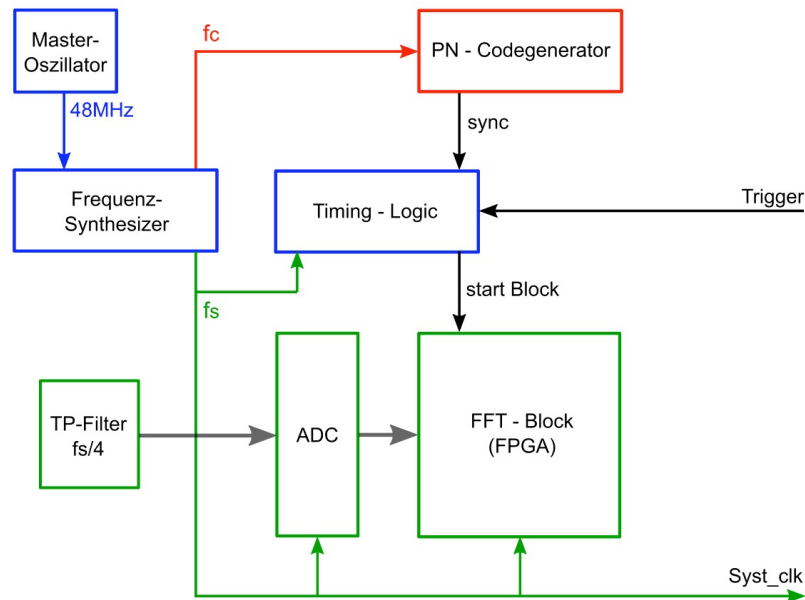


Abb. 4.2.17 Taktverteilung bei Singlerate-Signalverarbeitung.

Aus dem 48MHz Master-Takt eines Quarzoszillators erzeugt der Frequenzsynthesizer die Chipfrequenz des PN-Generators, hier mit $f_c=409.5\text{kHz}$. Die 4k-FFT wird mit 409.6kHz getaktet, was dem Abtasttakt f_s des AD-Wandlers entspricht. Das Trigger Signal startet jeweils einen neuen Messzyklus und wird über die Bediener-Software entweder zyklisch, synchron zum Temperaturregler oder aber manuell erzeugt. Der Funktionsblock 'Timing-Logic' enthält ferner eine Schaltung zur Synchronisation des FFT-Blocks auf den Start der PN-Sequenz.

Stehen AD-Wandler mit entsprechend hohen Abtastraten zur Verfügung, was an dieser Stelle bedeutet, dass die mögliche Abtastrate groß gegenüber f_c ist, so können auch andere Abtastschemata realisiert werden. Als Beispiel hierzu betrachte man Abb. 4.2.18. Diese Variante wurde für den 1kHz...1MHz Messbereich des HF-Systems entworfen und arbeitet mit Überabtastung, digitaler Filterung und darauf folgender Abtastratenreduktion.

Der Code-Generator ist wiederum vom PN12-Typ, in diesem Fall getaktet mit $f_c=4.095\text{MHz}$. Die Signalabtastung durch den AD-Wandler erfolgt jedoch auf einer primären Abtastfrequenz von $f_{s1}=40.96\text{MHz}$. Zur Gewinnung der für die 4k-FFT passenden Frequenz von $f_{s2}=4.096\text{MHz}$ wird mittels eines FIR-Reduktionsfilters ein 10:1 Downsampling durchgeführt. Das sich somit ergebende Takt- und Filterschema zeigt Abb. 4.2.19.

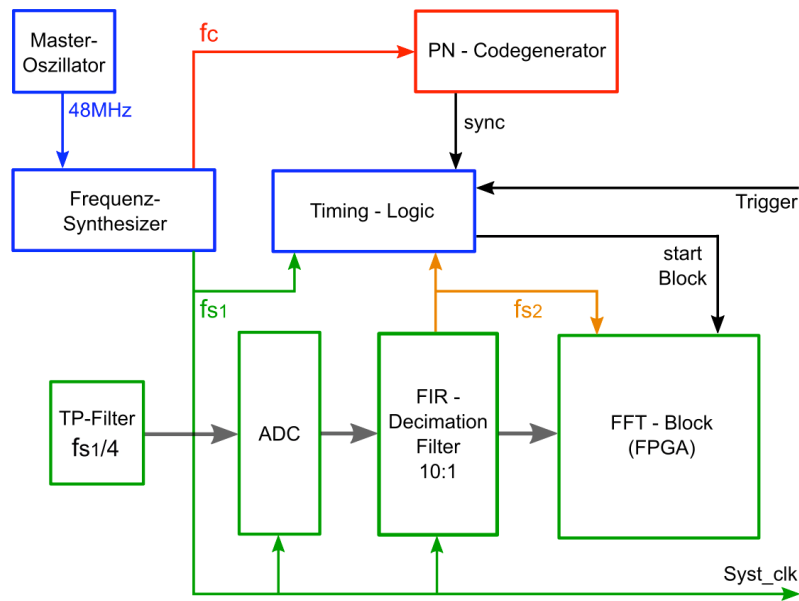


Abb. 4.2.18 Taktverteilung bei Anwendung eines Dezimierungs-Filters (Multirate-Signalverarbeitung).

Wie zu erkennen, wurde auch hier, aus Kompatibilitätsgründen zu den übrigen Messbereichen des Gesamtsystems, eine $f_{s2}/4$ Messbereichslage gewählt, obwohl sich mit diesem Konzept bei Anpassung der FFT-Blocklänge auf 8k und 5:1 Downsampling auch $f_{s2}/2$ noch realisieren ließe.

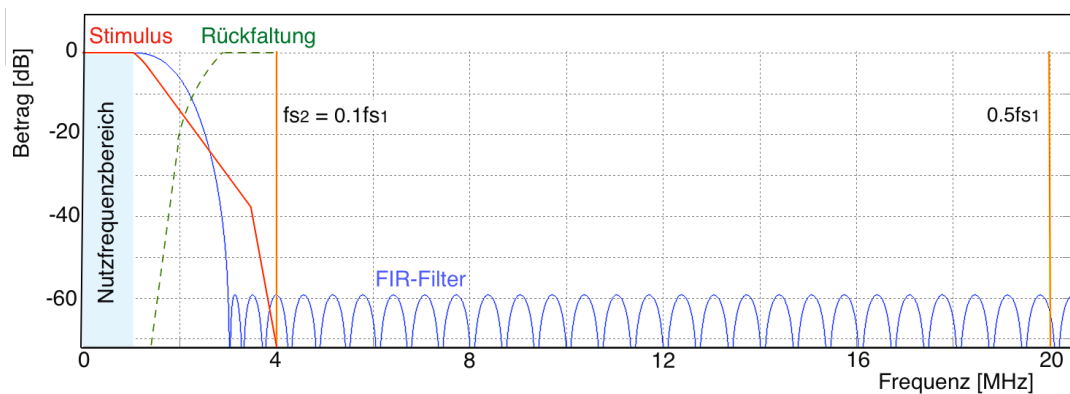


Abb. 4.2.19 Darstellung der Abtastlagen bei 10:1 Downsampling für den Messbereich 1kHz bis 1MHz. Die primäre Abtastfrequenz f_{s1} beträgt 40.96MHz. Das analoge TP-Vorfilter 9. Ordnung bei 10MHz (-3dB) wurde der Übersichtlichkeit halber nicht eingezeichnet; es stellt die korrekte Abtastung in der ersten Lage sicher. (lediglich schematische Darstellung)

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

Das FIR-Filter wurde, bezogen auf die Nyquist-Frequenz der zweiten Lage, soweit geöffnet (3MHz bei -60dB), dass sich im Summenfrequenzgang noch eine hinreichende aliasfreie Dynamikreserve ergibt, wodurch sich der Implementierungsaufwand des Filters deutlich reduzieren ließ. Die Pegel der Aliasing-Produkte sind beim gewählten Frequenzgang von Stimulus und FIR-Filter am oberen Rand des Nutzfrequenzbereiches von $f_{S2}/4$ weit unter 80dB abgefallen und sind somit, wie später noch dargestellt, kompatibel zum Dynamikkonzept des Gesamtsystems.

Es drängt sich nun die Frage auf, wozu man überhaupt ein Downsampling-Konzept wählt, wenn doch bereits ein Frequenzsynthesizer zur Verfügung steht, welcher durch Umprogrammierung die erforderliche Abtastfrequenz direkt bereitstellen könnte. Diese Frage hat zwei Antworten. Die Überabtastung ermöglicht es unter Beibehaltung eines einzigen, an den höchsten Messbereich angepassten analogen Vorfilters allein durch Umschaltung des FIR-Reduktionsfilters und der Chipfrequenz einen sehr großen Frequenzbereich mit der identischen Hardware abzudecken. Ist die Struktur erst einmal im FPGA angelegt, so gestaltet sich die Umschaltung recht einfach und auch schnell. Während das Umprogrammieren des Synthesizer-Chips mit seinem beeindruckend großen Registersatz (452) mit >300ms zu Buche schlägt, kann die Bereichsumschaltung per Filter sehr viel schneller erfolgen. Genau *eine* weitere Frequenz kann im Synthesizer bereits beim Setup vorprogrammiert werden, diese steht über Multiplexer als zweite Chipfrequenz zu Verfügung. Tiefe Frequenzbereiche erfordern in dieser Auslegung allerdings relativ hohe Downsampling-Raten; hier wäre dann der Einsatz von CIC-Filtern [Hog81] im Reduktionsfilter zu prüfen.

Die zweite Antwort auf obige Frage heißt 'Prozessgewinn durch Oversampling'; sie wird weiter unten diskutiert. Gleichzeitig führt sie zurück zum Anfang dieses Abschnittes: die Thematik der Amplitudenquantisierung und der damit einhergehenden Eigenheiten eines Abtastsystems hinsichtlich der Signaldynamik wurde bislang noch nicht betrachtet.

Dabei ist zu beachten, dass sich diese Fragestellung nicht alleine auf die effektive Bitanzahl der verwendeten AD-Wandler konzentriert, sondern im Zusammenhang mit dem Rauschen und den Verzerrungen der gesamten Signalkette zu sehen ist. Insgesamt bleibt zu klären, welcher Dynamikumfang der Messkette die Aufgabenstellung erfüllen kann.

Das System wird prinzipiell in einer Spannungsteiler-Konfiguration gemäß Abb. 3.2.4 betrieben. Während der Aussteuerungspegel des Referenzkanals (Stimulus) stets relativ konstant und bei nahezu Vollaussteuerung (FS) des ADC bleibt, fallen die Pegel im Messkanal (Response) bei der durch den Sensor gegebenen R||C-Struktur mit zunehmender Frequenz und abnehmendem $|Z|$ mehr oder weniger stark ab, womöglich bis zur Rauschgrenze des Kanals. Aber auch für den niederfrequenten Fall mit $|Z| \gg R_M$ gilt diese Aussage, da die aus Stimulus und Response berechnete Übertragungsfunktion letztendlich auch in diesem Fall durch die Auflösungsgrenze der Kanäle bestimmt wird. Bei der Betrachtung der erforderlichen Gesamtdynamik

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalyzers

ist außerdem zu beachten, dass bei Vollaussteuerung der effektive Pegel der Komponenten des Frequenzkammes der *gefilterten* PN12-Sequenz bei nur in etwa -36dB bis -37dB bezogen auf die absolute Spitzen-Kanalaussteuerung liegt, und dass eine Reserve von 3dB zum Rausch-Floor der FFT einkalkuliert werden sollte. Daraus ergeben sich die in Abb. 4.2.20 dargestellten Verhältnisse. Berechnet und aufgetragen wurde hier, unter Verwendung von (G. 3.20), die erforderliche Systemdynamik gegen den auf den Referenzwiderstand R_M normierten Betrag der Messimpedanz. Ausgehend von einem quasi konstant ausgeregelten Referenzkanal betrachtet Abb. 4.2.20 einmal die Situation hin zu kleiner werdenden Messimpedanzen, wenn sich also der Pegel des Messkanals immer stärker der Rauschgrenze nähert. Im umgekehrten Fall wächst die zu messende Impedanz immer stärker an, bis schließlich die Unterscheidbarkeitsgrenze zwischen Referenz- und Messkanal erreicht ist.

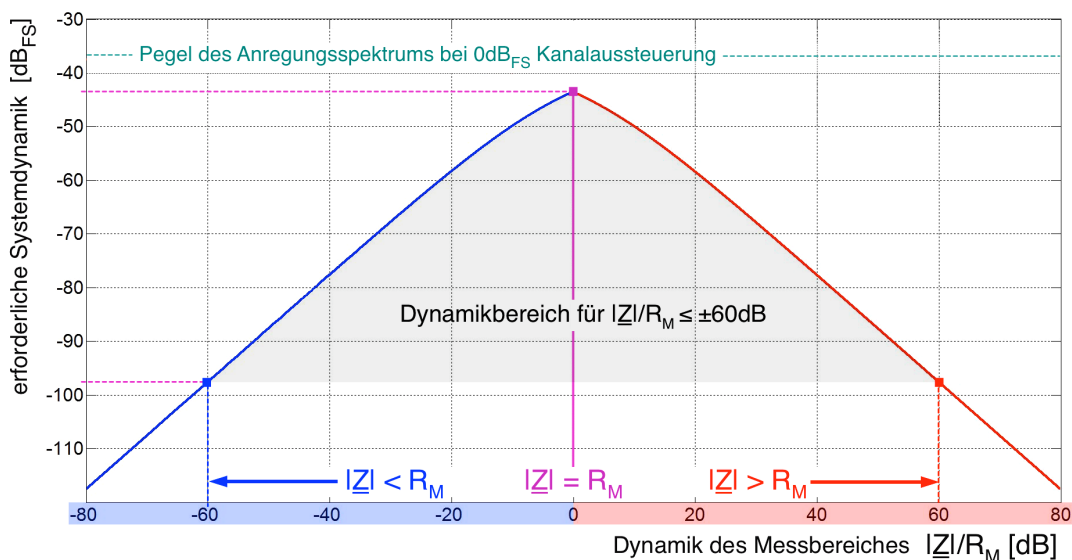


Abb. 4.2.20 Diagramm zur Abschätzung der erforderlichen Systemdynamik in Abhängigkeit vom Impedanzbereich bei festem Messwiderstand R_M .

Aus der Abbildung wird ersichtlich, dass zum Überstreichen eines Impedanz-Messbereiches von ± 60 dB bezogen auf den Messwiderstand, was einen in der Praxis sehr brauchbaren Wert darstellt, eine Signaldynamik der gesamten Prozesskette von nicht ganz 100dB erforderlich wird. Es stellt sich die Frage, inwieweit dieser Wert erreicht werden kann.

Aus diesem Grund wurden am ersten Testaufbau des 100kHz LF-Systems Voruntersuchungen bezüglich der Signaldynamik durchgeführt. Das System ist bestückt mit 20Bit AD-Wandlern, welche bei 409.6kHz Abtastrate pro Kanal betrieben werden. Die Daten wurden mittels einer auf dem FPGA implementierten 4k-FFT und Float32-Arithmetik gewonnen. Die Ergebnisse sind an dieser Stelle in Tab. 4.2.2

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

zusammengefasst; eine grafische Darstellung verwandter Messungen findet sich in Kap. 5.1.2. Die Werte sind auf Signale hart an der Aussteuerungsgrenze der ADC bezogen. In der letztendlichen Realisierung wird ein Headroom von FS-1dB eingehalten, was aber zu der hier mehr prinzipiellen Betrachtung nur einen marginalen Unterschied ausmacht.

Betrachtet wurde an dieser Stelle lediglich der reine Signal-Rauschabstand (SNR) und nicht das SINAD (Signal to Noise and Distortion), da es zunächst um die Abschätzung der äusserst möglichen Grenzen ging. Außerdem ist erwähnenswert, dass auf Grund der Auswertung durch Fouriertransformation der Prozessgewinn der FFT einen willkommenen Beitrag zur Gesamtbilanz der Dynamik darstellt. Dieser ergibt sich, wegen der Kammfilter-Wirkung der FFT, zu $G_P=10\log(M/2)$, wobei M der FFT-Länge entspricht. Für eine 4k-FFT beträgt der Prozessgewinn somit 33dB. Eine kompakte, gut verständliche Darstellung dieser Zusammenhänge ebenso wie der Zusammenhänge zwischen den charakteristischen Größen SNR, THD, SFDR, SINAD und ENOB finden sich in [Kes04][Kes08].

Betriebsbedingung	SNR Referenz-Kanal	SNR Mess-Kanal
(1) ADC mit differenziellem Treiber ohne Vorverstärker; Eingangsanschluss 50Ω	119dB	119dB
(2) wie (1) aber mit Vorverstärker, ohne Sensor, Generatoreingang des Vorverstärkers kurzgeschlossen, $R_M=474k\Omega$	116dB	108dB
(3) wie (2) aber mit GGS13430T Sensor, unbeheizt, Heizer-Pins offen	116dB	empfindlich gegen Einstreuung, ca. 100dB
(4) wie (2) aber mit AM-MLV-P2 Sensor, unbeheizt, Heizer-Pins offen	116dB	105dB

Tab. 4.2.2 SNR-Werte bezogen auf FS-Aussteuerung am Prototyp des 100kHz LF-Systems unter verschiedenen Testbedingungen mit 4k-FFT ermittelt.

Wie aus Tab. 4.2.2 ersichtlich, bleibt das SNR des Referenzkanals mit 116dB (mit angeschlossenem Vorverstärker) konstant, wohingegen das SNR des Messkanals, abhängig vom Messwiderstand und vom verwendeten Sensor, schlechtere Werte er-

reicht. Der zu erwartende Rausch-Floor des PN-Generators liegt gemäß einer Messung mit dem OnoSokki CF-9400 bei $-105\text{dB}_{\text{FS}}$. Aus Abb. 4.2.20 kann man an Hand der Werte schließen, dass für die vorliegende Systemauslegung hinsichtlich des abbildbaren Impedanzbereiches des Messobjektes ein Umfang von $\pm 60\text{dB}$ bezogen auf den Messwiderstand erreicht werden sollte. Die Abschätzung ist an dieser Stelle jedoch in sofern noch etwas vage, als dass die *Phasenauflösung* in Abhängigkeit der effektiven Signalamplitude des Messkanals noch nicht untersucht wurde. Sollte sich eine erste, rein intuitive Vermutung bewahrheiten, dass sich die Phasenvarianz zu kleinen Anregungspegeln hin verschlechtert, so würde dies eine Desymmetrierung des Messbereiches zu Ungunsten kleiner Impedanzbeträge mit sich bringen. Für R||C-Messobjekte wäre dies einhergehend mit einer Verschlechterung der Messdynamik zu hohen Frequenzen hin. Untersuchungen zu dieser Thematik werden weiter unten vorgestellt.

Um auf die Frage nach der erforderlichen effektiven Bitanzahl der Signalkette (ohne Sensor betrachtet) zurückzukommen, so kann festgehalten werden, dass bei Auswertung durch 4k-FFT eine Signaldynamik der Messkette von $>14\text{Bit}$ anzustreben ist. Dies ist an dieser Stelle in etwa mit dem ENOB gleichzusetzen. Die ENOB Definition ist in der Literatur nicht einheitlich; so bestimmen einige Hersteller von AD-Wandlern das ENOB gemäß der Gleichung $\text{ENOB} = (\text{SINAD} - 1.76) / 6.02$ [Kes08], andere wiederum gehen an Stelle des SINAD vom SNR aus [Sil13]. Da an dieser Stelle eher die Betrachtung der Gesamtdynamik im Fokus steht, wurde vom SNR ausgegangen. Als Fazit bleibt festzuhalten, dass sich aus obigen Abschätzungen der Einsatz von mindestens 16Bit bis 18Bit AD-Wandlern empfiehlt.

Dass bei den Messungen zu Tab. 4.2.2 trotz Einsatzes eines 20Bit Wandlers sich für die Kombination aus ADC-Treiber und Wandler bei FFT-Auswertung ein SNR von 'nur' 119dB ergibt, scheint zunächst etwas enttäuschend. Dabei darf jedoch nicht übersehen werden, dass der Treiberverstärker ebenfalls seinen Rauschbeitrag leistet. In diesem Zusammenhang 'rächt' sich auch ein wenig das Filterkonzept, nämlich, dass die Reduzierung der Signalbandbreite bereits im Generator erfolgt, die Rauschbandbreite am Wandler jedoch, zumindest beim LF-System, nur noch moderat begrenzt wird. Im Hinblick auf die Vorteile wie Kanalgleichlauf und Realisierungsaufwand erscheint diese Vorgehensweise dennoch als gut vertretbar. Es sei an dieser Stelle noch auf einen praktischen Aspekt hingewiesen: aus Gründen der Ressourcen-Verfügbarkeit erfolgt die FFT-Berechnung innerhalb der IP-Module des FPGA's sowie die Nachverarbeitung nicht mit beliebiger Registerlänge, was in einer numerisch limitierten Darstellung des Dynamikumfangs resultiert.

Beim HF-System, zumindest für den 1MHz Messbereich, wird durch deutliches Oversampling mit anschließender digitaler Nachfilterung ein etwas anderer Weg beschritten. Beim Wandlungsprozess durch den ADC entsteht das sogenannte Quantisierungsrauschen, dessen Spektrum sich bei dem verwendeten Typ von Wandler (ohne noise-shaping) uniform im $f_s/2$ Nyquist-Bereich erstreckt. Die verfügbare Rauschleistung der Quantisierung verteilt sich folglich mit steigender Ab-

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

tastrate auf ein wachsendes Frequenzintervall [Sil13]. Durch digitale Nachfilterung auf die minimale Nutzbandbreite ergibt sich somit durch Überabtastung eine Reduktion des Quantisierungsrauschens pro Frequenzintervall. Die hier nur mit sehr einfachen Worten beschriebene Grundidee des Oversampling ist in Wirklichkeit mathematisch recht komplex in der Gesamtdarstellung. Es zeigt sich, dass Überabtastung mit Nachfilterung nicht in jedem Fall zu einer Verbesserung des SNR führt; als Voraussetzung auf Systemebene gilt, dass das LSB des verwendeten Wandlers unkorreliertes Rauschen abtasten muss. Diese Anforderung wird, insbesondere bei Wandlern mit nur geringer Wortbreite, nicht a priori erfüllt, ist jedoch im vorliegenden System gegeben. Außerdem wird bei der theoretischen Ableitung vorausgesetzt, dass Abtasttakt und Signal statistisch unabhängig sind. Dies ist beim hier betrachteten System auf Grund der Kohärenz zwischen PN-Takt und Abtasttakt nicht der Fall und bringt nach [Kes04] die Bildung von Rauschclustern um die Harmonischen der Signalfrequenz mit sich.

Die grundlegenden Zusammenhänge wurden in einem fundamentalen Paper von W.R. Bennett [Ben48] aus dem Jahr 1948 sehr formell beschrieben und zahlreiche mathematisch vereinfachte Darstellungen folgten. Für das praktische Verständnis als äusserst lesenswert sei [Sil13] angeführt.

Im vorliegenden Fall wird, verglichen mit dem LF-System, mit einem Oversampling-Faktor von 10 gearbeitet, was nach [Sil13] formal einen Prozessgewinn bei der Signalwandlung von 10dB erwarten ließe ($G_p = 6.02 \cdot \ln 10 / \ln 4$); allerdings wäre dies im Detail auf Grund der Korrelationsproblematik gegebenenfalls noch zu überprüfen.

Eine weitere Betrachtung, welche im Rahmen des Systementwurfs nicht außer Acht gelassen werden sollte, ist die Problematik des Clock-Jitters beim Abtasttakt. Darunter ist die zeitliche Fluktuation, systematisch und stochastisch, des Flankenabstands des Taktsignals zu verstehen. Reale Systeme sind nie jitterfrei und inwieweit dieser Jitter die Systemperformance beeinflusst, hängt von der Struktur des Jitters selbst und vom Messsignal ab. Zum einen führt der Zeitjitter zu einer Modulation der Äquidistanz der Abtastpunkte der FFT, zum Anderen erfolgt durch den Abtastvorgang die Umwandlung des Zeitjitters in einen Amplitudenjitter des Mess-Signals, was einer Erhöhung des Signalrauschens gleichkommt. Letzteres lässt sich an Hand eines einfachen harmonischen Nutzsignals recht plausibel erklären. Sei ein solches Signal $s(t)$ mit der Kreisfrequenz ω und der Amplitude A sowie dessen Zeitableitung gegeben durch:

$$s(t) = A \sin(\omega t) \quad \text{und} \quad s'(t) = A\omega \cos(\omega t) \quad (\text{G. 4.2})$$

An den Stellen der maximalen Signalsteilheit nimmt der Betrag der Steigung dann den Wert $A\omega$ an. Mit dem Abtastjitter Δt ergibt sich somit die Amplitudenunsicherheit Δs_{\max} zu:

$$\Delta s_{\max} = A\omega \Delta t \quad \text{bzw.} \quad \frac{\Delta s_{\max}}{A} = \omega \Delta t \quad (\text{G. 4.3})$$

Als SNR-Limitierung auf Grund des Jitters ausgedrückt [Bra04]:

$$SNR_{jitter} = -20 \log(\omega \Delta t) \quad (\text{G. 4.4})$$

Der Gesamtjitter setzt sich zusammen aus dem Anteil des Taktsignals und dem sogenannten Aperturjitter des verwendeten AD-Wandlers. Letzterer ist eine Kenngröße des Bauteils, auf die der Anwender keinen Einfluss hat. Es darf davon ausgegangen werden, dass dieser Anteil per Design derart gering ist, dass er für die folgenden Betrachtungen keine Rolle spielt. Auf den Beitrag des Taktsignals selbst hat der Anwender jedoch Einfluss durch die schaltungstechnische Realisierung des Generators. Im vorliegenden Fall wird ein Frequenzsynthesizer vom Typ Si5344 zur Taktgenerierung herangezogen [Sil17]. Dieser ist laut Datenblatt mit einem sehr geringen RMS-Jitter von maximal 356fs spezifiziert, jedoch empfiehlt sich dennoch eine diesbezügliche Untersuchung, zumal die nachgeschalteten Gatter des FPGA ebenfalls zum effektiven Jitter beitragen. Die hier beachtenswerte Situation ergibt sich für das HF-System bei 40.96MHz Abtasttakt und 10MHz Signalfrequenz. Deshalb wurde diese Taktfrequenz mittels eines dazu geeigneten Oszilloskops (LeCroy 640Zi, 40GS/s) hinsichtlich des Jitterverhaltens näher untersucht. Die Messung ist in Abb. 4.2.21 dargestellt.

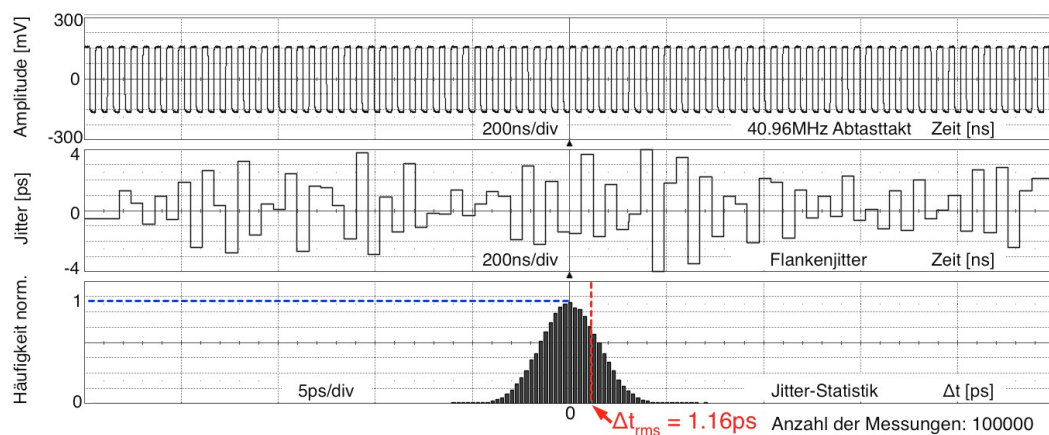


Abb. 4.2.21 Jitterverhalten des 40.96MHz Abtasttaktes aufgenommen mit einem High-Speed Oszilloskop. Oben: Takt, Mitte: Peak-Peak Jitter zwischen zwei steigenden Flanken (Signalauschnitt), unten: Histogramm der Jitteramplituden.

Neben dem Zeitsignal selbst wurde der Absolutwert der Zeitabweichung von Flanke zu Flanke sowie die zugehörige Statistik dargestellt. Als maximale Jitteramplitude wird $\pm 6.8\text{ps}$ gemessen. Dieser Wert tritt in dem in der Abbildung gezeigten Ausschnitt jedoch nicht auf, da es sich in der Darstellung lediglich um einen nur relativ kurzen Zeitabschnitt des gesamten Messintervalls handelt und sich das Auftreten der

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

Maximalwerte im 6σ Bereich der Statistik bewegt. Die Statistik entspricht der Verteilung eines symmetrischen Rauschprozesses mit dem Mittelwert Null, und es gibt keine Anzeichen für das Vorhandensein systematischer Komponenten. Als Standardabweichung, was unter obiger Voraussetzung dem RMS-Wert gleichkommt [Hof14], errechnet das LeCroy 640Zi einen Wert von 1.16ps. Solche Jittermessungen im unteren Pico- oder gar Sub-Picosekundenbereich, selbst mit sehr schnellen Oszilloskopen, sind jedoch etwas mit Vorsicht zu betrachten; näheres hierzu in [Giu17]. Eine grobe Abschätzung des Jitters aus einer Messung des SSB-Phasenrauschens mittels Spektrumanalysator [Key17c] legt die Vermutung nahe, dass die realen Jitterwerte eher im mittleren dreistelligen femto-Sekundenbereich liegen dürften. An dieser Stelle sei jedoch der Wert der Oszilloskop-Messung als worst-case Szenario angenommen. Betrachtet man diesen Wert unter dem Aspekt von (G. 4.4), so ergibt sich für einen einzelnen Kanal bei Sinusaussteuerung mit 10MHz ein Dynamikbereich von 83dB, was für die vorliegende Applikation noch akzeptabel wäre. Aus diesem Blickwinkel sollten sich auch noch Signalfrequenzen bis 30MHz mit dem gleichen Abtastkonzept realisieren lassen; dann selbstredend mit einer Synthesizereinstellung von 81.92MHz als Taktfrequenz. Probeweise durchgeführte Messungen zeigten bei dieser Frequenz sogar eine geringfügige Verbesserung der Werte des Taktjitters, was auch mit der Datenblattangabe des Synthesizers korrespondiert. Für die tiefen Frequenzen des Messbereiches sind die Effekte nur von geringer Relevanz, zur oberen Frequenzgrenze hin wird jedoch eine Degradation des Signal-Rauschverhältnisses erwartet. Dazu sei eine Bemerkung erlaubt.

Obige Betrachtungen bezogen sich auf einen einzelnen Kanal; zur Gewinnung der Übertragungsfunktion werden jedoch der Referenz- und der Messkanal miteinander verrechnet. Beide AD-Wandler erhalten unmittelbar den identischen Abtasttakt, so dass, vom unbedeutenden Aperturjitter der einzelnen Wandler abgesehen, von einer Synchronität des Jitters auf beiden Kanälen ausgegangen werden darf. Dies kompensiert zwar Differenzphasen, nicht jedoch die jitterbedingte Basis-Verbreiterung der FFT-Linien. Der Effekt ist jedoch lediglich von sehr geringer Größenordnung und zeigt hier keinen erkennbaren Einfluss, weil mit dem Anregungsspektrum sehr präzise auf dem flachen Bereich der Bin-Mitte der FFT gearbeitet wird.

Außerdem nicht beachtet wurde die Tatsache, dass der PN-Takt ebenfalls jitterbehaftet ist. Zwar werden Abtasttakt und PN-Takt vom selben Master-Oszillator abgeleitet, was einen korrelierten Anteil im Jitter zur Folge hat, jedoch überwiegen jittermäßig die unkorrelierten Anteile, welche durch die getrennten PLL's des Synthesizers und die nachfolgenden Gatter des FPGA entstehen. Insgesamt stellt sich eine wirklich substantielle Analyse der gesamten auf den Abtastvorgängen beruhenden Effekte auf Systemebene als außerordentlich komplex dar. Dies kann und muss an dieser Stelle auch nicht mehr weiter vertieft werden; lediglich die wesentlichsten Einflussfaktoren beim Systementwurf sollten aufgezeigt und abgeschätzt werden. Was den Taktjitter anbelangt, so sind die Ergebnisse der Abschätzungen für die vorliegende Anwendung sicherlich als durchaus zufriedenstellend zu bewerten.

Ferner zeigte sich, dass die Kanaldynamik eine wichtige Kenngröße darstellt und diesbezüglich durchaus sehr zufriedenstellende Ergebnisse erzielt werden. Hinsichtlich der Betrachtungen zur spektralen Reinheit der Signalkette sei auf Kap. 5.1 verwiesen.

Es konnte festgestellt werden, dass der Sensor selbst neben seinem Eigenrauschen auch extern eingekoppelte Störkomponenten der Laborumgebung einbringt. Insbesondere beim hochohmigen GGS13430T war diese Tatsache deutlich zu beobachten.

Eine Frage, die sich bei den vorausgehenden Überlegungen ebenfalls ergab war, welche Phasenauflösung bei der Messung eigentlich erzielt werden muss.

Hierzu sei das R||C-Glied als einfachste Approximation des Sensor-Ersatzschaltbildes betrachtet. Für eine einfache, überschlägige Abschätzung der Effekte scheint die Zeitkonstante $\tau=RC$ einer solchen Struktur recht gut geeignet, da sich diese für eine fixe Frequenz allein aus Kenntnis der Phase bestimmen lässt. Für das R||C-Glied gilt:

$$\tau = RC = -\frac{1}{\omega} \tan\varphi \quad (\text{G. 4.5})$$

Für den Betrag der Variation von $\Delta\tau$ in Abhängigkeit der Phasenunsicherheit $\Delta\varphi$ bei festem ω ergibt sich hieraus:

$$|\Delta\tau| = \left| \frac{\partial\tau}{\partial\varphi} \right|_{\omega} |\Delta\varphi| = \frac{1}{\omega} \frac{1}{\cos^2\varphi} |\Delta\varphi| \quad (\text{G. 4.6})$$

Aus beiden Gleichungen lässt sich folgende Darstellung gewinnen:

$$|\Delta\varphi(\tau, \omega)| = \frac{1}{2} \frac{|\Delta\tau|}{|\tau|} |\sin(2\arctan(-\omega\tau))| \quad (\text{G. 4.7})$$

Hieraus lässt sich für eine geforderte relative Abweichung von τ die zulässige Phasenabweichung ermitteln. Abb. 4.2.22 zeigt als 3D Darstellung diesen Zusammenhang für eine Frequenzdekade von 1MHz bis 10MHz. Dabei wurde τ in einem Bereich variiert, wie er R||C-Gliedern entspricht, welche für eine Messung günstig innerhalb dieses Frequenzbereichs liegen. Für den Betrag von $\Delta\tau/\tau$ wurde 0.1% angesetzt. Die Raumkurve Abb. 4.2.22 folgt einem Maximum, d.h. einem Bereich mit geringerer Anforderung an die Phasenabweichung, entlang der -3dB Frequenz des R||C-Gliedes.

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

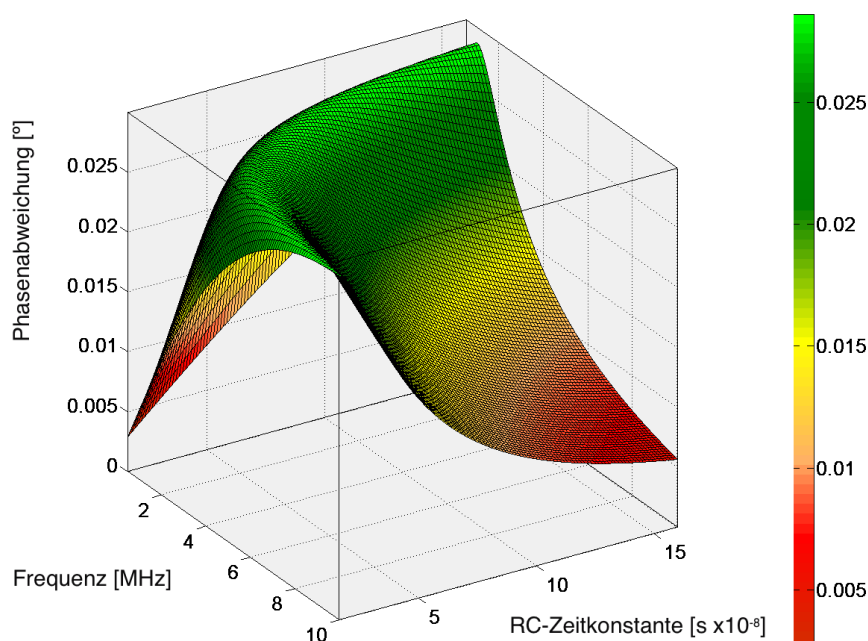


Abb 4.2.22 Anforderungen an die Phasenabweichung aufgetragen als Funktion der Frequenz und der Zeitkonstanten des Messobjekts im Bereich bis 10MHz. Der Grafik liegt ein Verhältnis $|\Delta\tau/\tau|$ von 0.1% zu Grunde; berechnet mit [Mat08].

Als Quintessenz der Betrachtung ergibt sich die Feststellung, dass die Differenzphase der Kanäle zum Erreichen der gesteckten Messziele mit einer Auflösung von idealerweise besser 0.005° bestimmt werden sollte. Dies gilt insbesondere zu beiden Enden des Frequenzbereiches hin.

Wie realistisch diese Forderung ist, sollte ebenfalls im Rahmen von Voruntersuchungen abgeklärt werden. Dazu wurde ein Testaufbau gemäß Abb. 4.2.23 verwendet. Ein zweikanaliger Waveform-Generator (Keysight 33600A), welcher die frequenz- und phasenmäßige Kopplung der beiden Kanäle ermöglicht, wurde als Signalquelle verwendet. Gegenüber dem Referenzkanal kann die Phase des Messkanals in Inkrementen von 1m° verstellt werden, was jedoch nicht zu der trügerischen Annahme verleiten sollte, dass die Genauigkeit der Phasenschritte ebenfalls 1m° beträgt. Deshalb wurde der Generatorausgang mittels eines OnoSokki CF-9400 FFT-Analyzers überwacht und dessen Ergebnis der Phasenmessung als Vergleichswert zum FobIS herangezogen. Die Messungen wurden mit dem 100kHz FobIS-Testmuster bei 50kHz Signalfrequenz durchgeführt, bei Phasenlagen zwischen 0° und 1° sowie zwischen 45° und 46°. Die Phaseninkremente in diesen Bereichen betragen, den tatsächlich reproduzierbaren Schritten des Generators geschuldet, jeweils 5m°. Außerdem wurde bei fester Phasendifferenz die Amplitude des Mess-

kanals von 200mV_{SS} bis hinunter zu 2mV_{SS} variiert und der Einfluss auf die Phasenmessung beobachtet.

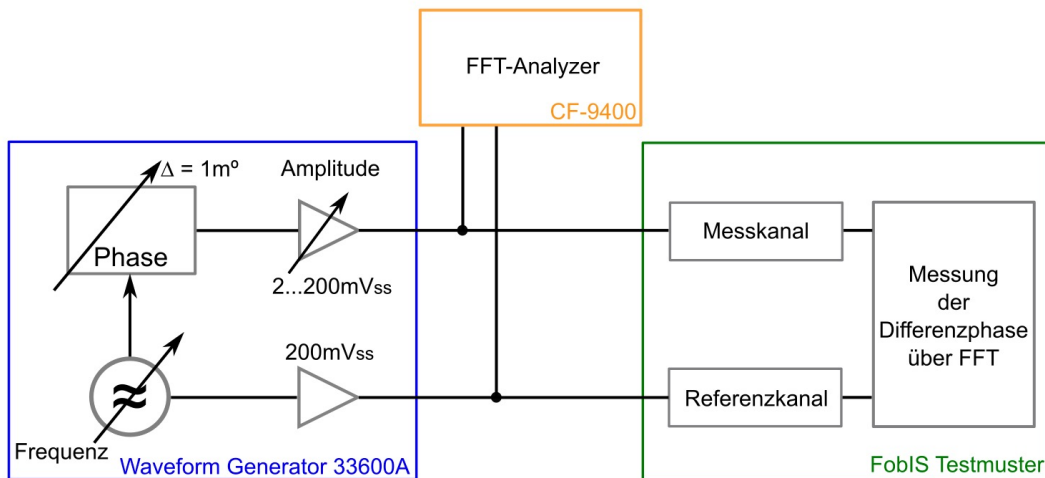


Abb. 4.2.23 Messaufbau zur Untersuchung der erzielbaren Phasenauflösung.

Ohne die Darstellung der Messreihen im Detail kann festgehalten werden, dass sich 5m° Phase, und auch darunter, in den untersuchten Bereichen noch zuverlässig auflösen ließen, die Ergebnisse von CF-9400 und FobIS-Testmuster bei allen Mess-Szenarien einen hervorragenden Gleichlauf zeigten, und dass bei einem Anregungspegel von 2mV_{SS} , entgegen ursprünglicher Vermutungen, noch keine Degradation zu erkennen war. Hier zeigte der Generator zwar zunehmend Abweichungen von seinen eingestellten Phasenwerten, CF-9400 und FobIS lieferten jedoch weiterhin quasi identische Messergebnisse.

4.2.4 Signalfluss

In den vorausgehenden Abschnitten wurden wesentliche Designaspekte der sich gemäß Abb. 4.1.1 ergebenden Funktionsblöcke besprochen. Bleibt an dieser Stelle noch die zusammenfassende Betrachtung des Signalflusses beim gewählten Realisierungskonzept. (Abb. 4.2.24). Zunächst erkennt man die Trennung von Messverstärker und Elektronik-Frontend, welche signalmäßig über Koax-Verbindungen zusammengeschaltet werden. Somit kann der hochohmige Sensor direkt am Messverstärker und, zusammen mit diesem, nahe am Einsatzort montiert werden, wohingegen der niederohmige Verstärkerausgang die Kableverbindung treibt.

Eine weitere wichtige Information aus Abb. 4.2.24 betrifft das Filterkonzept. Es fällt auf, dass die Nyquist-konforme Bandbegrenzung bereits im Generatorzweig erfolgt und unmittelbar vor den AD-Wandlern lediglich die mit 'Noise-Filter' bezeichneten Blöcke zu finden sind.

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

Diese Struktur erweist sich in mancher Hinsicht als vorteilhaft, bringt jedoch auch Nachteile mit sich. Auf der 'Haben'-Seite findet sich vor allem die Tatsache, dass das Signalfilter, welches von relativ hoher Ordnung ist (Kap. 4.2.3), nur ein einziges Mal realisiert werden muss. Dies ist nicht nur vorteilhaft hinsichtlich des Systemaufbaues, sondern auch der unkompenzierte *Gleichlauf* von Referenz- und Messkanal, insbesondere hinsichtlich der Phase, verbessert sich messbar. Dies deshalb, weil die Noise-Filter nur von geringer Ordnung sind und sich somit wesentlich einfacher auf Gleichlauf paaren lassen. Zwar werden Unsymmetrien prinzipiell bei der späteren Kalibrierung kompensiert, jedoch ist es für das Systemdesign stets günstig, wenn die numerische Größenordnung der Kalibrierwerte sich in überschaubaren Grenzen hält.

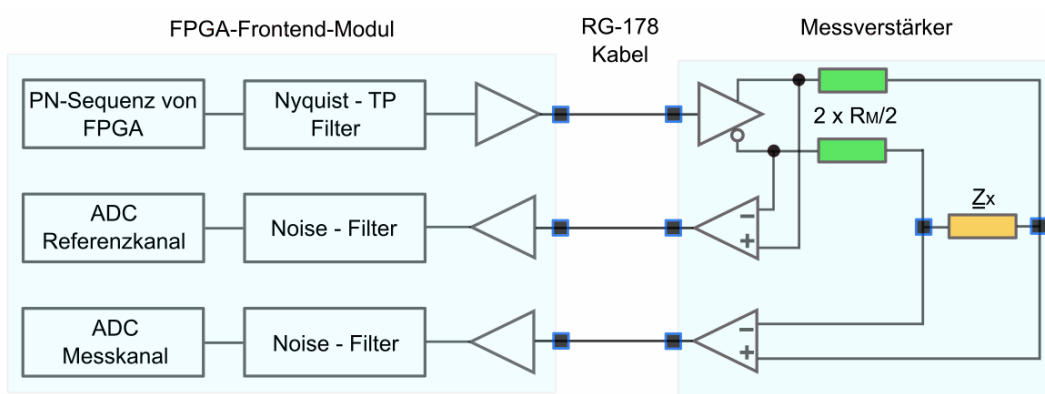


Abb. 4.2.24 Prinzipdarstellung des Signalflusses von Stimulus-, Referenz- und Mess-Signal; zu beachten ist das Filterkonzept.

Der Nachteil dieser Struktur ist somit ebenfalls sofort offensichtlich. Die AD-Wandler 'sehen' einseitig die immer noch relativ hohe Rauschbandbreite der Noise-Filter, was sich nachteilig auf die Kanaldynamik auswirkt. Außerdem werden harmonische Verzerrungen, welche in den Messverstärkern entstehen (könnten) und mit relevanten Signalpegeln bis in die zweite oder dritte Nyquist-Zone reichen könnten, nur unzureichend unterdrückt.

Diesbezüglich wurden Voruntersuchungen durchgeführt welche zeigten, dass die ins Auge gefassten Leistungsdaten des Systems mit dem dargestellten Signalkonzept erreicht werden können. Somit wurde beim Systemaufbau sowohl für das LF- wie auch für das HF-System obige Struktur gewählt.

4.2.5 Temperatur-Regelung

Wie bereits dargestellt, haben MOX-Sensoren die Eigenheit, dass sie einer Heizung bedürfen, um die spezifischen Betriebsbedingungen für die sensitive Schicht zu gewährleisten. Wie ferner in Abschnitt 4.2.2 bereits diskutiert, wird eine voll symmetrische Ansteuerung für Messverstärker und Heizerversorgung definiert. Dies führt für 'klassische' Sensoren wie etwa den GGS13430T zu einem Schaltungskonzept nach Abb. 4.2.25 für die Heizer-Regelung.

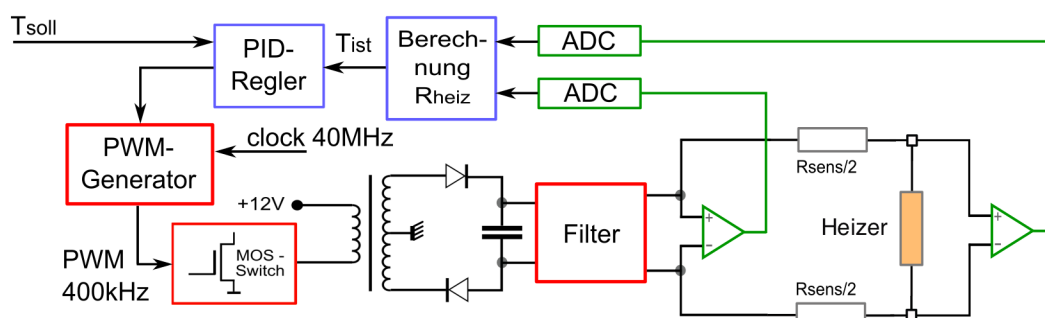


Abb. 4.2.25 Prinzipaufbau der Heizer-Regelung (schematische Darstellung).

Als Stellglied fungiert ein galvanisch getrennter, voll GND-symmetrischer DC/DC-Konverter, der über ein PWM-Signal von 400kHz Grundfrequenz angesteuert wird. Die Stellgröße für den PWM-Generator wird aus einem digitalen PID-Regler gewonnen. Die Berechnung der Ist-Temperatur des Heizers erfolgt durch differentielle Spannungsmessung über niederohmigen Sense-Widerständen. Da, um den erforderlichen Spannungshub klein zu halten, $R_{sens} \ll R_{heiz}$ gelten soll, erfordert ein PT10 Heizer kleine R_{sens} Werte ($<1\Omega$), woraus besondere Anforderungen an die DC-Stabilität des Messverstärkers erwachsen. Aus den gemessenen Spannungswerten wird der aktuelle Widerstandswert des Heizers bestimmt, woraus sich wiederum die Temperatur für den PT10 Heizer des GGS13430T Sensors nach folgender Gleichung berechnen lässt [Ust16]:

$$T_{ist} = \frac{\alpha}{2\beta} + \sqrt{\frac{\alpha^2}{4\beta^2} + \frac{Rh_0 - Rh_{ist}}{\beta Rh_0}} \quad (G. 4.8)$$

T_{ist} aktuelle Heizertemperatur in °C

Rh_{ist} aktueller Heizerwiderstand in Ω

Rh_0 Heizerwiderstand bei 0°C (nominell 10 Ω für PT10)

α Koeffizient $3.9083 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$

β Koeffizient $-5.775 \cdot 10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

Im Rahmen der vorliegenden Arbeiten wurde für den Heizungsregler lediglich das Systemkonzept nach Abb. 4.2.25 erstellt sowie die prinzipielle Schaltungsauslegung vorgenommen. Die konkrete Detail-Realisierung für den GGS13430T erfolgte durch [Dre17] im Rahmen einer vom Autor betreuten Masterarbeit.

Etwas anders stellt sich die Situation für mikrostrukturierte Sensoren dar. So ist beispielsweise der AS-MLV-PL2 Sensor thermisch nicht nur erheblich schneller als der GGS13430T, auch die erforderliche Heizleistung zur Erzielung der Nenntemperatur liegt mit 34mW gegenüber ca. 420mW beim UST Sensor deutlich niedriger. Dies hat umfassende Auswirkungen auf die Dimensionierung und Parametrierung der Regler-Elektronik. Der Widerstand des Heizers liegt mit nominell 150Ω im Betriebspunkt nicht nur deutlich höher als beim GGS13430T, auch die Widerstandsabhängigkeit von der Temperatur folgt nicht (G. 4.8) sondern stellt sich etwas anders dar (siehe Abb 4.2.26).

Um speziell Labormessungen bei temperaturzyklischem Betrieb zu ermöglichen, wurde der AS-MLV-P2 Sensor hinsichtlich seiner thermischen Eigenschaften näher untersucht und ein entsprechend angepasster Temperaturcontroller entwickelt. Im Datenblatt des Sensors finden sich keine Angaben über den Widerstandverlauf des Heizers in Abhängigkeit von der Temperatur; als Fixpunkt dient lediglich die Aussage, dass bei 34mW Heizleistung und $T_{amb}=23\pm 2^{\circ}\text{C}$ Umgebungstemperatur die nominelle Betriebstemperatur von 300°C erreicht wird. Der Heizerwiderstand wird für diesen Betriebspunkt recht großzügig mit $150\pm 30\Omega$ spezifiziert. Betrachtet man die Struktur des Sensors (Abb. 2.2.5), so darf man davon ausgehen, dass Wärmeleitungs- und Strahlungsverluste nur eine geringe Rolle spielen. Dies findet eine empirische Bestätigung auch in der Tatsache, dass nach 30 minütiger Aufheizung der Schicht auf 450°C am Sensorgehäuse selbst eine nur kaum spürbare Erwärmung festgestellt werden kann, gänzlich anders als beim GGS13430T. Somit darf die elektrisch eingebrachte Leistung als direkt proportional zur Temperaturerhöhung gegenüber der Umgebungstemperatur T_{amb} des Sensors angenommen werden, was unmittelbar zu folgendem linearen Ansatz führt:

$$\Delta T_h = P_h \frac{\Delta T_{300}}{P_{300}} \equiv P_h c_p \quad (\text{G. 4.9})$$

P_h	zugeführte elektrische Leistung
T_h	Heizertemperatur bei P_h
$T_{amb} =$	23°C, Umgebungstemperatur des Sensors unter Laborbedingungen
$\Delta T_h =$	$T_h - T_{amb}$
$\Delta T_{300} =$	$T_{300} - T_{amb}$
$T_{300} =$	300°C
$P_{300} =$	34mW
c_p	Leistungskonstante, mit den Datenblattwerten ergibt sich $c_p = 8147 [^{\circ}\text{C}/\text{W}]$

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalyzers

Die zum Erreichen einer Zieltemperatur T_h erforderliche Leistung P_h ist somit gegeben durch:

$$P_h = \frac{T_h - T_{amb}}{c_p} \quad (\text{G. 4.10})$$

Zusammen mit dem Messwiderstand R_{sens} (Abb. 4.2.25) wird der Heizer in einer Spannungsteiler-Konfiguration betrieben. Bezeichnet man die Ansteuerspannung am Eingang dieses Spannungsteilers mit U_{set} und die am Heizer anliegende Spannung mit U_h so lässt sich die dem Heizer zugeführte elektrische Leistung wie folgt ausdrücken:

$$P_h = \frac{U_h(U_{set} - U_h)}{R_{sens}} \quad (\text{G. 4.11})$$

Mit diesem Ansatz lässt sich somit aus Kenntnis von U_{set} und U_h die Sensortemperatur abschätzen. Mit einem Widerstandswert von $R_{sens}=100\Omega$ wurde im Bereich von 50°C bis 450°C die erforderliche Ansteuerspannung messtechnisch bestimmt; das Ergebnis ist in Abb. 4.2.26 dargestellt. R_{sens} kann für diesen Sensor auf Grund der nur sehr geringen erforderlichen Heizleistung deutlich größer gewählt werden als beim GGS13430T, ohne dass ein allzu großer Spannungshub erforderlich wird.

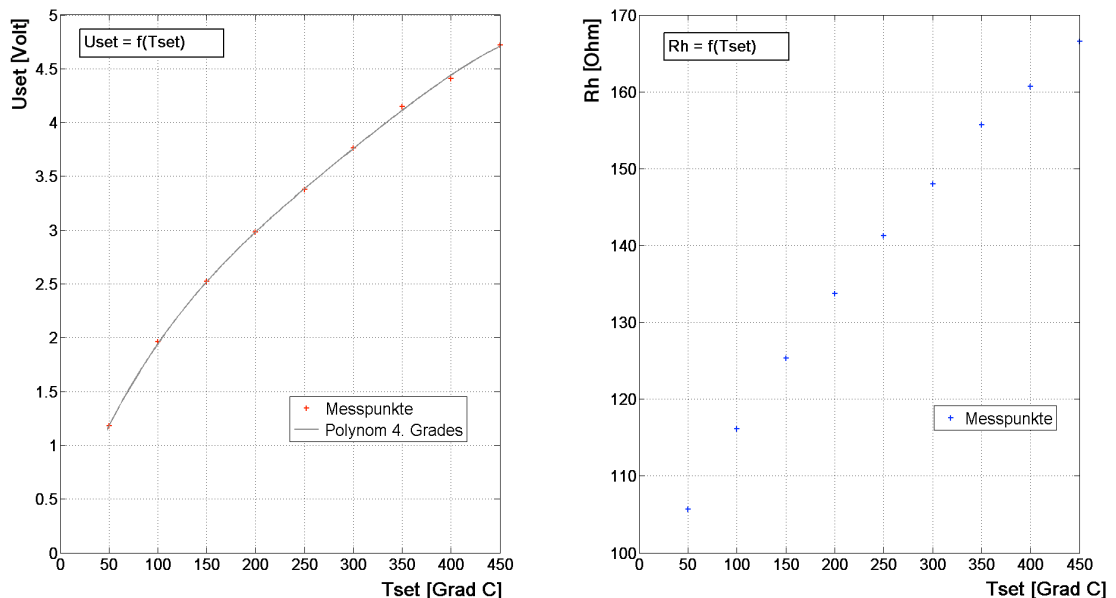


Abb. 4.2.26 Die erforderliche Ansteuerspannung sowie der Widerstandsverlauf des Heizers im Bereich von 50°C bis 450°C . Der Messwiderstand war $R_{sens}=100\Omega$.

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

Um unabhängig von den Temperaturstützstellen der Messung arbeiten zu können, wurde mittels [Mat08] ein Polynom 4. Grades an die Messpunkte angepasst, welches dann später in der Software zur Rechnung benutzt wird.

Insgesamt wurden vier Sensoren aus einem gleichen Fertigungslos vermessen und es zeigte sich, dass die Exemplarstreuungen erfreulich gering waren ($\Delta R_h < 2\Omega$ bei 300°C); die Datenblattangaben sind offenbar recht konservativ angesetzt. Auch der Grundwiderstand bei Laborumgebung $T_{\text{amb}}=23^\circ\text{C}$ streute lediglich in der ähnlichen Größenordnung. Hier sei eine Anmerkung gestattet: Misst man den Grundwiderstand mittels eines handelsüblichen Multimeters, so wird ein um etwa 10% zu hoher Wert ermittelt. Dies liegt darin begründet, dass die bei einer solchen Messung eingebrachte Leistung bereits einen Widerstandsanstieg im Heizer verursacht. Bei den vorliegenden Untersuchungen wurde der Grundwiderstand mit nur $1\mu\text{W}$ Leistungseintrag gemessen; $R_h(23^\circ\text{C})$ liegt dann bei etwa 92Ω . Ferner sei bemerkt, dass auch zu Experimentierzwecken eine maximale Temperatur von 450°C möglichst nicht überschritten werden sollte; bei testweiser längerer Überschreitung von ca. 550°C an einem Sensor wurde eine irreversible Degradation der Heizkennlinie festgestellt.

Bisher wurde das statische Verhalten des Heizers untersucht. Bei der Auslegung der Controller-Software ist allerdings auch das dynamische Verhalten von vitalem Interesse. Allein die Betrachtung von Abb. 2.4.1 lässt vermuten, dass es sich um einen thermisch 'schnellen' Aufbau handelt. Wie schnell, zeigt Abb. 4.2.27. Hier wurde die Antwort des Heizers auf einen vorgegebenen Sprung von 50°C auf 450°C aufgezeichnet. Die Messung erfolgte mit einem Oszilloskop, welches in der Lage war, durch Einprogrammierung von (G. 4.11) aus U_{set} und U_h die Temperaturkurve unmittelbar online zu berechnen.

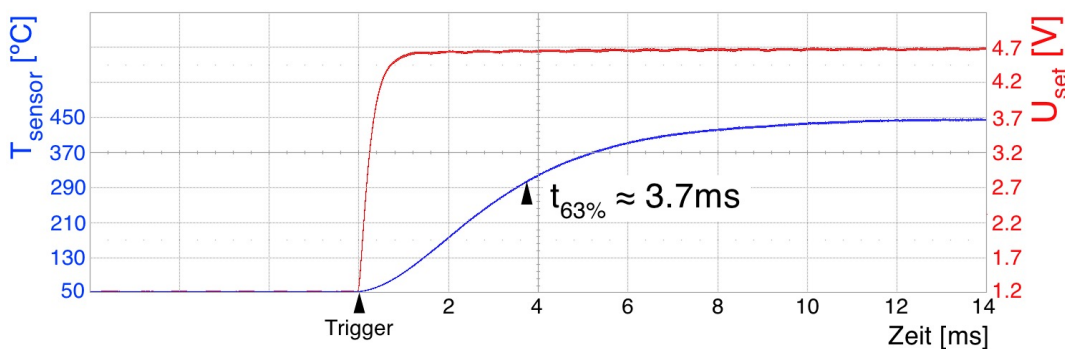


Abb. 4.2.27 Antwort des AS-MLV-P2 Heizers bei einem Sprung von 50°C auf 450°C .
Die thermische Zeitkonstante liegt knapp unter 4ms.

Der qualitative Kurvenverlauf ist typisch für ein gedämpftes System ≥ 2 . Ordnung und weist als charakteristisches Merkmal den Wendepunkt WP auf (Abb. 4.2.28). Aus den Schnittpunkten der Wendetangente lassen sich Verzugszeit t_u und Anstiegs-

zeit t_a als beschreibende Parameter ermitteln, die dann zum Reglerentwurf herangezogen werden [Lun16]. Die Totzeit, das ist die Zeit zwischen Start des Anregungssprungs und der Verzugszeit, ist verschwindend gering und bei der dargestellten Zeitauflösung nicht zu bestimmen. Sie darf im vorliegenden Fall, ohne dabei einen großen Fehler zu begehen, zu Null angenommen werden.

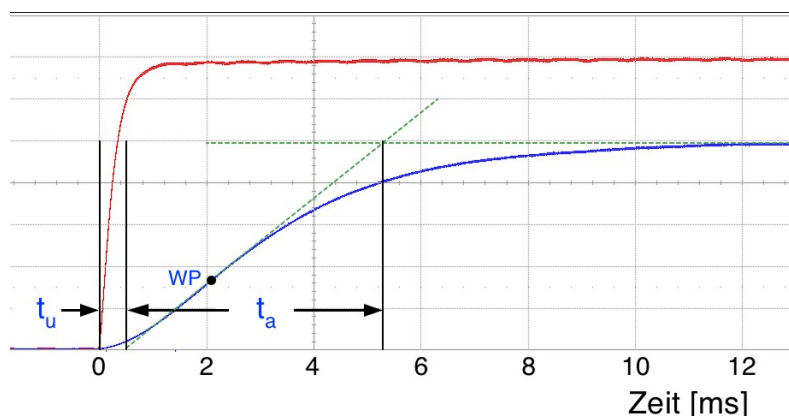


Abb. 4.2.28 Charakteristische Zeiten der Sprungantwort des Heizers.
(Ausschnitt aus Abb. 4.2.27)

Im vorliegenden Fall ist es die Aufgabe des Temperaturcontrollers, im zyklischen Betrieb die entsprechenden Temperatursprünge vorzugeben. Bei kostensensitiven Anwendungen würde eine einfache *Temperatursteuerung* für diese Aufgabe genügen. Hier fiel die Entscheidung zu Gunsten einer Vorsteuerung mit überlagerter Regelung. Dabei werden die Sprünge auf die Zieltemperatur per Steuerung vorgegeben und ein einfacher PI-Regler korrigiert lediglich innerhalb eines linearisierten Intervalls um diesen Arbeitspunkt. Mit diesem Verfahren können Temperaturdriften in der Übertragungskennlinie der Ansteuerendstufe und thermische Fluktuationen auf Grund des Gasstromes kompensiert werden. Für detailliertere Einblicke in die Thematik 'Regelung mit Vorsteuerung' sei auf [Lun16] verwiesen.

Die Erzeugung der Ansteuerspannung mittels des PWM-gesteuerten Spannungswandlers des LF-Systems hat beim AS-MLV-PL2 Sensors zwei Nachteile. Zum einen betrug die erzielbare untere Spannungsgrenze etwa 700mV, was für diesen Sensor den Einsatz bei tiefen Temperaturen nur begrenzt zulässt; zum anderen sollte die Einkopplung des Rest-Ripples dieses Spannungswandlers in den Impedanz-Messzweig auf Grund der hohen Koppelkapazität des Sensors trotz der symmetrischen Struktur nicht außer Acht gelassen werden. Unter Beachtung der nur sehr geringen erforderlichen Heizleistung wurde deshalb, speziell für mikrostrukturierte Sensoren, eine Linear-Endstufe mit Transistoren entwickelt. Die konkrete Realisierung wird in Kap. 5.1.4 vorgestellt.

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

4.3 Impedanzberechnung

Architektur und Systemauslegung des Fourier-Impedanzspektrometers wurden in den vorausgehenden Abschnitten vorgestellt und definiert. Aus den Abtastblöcken von Stimulus- und Response-Signal werden durch diskrete Fouriertransformation mittels FFT-Algorithmus die Frequenzgänge beider Signale gewonnen. Wesentlich an dieser Stelle ist lediglich festzuhalten, dass nach Durchführung der Transformation Real- und Imaginärteil der Signale jeweils als Funktion der Frequenz zur Verfügung stehen.

4.3.1 Impedanzalgorithmus

Es stellt sich also die Aufgabe, aus den gemessenen Frequenzgängen von Anregungssignal und Response-Signal den Frequenzgang der Impedanz des Messobjektes zu berechnen. Dazu geht man von einem Ersatzschaltbild aus, welches der Struktur der Messanordnung entspricht (Abb. 4.3.1). Alle Aufbaukomponenten wie Operationsverstärker, ADC und auch Kabelsymmetrien der Signalleitungen werden an dieser Stelle noch als ideal angenommen. Den realen Verhältnissen wird anschließend bei der Erarbeitung des Kalibrierkonzeptes Rechnung getragen. Die prinzipielle Vorgehensweise entspricht der in Kap. 3.2.2 beschriebenen, und mit (G. 3.20) ist bereits die formale Beschreibung des Algorithmus gegeben. An dieser Stelle soll nun ein Formelsatz abgeleitet werden, der sich zur konkreten Software-Implementierung eignet. Dazu betrachte man Abb. 4.3.1, welche in ihrer inhaltlichen Aussage der Abb. 3.2.4 entspricht, wobei aus Gründen der nachfolgenden Formeldarstellung hier eine etwas abgewandelte Schreibweise gewählt wurde.

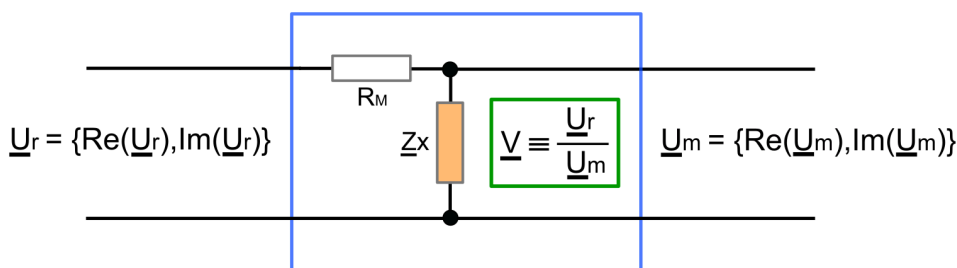


Abb. 4.3.1 Strukturdarstellung zu Ableitung des Impedanzalgorithmus

- \underline{U}_r komplexes FFT-Ergebnis des Referenzsignals, entspricht Stimulus
- \underline{U}_m komplexes FFT-Ergebnis des Messsignals, entspricht Response
- \underline{V} Quotient aus Referenz- und Messsignal, entspricht der inversen Übertragungsfunktion

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

Diese Schreibweise wurde gewählt, um die nachfolgenden Formeldarstellungen übersichtlich zu halten; aus dem gleichen Grund wurde auch auf den Zusatz $(j\omega)$ bei den einzelnen Größen verzichtet.

Betrachtet man den aus R_M und Z_x gebildeten Spannungsteiler, so gilt für $Z_x \neq 0$ die Identität:

$$\frac{\underline{U}_r}{R_M + Z_x} = \frac{\underline{U}_m}{Z_x} \quad (\text{G. 4.12})$$

woraus für Z_x folgt:

$$Z_x = \frac{R_M}{\underline{V}-1}, \quad \underline{V} \neq 1 \pm j0 \quad (\text{G. 4.13})$$

Das primäre Ergebnis der FFT liegt als Real- und Imaginärteil von \underline{U}_r resp. \underline{U}_m vor. Beim Systemdebugging während der Entwicklungsphase ist es aus Gründen der Anschaulichkeit jedoch deutlich vorteilhafter, die Ergebnisse in Betrags- und Phasen-Darstellung zu visualisieren. Deshalb wird in einem ersten Schritt gemäß (G. 1.5) und (G. 1.6) diese Darstellung berechnet. Für \underline{V} erhält man somit:

$$\underline{V} = \frac{|\underline{U}_r|}{|\underline{U}_m|} e^{j(\varphi_r - \varphi_m)} \equiv |\underline{V}| e^{j\varphi_V} \quad (\text{G. 4.14})$$

Unter Anwendung der Eulerschen Formel lassen sich dann Real- und Imaginärteil von \underline{V} wie folgt darstellen:

$$\text{Re}\{\underline{V}\} = |\underline{V}| \cos(\varphi_V) \quad (\text{G. 4.15a})$$

$$\text{Im}\{\underline{V}\} = |\underline{V}| \sin(\varphi_V) \quad (\text{G. 4.15b})$$

Einsetzen in (G. 4.13) liefert nach kurzer, elementarer Rechnung dann den Formelsatz zur Bestimmung der gesuchten Impedanz Z_x :

$$\text{Re}\{Z_x\} = R_M \left[\frac{|\underline{V}| \cos(\varphi_V) - 1}{|\underline{V}|^2 - 2|\underline{V}| \cos(\varphi_V) + 1} \right] = R_M \left[\frac{\text{Re}\{\underline{V}\} - 1}{(\text{Re}\{\underline{V}\} - 1)^2 + (\text{Im}\{\underline{V}\})^2} \right] \quad (\text{G. 4.16a})$$

$$\text{Im}\{Z_x\} = -R_M \left[\frac{|\underline{V}| \sin(\varphi_V)}{|\underline{V}|^2 - 2|\underline{V}| \cos(\varphi_V) + 1} \right] = -R_M \left[\frac{\text{Im}\{\underline{V}\}}{(\text{Re}\{\underline{V}\} - 1)^2 + (\text{Im}\{\underline{V}\})^2} \right] \quad (\text{G. 4.16b})$$

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

Der etwaige Nachteil dieses Berechnungsverfahrens hinsichtlich der numerischen Genauigkeit bei der praktischen Implementierung liegt in der intensiven Nutzung trigonometrischer Funktionen. Alternativ ist der konsequente Weg über die Rechnung mit Real- und Imaginärteil möglich, welcher lediglich mit den Grundrechenarten auskommt. Die Zwischenergebnisse sind dann allerdings nicht mehr so anschaulich interpretierbar. Der Formelsatz hierzu sei ohne Ableitung, da trivial, angegeben:

$$\operatorname{Re}\{\underline{V}\} = \frac{\operatorname{Re}\{\underline{U}_r\} \operatorname{Re}\{\underline{U}_m\} + \operatorname{Im}\{\underline{U}_r\} \operatorname{Im}\{\underline{U}_m\}}{\operatorname{Re}^2\{\underline{U}_m\} + \operatorname{Im}^2\{\underline{U}_m\}} \quad (\text{G. 4.17a})$$

$$\operatorname{Im}\{\underline{V}\} = \frac{\operatorname{Im}\{\underline{U}_r\} \operatorname{Re}\{\underline{U}_m\} - \operatorname{Im}\{\underline{U}_m\} \operatorname{Re}\{\underline{U}_r\}}{\operatorname{Re}^2\{\underline{U}_m\} + \operatorname{Im}^2\{\underline{U}_m\}} \quad (\text{G. 4.17b})$$

Beide Wege wurden im Rahmen der Entwicklung implementiert, es konnten jedoch keine Unterschiede in der Genauigkeit der Ergebnisse festgestellt werden. Letztendlich fiel somit die Entscheidung für das anschaulichere Verfahren über Betrag und Phase von \underline{U}_r und \underline{U}_m .

4.3.2 Kalibrierkonzept und systematische Fehler

Den vorgestellten Gleichungen liegt ein ideales Messsystem zugrunde. Wählt man bei der Realisierung der Messverstärker Widerstände mit 0.1% Toleranz und ferner 'handverlesene' Kapazitäten, so ist der qualitative Verlauf der erhaltenen Messkurven bereits recht passend. Allerdings erhält man, insbesondere zu den hohen Frequenzgrenzen hin, noch keine numerisch befriedigende Ergebnisse, da sich die dennoch verbleibenden Unsymmetrien mit vertretbarem technischen Aufwand nie ganz beseitigen lassen. Hier heißt das Zauberwort 'Kalibrierung'. Dazu werden unter genau bekannten Bedingungen Referenzmessungen durchgeführt und deren Ergebnisse an Hand eines Kalibriermodells in einen Parametersatz überführt, der daraufhin bei jeder Messung mitverrechnet wird.

Dabei sind mehrere Kalibrierebenen zu unterscheiden; die *Grundkalibrierung*, welche im Folgenden Gegenstand der Betrachtung sein wird, endet an den Messklemmen des Systems und ist von Temperaturdriften und Langzeiteffekten abgesehen, relativ stabil. Wird der Sensor nicht direkt, sondern beispielsweise über Leitungen am Messkopf angeschlossen, so entsteht eine weitere Kalibrierebene, welche den resultierenden Effekten Rechnung tragen muss. Diese Ebene ist nicht sehr stabil sondern variiert bei Laboraufbauten häufig; bereits geringe Änderungen wie etwa die Position oder Anbringung der Messkabel führen, je nach Messbereich, zu spürbaren Fehlmessungen. Deshalb ist es, etwa beim Umgang mit Netzwerkanalysatoren, guter Usus vor jeder Messung eine Kalibrierung des Aufbaues vorzunehmen.

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalyzers

Hierzu sind in der HF-Technik spezielle Kalibriernormale verfügbar, welche eine sogenannte OSM-Kalibrierung (Open-Short-Matched) ermöglichen. Natürlich muss dazu das verwendete Messgerät mit der entsprechenden Softwarefunktionalität ausgestattet sein, was heute bei Netzwerkanalysatoren allerdings gängiger Standard ist. Ein guter Überblick über unterschiedliche Kalibrierverfahren findet sich in [Ryt91]. Es sei nun die Grundkalibrierung des Systems näher betrachtet. Intuitiv gesehen erscheint dies zunächst sehr einfach: man nehme ein gut vermessenes Kalibriernormal, etwa in Messbereichsmittle, bestimme die Abweichungskurve und korrigiere alle Messungen um deren Verlauf. Doch dazu sei Abb. 4.3.2 näher betrachtet, welche die Struktur der Signalzweige mit den wichtigsten systematischen Fehlerquellen darstellt; der Übersichtlichkeit halber wurde die nicht-differenzielle Darstellung gewählt, was aber an den grundlegenden Überlegungen nur wenig ändert.

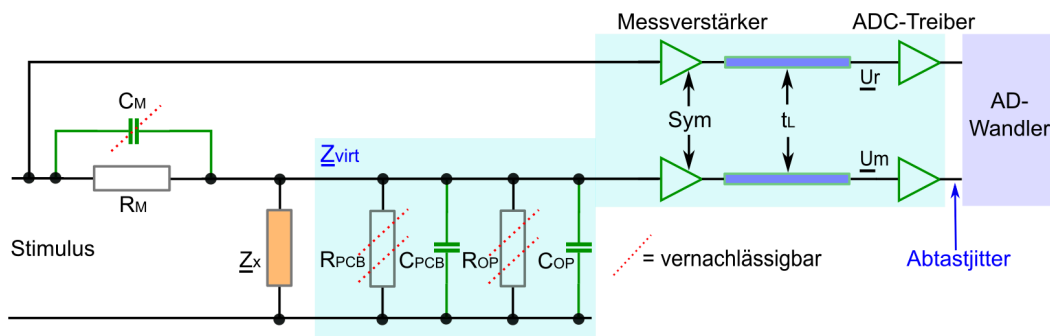


Abb. 4.3.2 Prinzipskizze der Signalzweige mit den relevantesten systematischen Einfluss- und Fehlerquellen

R_M	Messwiderstand
C_M	parasitäre Kapazität des Messwiderstandes
Z_x	Impedanz des Messobjektes
R_{PCB}	ohmscher Widerstand des Platinenmaterials
C_{PCB}	parasitäre Kapazität durch Leiterbahnen und Probenkontakte
R_{OP}	ohmscher Eingangswiderstand des Messverstärkers
C_{OP}	Eingangskapazität des Messverstärkers
Sym	Unsymmetrie im Amplituden- und Phasengang der Messverstärker resp. der ADC-Treiber
t_L	Unsymmetrie in den Kabel-Laufzeiten

Von diesen Einflussgrößen können jedoch einige, soweit es die vorliegende Aufgabenstellung betrifft, a priori als vernachlässigbar identifiziert werden. Parasitäre Induktivitäten haben auf Grund ihrer Größenordnung (wenige nH) im betrachteten

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

Frequenzbereich noch keinen systemrelevanten Einfluss. Bei richtiger Bauteilewahl und geschicktem Aufbau kann für C_M ein Wert in der Größenordnung von 15fF erreicht werden, womit für alle Systemauslegungen stets $R_M \ll |Z_{C_M}(\omega)|$ bleibt. Ähnliches gilt für R_{PCB} ; hier wurde ein Wert in der Größenordnung von $25G\Omega$ gemessen. Die OP's der Messverstärker können bei heutigem Stand der Technik so ausgewählt werden, dass sich R_{OP} ebenfalls im hohen $G\Omega$ -Bereich bewegt. Die Differenz der Kabellaufzeiten t_L spielt im Niederfrequenzbereich keine Rolle, ist jedoch bei 10Mhz nicht mehr zu vernachlässigen. Selbst bei Paarung der Kabel lässt sich allein schon aus fertigungstechnischen Gründen eine Phasendifferenz von etwa 0.015° bei dieser Frequenz nur mit erhöhtem Aufwand unterschreiten. Ebenso verhält es sich mit der Unsymmetrie im Frequenzgang der Verstärker. Einen wesentlichen Beitrag liefert die Kapazität $C_{OP}||C_{PCB}$, diese liegt bei den zur Verfügung stehenden OP's und mit sorgfältiger PCB-Leiterbahnführung unter Zugrundelegung der jeweiligen Datenblattwerte bei 1.4pF bis 1.7pF. Während statische Fehlerbeiträge durch den Frequenzgang der ADC-Treiber und auf Grund der Kabellaufzeit durch das zuvor skizzierte lineare Verfahren durchaus auf einfache Weise korrigiert werden könnten, gilt dies jedoch nicht für das Messnetzwerk selbst, gebildet aus R_M und $Z_x||C_{OP}||C_{PCB}$. Neben dem, selbst bei sorgfältiger Auslegung, nie perfekten Gleichlauf des Frequenzganges beider Signalzweige, tritt in der gewählten Anordnung noch ein weiterer Effekt in Erscheinung. Dazu sei zunächst die Übertragungsfunktion des noch unkalibrierten FobIS (LF-System) ohne Messobjekt betrachtet (Abb. 4.3.3).

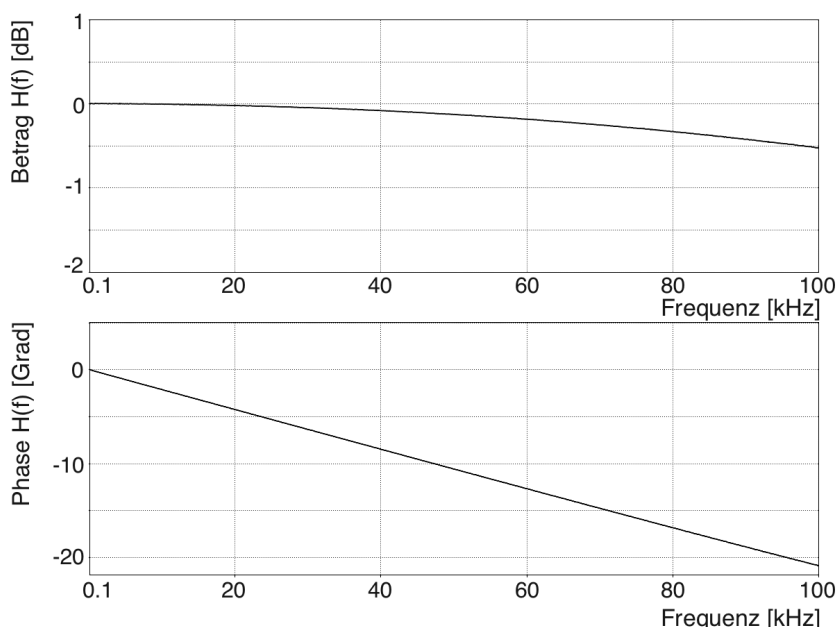


Abb. 4.3.3 Gemessene Übertragungsfunktion des unkalibrierten 100kHz LF-Systems; ohne Messobjekt, effektiver Messwiderstand $R_M=474k\Omega$.

Hier fällt sofort der relativ starke Phasengang ins Auge, aus dem sich für die effektive parasitäre Kapazität ein Wert von 1.36pF errechnen lässt. Verständlich wird diese Phasenabsenkung bei nochmaliger Betrachtung von Abb. 4.3.2. Während der Referenzkanal des Messverstärkers direkt durch den sehr niederohmigen Ausgang des Signaltreibers angesteuert wird und somit die Eingangskapazität im betrachteten Frequenzbereich keine nennenswerte Rolle spielt, bildet für den Messkanal der Widerstand R_M in Verbindung mit den kapazitiven parasitären Elementen einen stets vorhandenen Eingangstiefpass, welcher die Phasenabsenkung in Abb. 4.3.3 bewirkt und in Verbindung mit unterschiedlichen Messobjekten einen jeweils individuellen Verlauf annimmt. Deshalb können die Kurven aus Abb. 4.3.3 nicht 'einfach' vom Messergebnis subtrahiert werden, es gilt vielmehr, eine entsprechende Verrechnungsvorschrift zu finden.

Somit liegt dem letztlich entworfenen Algorithmus für die *Grundkalibrierung* folgende Idee zugrunde: zunächst wird die noch verbliebene Differenz der DC-Verstärkung in den beiden Signalzweigen bestimmt und softwaretechnisch kompensiert. Führt man nun eine Referenzmessung mit $|\underline{Z}_x| \rightarrow \infty$ durch, also bei offenen Messklemmen, so erhält man auf Grund der verbleibenden parasitären Elemente einen 'irgendwie' gearteten Verlauf von Real- und Imaginärteil dieser Messung. Dieser Verlauf lässt sich interpretieren als eine virtuelle Impedanz \underline{Z}_{virt} , welche stets parallel zu \underline{Z}_x liegt und die aus den späteren Messungen mit realem \underline{Z}_x 'herausgerechnet' werden muss. Dieses Verfahren wurde implementiert, und es ließen sich damit sehr gute Resultate erzielen. Der Vorteil liegt in der einfachen Handhabung für den Anwender, da keine Kalibriernormale erforderlich sind und auf Tastendruck lediglich eine einfache 'open' Messung durchgeführt werden muss. Das Verfahren eignet sich allerdings nur zur Grundkalibrierung bis 'Ende Messkopf', da keine induktiven Komponenten in der Sensorkontaktierung damit erfasst werden. Induktivitäten wurden allerdings konstruktionsbedingt derart minimiert, dass sie bei direktem Anschluss des Sensors am Messkopf keine relevante Rolle spielen.

Im Folgenden sei der Rechengang des Algorithmus vorgestellt. Angenommen, eine Messung mit einem Testobjekt der Impedanz \underline{Z}_x liefere unter Anwendung der Gleichungen (G. 4.16) den Messverlauf $\underline{Z}_m = \underline{Z}_x || \underline{Z}_{virt}$. Dabei seien Real- und Imaginärteil von \underline{Z}_{virt} zuvor aus einer 'open' Messung bestimmt und als Kalibrierfeld $\underline{Z}_{cal} \equiv \underline{Z}_{virt}$ abgespeichert worden. Es gilt:

$$\underline{Z}_m = \frac{\underline{Z}_x \underline{Z}_{cal}}{\underline{Z}_x + \underline{Z}_{cal}} \quad \Leftrightarrow \quad \underline{Z}_x = \frac{\underline{Z}_m \underline{Z}_{cal}}{\underline{Z}_{cal} - \underline{Z}_m} \quad (\text{G. 4.18})$$

Daraus folgt die explizite Darstellung für das gesuchte \underline{Z}_x :

$$\underline{Z}_x = \frac{[\text{Re}\{\underline{Z}_m\} + j \text{Im}\{\underline{Z}_m\}][\text{Re}\{\underline{Z}_{cal}\} + j \text{Im}\{\underline{Z}_{cal}\}]}{[\text{Re}\{\underline{Z}_{cal}\} + j \text{Im}\{\underline{Z}_{cal}\}] - [\text{Re}\{\underline{Z}_m\} + j \text{Im}\{\underline{Z}_m\}]} \quad (\text{G. 4.19})$$

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

Hieraus lassen sich nach, zwar elementarer, jedoch etwas länglicher Rechnung, Realteil und Imaginärteil von \underline{Z}_x isolieren und wie folgt darstellen:

$$\operatorname{Re}\{\underline{Z}_x\} = \frac{\Delta Z_{re} A + \Delta Z_{im} B}{(\Delta Z_{re})^2 + (\Delta Z_{im})^2} \quad (\text{G. 4.20a})$$

$$\operatorname{Im}\{\underline{Z}_x\} = \frac{\Delta Z_{re} B - \Delta Z_{im} A}{(\Delta Z_{re})^2 + (\Delta Z_{im})^2} \quad (\text{G. 4.20b})$$

$$\Delta Z_{re} \equiv \operatorname{Re}\{\underline{Z}_{cal}\} - \operatorname{Re}\{\underline{Z}_m\} ; \quad \Delta Z_{im} \equiv \operatorname{Im}\{\underline{Z}_{cal}\} - \operatorname{Im}\{\underline{Z}_m\} \quad (\text{G. 4.20c})$$

$$A \equiv \begin{vmatrix} \operatorname{Re}\{\underline{Z}_m\} & \operatorname{Im}\{\underline{Z}_m\} \\ \operatorname{Im}\{\underline{Z}_{cal}\} & \operatorname{Re}\{\underline{Z}_{cal}\} \end{vmatrix} ; \quad B \equiv \begin{vmatrix} \operatorname{Im}\{\underline{Z}_m\} & \operatorname{Re}\{\underline{Z}_m\} \\ -\operatorname{Im}\{\underline{Z}_{cal}\} & \operatorname{Re}\{\underline{Z}_{cal}\} \end{vmatrix} \quad (\text{G. 4.20d})$$

In der konkreten Anwendung ergibt sich somit folgendes Procedere:

- (i) Nach etwa 30 minütiger Warmlaufphase ohne Messobjekt wird eine 'open' Kalibrierung gestartet; dabei wird mittels (G. 4.16) das Kalibrierfeld \underline{Z}_{cal} ermittelt, der Mittelwert aus mindestens 24 bis 32 Messungen gebildet und im System gespeichert.
- (ii) Nun wird der Sensor kontaktiert und die Messung gestartet. Ebenfalls mittels (G. 4.16) wird nun \underline{Z}_m berechnet. Dieses Messfeld wird anschließend bei jeder Messung unter Anwendung von (G. 4.20) korrigiert. Das so erhaltene Feld beschreibt, mit einer für die Anwendung hinreichenden Genauigkeit, den gesuchten Verlauf von \underline{Z}_x .

Unter Laborbedingungen bleibt die Grundkalibrierung über Wochen ausreichend genau gültig; weitere Feststellungen hierzu siehe unter Kapitel 6.2.

4.3.3 Kohärenzfunktion als Testhilfsmittel

Alle bisher vorgestellten Algorithmen gehen stillschweigend davon aus, dass es sich insgesamt um ein lineares System handelt, und dass Response und Stimulus kausal voneinander abhängen. Im praktischen Betrieb sind diese Voraussetzungen nicht immer leicht zu überprüfen. So etwa können Kontaktprobleme, falsche Anschlussbeschaltung des Messobjekts, Fremdeinstreuungen oder Übersteuerung zu Fehlmessungen führen, welche dann nur schwer zu interpretieren sind.

Aus diesem Grund verfügen heute alle guten FFT-Analysatoren über eine Funktionalität, die es ermöglicht, derartige Probleme aufzuspüren, nämlich die Kohä-

renzfunktion [Her85]. Die Implementierung dieser Funktionalität ist auch im Rahmen des Impedanz-Spektrometers durchaus sinnvoll und hilfreich. Zumal die Fourierspektren von Anregungssignal und Response signal bereits vorliegen, gestaltet sich der Implementierungsaufwand, wie gleich noch gezeigt wird, überschaubar.

Die Kohärenz, sie kann Werte zwischen 0 und 1 annehmen, beschreibt das Maß der statistischen Abhängigkeit zwischen Stimulus und Response und beträgt im Idealfall bei korrekten Messbedingungen über den gesamten Frequenzbereich stets 1. Ihr Wert ergibt sich, vereinfacht gesagt, als der Quotient aus der Kreuzleistungsdichte von Stimulus und Response und dem Produkt der Autoleistungsdichten beider Signale. Diese Hintergründe seien nun etwas genauer betrachtet. Dazu gehe man von (G. 3.18) aus und forme diese durch Erweiterung etwas um [Her85]:

$$\underline{H}_S(j\omega) = \frac{\underline{G}(j\omega) \underline{S}^*(j\omega)}{\underline{S}(j\omega) \underline{S}^*(j\omega)} = \frac{\underline{G}(j\omega) \underline{S}^*(j\omega)}{|\underline{S}(j\omega)|^2} \equiv \frac{\phi_{GS}(j\omega)}{|\underline{S}(j\omega)|^2} \quad (\text{G. 4.21})$$

Hierdurch entsteht die 'eingangsbezogene' Form der Übertragungsfunktion, welche, unter Anwendung des Korrelationstheorems der Fouriertransformation [Fre08], im Zähler die Kreuzleistungsdichte $\phi_{GS}(j\omega)$ und im Nenner das Betragsquadrat der Autoleistungsdichte enthält. Wichtig ist festzustellen, dass der Zähler noch die Phaseninformation enthält, während der Nenner rein reell ist. Formal gleichberechtigt lässt sich die Übertragungsfunktion aber auch in der 'ausgangsbezogenen' Form darstellen:

$$\underline{H}_G(j\omega) = \frac{\underline{G}(j\omega) \underline{G}^*(j\omega)}{\underline{S}(j\omega) \underline{G}^*(j\omega)} = \frac{|\underline{G}(j\omega)|^2}{\underline{S}(j\omega) \underline{G}^*(j\omega)} \equiv \frac{|\underline{G}(j\omega)|^2}{\phi_{SG}(j\omega)} \quad (\text{G. 4.22})$$

Dass für ein ideales, ungestörtes Übertragungssystem beide Ausdrücke das gleiche Ergebnis liefern müssen, ist einsichtig. Somit nimmt der Quotient aus (G. 4.21) und (G. 4.22) den Wert 1 an. Es stellt sich nun die Frage, was geschieht, wenn unkorrelierte Signale oder nicht kausale Abhängigkeiten zwischen Eingang und Ausgang vorliegen. Dazu sei der Quotient aus beiden Gleichungen betrachtet und mit γ^2 bezeichnet.

$$\gamma^2 \equiv \frac{\underline{H}_S(j\omega)}{\underline{H}_G(j\omega)} = \frac{\phi_{GS}(j\omega) \phi_{SG}(j\omega)}{|\underline{S}(j\omega)|^2 |\underline{G}(j\omega)|^2} = \frac{\phi_{GS}(j\omega) \phi_{GS}^*(j\omega)}{|\underline{S}(j\omega)|^2 |\underline{G}(j\omega)|^2} = \frac{|\phi_{GS}(j\omega)|^2}{|\underline{S}(j\omega)|^2 |\underline{G}(j\omega)|^2} \quad (\text{G. 4.23})$$

Dieser Ausdruck für γ^2 wird bisweilen bereits als Kohärenzfunktion bezeichnet. Bei näherer Betrachtung zeigt sich jedoch, dass (G. 4.23) in dieser Form noch eine Unzulänglichkeit aufweist. Es erscheinen in diesem Ausdruck ausschließlich die Betragsquadrate und die ursprünglich in der Kreuzleistungsdichte enthaltene Phaseninformation geht dabei verloren; dieser Ausdruck liefert stets den Wert 1. Dies gilt insbesondere für jede Einzelmessung auch bei Systemen mit Störeinfluss. Bei

4. Systementwurf eines Fourier-Impedanzanalysators

genauerer Betrachtung ist dies auch wenig verwunderlich, stellt (G. 4.23) auf Grund der durchgeführten algebraischen Umformungen zunächst lediglich eine komplizierte Schreibweise der '1' dar. Dies ändert sich, sobald Mittelwertbildung der Spektralfolgen vor Ausführung von (G. 4.23) ins Spiel kommt. Induzierte Random-Phasen auf Grund von Störeinflüssen erfahren dann eine Berücksichtigung und nehmen Einfluss auf den Wert von $\bar{\gamma}^2$. Dieser zunächst nicht unmittelbar einsichtige Sachverhalt sei an Hand von Abb. 4.3.4 als Darstellung in der komplexen Ebene illustriert.

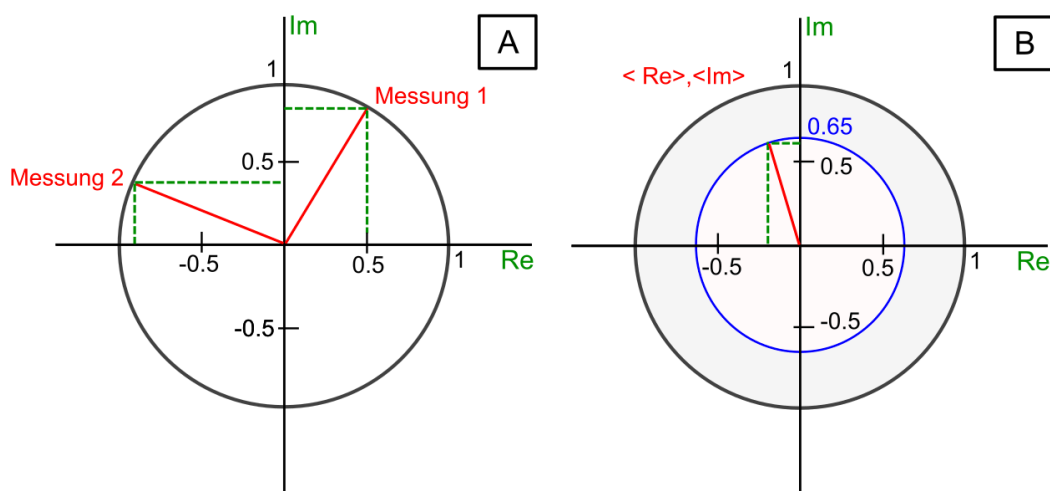


Abb. 4.3.4 Illustration zur Bildung der Kohärenzfunktion. Betrachtung zweier Einzelmessungen bei fester Frequenz: [A] ohne Mittelung und [B] mit Mittelung von Real- und Imaginärteil der Kreuzleistungsdichte **vor** der Betragsbildung. Schematische Darstellung in der Gauss'schen Zahlenebene. Erläuterungen siehe Text.

Bild 'A' zeigt die Ergebnisse eines angenommenen gestörten Kanals für zwei Einzelmessungen bei fester Frequenz. Die Beträge ergeben sich für jede Messung zu '1' auf Grund der Normierung auf die Autospektren. Bild 'B' zeigt die Sachlage, wenn **vor** der Betragsbildung der Kreuzleistungsdichte jeweils deren Real- und Imaginärteil gemittelt wurden, also quasi ein 'Phasengedächtnis' eingeführt wurde. Der normierte Betrag ergibt dann einen Wert kleiner als 1. In der für die Abbildung willkürlich angenommenen Situation ergibt sich der Wert mit den Phasen aus Bild 'A' zu 0.65.

Für die praktische Berechnung der aussagekräftigen Kohärenzfunktion ergibt sich somit folgende Vorschrift:

$$Coh(j\omega) \equiv \bar{\gamma} = \sqrt{\frac{|\langle \phi_{GS}(j\omega) \rangle|^2}{\langle |S(j\omega)|^2 \rangle \langle |G(j\omega)|^2 \rangle}} \quad (G. 4.24)$$

Wesentlich ist dabei, dies sei nochmals betont, dass für $\langle \underline{\phi}_{GS}(j\omega) \rangle$ die Mittelung von Real- und Imaginärteil vor der Betragsbildung erfolgt. Bei den Autospektren werden, ganz konventionell, die Beträge gemittelt [Cer00].

Versteht man die Kohärenzfunktion lediglich als einen Indikator für eventuelle Unstimmigkeiten innerhalb der Messkette, so genügt bereits die Mittelung über nur 2 Messungen, um bereits eine Störung zu erkennen. Beim FobIS wurde eine Mittelwertbildung über 4 Einzelmessungen implementiert. Sind die numerischen Ergebnisse von Interesse, was in der Praxis seltener vorkommt, so ist die Mittelung über 20 und mehr Messwerte erforderlich. Bei Untersuchungen im Rahmen der Implementierung wurden mit 100 Werten diesbezüglich gute Ergebnisse erzielt.

Die in (G. 4.24) enthaltenen Ausdrücke können alle aus den vorliegenden Fourierpektren $\underline{S}(j\omega)$ und $\underline{G}(j\omega)$ berechnet werden, was die Implementierung sehr vereinfacht. Es ist zu beachten, dass sich Real- und Imaginärteil des Kreuzspektrums dabei wie folgt ergeben:

$$Re\{\underline{\phi}_{GS}\} = Re\{\underline{G}\}Re\{\underline{S}\} + Im\{\underline{G}\}Im\{\underline{S}\} \quad (G.4.25a)$$

$$Im\{\underline{\phi}_{GS}\} = Im\{\underline{G}\}Re\{\underline{S}\} - Re\{\underline{G}\}Im\{\underline{S}\} \quad (G.4.25b)$$

Diese Ausdrücke sind vor Betragsbildung getrennt zu mitteln.

Die hiesige Darstellung kann und soll lediglich eine Idee von der insgesamt recht komplexen Problematik rund um die Kohärenzfunktion liefern, insoweit dies zur praktischen Implementierung im Messsystem erforderlich ist. Insbesondere die alternative Berechnung der Übertragungsfunktion aus $\underline{H}_S(j\omega)$ oder $\underline{H}_G(j\omega)$ bietet interessante Möglichkeiten bei verrauschter Signalqualität. Je nachdem ob Eingangs- oder Ausgangsrauschen dominant ist, liefert dann entweder (G. 4.21) oder (G. 4.22) eine bessere Schätzung für das 'wahre' $\underline{H}(j\omega)$. Eine sehr ausführliche Darstellung hierzu findet sich in [Her85].

Festzuhalten bleibt, dass im Grunde jede Messung an einem neu erstellten Testaufbau mit einem Kohärenz-Check starten sollte. Dadurch können in vielen Fällen Fehler im Messaufbau oder bei der Probenkontaktierung bereits im Vorfeld erkannt werden, was wiederum nachfolgenden Problemen bei der Interpretation inkonsistenter Messergebnisse vorbeugt.

Kapitel 5

5. System-Realisierung

Im vorangegangenen Abschnitt wurden die wesentlichsten systemtechnischen Aspekte der FobIS-Aufbaublöcke und Systemkomponenten im Einzelnen betrachtet. Auf diesen Erkenntnissen basierend sei nun die konkrete Realisierung vorgestellt.

Wie bereits zuvor beschrieben, erfolgte der Aufbau in zwei Schritten, bestehend aus dem LF- und dem HF-System. Während das LF-System ausschließlich mit binären MLS-Sequenzen bei Abtastraten unter 500kS/s arbeitet, kann die Hardware des HF-Systems sowohl MLS-Sequenzen wie auch synthetisch generierte analoge Stimulus-Signale und Frequenz-Sweeps erzeugen und Abtastraten bis zu 80MS/s erreichen. Darüber hinaus sind hier Ausgangspegel und DC-Bias des Anregungssignals einstellbar. Beide Messmodule besitzen nach außen hin kompatible Schnittstellen und können entweder einzeln oder aber im Verbund betrieben werden. Dies ermöglicht die Integration zu einem Gesamtsystem, welches in Summe einen weiten Frequenzbereich abdecken kann (Abb.5.0.1). Eine sehr kompakte Darstellung zur Funktionsweise des Gesamtsystems findet sich in [Doe18].

Die Signalverarbeitung ebenso wie die Systemsteuerung erfolgt für beide Systeme im nachgeschalteten FPGA-Modul mit Altera/Intel Cyclon V Bausteinen [Alt18] als Herzstück. Hier konnte auf ein System zurückgegriffen werden, welches parallel zu den hier vorgestellten Arbeiten im Rahmen eines weiteren Verbundprojektes [Mos19] bei der Firma CANWAY entstand. Erfreulicherweise konnte während der Entwicklung auf zahlreiche Details Einfluss genommen werden, und so war es möglich, den Frequenz-Synthesizer sowie erforderliche Schnittstellenstrukturen auf den FPGA-Boards zu integrieren. Der CANWAY Baukasten beinhaltet neben einem reinen FPGA-Modul noch ein Cyclone V SoC-Modul; das ist ein FPGA-Baustein, welcher zusätzlich noch zwei ARM9 Prozessorkerne enthält [Sel17],[Lau19]. Auf diesen konnten die Auswertungsalgorithmen des Messsystems implementiert werden. Ebenso laufen auf den ARM9-Kernen noch das Betriebssystem Linux sowie ein von CANWAY entwickelter Web-Server; beides gehört zum Lieferumfang der FPGA-Module. Verfügbar ist ferner eine Busplatine, welche bis zu 4 FPGA-Module und 1 SoC-Modul aufnehmen kann, sowie unterschiedliche Power-Module. Aktuell fand die DC-Baugruppe mit einem Eingangsbereich von 9-32V Verwendung.

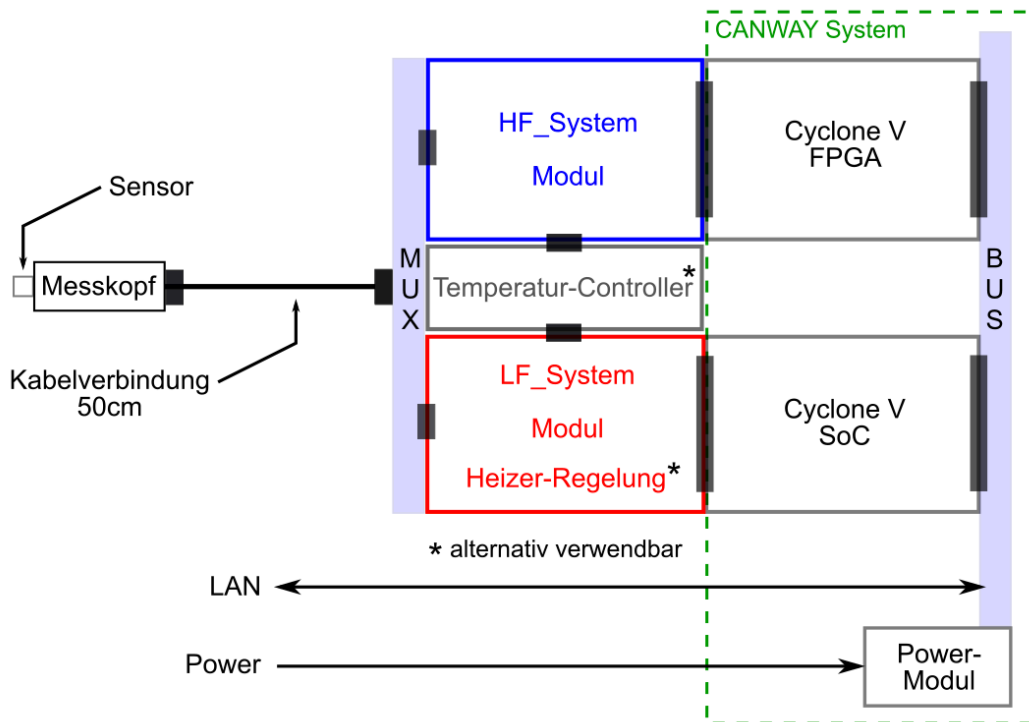


Abb. 5.0.1 Die Gesamtstruktur der Hardware des Impedanz-Messsystems bestehend aus FPGA-System, Signal-Modulen, Messkopf und Temperaturcontroller.

Die applikationsseitige Schnittstelle ist Dank der FPGA-Technologie außerordentlich umfassend und flexibel, so dass die Signalelektronik des Impedanzspektrometers recht einfach adaptiert werden konnte. Abb. 5.0.2 gibt einen vereinfachten Überblick über die Signalstruktur der Hardware-Schnittstellen der FPGA-Module. Kern der Applikationsschnittstelle sind 72 digitale I/O-Lines, welche als Eingänge oder Ausgänge konfiguriert werden können, single-ended oder paarweise differenziell. Über die 'Level select' Leitungen kann dabei der Logikpegel bankweise mit 1.8V, 2.5V oder 3.3V zugewiesen werden. Die Summe der Konfigurationsmodi ist insgesamt recht komplex, weshalb an dieser Stelle auf das Cyclone V Handbuch verwiesen werden muss [Alt18]. Die Zahl der I/O's ist üppig bemessen, so dass die Anbindung mehrerer AD/DA-Wandler ebenso wie die Implementierung von Konfigurationsschnittstellen keinerlei Probleme aufwirft.

Als zusätzliche Signale stehen insgesamt 4 programmierbare Ausgänge des Frequenzsynthesizers zur Verfügung, welche als Abtast- und PN-Takte genutzt werden können. Jedes Applikationsmodul, einschließlich des Messkopfes, wurde mit einem nichtflüchtigen Speicherchip ausgestattet, der über den seriellen I²C Bus ausgelesen und beschrieben werden kann. Der Speicher dient zur Modulidentifikation und zur Ablage individueller Betriebsparameter, insbesondere der Kalibrierdaten des jeweiligen Frontends.

5. System-Realisierung

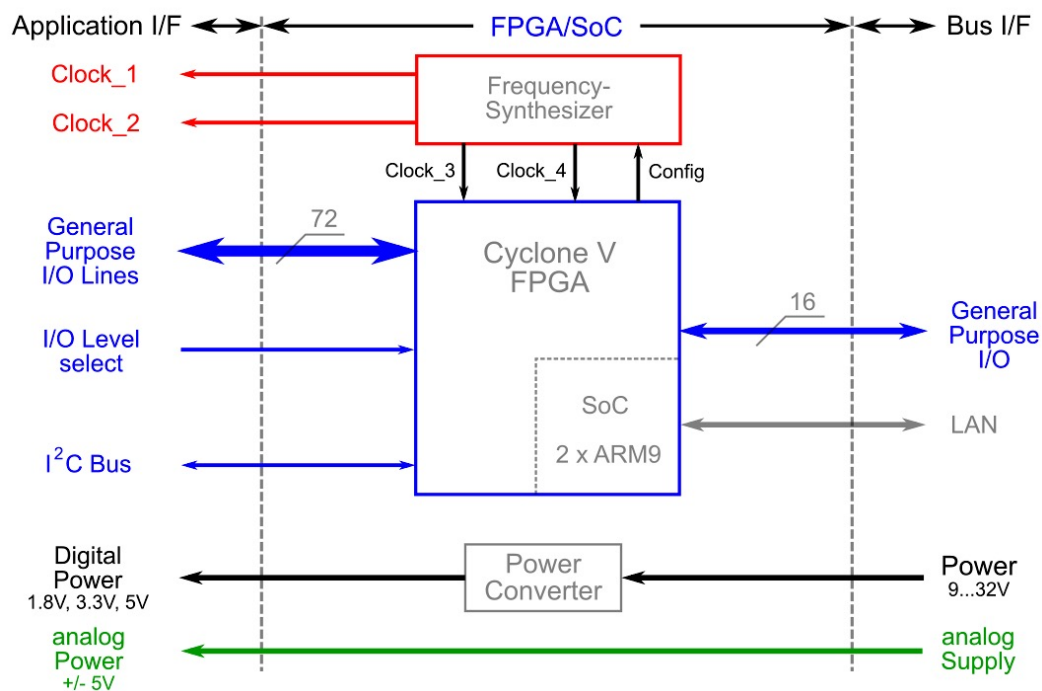


Abb. 5.0.2 Die Hardware-Schnittstellen der CANWAY FPGA-Module.

5.1 Der Aufbau im Detail

Das Gesamtsystem versteht sich als 'Systembaukasten' und, wie in Abb. 5.0.1 dargestellt, umfasst dieser folgende Komponenten:

- das LF-System als Frontend für Messungen im niederfrequenten Bereich
- das HF-System als Frontend für höherfrequente Messungen
- Messköpfe, welche auf die einzelnen Systeme und die Aufgabenstellung angepasst werden können
- das Multiplexer-Modul mit Umschaltung durch Software zum Betrieb beider System-Module im Verbund
- das CANWAY FPGA-System zur Implementierung der Signalverarbeitung und der Algorithmen
- der Temperaturcontroller für mikrostrukturierte Sensoren als eigenständige Einheit, welche das Abfahren von Temperaturprogrammen ermöglicht und dabei gleichzeitig als Trigger-Generator dienen kann.

Mit diesen Grundbausteinen können unterschiedliche Konfigurationen und Ausbaustufen realisiert werden. So ist es zum Beispiel möglich, ein Minimalsystem zu betreiben, welches lediglich aus *einem* FPGA/SoC-Modul und *einem* Signalfrontend nebst Messkopf besteht.

Wie bereits erwähnt, wurde das LF-System in Verbindung mit einem bestimmten Sensor entwickelt und ist somit hinsichtlich seiner Möglichkeiten im Vergleich zum HF-Modul etwas eingeschränkt. Da sich alle Aufbaublöcke des LF-Systems, mit Ausnahme der Heizerregelung, als Subsets auch im HF-System wiederfinden, beschränken sich die nachfolgenden Darstellungen bezüglich des LF-Systems auf ein Mindestmaß in lediglich beschreibender Darstellung; die Detaildiskussion zu einzelnen Aspekten der Entwicklung erfolgt dann bei der Vorstellung des technisch komplexeren HF-Systems.

5.1.1 Das LF-System

Der Aufbau des LF-Systems ist recht überschaubar gehalten und in Abb. 5.1.1 dargestellt. Hardwareseitig kann mit dem Design, abhängig von der Bauteilebestückung des Ausgangsfilters, frequenzmäßig ein Messbereich von alternativ 10Hz bis 10kHz oder aber 100Hz bis 100kHz abgedeckt werden. Die Abbildung zeigt die Auslegung für den Frequenzbereich von 100Hz bis 100kHz. Die Bestückung der Signalfilter in Verbindung mit der Synthesizer-Einstellung bestimmt den Bereich; alle weiteren Modifikationen werden im FPGA vorgenommen. Für DC-Messungen ist das Signalfrontend weniger geeignet, da keine Offset-Kompensation vorgesehen wurde. Als Anregung wird eine bipolare, nullsymmetrische MLS-Sequenz der Länge PN12 verwendet, wobei die Sequenz selbst im FPGA erzeugt wird und somit leicht abänderbar ist. Mit einer Taktfrequenz von $f_c=409.5\text{kHz}$ des PN12 Generators erhält man einen Frequenzkamm im 100Hz Raster, beginnend mit 100Hz selbst. Zur Limitierung der Signalbandbreite wird im Anregungsweig ein aktives TP-Filter der Ordnung 10 mit leicht modifizierter Butterworth-Charakteristik eingesetzt. Die Grenzfrequenz (-3dB) dieses Filters wurde mittels [low14] zu 100kHz berechnet. Der sich damit ergebende Crestfaktor des Anregungssignals wurde mit $C_F=2.43$ gemessen. Der Stimuluspegel am Filterausgang wurde beim Testmuster letztlich auf $1V_{ss}$ eingestellt und kann durch Softwareeinstellungen nicht verändert werden. Als Signalwandler kommen 20Bit SAR-Typen [Lin16] mit einer maximalen Abtastrate von 500kS/s zur Anwendung. Die hier eingestellte Abtastrate beträgt 409.6kHz, so dass die FFT-Bins und der Frequenzkamm des Stimulus exakt übereinstimmen. Sowohl die AD-Wandler wie auch der PN-Generator beziehen ihren Takt von einem Frequenz-Synthesizer auf dem FPGA-Modul. Der Synthesizer-Chip wird von einem NIOS II Microcontroller [Int19] aus konfiguriert. Der NIOS II ist ein proprietärer 'Soft-Core' Microcontroller, welcher im FPGA realisiert wird und mit Hilfe des

5. System-Realisierung

Entwicklungstools 'QSys' [Alt15] applikationsspezifisch zusammengestellt werden kann.

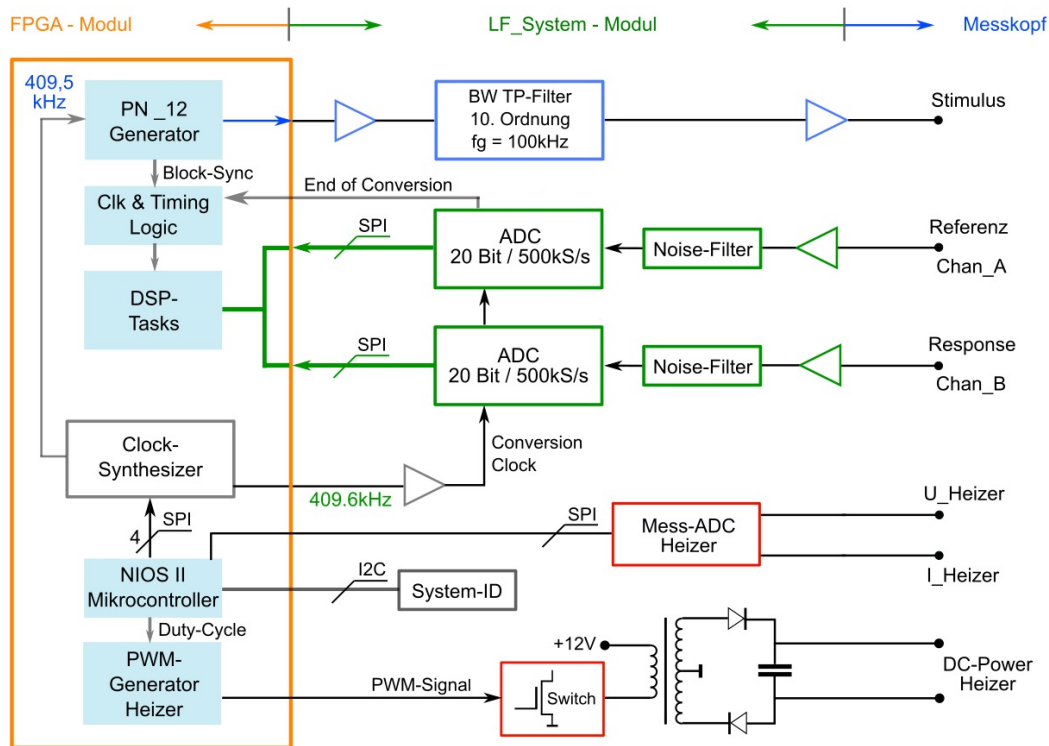


Abb. 5.1.1 Funktionsstruktur des LF-Systems und Anbindung an das FPGA-Modul.

Ebenfalls auf dem LF-Modul integriert sind die Komponenten für die Heizerrsteuerung und die Temperaturregelung. Die Heizleistung wird von einem diskret aufgebauten, galvanisch getrennten DC/DC Wandler bereitgestellt. Systemüberlegungen hierzu wurden bereits in Kap. 4.2.4 vorgestellt. Die Leistungsregelung erfolgt über ein im FPGA erzeugtes PWM-Signal mit einer Grundfrequenz von 400kHz. Der Duty-Cycle der PWM wird vom Ausgang des Temperaturreglers eingestellt. Der Regler ist digital im NIOS II in Form eines PID-Reglers realisiert. Durch Spannungs- und Strommessung am PT10-Widerstand des Heizers (erfolgt im Messkopf) wird der aktuelle Widerstand und hieraus die Temperatur bestimmt. Diese dient dann als Regelgröße für den Heizer.

Die Heizungsregelung wurde in ihren Betriebsparametern primär auf die Belange des GGS13430T Sensors mit PT10 Heizer abgestimmt, ist prinzipiell aber auch an einige andere Sensoren adaptierbar, sofern die Leistungsanforderung des Heizers zwischen etwa 250mW und 1.5W beträgt. Die Dynamik der Regelschleife (Konstanten des PID-Reglers) wurde auf die Sprungantwort des GGS13430T angepasst. Die Programmierung des Reglers und Anpassung der Parameter erfolgte bei CANWAY

im Rahmen einer Master-Arbeit [Dre17]. Nur das LF-Modul enthält den Heizungsregler; beim Aufbau eines erweiterten Gesamtsystems gemäß Abb. 5.0.1 erfolgt die Anbindung des Reglers an den Messkopf über das Multiplexer-Modul und steht somit stets dem Gesamtsystem zur Verfügung. Zur Ansteuerung von mikrostrukturierten Sensoren ist dieser Temperaturregler weniger geeignet, weshalb für diesen speziellen Einsatzbereich ein eigenständiger Temperatur- und Triggercontroller entwickelt wurde, der Temperaturprogramme abfahren kann und auch unabhängig vom FobIS-System einsetzbar ist (siehe Kap. 5.1.4).

5.1.2 Das HF-System

Das HF-System wurde in der zeitlichen Abfolge nach dem LF-System realisiert und wurde, nicht wie letzteres, im Hinblick auf einen konkreten Anwendungsfall entworfen. Vielmehr flossen hier die Anforderungen aus Kap. 4 in deutlich größerem Umfang ein, was in der Praxis einen flexibleren Einsatz ermöglicht. Das HF-System zeichnet sich nicht nur durch einen nach oben deutlich erweiterten Frequenzbereich aus. Durch den Einsatz von Multi-Rate-Signalprocessing in Verbindung mit digitalen Filtern (siehe Kap. 4.2.3) kann dieselbe Hardware auch für niedrige Frequenzbereiche genutzt werden. In der aktuellen Realisierung lässt sich ein Gesamtbereich von 1kHz bis 10MHz überstreichen.

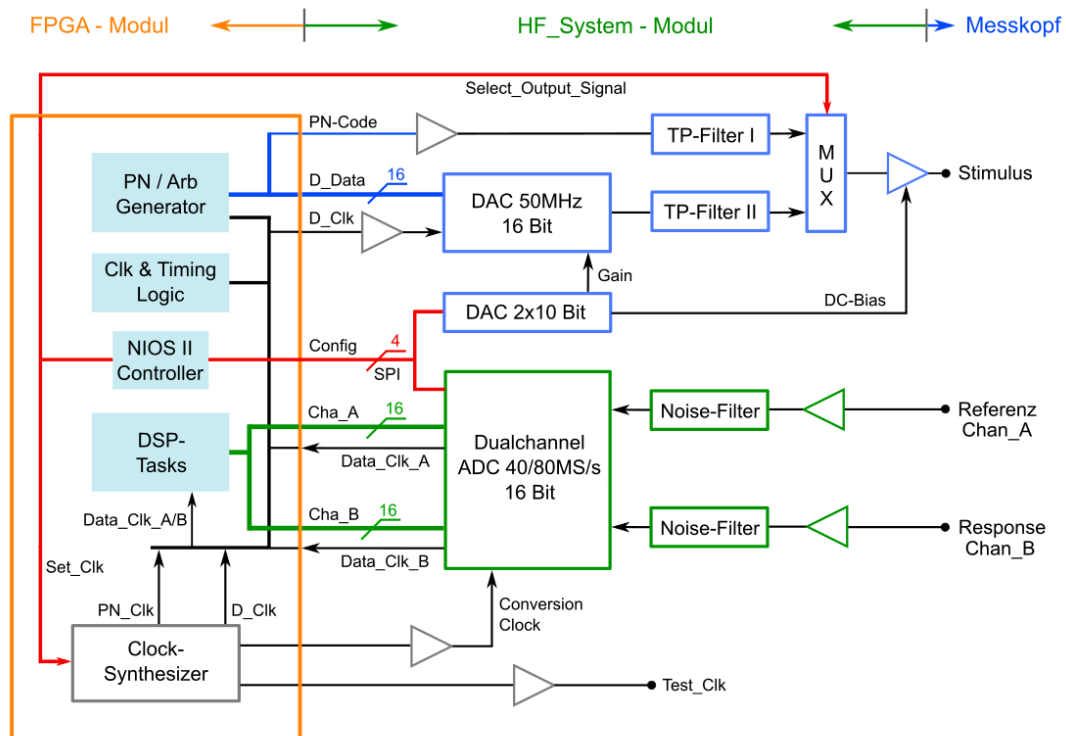


Abb. 5.1.2 Die Blockstruktur der Hardware des HF-Systems.

5. System-Realisierung

Die Struktur der Hardware ist in Abb. 5.1.2 dargestellt. Die Signalerfassung wurde mit einem Zweikanal-ADC ausgestattet, der in unterschiedlichen Bestückungsvarianten Abtastraten bis zu 80MS/s zulässt. Wesentliche Änderungen gegenüber dem LF-System wurden bei der Generierung des Stimulus-Signals vorgenommen. Der einfache PN-Generator des LF-Systems wurde als eine eigenständige Komponente beibehalten, da er in der Entwicklungsphase die schnelle und einfache Modifikation von Testsignalen ermöglicht. Neu hinzugekommen ist ein DA-Wandler, der mit bis zu 50MS/s Ausgaberate arbeitet und die Erzeugung von beliebigen Anregungssignalen wie etwa Chirp oder Multisinus ermöglicht. Außerdem können bei dieser Hardware sowohl der Pegel des über den DAC erzeugten Signals wie auch der DC-Bias Pegel des Ausgangssignals über einen 10Bit DA-Wandler eingestellt werden.

Im Folgenden seien nun Designaspekte der einzelnen Funktionsblöcke näher betrachtet, beginnend mit den Komponenten des Generators. Dieser besteht aus zwei Zweigen, welche über einen schnellen Analog-Multiplexer alternativ auf den 50 Ω Ausgangstreiber aufgeschaltet werden können. Der obere Zweig in Abb. 5.1.2 stellt den gefilterten PN-Code bereit. Hierzu wurde das TP-Filter I als aktives Filter 6. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 1MHz und Butterworth-Charakteristik ausgelegt. Die Tatsache, dass im LF-System ein Filter 10. Ordnung verwendet wurde steht in direktem Zusammenhang mit dem geänderten Abtastschema und wurde in Kap. 4.2.3 bereits betrachtet. Dieser erste Generatorzweig wird im HF-System zur Erzeugung des Anregungssignals für den Messbereich von 1kHz bis 1MHz benutzt und von einem PN12 Code mit $f_c=4.095\text{MHz}$ gespeist. Der erzielte Crest-Faktor am Stimulus-Ausgang beträgt nun $C_F=2.20$. Der zweite Zweig des Generators ist mit einem DA-Wandler ausgestattet und erlaubt somit prinzipiell die Ausgabe beliebiger Signalverläufe. Der DA-Wandler wird mit einer Taktrate von nicht unter 40Mhz betrieben und somit liegt man in einem Nyquist-Frequenzbereich, in welchem sich das Rekonstruktionsfilter bereits gut als passives LC-Filter realisieren lässt. TP-Filter II wurde deshalb als LC-Filter 9. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 10MHz konzipiert. Um handliche Werte für die Kapazitäten und Induktivitäten zu erhalten, wurde im Filterzweig selbst mit einer Anpassimpedanz von 130 Ω gearbeitet. Das Filterdesign und die Optimierung wurden mit einer entsprechenden Entwurfssoftware für passive HF-Filter erstellt [low14] und die Werte zur Simulation der Gesamtschaltung anschließend auf Spice [Lin18] übertragen. Die sich hieraus ergebende Simulationsschaltung ist in Abb. 5.1.3 dargestellt.

Untersucht wurde hier die gesamte Signalkette einschließlich der Bias Erzeugung und des Ausgangsverstärkers. Von vorrangigem Interesse waren dabei der Frequenzgang und die Aussteuerungsgrenzen unter Bias-Bedingungen. Anders als im Erfassungszweig ist an dieser Stelle der Klirrfaktor noch von untergeordneter Bedeutung, da bei der Signalauswertung eine Zweikanalmessung von Stimulus- und Response-Signal vorgenommen wird. Dies erklärt auch, warum als Ausgangsverstärker der LT1812 gewählt wurde, der hinsichtlich Klirrverhalten nicht ganz optimal ist, der im

Gegenzug jedoch mit erhöhter kapazitiver Ausgangsbelastung gut umgehen kann. Das Ergebnis der Spice-Simulation des Gesamtfrequenzganges bis 40MHz des Anregungszeitweiges ist in Abb. 5.1.4 dargestellt.

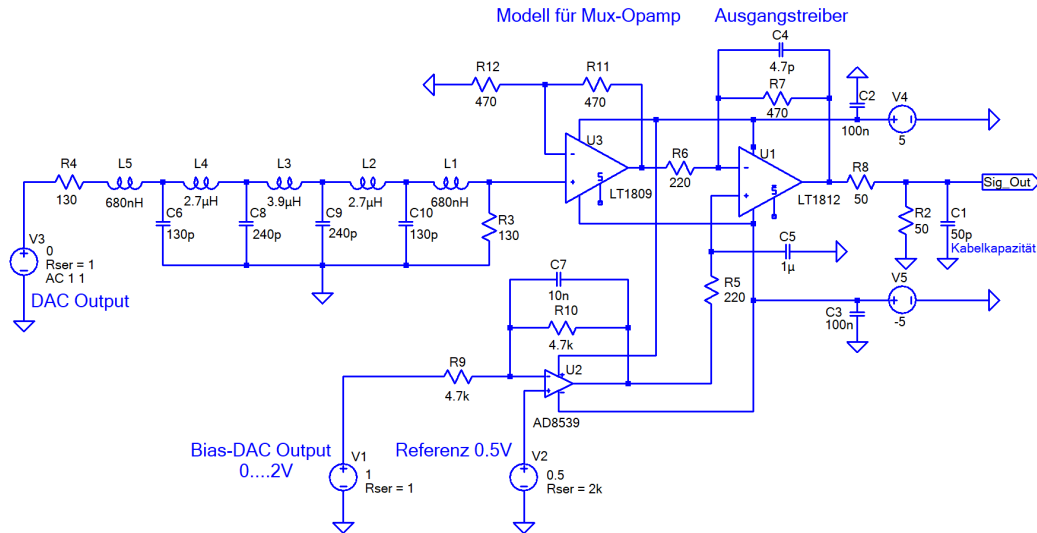


Abb. 5.1.3 Simulationsschaltbild der Ausgangsstufe inklusive des TP-Filters II.

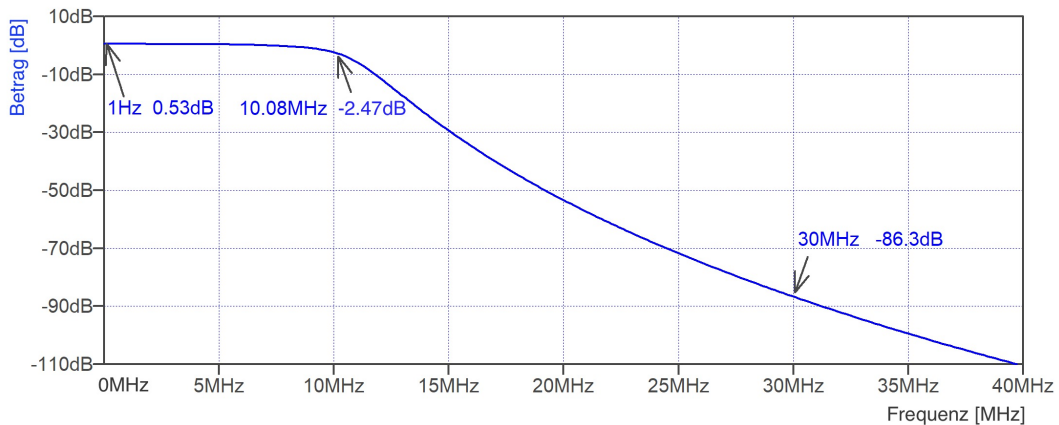


Abb. 5.1.4 Betragsfrequenzgang der HF-Ausgangsstufe des Stimulus-Generators mit TP-Filter II. Simulation mit LTSpice.

Wie sich erkennen lässt, wurde die Grenzfrequenz mit den berechneten LC-Werten sehr gut getroffen und auch der Dämpfungsverlauf gibt keinen Anlass zur Beanstandung. Bei 30MHz, das ist diejenige Frequenz, deren Rückfaltungsprodukt an der oberen Grenze des Nutzfrequenzbereiches liegt, beträgt die Dämpfung laut Simula-

5. System-Realisierung

tion knapp 87dB, ein hinreichend guter Wert. An der realen Schaltung wurde das Simulationsergebnis an Hand einer Messung mit dem Netzwerkanalysator überprüft und fand in dieser Form prinzipiell Bestätigung (Abb. 5.1.5). Allerdings wurde die erwartete Dämpfung bei 30MHz mit 'nur' etwa 80dB nicht ganz erreicht, was offenbar einem zu optimistischen Ansatz für die Spulendaten bei der Simulation geschuldet ist. Zusammen mit dem Tiefpassverhalten der nachfolgenden ADC-Eingangverstärker ergibt sich in Summe jedoch eine hinreichende Dämpfung. Bezüglich der Aussteuerungsgrenzen ergab die Untersuchung, dass der Bereich von $2V_{SS}$ Signalamplitude am Ausgang bei 50Ω Last in Verbindung mit einem Bias-Bereich von $\pm 1V$ DC mit noch geringem Klirrfaktor realisierbar ist. Dabei ist zu bedenken, dass durch die 50Ω Anpassung der Ausgangsstufe auch eine Spannungsteilung auftritt, wodurch die effektive Aussteuerung der Verstärker beim doppelten Wert liegt. Hieraus resultiert ein zunächst scheinbar relativ geringer Wert für die sich am abgeschlossenen Ausgang ergebenden Werte.

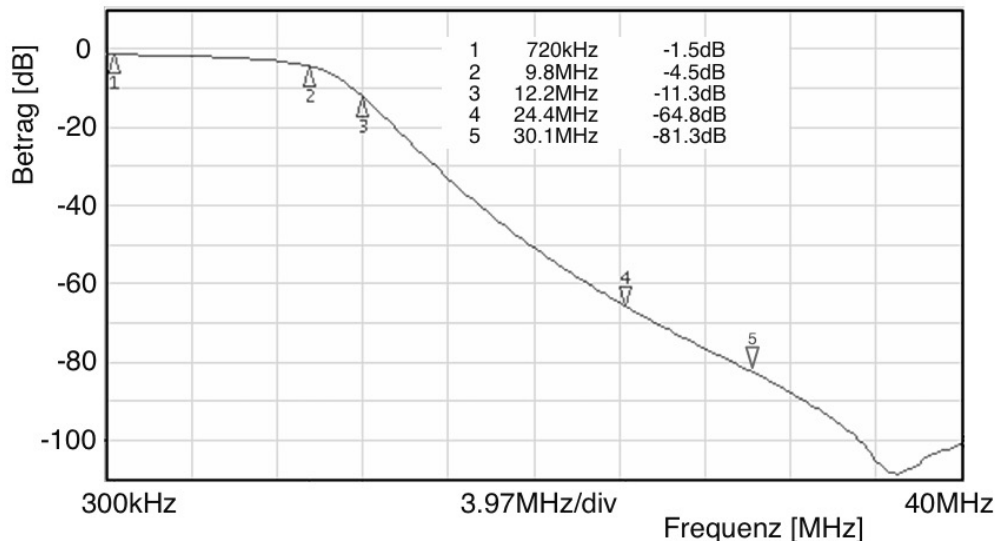


Abb. 5.1.5 Betragsfrequenzgang der Ausgangsstufe des Stimulus Generators, gemessen am realen Schaltungsaufbau mit Agilent E5071B VNA. Der Verstärkungsfaktor wurde hier gegenüber der Simulation um 2dB reduziert.

Zur weiteren Überprüfung dieses Ausgabekanals wurden im FPGA mittels eines NCO-Blocks [Alt14] Testsignale erzeugt und zwar ein Sinussignal bei 3MHz sowie ein Chirp von 100kHz bis 10MHz. Spektrale Messungen am Sinussignal ergaben, dass das Klirrverhalten im Wesentlichen durch den Ausgangstreiber LT1812 beeinflusst war. Der Chirp wurde lediglich im Zeitbereich untersucht; das zugehörige Oszillogramm ist zur Illustration in Abb. 5.1.6 wiedergegeben. Somit konnte gezeigt werden, dass das System die Ausgabe sowohl qualitativer Multi-Sinus-Signale wie

auch die von Chirps problemlos ermöglicht. Auf die Erstellung der zugehörigen Parametrierungs-Software wurde im Rahmen dieses Projektes allerdings verzichtet. Für die konkrete Anwendung im Impedanzmessgerät wurde letztlich die Entscheidung gefällt, auch für den Frequenzbereich von 10kHz bis 10MHz mit PN-Codes zu arbeiten. Dazu wurde ein FPGA-Block erstellt, der den binären PN-Code auf den Full-Scale-Bereich des DA-Wandlers abbildet, welcher hier mit 40.95MHz getaktet wird. Somit werden in der vorliegenden Realisierungsstufe beide Frequenzbereiche mit PN-Sequenzen stimuliert, welche über den Multiplexer softwaregesteuert gewissermaßen 'on-the-fly' umgeschaltet werden können.

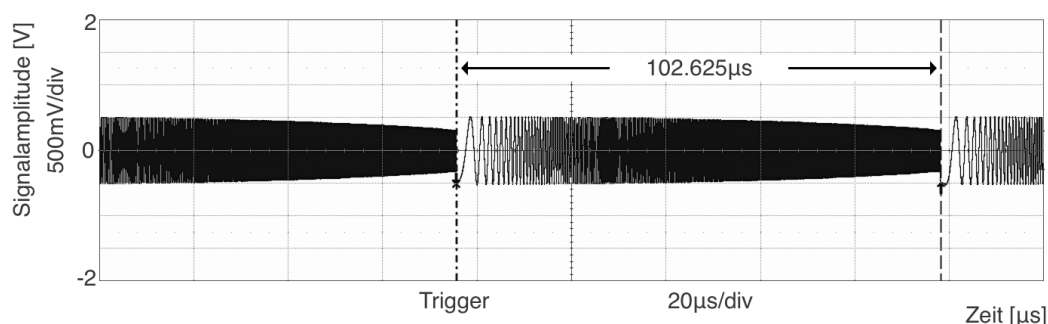


Abb. 5.1.6 Ein über den DAC-Kanal des HF-Systems als Testsignal erzeugter Chirp von 100kHz bis 10MHz. Zu den hohen Frequenzen hin ist deutlich die einsetzende Wirkung des Signalausgangsfilters in Verbindung mit dem nicht kompensierten Zero-Order-Hold Frequenzgang des DAC zu erkennen.

Die Signalwandlung von Response- und Referenzsignal erfolgt mittels eines AD-Wandlers vom Typ AD9269. Dieser Wandler hat 16 Bit Wortbreite und ist in unterschiedlichen Geschwindigkeitsversionen verfügbar (20, 40, 80MS/s). Es wurde die 40MS/s Version bestückt. Die 'Effective Number Of Bits' (ENOB [Kes08]) beträgt laut Datenblatt 13.5 für den hier genutzten Eingangsfrequenzbereich. Dies entspricht, aus Wandlersicht, einem effektiv verfügbaren Dynamikbereich von etwas über 80dB; ein noch brauchbarer Wert für die vorliegende Applikation. Der AD-Wandler wird differenziell angesteuert, während die Übertragung vom Messkopf zur Messelektronik aus praktischen Erwägungen 'single-ended' erfolgt. Zur Symmetrierung des Signals wurde dem Wandler ein ADC-Treiber gemäß Abb. 5.1.7 vorgeschaltet. Neben der Umwandlung in ein Differenzsignal erfüllt die Schaltung aber noch weitere Aufgaben. Aus Gründen der universellen Nutzungsmöglichkeit des Elektronik-Boards, auch für höherfrequente Applikationen, wurde mit 50Ω Anpassung gearbeitet. Der dadurch am Eingang entstehende Pegelverlust von 6dB wird durch die Wahl des Verstärkungsfaktors im Vorverstärker des Messkopfes kompensiert. Nach der in der HF-Technik bekannten Regel (Friis-Formel, [Fri44]) ist es sinnvoll, den Verstärkungsfaktor in die möglichst rauscharme erste Stufe der Signal-

5. System-Realisierung

kette zu legen. Der Verstärkungsfaktor des ADC-Treibers wird durch das Verhältnis der Widerstände $R3/R4$ und $R6/R5$ bestimmt (Abb. 5.1.7), und der single-ended Eingangswiderstand lässt sich wie folgt berechnen [Ana16a]:

$$R_{in} = \frac{R4}{1 - \frac{R3}{2(R3+R4)}} \quad (G. 5.1)$$

Mit der angegebenen Dimensionierung beträgt $R_{in}=293\Omega$ und um den effektiven Eingangswiderstand von 50Ω zu realisieren, wurde $R8=61\Omega$ parallelgeschaltet. Um den DC-Offset des Bias-Generators vom ADC fernzuhalten, wurde der Treiber über $C7$ AC-gekoppelt. Die untere Grenzfrequenz beträgt bei der Dimensionierung in Abb. 5.1.7 noch 3.2kHz , wurde in der Endversion allerdings auf 500Hz herabgesetzt. Die Komponenten $R9$, $R11$ und $C8$ symmetrieren den (In-)-Eingang des Verstärkers gegenüber dem Eingangszweig und gewährleisten somit den Gleichlauf der Differenzgänge.

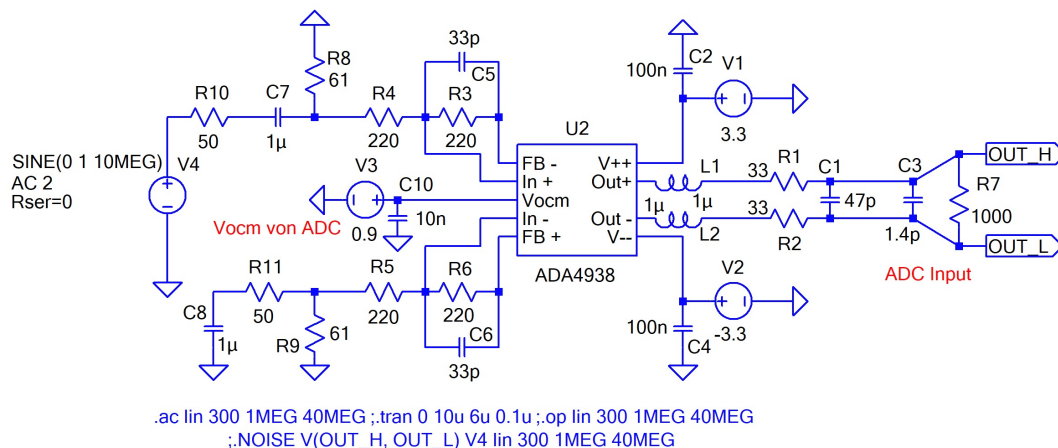


Abb. 5.1.7 Schaltbild der Spice-Simulation des ADC-Treibers.

Eine weitere Aufgabe der ADC-Treiberstufe ergibt sich aus der Ausgangsbeschaltung mit $L1$, $L2$, $R1$, $R2$ sowie $C1$. Zwar wird die effektive Nutzbandbreite letztlich durch das Ausgangsfilter des Stimulus-Generators bestimmt, das Eigenrauschen des Messkopfes ebenso wie dessen Klirrspektrum erscheint jedoch in vollem Umfang am Eingang des ADC-Treibers. Folglich ist eine Bandbreitenbegrenzung, im Rahmen der Möglichkeiten, an dieser Stelle sinnvoll. Aber die Ausgangskomponenten erfüllen noch weitere Aufgaben. AD-Wandler vom Typus des AD9269 arbeiten in der Eingangsstufe zur Signalabtastung mit geschalteten Kondensatoren. Dabei entstehen transiente Belastungen des treibenden OP, was zu Degradationen im Wandlerverhalten führt. Deshalb empfiehlt das Datenblatt des AD-Wandlers [Ana16b] einen

RC-Tiefpass, bestehend aus R1, R2 und dem Stützkondensator C1. Dieser Tiefpass trägt jedoch zur Filterung lediglich in bescheidenem Umfang bei. Der Effekt kann durch den Einsatz von Induktivitäten (L1, L2) erheblich verstärkt werden. Durch geschickte Wahl der Induktivitätswerte kann die Eigenfrequenz des Serienkreises, bestehend aus L1, C1, L2, in den Bereich der Übergangsfrequenz des Stimulus-Signalfilters geschoben werden, was, wie gleich im Anschluss diskutiert, einige Vorteile mit sich bringt. Zuvor soll jedoch noch erwähnt werden, dass der so entstandene Serien-Resonanzkreis durch die Widerstände R1 und R2 erheblich bedämpft wird, und über deren Wert wird der Verlauf der Resonanzüberhöhung optimiert. Die verwendeten Spulen sollten keinen zu hohen Gütefaktor aufweisen und in ihrer Eigenresonanz deutlich über dem Nutzfrequenzbereich liegen.

Die Schaltung Abb. 5.1.7 des ADC-Treibers wurde im Entwicklungsstadium mit Spice simuliert. Zunächst wurde mittels der transienten Analyse das Aussteuerungs- und Common-Mode-Verhalten überprüft und sichergestellt, dass Pegelgrenzen und Symmetrie des differentiellen Ausgangssignals korrekt eingehalten werden. Anschließend wurden hinsichtlich des Frequenzganges Optimierungen vorgenommen. Das Ergebnis zeigt Abb. 5.1.8.

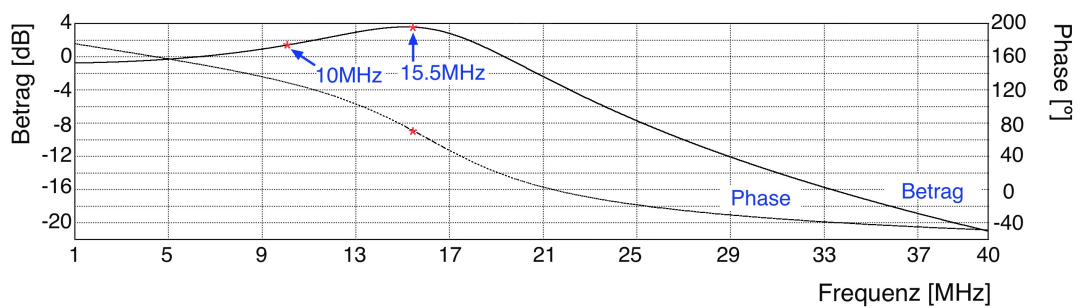


Abb. 5.1.8 Frequenzgang des ADC-Treibers nach Schaltbild Abb. 5.1.7. Die Simulation erfolgte mittels LTSpice.

Deutlich zu erkennen ist die Überhöhung des Amplitudenganges bei 15.5MHz um ca. 4dB und der nachfolgende Abfall auf -20dB bei 40MHz, was einer immerhin spürbaren Tiefpassfilterung entspricht. Der Anstieg des Amplitudenfrequenzganges bis 15.5MHz ist aus zweierlei Gründen gewollt: (i) ergibt sich hierdurch ein fast idealer Summenfrequenzgang und (ii) handelt es sich bei den Sensoren um Messobjekte mit wesentlich kapazitiven Anteilen, was bei der gewählten Messtopologie zu einem deutlichen Pegelabfall zu hohen Frequenzen hin im Response-Kanal führt. Das Simulationsergebnis wurde später an der realen Schaltung messtechnisch überprüft (siehe Abb. 5.1.9) und zeigt sehr gute Übereinstimmung mit der Simulation. Die Amplitudenüberhöhung bei 15.05MHz fällt mit 5.5dB gegenüber der Simulation etwas höher aus, was dem zum Zeitpunkt der Simulation leicht anders angenommenen Gütefaktor der Induktivitäten zuzuschreiben ist. Bei der Messung des

5. System-Realisierung

Frequenzganges mittels eines Spektrum-Analysators wurde als Stimulus-Signal eine PN13-Sequenz mit $f_c=81.91\text{MHz}$ benutzt. Somit addieren sich zum Dämpfungswert bei 40MHz die 3.9dB des sinc^2 -Frequenzganges. Damit stimmt auch dieser Wert mit effektiv gemessenen -21.5dB gut mit der Simulation überein.

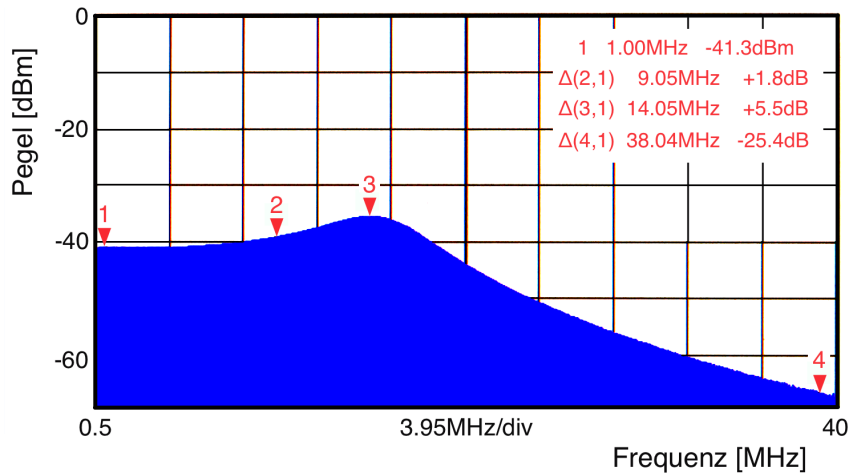


Abb. 5.1.9 Der an der realen Schaltung mittels PN-Anregung und Spektrumanalyzer gemessene Betrags-Frequenzgang des ADC-Treibers nach Abb. 5.1.7. Der PN-Anregungspegel wurde für diese Messung innerhalb des Aussteuerungsbereiches willkürlich gewählt.

Der insgesamt resultierende Gesamtfrequenzgang von Stimulus-Ausgangsfiler und ADC-Treiber ist in Abb. 5.1.10 dargestellt. Der Beitrag des im Messkopf ausgelagerten Vorverstärkers wurde dabei an dieser Stelle nicht berücksichtigt, darf aber als hinreichend breitbandig angenommen werden (vgl. auch Abb. 5.1.18).

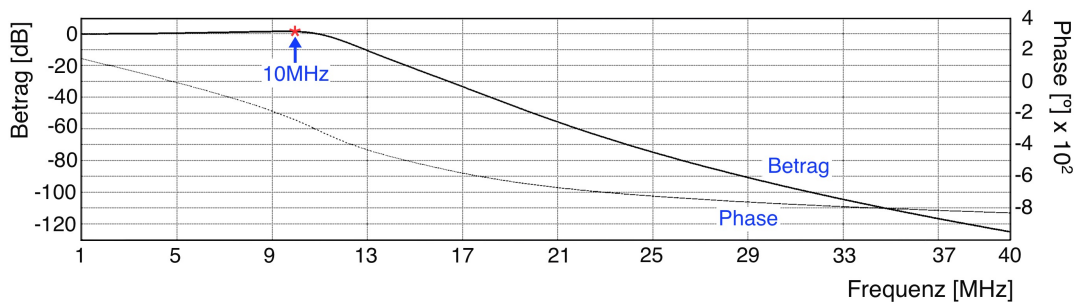


Abb. 5.1.10 Summenfrequenzgang von DAC-Ausgangsfiler und ADC-Treiberstufe. Simulation mit LTSpice.

Wie zu erkennen, ergibt sich bis 10MHz in dieser Auslegung ein fast ideal flacher Summenfrequenzgang und eine (theoretisch) sehr hohe Absenkung von -125dB der

Anteile bei 40MHz. Es bleibt zu beachten, dass es sich an dieser Stelle noch um Simulationsergebnisse handelt, welche in der weiteren Betrachtung auch der messtechnischen Überprüfung standhalten müssen. Betrachtet man allerdings die Messkurven aus Abb. 5.1.5 und 5.1.9, so lässt sich feststellen, dass im Summenfrequenzgang ein solcher Wert zwar durchaus erreicht werden könnte, allerdings erscheint diese Betrachtung recht akademisch, da hierbei der einsetzende Rausch-Floor als begrenzender Faktor nicht berücksichtigt wurde. Ferner sei angemerkt, dass unter systemtheoretischen Aspekten die Realisierung der Amplitudenentzerrung erst in der ADC-Treiberstufe eher suboptimal ist, aber die Möglichkeit der wirklich sehr einfachen Realisierung an dieser Stelle möge die Vorgehensweise entschuldigen.

Nachdem der Signalfrequenzgang hinreichend betrachtet wurde, sei nun das Rauschverhalten Gegenstand der Simulation; schließlich zählte eine einfache Art von 'Noise-Shaping' mit zur ursprünglichen Motivation zum Einfügen des Ausgangsfilters am ADC-Treiber. Das Spannungsrauschen des Verstärkerbausteins selbst, bezogen auf den Eingang, wird im Datenblatt des ADA4938 mit sehr guten $2.6\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ angegeben. Auf Grund der sehr niederohmigen Auslegung der Schaltung spielt der Beitrag des Stromrauschens nur eine untergeordnete Rolle. Abb. 5.1.11 zeigt den simulierten Verlauf der Rauschspannungsdichte über einen Bereich von 1MHz bis 40MHz am Ausgang der Treiberschaltung.

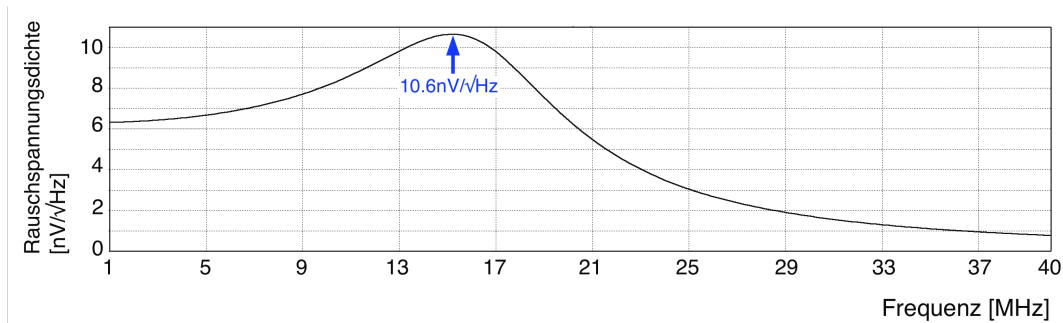


Abb. 5.1.11 LTSpice Simulation des Frequenzganges der Rauschspannungsdichte am ADC-Treiber Ausgang, bezogen auf einen als rauschfrei betrachteten Eingangsstimulus.

Die Beiträge setzen sich im Wesentlichen aus dem Spannungsrauschen des Verstärkers selbst und dem thermischen Rauschen der Widerstandsbeschaltung zusammen. Nach einer Überhöhung im Frequenzbereich um die 15 MHz erfolgt bis 40MHz ein Abfall auf etwa $1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Eine überschlägige Abschätzung durch 'grafische Integration' von Abb. 5.1.11 lässt für das Ausgangsrauschen im Nutzfrequenzbereich in etwa $35\mu\text{V}_{\text{rms}}$ erwarten, was bezogen auf den FS-Bereich des AD-Wandlers einem Dynamikbereich von etwa 86dB entspricht. Vergleichsrechnungen mit

5. System-Realisierung

dem Simulationstool 'Diff-Amp-Calculator' [Ana18c] bestätigten diese nur sehr grobe Abschätzung erstaunlich gut (88dB). Somit wird der effektiv nutzbare Dynamikbereich des Kanals in erster Linie durch die Eigenschaften des hier verwendeten AD-Wandlers bestimmt.

Betrachtet man lediglich den Frequenzgang als Auswahlkriterium, so scheinen auch andere als der sehr schnelle ADA4938 (Gain-Bandwidth-Produkt 1GHz) als Treiber-OP geeignet. Simulationen mit anderen Bausteinen, wie etwa dem ADA4940, zeigen jedoch, dass das Klirrspektrum des ADA4938 die mit Abstand besseren Resultate liefert (Abb. 5.1.12).

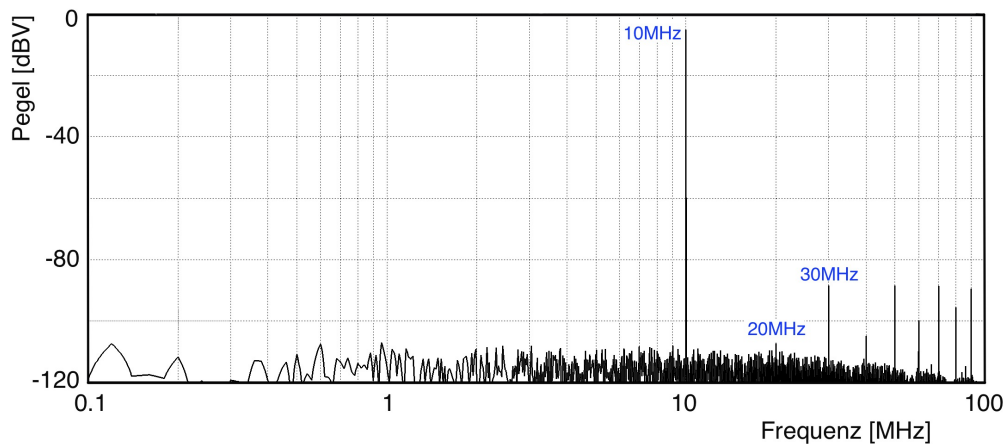


Abb. 5.1.12 Harmonische Verzerrungen des ADA4938 bei quasi Vollaussteuerung mit LTSpice bei 10MHz Sinus-Aussteuerung simuliert. Der Abstand zur 3. und höheren Harmonischen beträgt ca. 83dBc, die 2. Harmonische tritt kaum in Erscheinung.

Die spektrale Reinheit der Verstärkerkette ist unter anderem auch deshalb zu betrachten, weil durch schlechte Klirreigenschaften Frequenzkomponenten nicht nur im 1. Nyquist-Band, sondern auch im 2. oder sogar 3. Nyquist-Band entstehen können, welche sich beim gewählten Filterkonzept durch Abtastrückfaltung im Basisband störend bemerkbar machen und zu Messfehlern führen können.

Ein praktischer Aspekt bei der konkreten Schaltungsrealisierung soll nicht unerwähnt bleiben. Als ADA4938-2 ist der Treiberbaustein als Doppel-OP verfügbar, was das zweikanalige Design im Aufbau natürlich vereinfacht. Laut Datenblatt [Ana16a] beträgt allerdings die Kanaltrennung 'nur' 85dB, ein Wert, welcher im vorliegenden Anwendungsfall akzeptabel ist, aber dessen man sich beim Einsatz solcher Bauformen stets bewusst sein sollte.

Die sich ergebende Performance der Signalerfassung wurde am aufgebauten Prototypen an Hand der im FPGA implementierten 4k FFT betrachtet. Dazu wurde das Signal eines Messgenerators (Agilent 33600A), beginnend mit dem Vollaussteuerungspegel von +10dBm, auf unterschiedlichen, für das verwendete Rechteckfen-

ster exakt passenden, Frequenzen eingespeist und die Spektren betrachtet. Gearbeitet wurde mit der an die FFT angepassten Abtastfrequenz von 40.96MHz. Das Ergebnis einer repräsentativen Messung ist in Abb. 5.1.13 zu sehen. Alle nachfolgenden Darstellungen wurden mittels der Python-GUI für FobIS-Systems erzeugt (siehe Kap. 5.3).

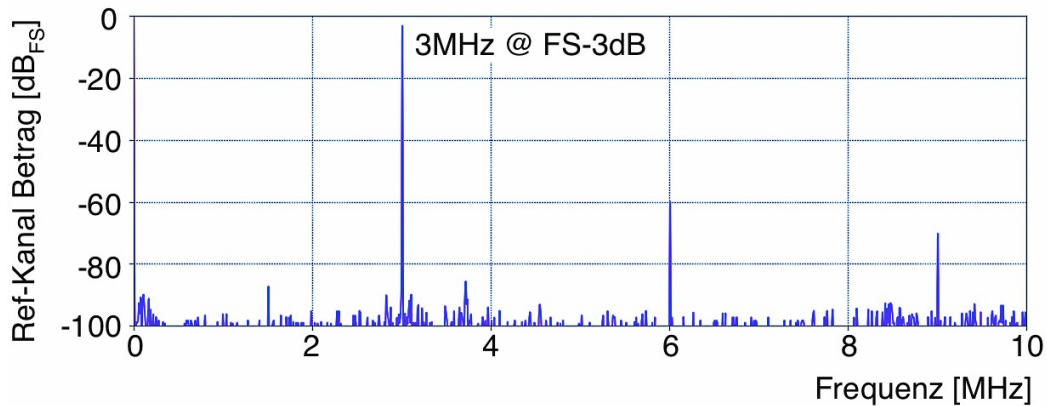


Abb. 5.1.13 FFT-Performance des Eingangssignalzweigs bei $f_s=40.96\text{MHz}$ für den Messbereich bis 10MHz. Erläuterungen siehe Text.

Die Messung erfolgte mit Sinusanregung auf dem Referenzkanal bei 3MHz mit einem Pegel, der 3dB unterhalb der absoluten Aussteuerungsgrenze lag. Da mit einem Rechteckfenster gearbeitet wurde, war eine Feinjustierung der Generatorfrequenz auf die exakte Bin-Lage der FFT erforderlich. Die Signaleinspeisung erfolgte unmittelbar am ADC-Treiber. Die Spitzenwerte des Rausch-Floors liegen erwartungsgemäß bei etwa -95dB, wobei im niederfrequenten Bereich eine leichte Überhöhung erkennbar wird; die Ursache hierzu wird bald offensichtlich. Der SFDR (Spurious Free Dynamic Range) ist mit 82dBc als hinreichend zufriedenstellend anzusehen.

Hinsichtlich des Klirrabstandes bleibt festzuhalten, dass der speisende Generator selbst bei dieser Frequenz- und Amplitudeneinstellung einen Abstand von nur noch 57dBc zur zweiten Harmonischen und 66dBc zur dritten erzielte (gemessen mit R&S FSU Spektrumanalyzer). Abb 5.1.13 bildet somit lediglich das Klirrspektrum des Generators ab.

Während der Messung war der Eingang des zweiten Kanals (Messkanal) mit 50Ω abgeschlossen. Dadurch war es möglich, auch das Kanalübersprechen zu ermitteln. Der gemessene Wert von etwa -70dB zeigt, dass im Bereich der PCB-Gestaltung noch Optimierungspotenzial vorliegt.

Das gleiche Procedere wurde ebenfalls für den Modus mit Abtastratenreduktion durchgeführt. Hierbei betrug die primäre Abtastrate weiterhin 40.96MHz mit anschließendem 10:1 Downsampling durch das FIR-Reduktionsfilter. Dieses Abtastschema entspricht dem Messbereich von 1kHz bis 1MHz des Fourierspektrometers.

5. System-Realisierung

Abb. 5.1.14 zeigt das Ergebnis dieser Messung am Referenzkanal. Die SNR-Verbesserung auf Grund des Oversampling gegenüber Abb. 5.1.13 ist deutlich erkennbar, allerdings finden sich im unteren Frequenzbereich unabhängig von der Aussteuerung diskrete Störlinien, welche bereits in Abb. 5.1.13 im niederfrequenten Bereich zu erahnen waren. Nähere Untersuchungen dieses Phänomens deuten auf eine nicht ganz optimale PCB-Gestaltung im Bereich der Taktgenerierung hin. Es bleibt anzumerken, dass es sich bei dem vermessenen Objekt um den ersten und einzigen Prototyp des HF-Systems handelte; bei einem Redesign des PCB sind hier weiterführende Untersuchungen erforderlich, und es sind Maßnahmen zu ergreifen.

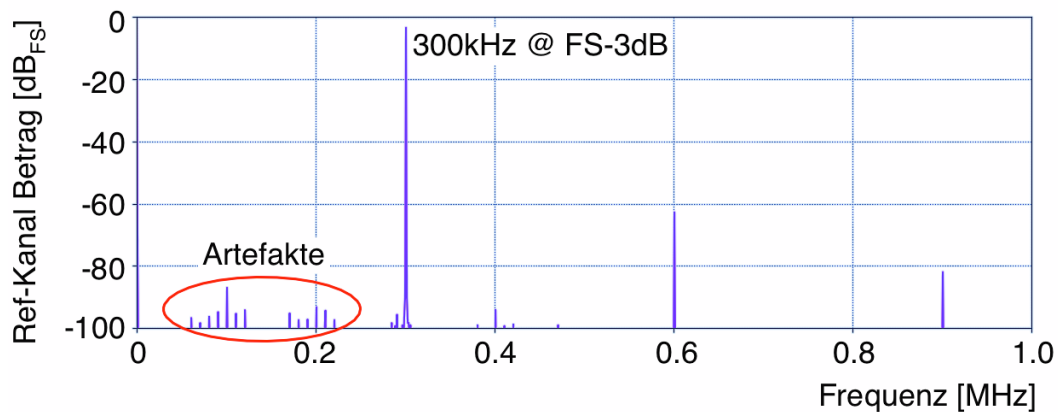


Abb. 5.1.14 FFT-Messung am Eingangssignalzweig für den 1MHz Messbereich.

Zum Vergleich sind in Abb. 5.1.15 noch die gleichen 4k-FFT Messungen am 100kHz LF-System dargestellt. Hier macht sich der unkritischere Frequenzbereich sowie die Verfügbarkeit hochwertiger 20-Bit AD-Wandler positiv bemerkbar. Es wurde auf dem Referenz- und dem Messkanal jeweils mit unterschiedlichen Frequenzen und Pegeln gemessen. Der Rausch-Floor beginnt bei etwa $-119\text{dB}_{\text{FS}}$ abwärts, und lediglich das Kanalübersprechen des mit 3dB unter FS ausgeregelten Referenzkanals tritt als Störer im Messkanal in Erscheinung. Allerdings liegt diese Linie bei $-102\text{dB}_{\text{FS}}$ und fällt folglich beim realen Betrieb mit PN-Anregung nicht mehr ins Gewicht. Dies konnte auch messtechnisch bestätigt werden, indem der Referenzkanal an Stelle des Sinussignals mit einer gefilterten PN12 Folge bei 409.5kHz Taktrate und Peak-Peak-Vollaussteuerung beaufschlagt wurde. Im Messkanal konnte dabei, im Rahmen der Möglichkeiten, ein nur zu erahnender Anstieg des Grundrauschens beobachtet werden. Bezüglich des Klirrvhaltens gilt auch hier festzuhalten, dass die in Abb. 5.1.15 erkennbaren Linien der 2. und 3. Harmonischen dem gemessenen Klirrspektrum des verwendeten Generators entsprechen.

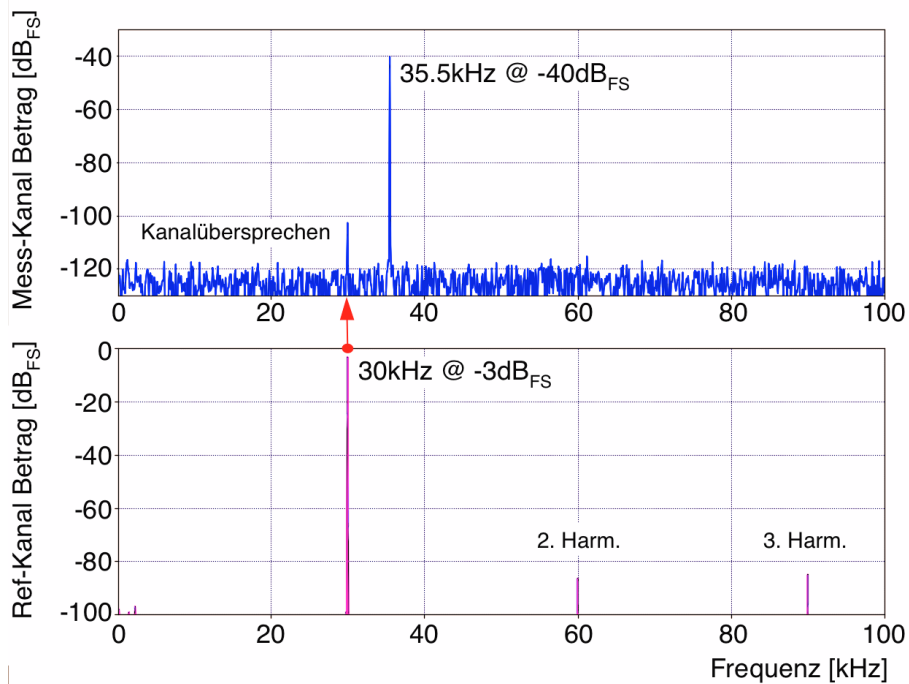


Abb. 5.1.15 Zum Vergleich die FFT-Performance des 100kHz LF-Systems. Die beiden Kanäle wurden jeweils mit unterschiedlichen Pegeln bei unterschiedlichen Frequenzen angesteuert. Der Klirrabstand entspricht dem des speisenden Generators selbst (Keysight 33622). Als Artefakt tritt das Kanalübersprechen in Erscheinung.

Zur Illustration sei abschließend mit Abb. 5.1.16 noch der Aufbau des HF-Frontend-Moduls gezeigt. Als Orientierungshilfe wurden die einzelnen Funktionsgruppen gekennzeichnet.

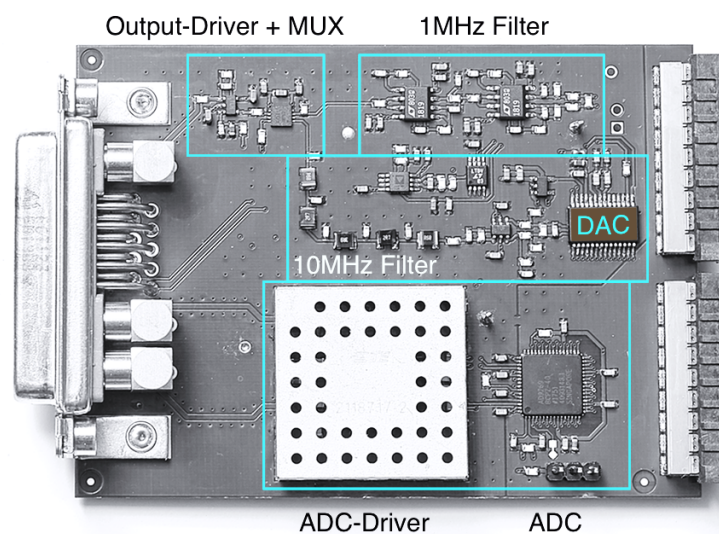


Abb. 5.1.16 Der Prototyp des HF-Frontend-Moduls.

5.1.3 Der Vorverstärker

Der Signal-Vorverstärker, welcher das unmittelbare Bindeglied zum Messobjekt darstellt, befindet sich, zusammen mit dem Messverstärker für die Temperaturregelung (LF-System), im separaten Messkopf. Der Messkopf ist mit dem Basis-System über eine ca. 50cm lange Verkabelung verbunden und ist somit auswechselbar. Für die Signalübertragung wurde wegen ihres geringen Durchmessers von nur 1.81mm und der mechanischen Flexibilität die 50Ω Koaxleitung vom Typ RG-178 verwendet.

Eine erste Konstruktionsvariante wurde speziell auf das LF-System angepasst, sowohl in Bezug auf den messbaren (Hoch-)Impedanzbereich wie auch hinsichtlich des Frequenzganges. Für das HF-System war eine breitbandigere Version vonnöten. Beide Varianten sind von der Schaltungsstruktur her identisch, lediglich die OP-Bestückung wurde geändert und die Leiterbahnführung optimiert.

Sowohl der Referenz-Kanal wie auch der Messkanal wurden als symmetrische Differenzverstärker realisiert [Gra71]. Die Schaltungsstruktur eines solchen Kanals, wie sie auch im Vorfeld zur Simulation mit LTSpice benutzt wurde, zeigt Abb. 5.1.17. Die Gesamtverstärkung für das HF-System wurde mit 0dB unter 50Ω Last so ausgelegt, dass der FS-Aussteuerungsbereich der nachfolgenden ADC-Baugruppe optimal genutzt wird.

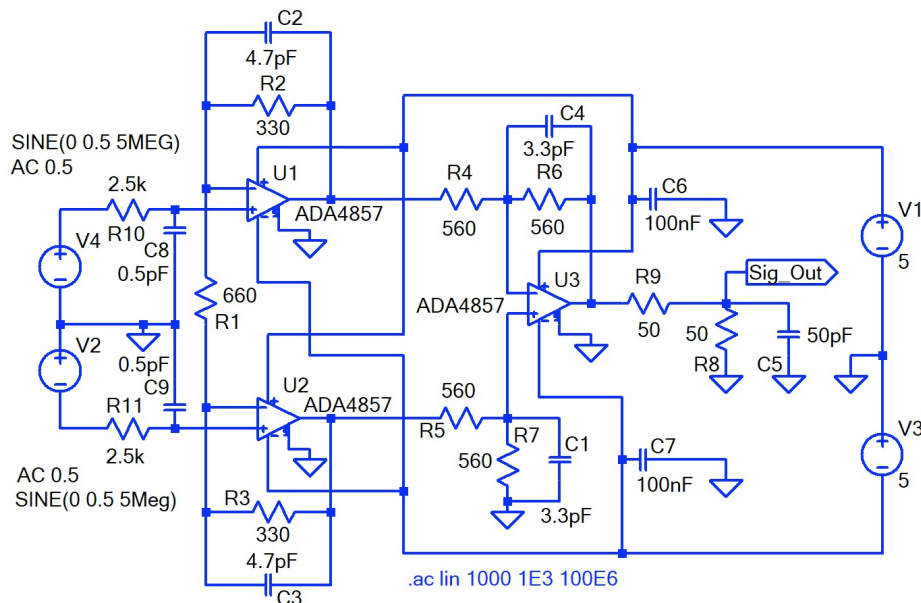


Abb. 5.1.17 Prinzipieller Aufbau der Signalverstärker des Messkopfes, hier am Beispiel der HF-Version (Simulationsschaltbild).

Da in der realen Schaltung die Messwiderstände mit der effektiven Eingangskapazität der Operationsverstärker Tiefpasscharakter produzieren, wurden für die Simulation sowohl der Messwiderstand in Form von R10 und R11 wie auch die parasitären

Leiterplatten-Kapazitäten berücksichtigt. Letztere wurden zunächst auf Grund empirischer Erfahrungswerte abgeschätzt. Der so zu erwartende Frequenzgang wurde mit LT-Spice berechnet. Die Ergebnisse untermauerten die Abschätzung, dass sich -3dB Frequenzgänge bis etwa 60MHz mit der Testschaltung realisieren lassen. Dabei gilt es zu bedenken, dass im betrachteten Frequenzbereich und bei der Größenordnung der Schaltungskapazitäten bereits geringere Parametervariationen einen wahrnehmbaren Einfluss auf das Simulations- bzw. das Messergebnis haben.

Auf Grundlage von Abb. 5.1.17 wurde ein Prototyp des Messverstärkers aufgebaut und mit einem Agilent E5071B Netzwerkanalyzer vermessen. Das Bodediagramm des Frequenzganges für den Referenzkanal, d.h. R10, R11 \rightarrow 0 (Abb. 5.1.17), ist in Abb. 5.1.18 zu sehen. Die -3dB Frequenzgrenze liegt jenseits der 50MHz. Für den Messkanal, der dem Einfluss der Größe des Messwiderstandes und der effektiven Eingangskapazität unterliegt, ergeben sich naturgemäß geringere Werte. Für Messungen im hochfrequenten Bereich an nieder- bis mittelohmigen Objekten (etwa 100 Ω bis 1M Ω) sind R10 und R11 mit jeweils 2.5k Ω eine gute Wahl; in dieser Kon-

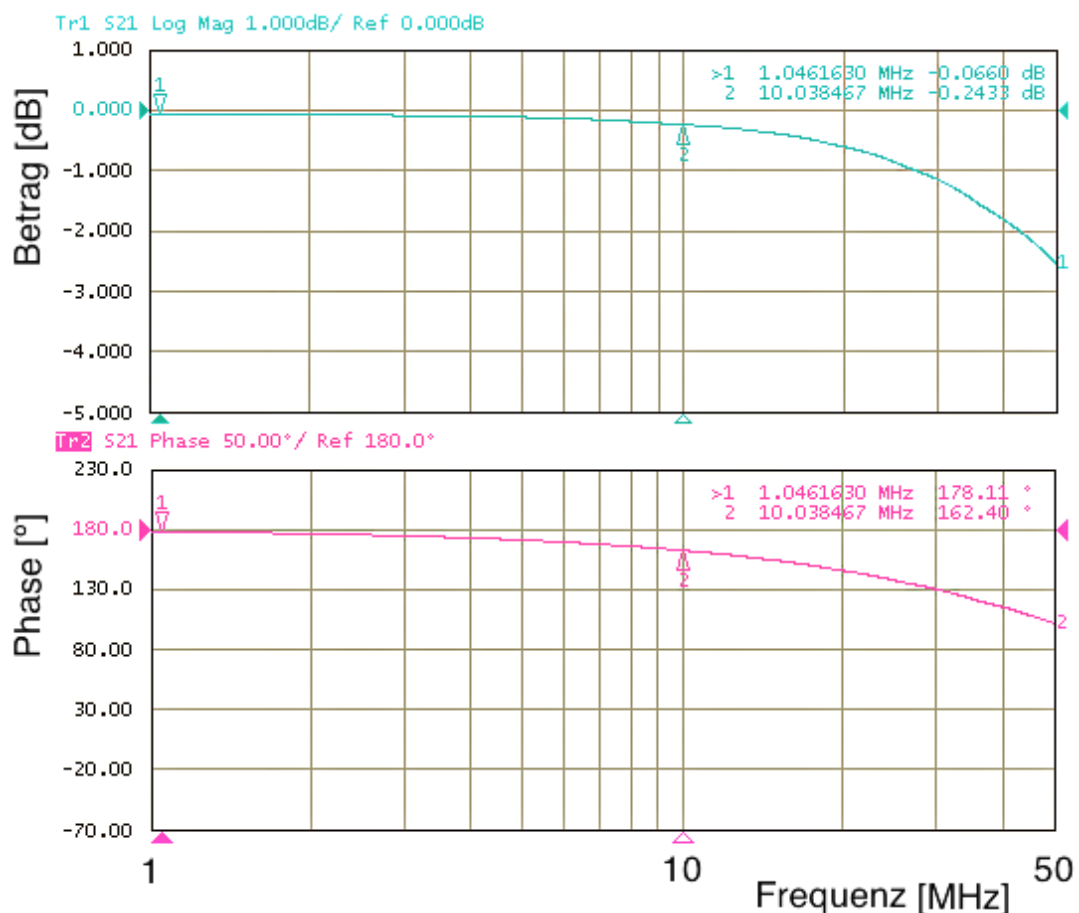


Abb. 5.1.18 Mit dem Agilent E5071B gemessener Frequenzgang des Referenzkanals des Signalverstärkers im Bereich 1MHz bis 50MHz; der -3dB Punkt wird erst jenseits von 50MHz erreicht. Anregungspegel: +10dBm über AD8132 Differenztreiber.

5. System-Realisierung

figuration kann der Vorverstärker bis etwas über 30MHz Anwendung finden. Für höherohmige Objekte ist die Vergrößerung der Bereichswiderstände erforderlich. Mit Werten für R10 und R11 von jeweils 23.4k Ω lieferte die Messung noch eine Grenzfrequenz (-3dB) von 3.6MHz. Somit ist der Vorverstärker, zumindest was den Frequenzgang betrifft, für den Einsatz im HF-System mit seinen aktuell vorgesehenen Frequenz- und Impedanzbereichen einsetzbar.

Es sei noch darauf hingewiesen, dass bei der Messung mit dem Netzwerkanalyzer sowohl dem Messaufbau wie auch der Wahl der Kalibrierebenen Aufmerksamkeit zu widmen ist. Bei Frequenzen von 50MHz und mehr haben die Kabellängen und die Kabeldämpfung bereits Einfluss auf das Messergebnis (für RG-178 Kabel: Dämpfung 0.33dB/m bei 50MHz, Verkürzungsfaktor 0.69). Im Rahmen der Messungen zeigte sich auch, dass C8 und C9 im Simulationsschaltbild ursprünglich als zu optimistisch angesetzt wurden. Bei den Messungen war die Baugruppe bereits mit Coating-Lack versehen (bewirkt Erhöhung der DK), und mit korrigierten Werten für diese Kondensatoren (C8=C9=1.8pF) gab es zwischen Simulation und Messung auch für verschiedene Werte von R10=R11 stets gute Übereinstimmung.

Neben dem Frequenzgang sind, gerade im Vorverstärker, aber auch das Klirr- und Rauschverhalten von wesentlicher Bedeutung. Auch dieses wurde untersucht. Mit Rücksicht auf den Umfang der Darstellung soll an dieser Stelle jedoch nur berichtet werden, dass bei Sinusaussteuerung mit 5MHz und 3dB unter FS ein Klirrabstand von >80dB eingehalten wird, soweit dies mit dem vorhandenen HF-Generator messbar war. Die Rauschspannungsdichte liegt bei Bestückung mit einem effektiven Messwiderstand von 5k Ω im Frequenzbereich von 40kHz bis 10MHz im Mittel bei 13nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ und beginnt unterhalb von 10kHz anzusteigen; bereits bei 1kHz werden 40nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ erreicht. Obwohl rein vom Frequenzgang her geeignet, ist somit der Einsatz im LF-System nur bedingt anzuraten. Der Grund hierzu liegt nicht nur in dem, zu tiefen Frequenzen hin stark ansteigenden, Beitrag des Spannungsrauschens des Verstärkers, sondern vornehmlich im Eingangs-Stromrauschen des verwendeten Bausteins; dieses ist bei 100kHz mit 1.5pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ spezifiziert und liegt damit um etwa den Faktor 2000 höher als dasjenige der im LF-System verwendeten Verstärker. Beachtet man, dass das LF-System hauptsächlich im Hochimpedanzbereich eingesetzt wird und somit auch die Widerstandsbeschaltung entsprechend große Werte annehmen kann, so ergibt sich in Summe für diesen Anwendungsfall ein unvorteilhaftes Rauschverhalten. Eine überschlägige Abschätzung mit den Parametern des LF-Systems ergab eine auf etwa 74dB reduzierte freie Kanaldynamik; in der Praxis sollte das LF-System folglich mit seinem, für diesen Frequenzbereich optimierten, Verstärker betrieben werden.

Der Gesamtaufbau beider Verstärker folgt dem Prinzip aus Kapitel 4.2.2. Dort wurde der Vorteil einer symmetrischen Struktur hinsichtlich der Ableitströme über die Heizerkapazität betont. Aber es gibt noch einen weiteren Vorteil und zwar genau in die entgegengesetzte Richtung, nämlich hinsichtlich der Einkopplung von Störspannungen über den Heizer in den Messkreis. In der Regel, außer bei Akkubetrieb des

Heizers, wird die Heizleistung letztlich über einen DC/DC-Wandler zur Verfügung gestellt. Auch bei guter Filterung lassen sich Störeinkopplungen in einer für den ADC des Messkreises prinzipiell sichtbaren Größenordnung nie ganz vermeiden. Durch die gewählte Struktur erscheinen diese Einkopplungen jedoch im Wesentlichen als Gleichtaktsignale am Eingang der Differenzverstärker und werden um dessen Gleichtaktunterdrückung abgeschwächt. Bei guter Bauteile-Symmetrierung und sorgfältigem PCB-Layout lässt sich so, abhängig vom Frequenzbereich, die Störeinstreuung um größenordnungsmäßig 40dB bis 80dB im Ausgangssignal unterdrücken, u.a. abhängig auch von den Symmetrieeigenschaften des Sensors.

5.1.4 Das Temperiersystem

Für die Generierung von Temperaturzyklen, speziell im Zusammenhang mit mikrostrukturierten Sensoren, wurde, wie bereits berichtet, ein eigenständiges Temperiersystem entwickelt. Dieses übernimmt gleichzeitig die Aufgabe der Triggereinheit bei temperaturzyklischem Betrieb. Herzstück dieser Baugruppe ist ein Microcontroller vom Typ AD μ C7026 [Ana18b], der neben seinem ARM7 Rechenkern über mehrere, für einen Microcontroller ganz hervorragende, 12Bit AD- und DA-Kanäle verfügt. Hier konnte eine vom Autor im Rahmen früherer Projekte entwickelte Schaltung erfreulicherweise sehr gut adaptiert werden. Über ein Touch-Display erfolgt die Wahl der Betriebsmodi sowie die Ausgabe der Temperatur und des aktuellen Programmstandes. Ebenso werden diese Werte über eine serielle UART-Schnittstelle zyklisch an das Messsystem ausgegeben und lösen dort gleichzeitig die Triggerung einer Messung aus. Die Triggerung kann entweder im 'Automodus' oder manuell erfolgen. Im Automodus wird eine Temperatur-Zeit-Tabelle abgearbeitet, und es wird sprungsynchron getriggert. Im manuellen Modus ist über einen Drehregler ein fixer Temperaturwert zwischen 50°C und 450°C einstellbar und die Triggerung erfolgt per Tastendruck. Das Benutzerinterface präsentiert sich gemäß Abb. 5.1.19.

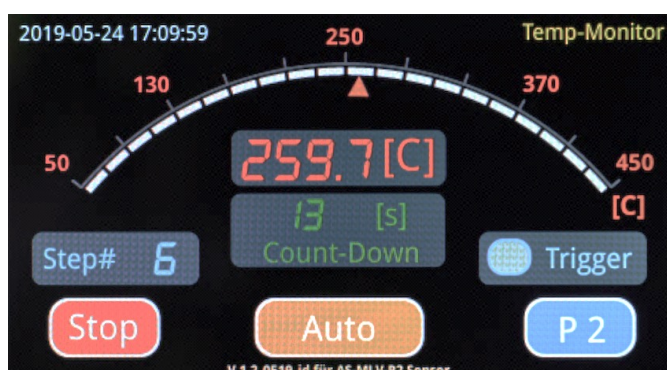


Abb. 5.1.19 Touch-Display des Temperaturcontrollers mit Wahlflächen für Start und Stop, für den Betriebsmodus und das Temperaturprogramm. Man erkennt die Anzeige der Ist-Temperatur sowie den Count-Down-Zähler für die einzelnen Zeitschritte.

5. System-Realisierung

Hardwaremäßig wurden alle Schnittstellen vollständig galvanisch getrennt ausgeführt und als Betriebsspannung wurde der Bereich von 9V bis 18V gewählt, was alternativ den Betrieb mittels 12V Bleigel-Akku für die maximale Trennung zwischen Heiz- und Messkreis ermöglicht. Zur Temperaturmessung wird die jeweilige aktuelle Heizleistung unmittelbar am Heizer gemessen, und zur Sollwertvorgabe werden die Kurven aus Abb. 4.3.25 herangezogen. Der Einstellwert wird über einen DAC-Kanal des AD μ C7026 an die Heizer-Endstufe ausgegeben. Da lediglich eine sehr geringe Heizleistung erforderlich ist, wurde die Endstufe als voll symmetrischer Linearverstärker konzipiert. Abb. 5.1.20 zeigt das Simulationsschaltbild und die Übertragungskennlinie, welche zur Skalierung der DAC-Ausgabe bekannt sein muss. Die Übereinstimmung mit der Messung an der realen Schaltung ist sehr gut, allerdings driftet die Kennlinie in der Realität in überschaubaren Grenzen mit der Erwärmung der Transistoren. Dieses Verhalten wird durch die überlagerte Regelung im jeweiligen Temperatur-Arbeitspunkt kompensiert.

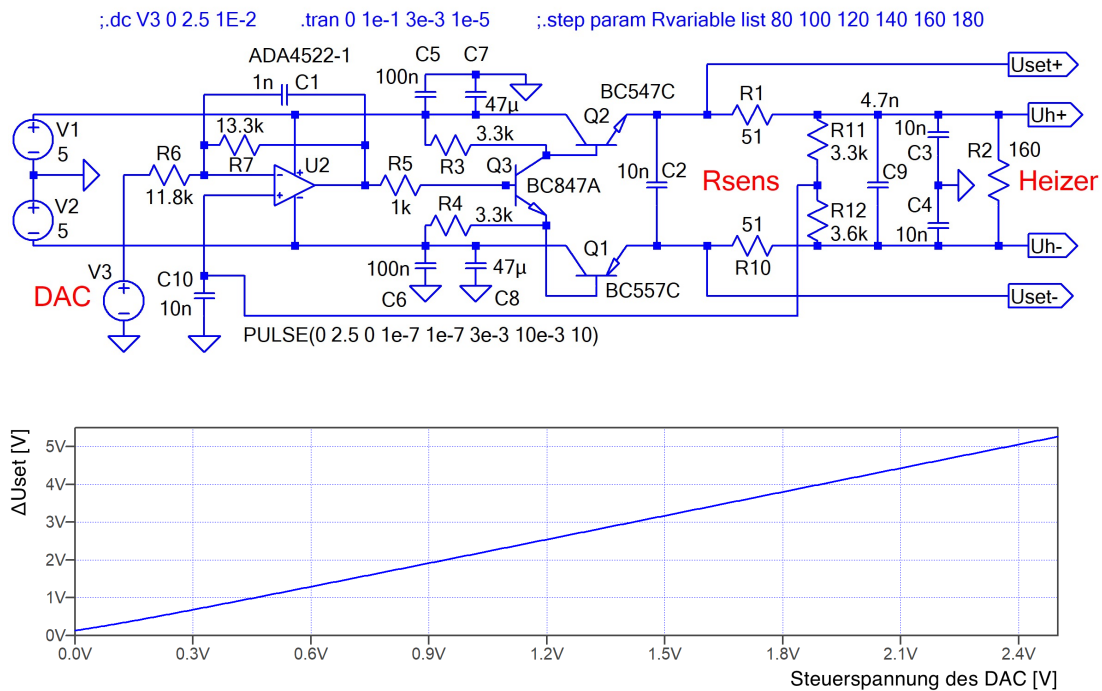


Abb. 5.1.20 Die Heizer-Endstufe mit der zugehörigen Übertragungskennlinie.
(Simulation der realisierten Schaltung)

Zu beachten ist ferner, dass die Übertragungskennlinie zwischen der DAC-Spannungsvorgabe und ΔU_{set} (Abb.5.1.20) idealerweise unabhängig vom Lastwiderstand und somit von der aktuellen Sensortemperatur sein sollte. Diese Anforderung hielt der Überprüfung stand; für Variationen von R2 (Heizerwiderstand) im Bereich von 80 Ω bis 180 Ω zeigte sich bei einer Vorgabe des DAC-Ansteuerwertes von 2V eine

relative Änderung in ΔU_{set} von lediglich 0.5%. Ferner beachtenswert ist die Dimensionierung der Kapazitäten C1, C2 und C10; diese bestimmen maßgeblich das transiente Verhalten. Die Werte wurden so gewählt, dass die Endstufe selbst keinen signifikanten Einfluss auf die Dynamik der Regelschleife mehr hat.

Auch eine, mit geringerem Aufwand zu realisierende, unsymmetrische Endstufe wurde entwickelt und getestet. Hiermit waren in der Praxis ebenfalls gute Messergebnisse zu erzielen.

Aufbautechnisch wurde das AD μ C7026 Rechnermodul und die Heizerendstufe auf zwei zusammensteckbaren PCB realisiert (siehe auch Abb. 5.4.1). Dadurch wird es möglich, für zukünftige Aufgabenstellungen an unterschiedliche Sensoren angepasste Endstufen zu entwickeln und bei Bedarf entsprechend auszutauschen.

5.2 Die Signalverarbeitung im FPGA

Die AD-Wandler der zuvor beschriebenen Hardware-Module liefern ihre Daten an das FPGA bzw. an den FPGA-Teil des SoC. Hier werden dann alle für die Signalverarbeitung erforderlichen Aufgaben durchgeführt. Die dazu implementierte Struktur ist als stark vereinfachtes Blockdiagramm in Abb. 5.2.1 dargestellt.

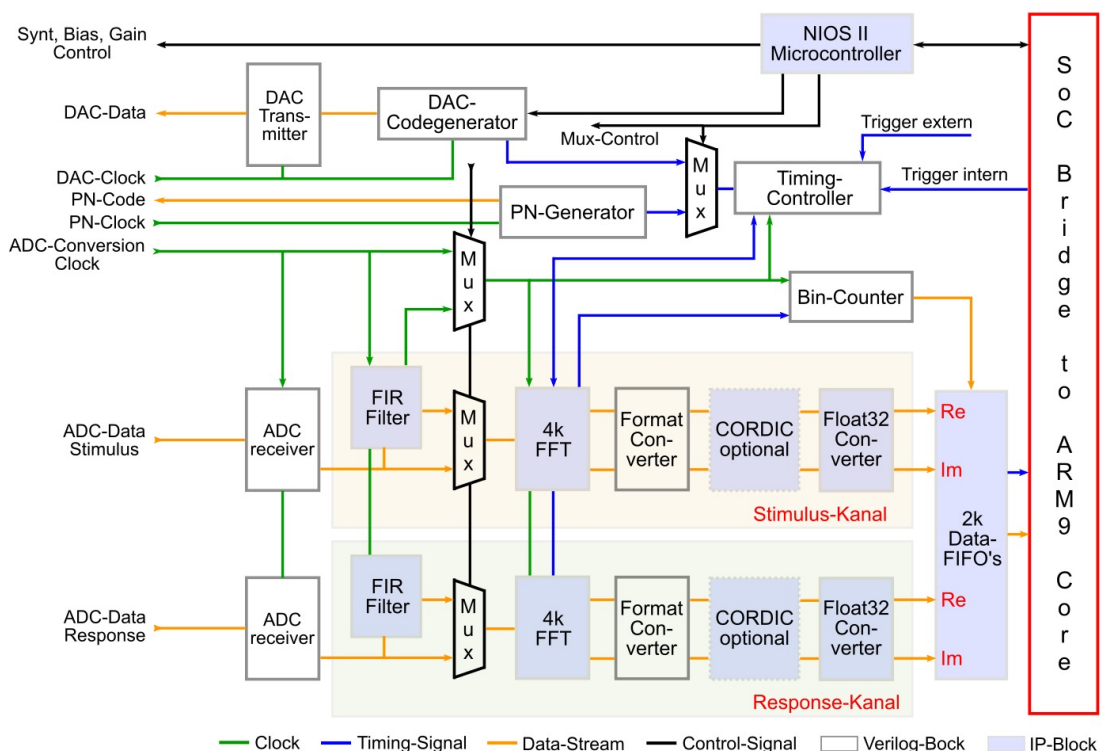


Abb. 5.2.1 Blöcke der Signalverarbeitung im FPGA; Erläuterungen im Text.

5. System-Realisierung

Die Abbildung zeigt die Variante für das HF-System. Die LF-Version weist prinzipiell die gleiche Struktur auf, jedoch entfallen hier, da sie für eine konkrete Applikation mit geringerer Flexibilität entwickelt wurde, sowohl die FIR-Filter wie auch die Multiplexer. Ebenso entfällt die DAC-Ansteuerung. Insgesamt lassen sich in Abb. 5.2.1 vier Funktionsbereiche unterscheiden:

- Die Signalverarbeitung zur Prozessierung der ADC-Daten von Stimulus und Response
- Die Code-Generatoren zur Erzeugung des Stimulus-Signals
- Der NIOS II Microcontroller zur System-Parametrierung
- Der Timing-Controller zur Ablaufsteuerung und zur Trigger-Synchronisation.

Abb. 5.2.1 zeigt die Struktur der Implementierung auf dem SoC-Modul. In diesem Fall dient die im Bauteil bereits fest implementierte Bridge als Interface zu den ARM9 Prozessorkernen. Dieses Interface ist durch den Hersteller definiert und wird nach vorgegebenen Regeln implementiert [Alt19]. Die Basisimplementierung ist im Umfang der CANWAY Bibliotheken vorhanden. Erfolgt die Anbindung statt an das SoC-Modul an das FPGA-Modul, so bleibt die DSP-Struktur völlig identisch, lediglich an Stelle des Bridge-Interfaces tritt ein Modul zur seriellen Kommunikation über die Backplane, ebenfalls im Bibliotheksumfang enthalten.

Der überwiegende Anteil der FPGA-Funktionsblöcke wurde in der Beschreibungssprache 'Verilog' erstellt [Flü10]. Grundfunktionen wie die FFT oder der CORDIC Algorithmus stehen als sogenannte IP-Module bereits von Seite des Herstellers zur Verfügung und müssen entsprechend parametrierung werden, was über einen interaktiven Editor erfolgt. In der Abbildung wurden Verilog-Blöcke und IP-Module entsprechend gekennzeichnet.

Die Signalverarbeitung verfügt als Eingangsblock zunächst über einen ADC-Receiver für jeden Messkanal. Aufgabe dieses Blocks ist es, die vom AD-Wandler ankommenden Datenströme für die nachfolgenden Stufen als parallele Datenwörter entsprechend der Bitbreite der Wandler im offset-binary Format bereitzustellen. Die Ausgestaltung dieses Blocks richtet sich nach dem Ausgangsinterface der verwendeten AD-Wandler und ist für LF- und HF-System unterschiedlich. Während die Wandler des LF-Systems ihre Daten in Form eines seriellen Bitstroms ausgeben, liegen beim HF-System die Daten taktsynchron in paralleler Form an.

Über einen Multiplexer, welcher vom NIOS II Controller gesteuert wird, gelangen die Daten je nach Messbereich entweder direkt oder über das FIR-Dezimierungsfilter zum FFT-Transformationsblock. Das Filter wurde passend zum Abtastschema gemäß Kap. 4.2.3 ausgelegt und die entsprechenden Filterkoeffizienten mit [Mat08] berechnet. Für Equiripple-Filter mit einer Sperrdämpfung von 60dB und einem Passband-Ripple von 0.1dB ergab sich eine Koeffizienten-Anzahl von 63; der Downsampling-Faktor wurde mit 10:1 realisiert. Hier wäre eine Optimierung möglich, gestaltet, dass das Filter in zwei kaskadierte Filter gesplittet wird; nämlich eine 1:2

Stufe und eine 1:5 Stufe. Erstere kann als sogenanntes 'Half-Band-Filter' ausgeführt werden mit einer Koeffizientensparnis um quasi den Faktor 2 [Heu17]. Da das Cyclone V im vorliegenden Fall jedoch mehr als ausreichend Ressourcen bietet, wurde zur Implementierung im Prototyp die direkte Methode angewandt. Bei erster Betrachtung erscheint der Passband-Ripple mit 0.1dB für ein Messgerät als etwas groß gewählt, dem ist jedoch nicht so. Das identische Dezimierungsfilters befindet sich nämlich im Referenzweig wie auch im Messweig, und auf Grund der digitalen Realisierung ist ein verlässlicher Gleichlauf gesichert. Da zwischen den Ergebnissen beider Kanäle Quotientenbildung erfolgt, wird der synchrone Ripple-Verlauf kompensiert.

Beim FFT-Block handelt es sich um ein IP-Modul, welches vom Hersteller Intel als Bestandteil der Entwicklungsumgebung bereitgestellt wird. Es wurde eine 4096-Punkte Radix-4 FFT konfiguriert. Die Datenausgabe des FFT-Blocks, getrennt nach Real- und Imaginärteil, erfolgt im Block-Floatingpoint Format [Alt17]. Das ist eine Exponentialdarstellung, welche nicht unmittelbar kompatibel zum Datenformat der nachfolgenden Module ist. Deshalb wird dieses Format zur Weiterverarbeitung auf eine 32Bit Integerdarstellung umgerechnet. Diese Aufgabe übernimmt der Formatkonverter. Der anschließende CORDIC-Block, ebenfalls ein IP-Modul, berechnet aus Real- und Imaginärteil eine Betrags/Phasen-Darstellung. Er ist an dieser Stelle optional und wurde während der Algorithmenentwicklung zum einfacheren Debugging eingesetzt. Durch Einbindung dieses Blocks verlängerte sich allerdings die Synthesezeit bei der FPGA-Erstellung von 12 auf 45 Minuten. Deshalb wurde die Berechnung von Betrag und Phase in späteren Entwicklungsversionen in den C-Code des ARM9 Kerns verlagert und in der Endversion auch dort belassen.

Zur korrekten Weiterverarbeitung der Ergebnisse des FFT-Algorithmus bedarf es einiger diesbezüglicher Faktenkenntnisse; dies betrifft nicht nur die Information zur Struktur der Ausgangsdaten wie etwa die Lage der Spektralelemente und des DC-Anteils sowie die richtige Zuordnung von Re- und Im-Feld der Ausgangsdaten zu den Frequenzstützstellen. Es betrifft auch die erforderlichen Normierungsfaktoren zur Berechnung der korrekten numerischen Ergebnisse. Für eine umfassende Darstellung seien [Bri97] und [Nin11] empfohlen.

Die Datenübergabe an den ARM-Prozessor erfolgt im standardisierten Float32 Format; diese Konversion wird ebenfalls im FPGA durchgeführt. Zur Synchronisation des Datentransfers werden FIFO's mit je 32Bit Wortbreite eingesetzt. Die FIFO-Tiefe beträgt 2048 Worte für jeden Datenkanal, wovon jedoch aktuell nur 1024 übertragen werden. Dies ist ausreichend, da die mit den *Real-Daten* der AD-Wandler gespeiste FFT nur bis $f_s/2$ linear unabhängige Werte liefert und der DC-Anteil gar nicht und die Frequenzen nur bis $f_s/4$ ausgewertet werden. Der FFT-Bereich oberhalb der Nyquist-Frequenz ist konjugiert komplex zu den Werten der ersten Lage und liefert somit redundante Information, enthält jedoch Energieanteile des Signals. Dies muss später zur korrekten Pegelberechnung beachtet werden. Zusätzlich zu den FFT-Ergebnissen für die beiden Messkanäle wurde noch ein Bin-Counter implementiert,

5. System-Realisierung

welcher in den nachfolgenden Rechenschritten auf einfache Weise die direkte Indizierung der Frequenzstützstellen ermöglicht.

Gesteuert wird der gesamte Messablauf vom Timing-Controller. Nach einer internen oder externen Triggeranforderung, beispielsweise durch den Temperaturcontroller, synchronisiert der Timing-Controller den Start einer Messung auf den Code-Beginn des gerade verwendeten Generators. In der Ausbaustufe für das HF-Systems wurden zwei unterschiedliche Code-Generatoren implementiert, welche über den NIOS II alternativ auf den Signalausgang des Systems aufgeschaltet werden können. Es handelt sich dabei zum einen um einen PN12 Generator, der als Schieberegister-Struktur in Verilog implementiert wurde, zum anderen um ein Modul, welches den DAC des HF-Systems ansteuert. Zur Erzeugung der Test-Chirps aus Abb. 5.1.6 wurde an dieser Stelle ein vom NIOS II gesteuerter NCO eingesetzt. In der aktuellen Version tritt an dessen Stelle ebenfalls ein PN-Generator, der zur Erzeugung des schnellen PN-Codes für den 10MHz Messbereich genutzt wird. Insgesamt ist hier noch ein großes Erweiterungspotenzial für zukünftige Messaufgaben vorhanden.

Es bleibt zu erwähnen, dass alle in Abb. 5.2.1 dargestellten Clock-Signale vom Frequenzsynthesizer des FPGA- resp. SoC-Moduls bereitgestellt werden. Die Frequenzen werden über den NIOS II parametrierbar, so dass sich auch hier ein weites Spektrum von Konfigurationsmöglichkeiten erschließt. Dabei ist allerdings zu beachten, dass dies stets im Einklang mit den in Hardware realisierten Festfrequenz-Filtern der Frontend-Module zu erfolgen hat.

Dass in der Tat noch viel Raum für zukünftige Erweiterungen besteht, insbesondere im Bereich der Code-Generatoren oder der FFT-Länge, zeigt sich, wenn man die Chipausnutzung des aktuellen Designs beim HF-System betrachtet. Für das SoC-Modul (Cyclone V Typ 5CSEMA5F31C8) ergeben sich laut Quartus-Design-Tool folgende Auslastungswerte: Logic-Cells 2%, Block-Memory 5% und DSP-Blocks 26%. 'Trois fois rien' wie man in Frankreich sagen würde!

5.3 Die Systemsoftware - Ein Überblick

Über die FIFO's und die SoC-Bridge erfolgt der Datentransfer zu den Prozessorkernen des Chips. Hier werden nicht nur die Algorithmen gemäß Kap. 4.3 gerechnet, sondern es erfolgt auch die Bereitstellung der Benutzeroberfläche in Form eines Web-Servers mit Netzwerkanbindung. Die Infrastruktur hierzu wird von einem LINUX Betriebssystem bereitgestellt, welches auf einem der beiden ARM9 Kerne implementiert ist; insbesondere die Bereitstellung des TCP/IP-Stack, der Ethernet-Treiber sowie das Filesystem sind in diesem Zusammenhang erwähnenswert. Der Web-Server und die SoC-Bridge stellen jeweils die Datenschnittstelle zu einem Modul bereit, welches es dem Anwender ermöglicht, Applikationscode in der Programmiersprache C zu erstellen (Abb. 5.3.1). Der Kommandointerpreter konvertiert die Benutzereingaben des Webservers in die für die Weiterverarbeitung erforderlichen

Datenformate und stellt diese über die SoC-Bridge der Hardware oder, wenn erforderlich, der C-Schnittstelle zur Verfügung.

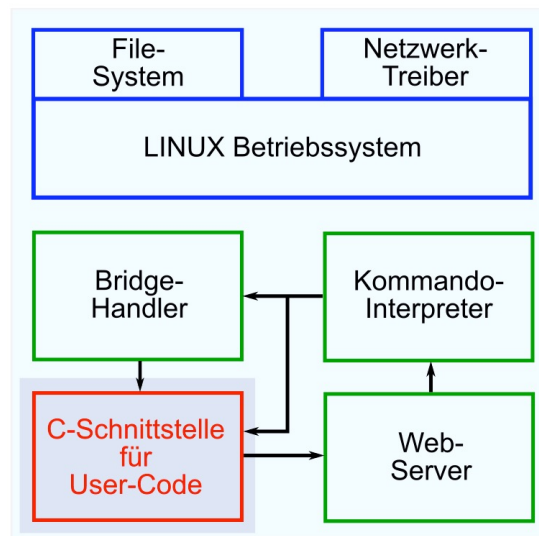


Abb. 5.3.1 Globale Struktur der Software des SoC-Prozessorteils.

Diese Blöcke stellt CANWAY zusammen mit der Hardware des SoC-Moduls zur Verfügung. Für den Anwender bleibt als Aufgabe die C-Code Erstellung der Applikation sowie die Gestaltung der Benutzeroberfläche des Web-Servers. Letzteres erfolgte im vorliegenden Fall im Rahmen von [Hum18] nach Vorgaben des Autors durch CANWAY. Bleibt die Implementierung der Algorithmen. Diese wurden in C geschrieben und folgen einer Ablaufstruktur gemäß Abb. 5.3.2.

Entweder auf ein externes Ereignis hin ('Mausklick', Impuls) oder aber intern gesteuert durch einen Timer, veranlasst der Trigger-Generator das Auslesen der FPGA-FIFO's, welche jeweils Real- und Imaginär-Teil der FFT des Mess- und des Referenzkanals enthalten. Ist der Kalibriermodus aktiv, so wird aus diesen Daten das Kalibrierfeld errechnet und im nicht-flüchtigen Speicher abgelegt.

Im operationellen Modus laufen stets *alle* in Abb. 5.3.2 mit 'Berechnungen' gekennzeichneten Algorithmen ab und stellen ihre Ergebnisse dem Web-Server zur Verfügung. Die Rechenleistung der ARM9-Kerne des SoC ist hinreichend hoch, so dass sich durch diese Vorgehensweise keine praxisrelevante Reduzierung der Updaterate ergibt. Außerdem erfordern einige Blöcke ohnehin Zwischenergebnisse anderer Blöcke, wie beispielsweise die Berechnung des R||C-Modells sich unter Anwendung der Daten der Impedanzberechnung vereinfacht. Eine Ausnahme bildet vielleicht die Berechnung der Kohärenz, welche Rechenschritte erfordert, die an anderer Stelle keine weitere Verwendung mehr finden (Berechnung der Kreuzleistungsdichte) und deshalb beim Einsatz einer weniger leistungsfähigen CPU individuell bei Bedarf aufgerufen werden sollten.

5. System-Realisierung

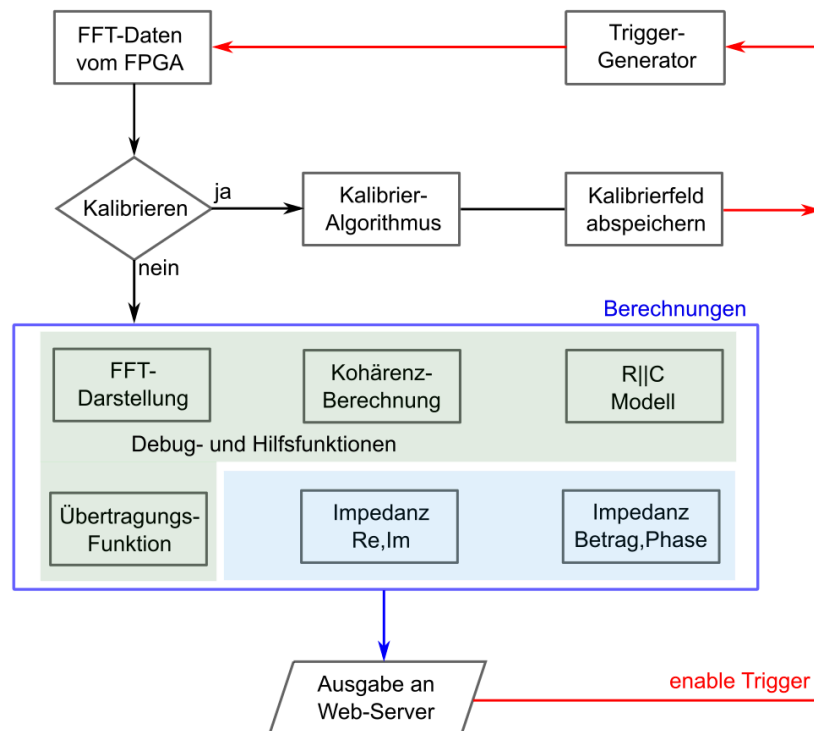


Abb. 5.3.2 Vereinfacht dargestellte Ablaufstruktur der Algorithmen-Berechnung.

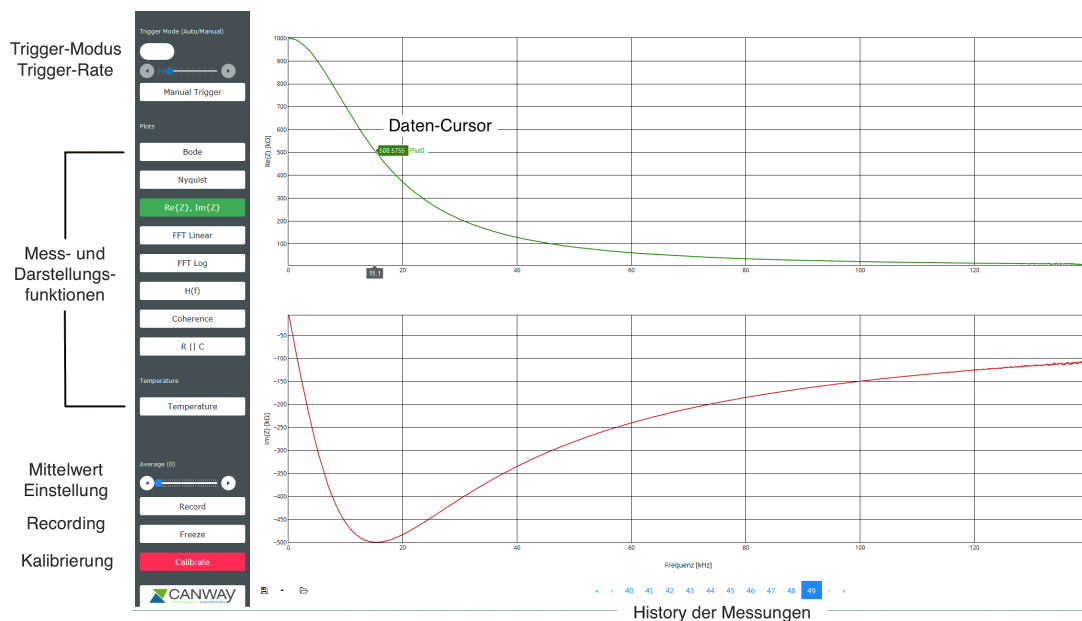


Abb. 5.3.3 Die vom Web-Server bereitgestellte Benutzeroberfläche des LF-FobIS-Systems. Dargestellt sind hier der Real- und Imaginärteil eines R||C-Gliedes.

Die Ergebnisse der Berechnungen stehen dem Web-Server simultan zur Verfügung. Dieser erzeugt hieraus die in der Benutzeroberfläche ausgewählte Darstellungsart und bringt diese zur Anzeige (Abb. 5.3.3). Parallel dazu werden alle Einzelmessungen sequenziell im History-Speicher abgelegt, was die nachträgliche Verfolgung des Messverlaufs im Zeitraffer ermöglicht. Ebenso stehen die Daten zur Weiterverarbeitung und Archivierung mittels eines externen Rechners online über die LAN-Schnittstelle zur Verfügung.

So viele Vorteile die Web-Server Architektur auch mit sich bringt, so weist sie doch zwei entscheidende Nachteile auf. Einerseits erfordert sie das relativ kostspielige SoC-Modul, andererseits ist zur Pflege und Weiterentwicklung der Software ein hohes Maß an Expertenwissen gefragt. Aus diesem Grund wurde nach alternativen Lösungen gesucht. Eine solche bietet die zur Zeit auch im universitären Umfeld sehr verbreitete Programmiersprache Python [Pyt19] mit ihrer vielfältigen Möglichkeit des I/O-Handlings und der umfassenden grafischen online Darstellung mittels Matplotlib [Hun07]. Hierzu wurde die Systemarchitektur gemäß Abb. 5.3.4 modifiziert. Es kommt das FPGA-Modul zum Einsatz, wobei die Datensätze der FFT über ein im FPGA realisiertes Modul (UART) in serieller Form zum Host-PC übertragen werden. Hierzu eignet sich in geradezu idealer Weise der vom Hersteller FTDI angebotene Kabelkonverter, der die UART-Daten auf eine USB-Schnittstelle umsetzt [Ftd10]. Der bereitgestellte VCP-Treiber (Virtual COM-Port) lässt dieses Interface auf dem Host-PC als COM-Port erscheinen, auf den von Python aus sehr einfach zugegriffen werden kann. Mit einem modifizierten Treiber konnten Übertragungsraten bis zu 2MBit/s erzielt werden.

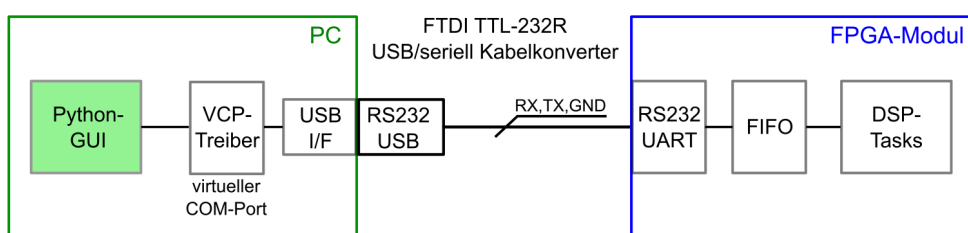


Abb. 5.3.4 Alternative Struktur mit FPGA-Modul (ohne SoC) und serieller Datenanbindung an einen Hostrechner (PC).

Die Berechnung der Impedanz- und Kalibrieralgorithmen erfolgt nun ebenfalls innerhalb des Python-Programms. Diese Lösung erreicht mit etwa maximal 2Hz Updaterate auf schnellen Host-Systemen bei weitem nicht die Leistungsfähigkeit des Web-Servers, hat jedoch den entscheidenden Vorteil, dass Programmiererweiterungen und Modifikationen auch von Dritten nach relativ kurzer Einarbeitungszeit vorgenommen werden können. Abb. 5.3.5 zeigt exemplarisch die so realisierte Benutzeroberfläche.

5. System-Realisierung

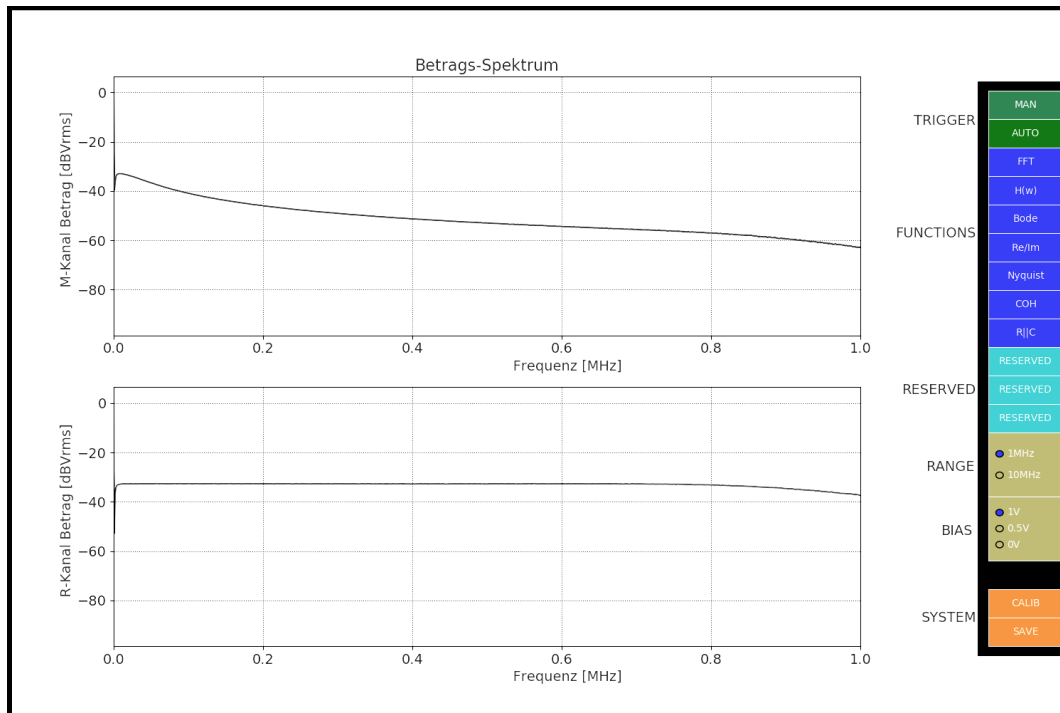


Abb. 5.3.5 Die mit Matplotlib unter Python realisierte Benutzeroberfläche. Aus Darstellungsgründen ist der Anzeigenbereich hier nur monochrom abgebildet.

Dieser Systemaufbau wurde wegen seiner hohen Flexibilität und der Möglichkeit, Darstellungen und Algorithmen sehr schnell abändern zu können, zum Test und zur Evaluierung, insbesondere des HF-Systems, ausgiebig benutzt.

5.4 Der Modulbaukasten

Die wesentlichsten Hardware-Komponenten des Systembaukastens wurden in den vorausgehenden Abschnitten detailliert vorgestellt. Auf den ersten Blick mag die Vielzahl der Kombinationsmöglichkeiten etwas unübersichtlich und verwirrend erscheinen. Aus diesem Grund wird in Abb. 5.4.1 nochmals eine Zusammenstellung aller Module sowie deren Möglichkeiten des Zusammenwirkens gezeigt. Sowohl das LF- wie auch HF-System kann einzeln mit dem SoC- oder dem FPGA-Modul kombiniert werden. In diesem Fall ist die Backplane nicht erforderlich, und ein Power- und Interface-Modul sorgt für die Stromversorgung und die Schnittstelle zum Rechner. Dies stellt gewissermaßen die Minimalkonfiguration dar. Das SoC-Modul ist erforderlich, wenn über den Web-Server gearbeitet werden soll, da es diesen bereitstellt und hier auch die Impedanzalgorithmen gerechnet werden.

Zusammen mit der Python-GUI kommt das FPGA-Modul zum Einsatz. In einer weiteren Ausbaustufe können LF- und HF-System zusammen betrieben werden; hierzu

ist das SoC- und das FPGA-Modul erforderlich, welches die Schnittstelle zum HF-System bereitstellt und auf dem die zugehörigen DSP-Algorithmen implementiert sind. Die Datenkommunikation zwischen SoC und FPGA geschieht in diesem Fall über die Backplane und das SoC-Modul bleibt Master. Die Anbindung an den Messkopf in dieser Konfiguration erfolgt über den Multiplexer, der vom SoC gesteuert wird und der den Messkopf auf das jeweils erforderliche Erfassungsmodul umschaltet. Dabei kann der HF-Messkopf über den gesamten Frequenzbereich benutzt werden, zur Erzielung einer optimalen Messdynamik im Niederfrequenzbereich jedoch, sollte man auf den LF-Messkopf zurückgreifen (siehe auch Kap. 5.1.3).

Zur Temperatursteuerung und zur Triggerung der Messung dient der separate Temperaturcontroller mit seiner auswechselbaren Endstufe; er kann auch unabhängig vom Messsystem für andere Aufgaben als stand-alone Modul eingesetzt werden. Der im LF-System integrierte Temperaturregler wurde für eine dedizierte Aufgabenstellung entwickelt und wird in späteren Systemversionen nicht mehr unterstützt.

A propos 'unterstützt': die umfassendste Hardware bleibt ohne die entsprechende Funktions-Software eine leere Hülle. Im Rahmen der vorliegenden Arbeiten wurde die gesamte Algorithmik, sowohl die DSP-Struktur für SoC und FPGA als auch die komplette Mathematik (Übertagungsfunktion, Impedanzberechnung, Kalibrieralgorithmus, R||C-Modell und Kohärenzfunktion) implementiert. Die Integration *aller* Systemkonfigurationen mit der sich hieraus ergebenden Vielzahl von Interaktionen und Abhängigkeiten in der Benutzeroberfläche ist jedoch sehr aufwendig und hätte den Umfang bei weitem gesprengt. So konnte die simultane Unterstützung mit Umschaltung der Daten- und Kommandoströme von HF- und LF-System mit Hilfe der CANWAY-Treiber zwar vorbereitet werden, wurde aber bislang in der Benutzeroberfläche noch nicht realisiert. Zur Zeit wird durch den Web-Server der eigenständige Betrieb des LF-Messmoduls unterstützt; über die Python GUI kann das HF-System autonom betrieben werden.

5. System-Realisierung

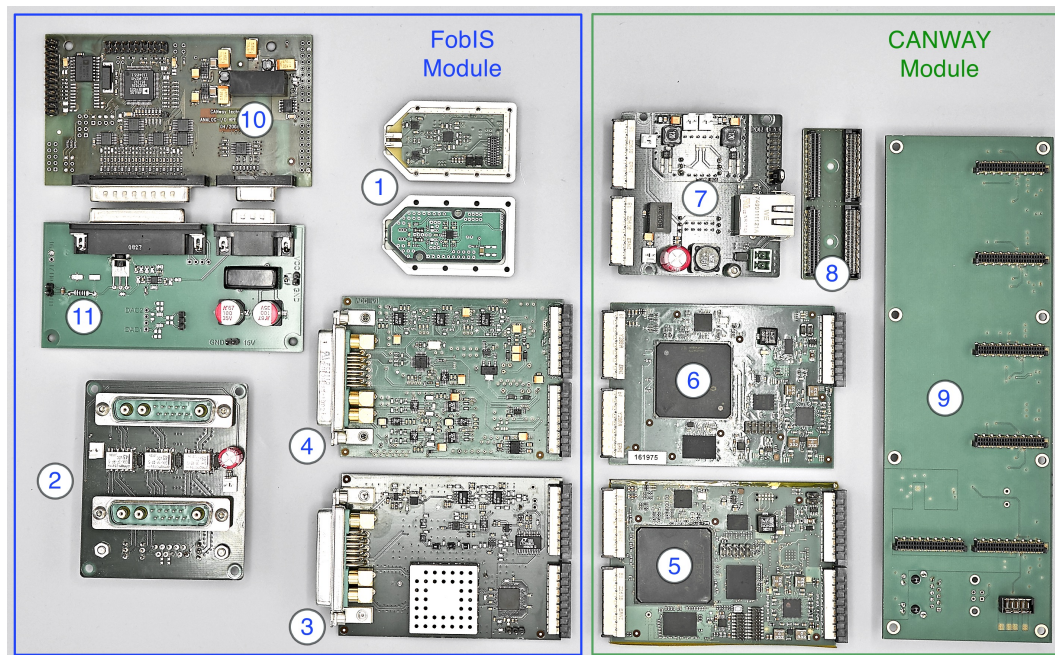


Abb. 5.4.1 Gesamtübersicht über den Modul-Baukasten

In Abb. 5.4.1 sind folgende Baugruppen zu erkennen:

- 1 Messkopf (geöffnet) mit den Verstärkerplatinen
- 2 Multiplexer, Umschaltung des Messkopfes auf unterschiedliche Messmodule
- 3 HF-Messmodul
- 4 LF-Messmodul
- 5 SoC Baugruppe
- 6 FPGA Baugruppe
- 7 Interface-Modul mit DC/DC-Wandler und LAN-Interface
- 8 Adapter-Platine, hiermit kann 7 parallel zu 5 montiert werden, um die Gesamtlänge des Aufbaus zu verkürzen
- 9 Backplane zur Aufnahme eines SoC-Moduls und bis zu vier FPGA Modulen
- 10 Temperaturcontroller mit AD μ C7026
- 11 Endstufe des Temperaturcontrollers, über Steckverbinder auswechselbar.

Die hardwaremäßige Minimalkonfiguration des Messsystems setzt sich aus folgenden Modulen zusammen: 1 + (3 oder 4) + (5 oder 6) + 7. Position 8 ist optional für den Fall, dass die Einbaulänge applikationsbedingt begrenzt ist. Im späteren zweikanaligen Ausbau ergibt sich folgende Zusammenstellung: 1 + 2 + 3 + 4 + 5 + 6 + 9. Das Interface-Modul ist in diesem Fall nicht erforderlich, da dessen Komponenten bereits auf der Backplane vorhanden sind (Rückseite). Der Temperaturcontroller (10 und 11) wird in beiden Fällen am SoC-Modul bzw. FPGA-Modul angeschlossen.

Seitens der Software werden zur Zeit die in Abb. 5.4.2 dargestellten Kombinationen unterstützt. Während das HF-System aktuell nur mit FPGA-Modul und der Python-GUI zusammenspielt, kann das LF-Modul sowohl mit SoC-Modul wie auch dem FPGA-Modul kombiniert werden.

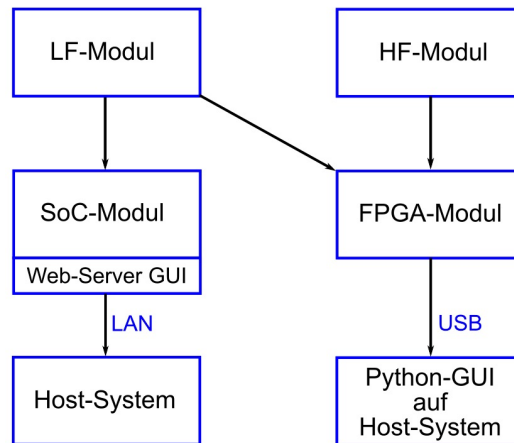


Abb. 5.4.2 Die derzeit von der Systemsoftware unterstützten Kombinationsmöglichkeiten.

Im Gehäuse integriert, zusammen mit dem Touch-Display des Temperaturcontrollers, stellt sich der Aufbau des Prototypen gemäß Abb. 5.4.3 dar.



Abb. 5.4.3 Der im Gehäuse integrierte Prototyp des Messsystems, hier bestückt mit dem LF-Modul, der SoC-Baugruppe, dem Interface-Modul und dem Temperaturcontroller. Im Vordergrund erkennt man den Messkopf mit aufgestecktem Sensor.

Kapitel 6

6. Messungen und Validierung

Bislang wurden der Systementwurf sowie die Realisierung der einzelnen Hard- und Software-Blöcke betrachtet. Entwurfskriterien und grundlegende Eigenschaften der einzelnen Komponenten wurden in den vorausgehenden Kapiteln diskutiert und auch Messungen hierzu vorgestellt. Es erfolgte jedoch noch keine Gesamtbewertung auf Systemebene. Dies soll Gegenstand der nachfolgenden Darstellungen sein.

Im Prinzip wäre für die Merkmalerkennung an Gassensoren auf Grund der nachgeschalteten Auswerteverfahren die Messaufgabe mit der Bestimmung der komplexen Übertragungsfunktion bei fester Systemtopologie bereits gelöst, da diese alle relevanten Informationen enthält. Aus Gründen der Modellbildung sowie der Vergleichbarkeit von Messergebnissen jedoch, erfolgt die abschließende Ergebnisdarstellung in Form der komplexen Impedanz.

Wie bereits an früherer Stelle erwähnt, ist dabei der absolute Wert der Impedanz für den Erfolg der Auswertung nur von untergeordnetem Interesse; lediglich eine hohe Reproduzierbarkeit von unter gleichen Bedingungen durchgeführten Messungen ist gefordert. Somit könnte sich die Systemvalidierung für die vorliegende Anwendung in der Tat beschränken auf die Reproduzierbarkeit, auf das Driftverhalten (thermisch, zeitlich) und auf die erzielbare Messdynamik und Auflösung. Allerdings sollte der Vergleich der vom FobIS gelieferten absoluten Messwerte mit den Ergebnissen eines guten kommerziellen Referenzgerätes nicht außer Acht gelassen werden, da sich hieraus einerseits Hinweise auf eventuell noch vorhandene Fehler ergeben und andererseits sich FobIS, bei entsprechender Güte des Messwertevergleichs, als 'echtes' Impedanzmessgerät qualifiziert.

Somit gilt es, in einem ersten Schritt Testszenarien zu definieren und entsprechende Referenzmessungen an wohldefinierten Messobjekten durchzuführen und zu bewerten. Im nächsten Schritt erfolgt dann der Laboreinsatz mit realen Sensoren an der Gasmischanlage zur Überprüfung der Praxis-tauglichkeit. Da für die aktuell zu untersuchenden Problemstellungen an Sensoren der niedere Frequenzbereich die größere Relevanz besitzt, wird die Validierungsprozedur exemplarisch an Hand des LF-Systems vorgestellt; für das HF-System ergibt sich vom Ablauf her das gleiche Procedere.

6.1 Testszenarios und Referenzmessungen

Zur ersten Orientierung wurde eine Dynamikmessung am System durchgeführt. Dazu wurde ein Versuchsaufbau gemäß Abb. 6.1.1 gewählt. Über einen Signalsplitter wurde der Ausgang des PN-Generators mit konstant gehaltenem Pegel zum einen direkt am Referenzkanal angelegt und zum anderen der Messkanal über einstellbare Stufenabschwächer angeregt. Der Generatorpegel wurde unter Berücksichtigung des 6dB Splitters so modifiziert, dass die Grundaussteuerung beider Kanäle 1dB unter FS betrug. Anschließend wurde eine stufenweise Absenkung des Messpegels um bis zu 70dB gegenüber dem Referenzkanal vorgenommen. Aufgezeichnet wurde dabei der Betrag der Übertragungsfunktion, und es wurde die Signalqualität bei zunehmender Dämpfung beobachtet.

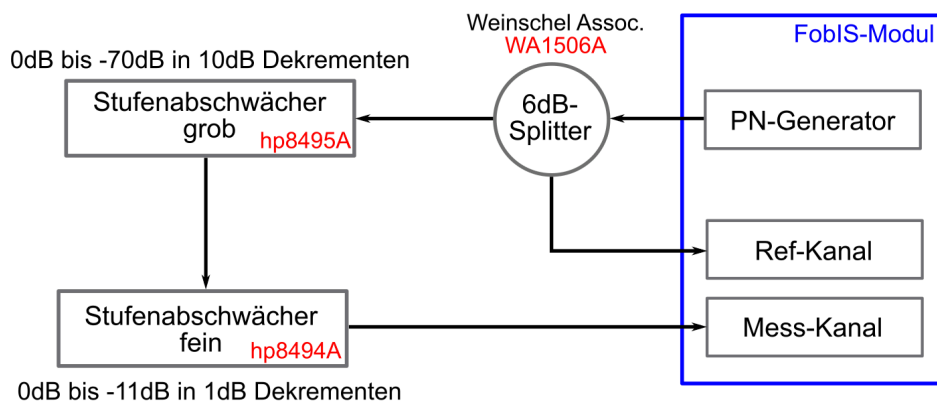


Abb. 6.1.1 Messanordnung zur Überprüfung des Dynamikumfangs.

Das Ergebnis ist in Abb. 6.1.2 für unterschiedliche Abschwächerstellungen zwischen -10dB und -70dB bei jeweils gleicher Achsenskalierung dargestellt. Die Messungen zeigen die Rohdaten und wurden ohne Mittelwertbildung und ohne die Verrechnung von Kalibrierfaktoren durchgeführt. Man erkennt die Verschlechterung des Rauschabstandes zu hohen Dämpfungswerten hin. Zwar erscheint auf den ersten Blick die -70dB Abschwächerstellung in Abb. 6.1.2 für qualitative Untersuchungen noch recht brauchbar, eine genauere numerische Betrachtung der Werte zeigt allerdings, dass dieser Bereich als Systemgrenze definiert werden sollte.

Trägt man dem Grundpegel der Linien des PN-Spektralkammes Rechnung, so steht obiges Messergebnis gut im Einklang mit den Voruntersuchungen aus Kap. 4.2.3. Der letztlich erreichte Dynamikbereich von über 100dB beim LF-System entspricht somit voll den gesteckten Designzielen.

6. Messungen und Validierung

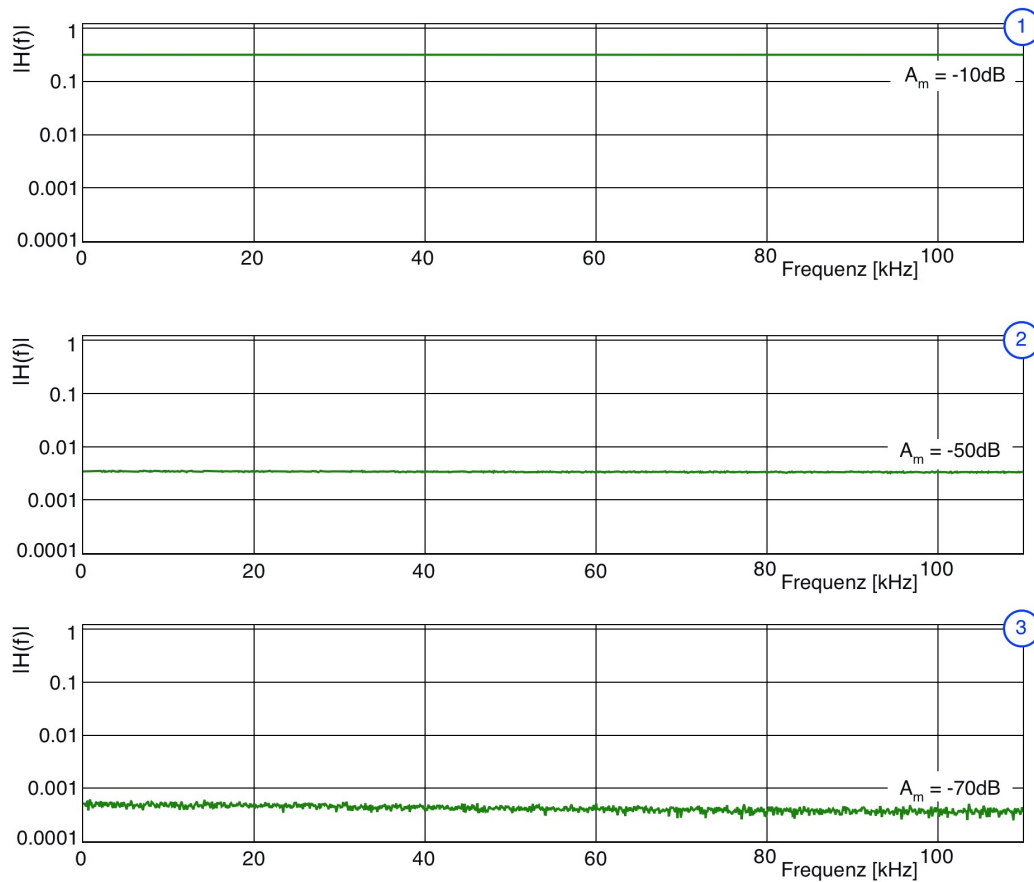


Abb. 6.1.2 Übertragungsfunktion (Betrag) bei unterschiedlichen Einstellungen des Stufenabschwächers (A_m) für den Messkanal. Erläuterungen siehe Text.

Weitere Messungen sollten an realen, mit einem kalibrierten RLC-Meter zuvor exakt vermessenen Objekten stattfinden. Als Objekte wurden verschiedene R||C-Kombinationen verwendet, da diese Struktur der Messaufgabe im späteren praktischen Einsatz am nächsten kommt. Diese wurden jeweils auf einem PCB-Träger der Größe 10mm x 10mm angebracht und mit dem Keysight E4980A an 6 Frequenzstützstellen vermessen. Bestimmt wurde an diesen Stellen jeweils Real- und Imaginärteil der Impedanz. Da für die gewählten Messobjekte die Verläufe stetig und ohne Singularitäten vorliegen, wurde die relativ geringe Anzahl an Frequenzpunkten als hinreichend angesehen.

Es wurde darauf geachtet, dass die Anregungspegel des RLC-Meters den Pegeln des FobIS entsprechen, da einige Dielektrika von Kondensatoren bereits im Niedervoltbereich deutliche Spannungsabhängigkeit aufweisen können. Abb. 6.1.3 zeigt eine Übersicht über die Messobjekte; die Nominalwerte sind aus Tabelle Tab. 6.1.1 ersichtlich. Die Wertekombinationen wurden derart gewählt, dass der Betrag ihrer Impedanz an den Frequenzrändern in Summe den Dynamikbereich des Systems

weitgehend abdeckt, und dass ferner ein Großteil der R||C-Kombinationen für den Einsatz an Gassensoren auch praxisrelevante Werte aufweist.

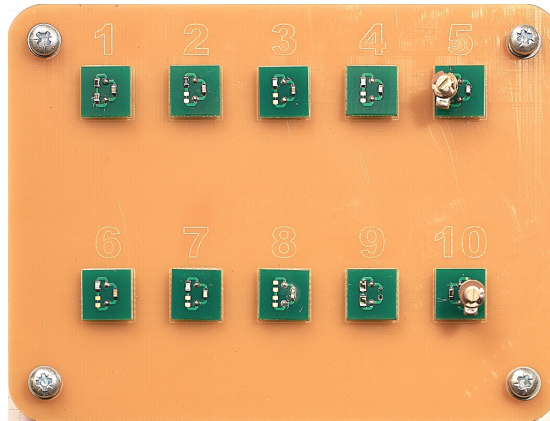


Abb. 6.1.3 Der Satz von Testobjekten zur Durchführung der Referenzmessungen.

Messobjekt #	R [k Ω]	C [pF]	$1/(2\pi RC)$ [kHz] *)	$ Z @100\text{kHz}$ [k Ω] *)
0	500000	256fF	1.24	6200
1	50000	2.2	1.45	723.3
2	10000	6.8	2.34	234
3	1000	100	1.59	15.9
4	1000	10	15.9	157
5	100	47 3.5 **)	33.8 31.5	30 32.1
6	34.8	4.7	973	34.6
7	3.3	680	71	1.9
8	0.51	1500	208	0.46

Tab. 6.1.1 Die für die Referenzmessungen verwendete R||C-Kombinationen. Die dritte Spalte gibt die charakteristische Lage des Minimums des Imaginärteils an. Eingetragen wurden die Nominalwerte, welche sich im Rahmen der Bauteiletoleranzen von den später tatsächlich gemessenen Werten geringfügig unterscheiden.

*) gerundete Werte, **) Hier wurde ein Trimmer mit 3.5pF max. Kapazität parallel geschaltet.

6.1.1 Messungen an definierten Testobjekten

Nach einer Warmlaufzeit des FobIS wie auch des E4980A von 60 Minuten wurde für beide Messgeräte ein Kalibrierfeld aufgenommen; daraufhin wurde das Messprogramm durchgeführt. Alle Messungen wurden bei 21.4°C Raumtemperatur durchgeführt. Die Methodik sei kurz erläutert.

Zunächst wurde für jedes Testobjekt mit dem E4980A an sechs definierten Frequenzstützstellen (Abb. 6.1.4) Real- und Imaginärteil gemessen. Sodann wurden mit FobIS für das identische Messobjekt die Kurven ebenfalls für Real- und Imaginärteil der Impedanz im Bereich von 100Hz bis 100kHz aufgezeichnet (Abb 6.1.4). Real- und Imaginärteil stellen die primären Messdaten dar, die im ersten Prozessschritt des FobIS gewonnen werden.

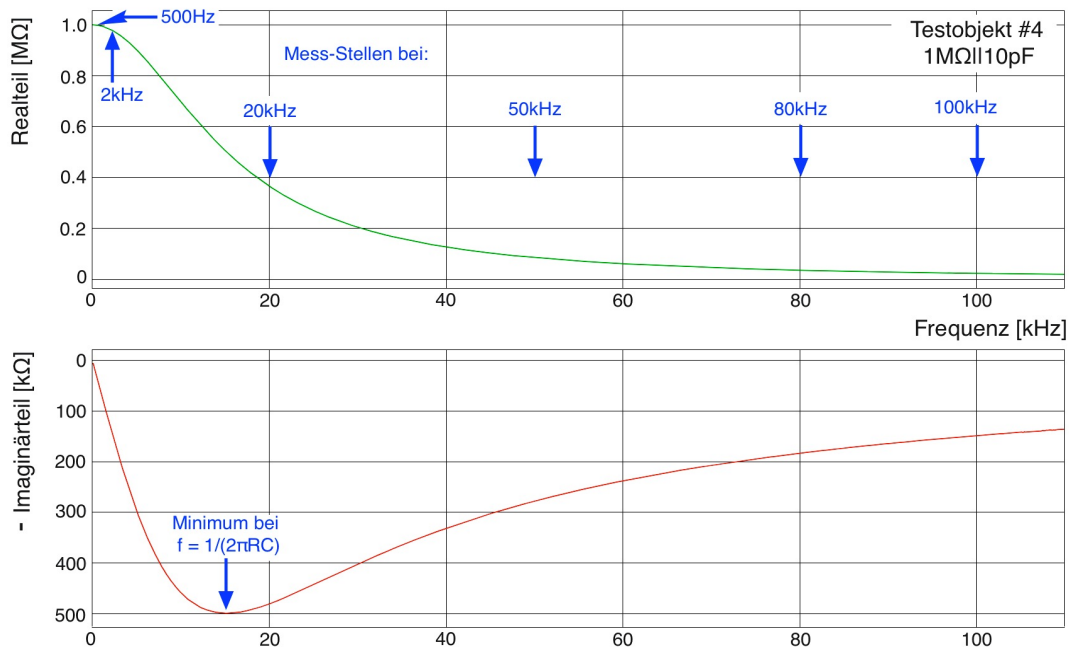


Abb. 6.1.4 Die mit FobIS aufgezeichneten Verläufe von Real- und Imaginärteil der Impedanz eines Testobjektes, hier exemplarisch für Objekt #4. Die im späteren Vergleich mit dem E4980A ausgewerteten Frequenzstützstellen sind blau markiert.

Die so gewonnenen Messdaten wurden mittels [Mat08] ausgewertet. Aus Real- und Imaginärteil wurden Betrag und Phase berechnet und davon die relative Abweichung bezogen auf die Ergebnisse des E4980A ermittelt. Letztendlich wurden deshalb Betrag und Phase ausgewertet, weil diese beiden Größen in der Messpraxis an Gassensoren später auch zur Auswertung herangezogen werden und weil, wegen der nichtlinearen Fehlerfortpflanzung bei der Umrechnung, diese Darstellung somit einen für die Messpraxis relevanteren Eindruck vermittelt.

Dabei wurden die Werte des RLC-Meters als die 'wahren' Werte angenommen. Dabei ist der Begriff 'wahrer Wert' sehr mit Vorsicht zu betrachten. Misst man mit den Kelvin-Leitungen des E4980A, so ergeben bereits geringfügige Lageveränderungen der Messkabel bei den vorliegenden sehr niederkapazitiven Testobjekten Messwertschwankungen von bis zu 10%. Da sich ein solcher Messaufbau nicht für Referenzmessungen eignet, wurde für das E4980A eine fixe Probenhalterung einschließlich der entsprechenden Messkabel konstruiert, welche identisch mit der Probenaufnahme des FobIS ist und somit auch die parasitären Kapazitäten für Vergleichsmessungen hinreichend gut abbildet. Damit konnten am E4980A reproduzierbare Anzeigewerte erzielt werden.

Unter diesen Bedingungen wurden anschließend die Vergleichsmessungen durchgeführt, die Anzahl der Mittelungen je Messwert betrug jeweils 8 bei beiden Geräten. Das E4980A wurde im Modus 'medium' betrieben (siehe Abb. 3.3.3), arbeitet also für jede Einzelmessung bereits mit einer Integrationszeit von etwa 100ms. Die Ergebnisse sind exemplarisch für 3 Testobjekte aus Tab. 6.1.1 dargestellt (Abb. 6.1.5, 6.1.6 und 6.1.7). Es handelt sich dabei um ausgewählte Objekte, welche in ihrem jeweiligen Impedanzbereich am mehr oberen und unteren Rand sowie im mittleren Impedanz-Messbereich des FobIS liegen.

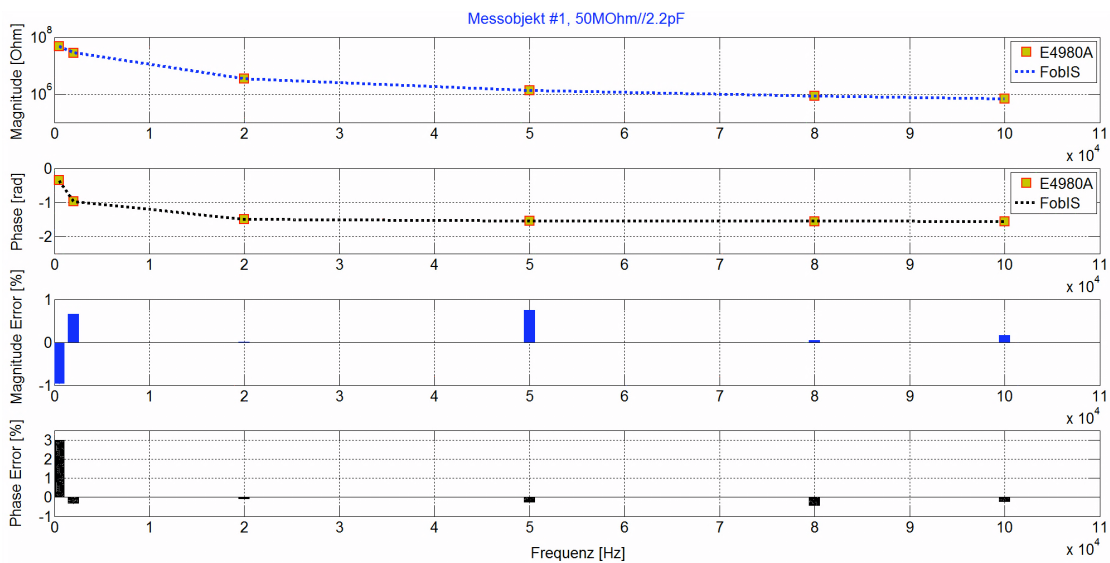


Abb. 6.1.5 Die für Messobjekt #1(50MΩ||2.2pF) ermittelten Messdaten sowie die daraus berechneten relativen Abweichungen in Betrag und Phase. Oben: die gemessenen Frequenzstützstellen, unten: die Abweichungen in Balkendarstellung.

Da die Abweichungen an den einzelnen Frequenzstützstellen nur gering sind und in der Bodedarstellung nicht zutage treten, wurden die relativen Abweichungen bezogen auf den E4980A-Wert berechnet und als Fehlerbalken in den Abbildungen dargestellt. Bedenkt man, dass das FobIS lediglich 10ms zur Aufnahme eines gesamten

6. Messungen und Validierung

Spektrums benötigt und als Handicap das von Natur aus schlechtere SNR des Fourierverfahrens mit sich bringt, so sind die Messergebnisse durchaus als erfreulich zu bewerten.

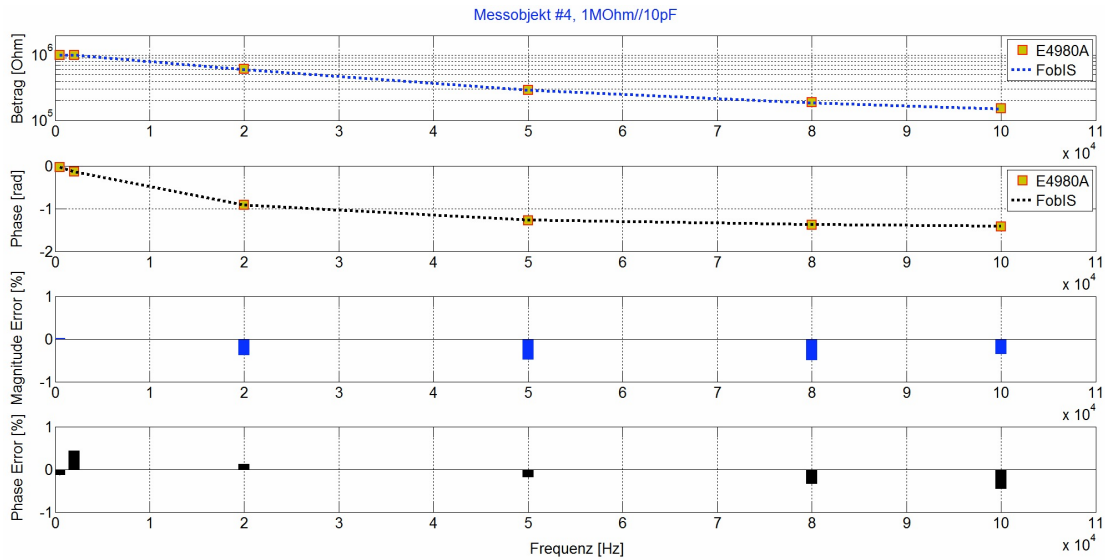


Abb 6.1.6 Die Messabweichungen für Messobjekt #4 (1M Ω ||10pF).

Testobjekt #6 spiegelt näherungsweise eine R||C-Kombination wider, wie sie beim AS-MLV-P2 Sensor, der relativ niederohmig werden kann, unter entsprechenden Messbedingungen auftritt. Die Ergebnisse für dieses Objekt sind in Abb. 6.1.7 dargestellt.

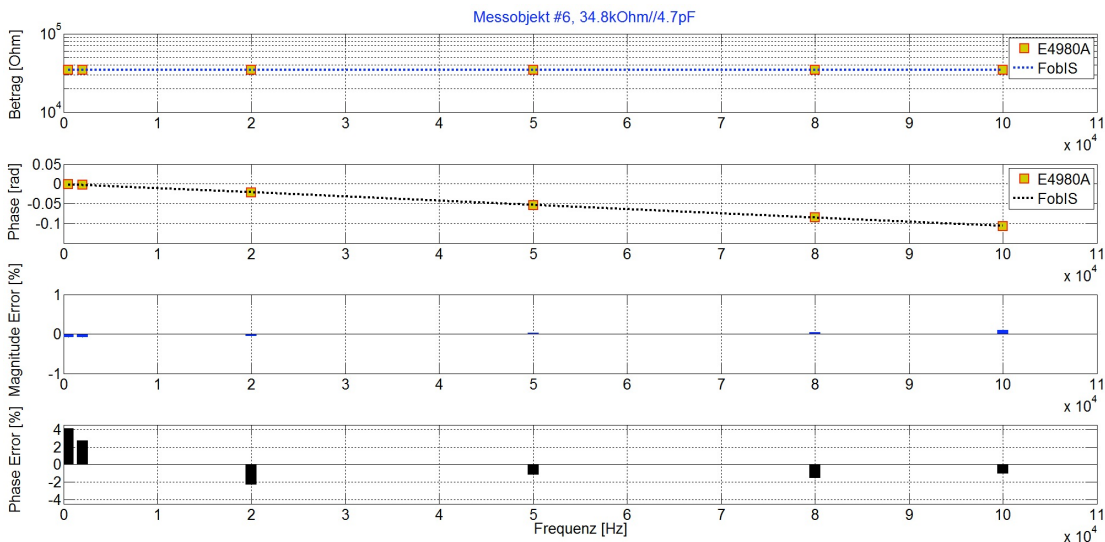


Abb 6.1.7 Die Messabweichungen für Messobjekt #6 (34.8k Ω ||4.7pF).

Um einen Eindruck vom qualitativen Verlauf der Messkurven zu geben, ist in Abb. 6.1.8 schließlich noch das Bodediagramm der Messung am gleichen Testobjekt #6 dargestellt. Es ist zu beachten, dass für dieses Diagramm die Mittelung abgeschaltet war, d.h. es ist das ungefilterte Ergebnis einer einzigen 10ms dauernden Messung zu sehen.

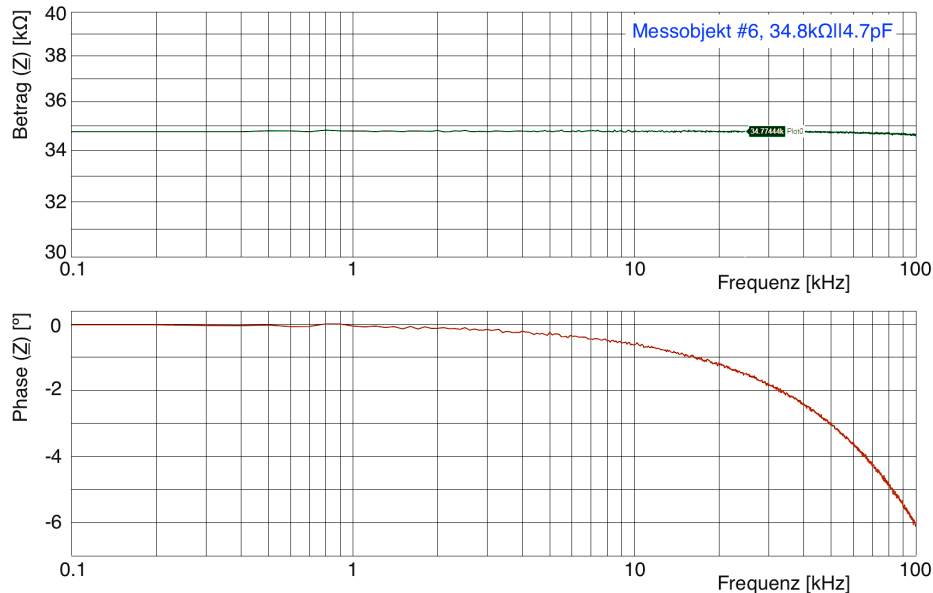


Abb. 6.1.8 Bodediagramm von Messobjekt #6 in semilogarithmischer Darstellung der FobIS-GUI. Man beachte, dass keinerlei Mittelwertbildung erfolgte.

Dem Leser sei die einzelne Darstellung der weiteren Messungen erspart. Die Fehlerbalken bewegen sich hier im Bereich unter $\pm 2\%$. Mit Messobjekt #3 wurde eine R||C-Kombination mit einem hohen kapazitiven Anteil gewählt, um auch dieses Verhalten untersuchen zu können. Die Messergebnisse zeigten keine Auffälligkeit. Letztlich wurde mit Messobjekt #7 eine erheblich niederohmigere Kombination vermessen, welche ebenfalls einen deutlichen kapazitiven Anteil enthält. Der ungemittelte Verlauf von Real- und Imaginärteil für dieses Objekt ist in Abb. 6.1.9 dargestellt. Man erkennt die beginnende Zunahme des Rauschanteils, jedoch liegen noch gut auswertbare Messkurven vor.

Um die abgeschätzte Messgrenze auszuloten, wurde schließlich noch ein weiteres Testobjekt angefertigt. Mit $510\Omega||1.5\text{nF}$ erreicht diese Kombination bei 100kHz einen Betrag der Impedanz von 459.6Ω , was in etwa $1/1000$ des aktuellen Referenzwiderstandes R_M entspricht. Auch von dieser Messung sei der ungemittelte Verlauf in Abb. 6.1.10 wiedergegeben. Für den Vergleich mit dem E4980A wurde das FobIS-Mittelwertfilter anschließend auf den Faktor 30 eingestellt; damit ließ sich eine maximale Abweichung der Betrags- bzw. Phasenwerte an den Frequenzstützstellen von $\pm 6\%$ ermitteln.

6. Messungen und Validierung

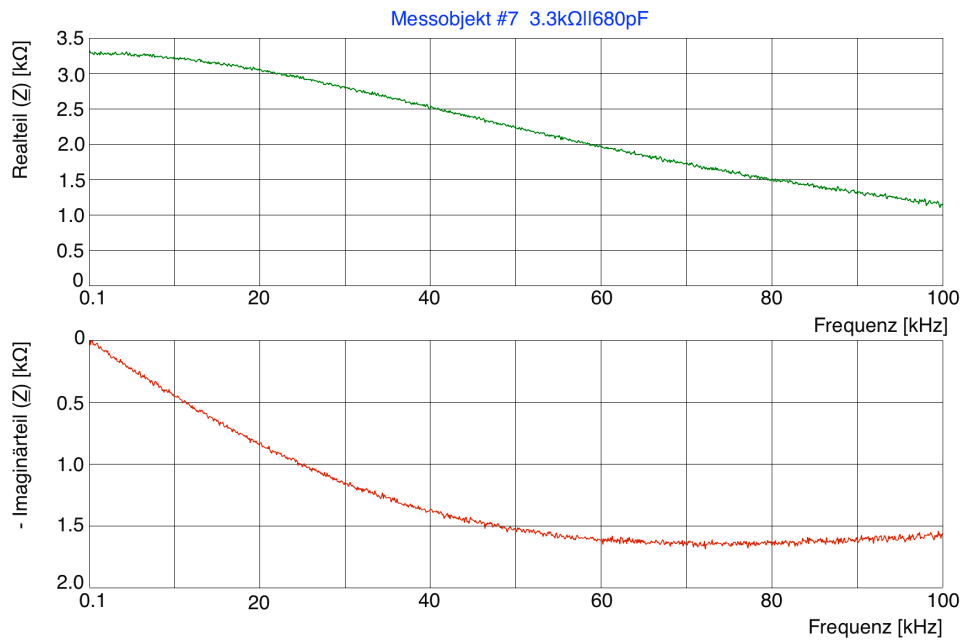


Abb. 6.1.9 Ungemittelter Verlauf von Real- und Imaginärteil für das bereits relativ niederohmige Messobjekt #7 ($3.3\text{k}\Omega \parallel 680\text{pF}$). Man erkennt die beginnende Zunahme des Rauschanteils.

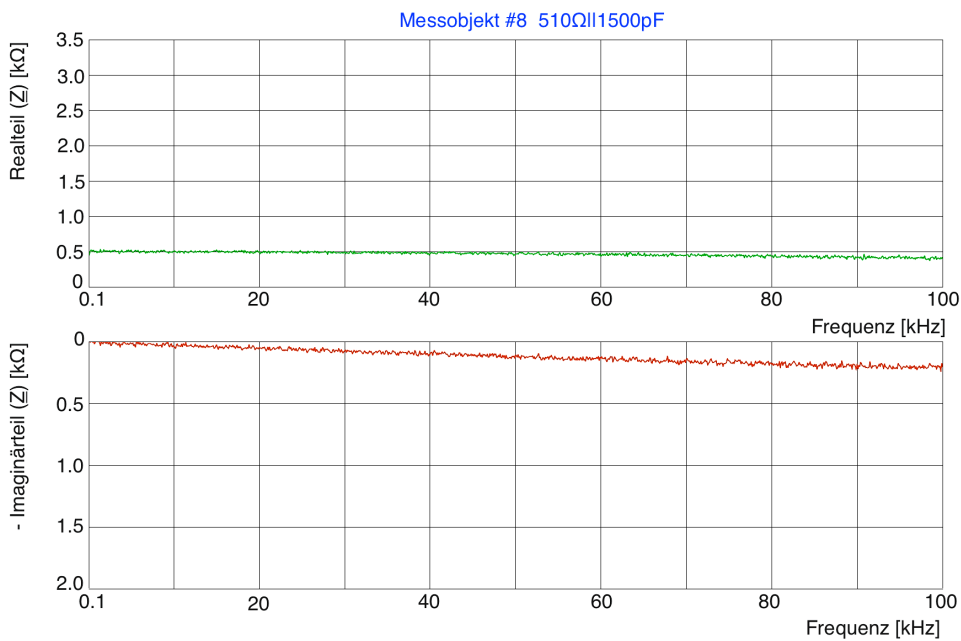


Abb. 6.1.10 Ungemittelter Verlauf von Real- und Imaginärteil für das niederohmige Messobjekt #8 ($510\Omega \parallel 1.5\text{nF}$); identische Achsenskalierung wie Abb. 6.1.9. Es erstaunt der immer noch sehr 'glatte' Kurvenverlauf, allerdings hat die Größe des Messfehlers zugenommen (siehe Text).

Somit wurde der Dynamikumfang von 60dB bezogen auf den Referenzwiderstand R_M für den niederohmigen Bereich bestätigt. Im Umkehrschluss bedeutet dies, dass im Hochohmigen Bereich, ohne Beachtung etwaiger Einstreuphänomene, entsprechend eine sinnvolle Messgrenze bei $0.5G\Omega$ zu erwarten wäre. Dies wurde mit Messobjekt #0 ($0.5G\Omega || 256fF$) überprüft. Wie aus Abb. 6.1.11 hervorgeht, entspricht in diesem Fall das Ergebnis, vor allem im niederfrequenten Bereich, bei also noch hohen Impedanzbeträgen, nicht ganz den Erwartungen.

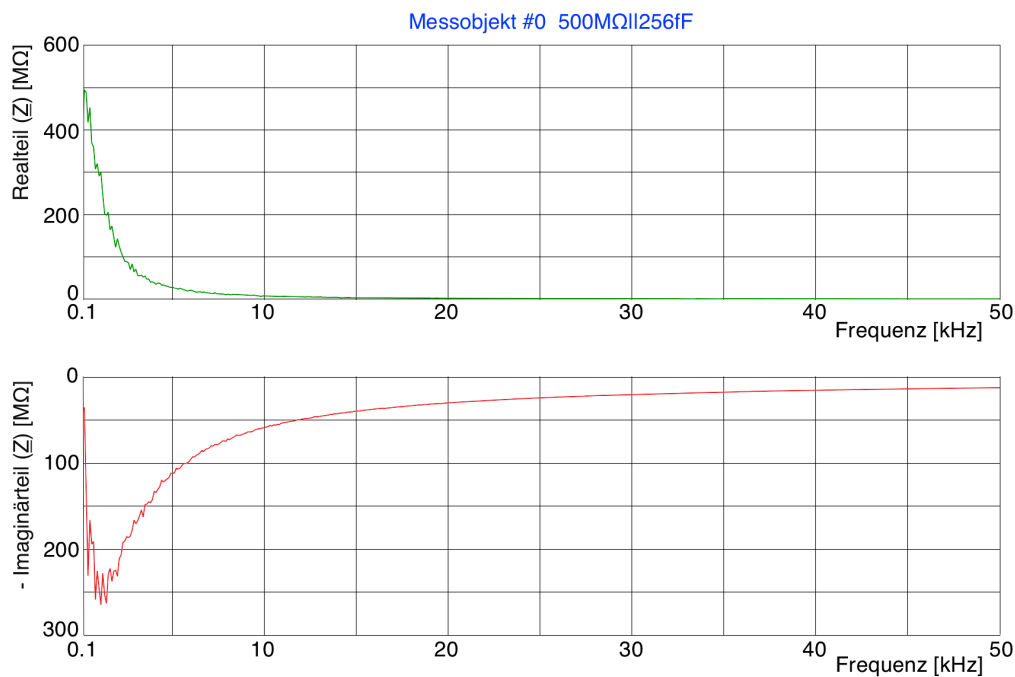


Abb. 6.1.11 Die Signalqualität beim Messobjekt #0 ($500M\Omega || 256fF$) entspricht im niederfrequenten Bereich zunächst nicht ganz den Erwartungen; hier konnte jedoch weitgehend Abhilfe geschaffen werden (siehe Kap. 6.2).

Bei der Ursachenfindung konnte dieses Phänomen allein mit einer Verschlechterung der Signalqualität bei sehr hochohmigen Objekten nicht hinreichend erklärt werden, zumal der Abschätzung des Dynamikbereiches bereits ein konservativer Ansatz zu Grunde liegt. Letztlich konnte die Ursache in Form des hinterlegten Kalibrierfeldes identifiziert werden; mehr dazu im Abschnitt 6.2.

Zwar stellt die Überprüfung der absoluten Genauigkeit eine wichtige experimentelle Bestätigung für die Güte des Designs und der Implementierung der Algorithmen dar, ist jedoch, wie bereits betont, für die Lösung der gestellten Messaufgabe nur von sekundärer Bedeutung. Dies ist auch der Grund, warum an dieser Stelle Messungen zur absoluten Genauigkeit nicht in voller numerischer Strenge durchgeführt wurden und lediglich eine visuelle Wiedergabe der Messergebnisse erfolgte.

6. Messungen und Validierung

Im Folgenden nun soll die in diesem Zusammenhang wichtigere Wiederholgenauigkeit und die Stabilität der Messung unter verschiedenen Umweltbedingungen Gegenstand näherer Untersuchung sein.

Zunächst jedoch sei noch eine kurze Untersuchung zum unmittelbar nutzbaren Trennvermögen des FobIS vorangestellt. Messobjekt #5 wurde zu diesem Zweck zusätzlich mit einem veränderlichen Kondensator (Trimmer) von 0.5pF bis 3.5pF bestückt. In der Darstellung des aus Betrag und Phase berechneten R||C-Ersatzschaltbildes der GUI lassen sich, bei entsprechend eingestellter Skalierung, Änderungen im fF-Bereich gut in Quasi-Echtzeit verfolgen (Abb. 6.1.12).

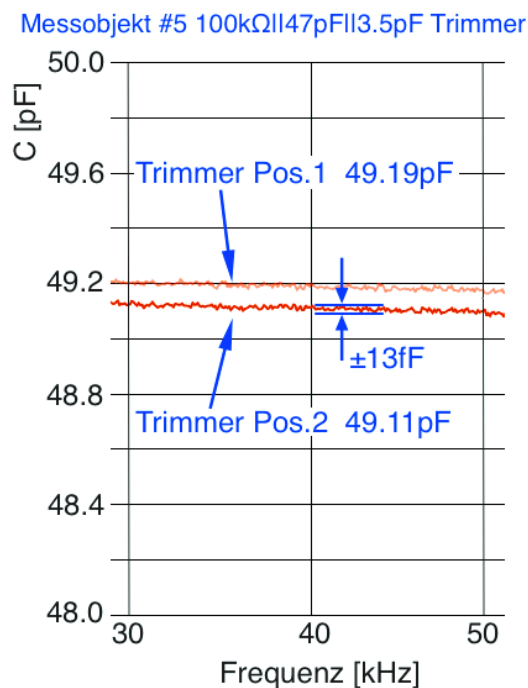


Abb. 6.1.12 Ausschnitt aus der R||C-Modell Darstellung der Kapazitätsmessung an Messobjekt #5. Die Trimmerposition wurde bei 2 abfolgenden Messungen um 80fF verändert. Den gezeigten Verläufen liegt eine gleitende Mittelwertbildung von 12 Messungen zugrunde.

Die Abbildung gibt, aus Darstellungsgründen, die Situation für einen Frequenzausschnitt von 30kHz bis 50kHz wieder. Mit einer FobIS-internen gleitenden Mittelwertbildung von 12 lassen sich für besagtes Messobjekt Kapazitätsunterschiede von rund 25fF allein in der grafischen Darstellung noch sicher voneinander trennen.

6.1.2 Untersuchungen zum Driftverhalten

Die nächsten Schritte der Validierungsprozedur, und dies sind für den späteren Einsatz des FobIS gleichzeitig die praxisrelevanten, galten der Untersuchung des Driftverhaltens des Systems. Hier sind die wesentlichen Einflussgrößen Temperatur, Luftfeuchte und Aging. Dazu wurde eine Messreihe in der Klimakammer durchgeführt. Als Messobjekt diente ein dazu angefertigtes mittelohmiges Objekt (nominal $1\text{M}\Omega || 10\text{pF}$), welches mit einem TK25 Präzisionswiderstand und einem NPO Kondensator bestückt wurde. Sowohl das Messobjekt wie auch die Platinen des FobIS wurden zuvor mit einer Coating-Schicht überzogen, um Einflüsse von Feuchte weitestgehend ausschließen zu können. Die dann mit dem E4980A gemessenen realen Werte für das Testobjekt lagen bei $R=1.0002\text{M}\Omega$ und $C=10.45\text{pF}$.

Zur Erkennung von eventuellen Drifteffekten des Messobjekts selbst wurde mit dem E4980A zu Beginn der Messreihe an den bereits zuvor benutzten Frequenzstützstellen jeweils eine Referenzmessung durchgeführt. Dabei wurden für den Laboreinsatz praxisrelevante Temperaturen gewählt; gemessen wurde bei 22°C und 50°C . Für alle Messungen wurde eine relative Feuchte von 45% eingestellt. Das E4980A befand sich während dieser Messung außerhalb der Klimakammer, lediglich das Testobjekt war innerhalb angebracht. Es wurde für das Testobjekt eine Drift des resistiven Anteils von $22\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ermittelt. Für den kapazitiven Anteil konnte ein solcher Wert nicht sicher ermittelt werden, da die Änderung der Kapazität in einer Größenordnung lag, welche die Auflösungsgrenze des Messaufbaus (etwa 10fF) unterschritt. Deshalb wurde auf ein Simulationstool zurückgegriffen [Avx20], welches für den betrachteten Temperaturbereich eine maximale Drift der Kapazität von etwa $15\text{ppm}/^\circ\text{C}$ liefert. Diese Ergebnisse entsprechen somit den Erwartungen, welche man hinsichtlich des Driftverhaltens an das mit einem TK25 Widerstand und einem NPO Kondensator bestückte Messobjekt stellt. Das gewählte Testobjekt erwies sich somit als geeignet für die nachfolgenden FobIS-Messungen.

Zum Driftverhalten selbst ist noch anzumerken, dass nach Drift der Frequenzachse und nach Amplitudendrift der Messwerte zu unterscheiden ist. Was die Frequenzdrift anbelangt, so spielt diese für die vorliegende Applikation keine erwähnenswerte Rolle. Dies resultiert aus der Tatsache, dass alle systemrelevanten Takte kohärent aus einem zentralen, temperaturkompensierten Masterszillator (TCXO) mit nur $\pm 2.5\text{ppm}$ Eigendrift abgeleitet werden. Somit soll unter 'Drift' im Folgenden das Driftverhalten von Betrag und Phase der Messwerte über die Temperatur und die Zeit verstanden werden.

Driftmessungen sind äusserst zeitaufwendig. Somit erfolgte aus praktischen Gründen die Messung mit einem einzigen Testobjekt, welches so gewählt wurde, dass es im mittleren Messbereich des FobIS liegt und über den gesamten Frequenzbereich ein gutes SNR liefert. Die Messungen beschreiben das Verhalten der Drift exemplarisch. Der Effekt wird ausschließlich durch Driften in den Messverstärkern und im ADC-Teil der Schaltung bestimmt. Amplitudendrift im Generatorteil spielt an dieser Stelle

6. Messungen und Validierung

übrigens keine Rolle, da diese durch Einbeziehung des Referenzkanals rechnerisch eliminiert werden. Hier könnte man einwenden, dass das analoge Generatorfilter 10. Ordnung, trotz der selektierten Kondensatoren und der Präzisionswiderstände, mit Sicherheit nicht driftfrei hinsichtlich seiner Charakteristik und der Eckfrequenz ist. Nach dem zuvor Gesagten könnte sich dies jedoch lediglich am äußersten oberen Frequenzende hinsichtlich des Verlaufs der Anregungsamplitude, und somit minimal auf das SNR, auswirken. Dieser potenzielle Effekt ist jedoch derart gering, dass er in der Praxis nicht festgestellt werden konnte und hier lediglich erwähnt sei. Ein komplettes FobIS mit bisher etwa 200 Betriebsstunden wurde mit besagtem Testobjekt in der Klimakammer installiert und bei ebenfalls 45% relativer Feuchte während einer knappen Woche einem Temperaturzyklus unterworfen. Zuvor waren mit demselben Gerät noch keine länger andauernden Temperaturzyklen getestet worden, lediglich kurzzeitige Erwärmung mit Heißluft zur entwicklungsbegleitenden Abschätzung von Temperatureffekten wurden durchgeführt.

Gemessen wurde nun bei 22°C, 50°C und abschließend noch bei 5°C, also in dem für ein Laborgerät wichtigen Temperaturbereich. Vom Start der Messung an bis hin zum Ende wurden, jeweils nach dem Erreichen des thermischen Gleichgewichts in der Klimakammer, in bestimmten Zeitabständen Impedanzwerte an den bereits zuvor beschriebenen Frequenzstützstellen aufgezeichnet. Den zeitlichen Ablauf der Prozedur zeigt Abb. 6.1.13.

Für die einzelnen thermischen Zustände wurden die Driften analysiert, gekennzeichnet mit Δ_{12} bis Δ_{67} in Abb. 6.1.13. Diese Werte entsprechen somit der Drift beim Temperaturanstieg von 22°C auf 50°C (Δ_{12}), der Messkonstanz bei 50°C über drei Tage (Δ_{23} , Δ_{34}) sowie der Rückdrift beim Temperaturwechsel von 50°C auf nun wieder 22°C (Δ_{45}). Danach wurde eine erneute Kalibrierung vorgenommen und die Messung bei 22°C wiederholt. Abschliessend wurde noch der Temperaturpunkt bei 5°C vermessen und bezüglich der Plausibilität der Ergebnisse überprüft.

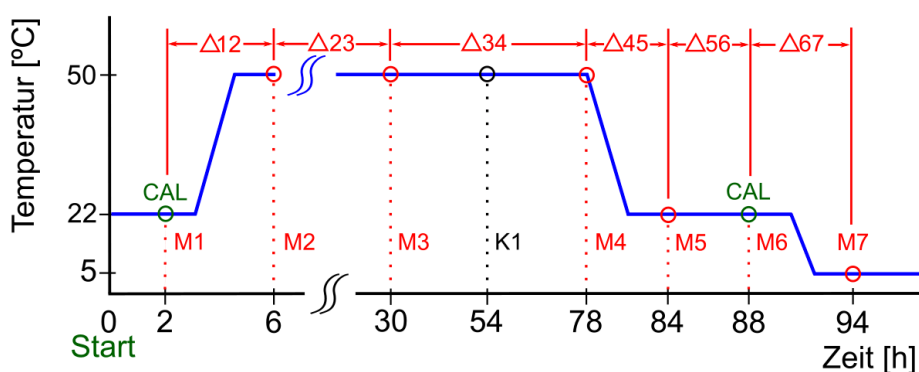


Abb. 6.1.13 Zeitplan des Ablaufs zur Driftmessung des FobIS in der Klimakammer. CAL bezeichnet die Zeitpunkte der Kalibrierung; M1 bis M7 kennzeichnet Messreihen, die miteinander verglichen wurden und K1 steht für lediglich eine nicht protokollierte Kontrollmessung.

Wie bereits zu einem früheren Zeitpunkt im Rahmen entwicklungsbegleitender Untersuchungen festgestellt werden konnte, sind innerhalb der hier betrachteten Temperaturbereiche nur geringe Drifteffekte zu erwarten. Um den späteren Aufwand bei der Messung und Auswertung der Temperaturdriften eventuell minimieren zu können, schien es deshalb sinnvoll, zuvor die Varianz einer Einzelmessung der Impedanz an den verschiedenen Frequenzstützstellen zu ermitteln. Liegt diese deutlich unterhalb der erwarteten Driftwerte, so wäre bereits eine Einzelmessung an den Temperaturpunkten hinreichend, um aussagekräftige Daten zu erhalten. Außerdem sind diese Zahlen der Messwertstreuung von generellem Interesse zur Beurteilung der Vertrauensintervalle.

Dazu wurde das FobIS mit dem besagten Testobjekt bestückt und auf eine interne Mittelwertbildung von 30 Spektren eingestellt. Als Einzelmessung wird somit das manuell getriggerte Messergebnis dieser gleitend gemittelten Spektren verstanden. Von 10 solchen Einzelmessungen bei Labortemperatur, jeweils im zeitlichen Abstand von 5s, wurde für ausgewählte Frequenzstützstellen der Mittelwert und die Standardabweichung (SD) berechnet; Tab. 6.1.1 zeigt die Ergebnisse. Es wurden Frequenzen am oberen und unteren Bereichsende sowie in Skalenmitte herangezogen. Es wurde noch eine Messung bei 15.2kHz eingefügt, da diese Frequenz mit der Zeitkonstanten des Testobjekts korrespondiert und an dieser Stelle Real- und Imaginärteil bei der Berechnung von Betrag und Phase jeweils den gleichen Anteil liefern; außerdem wird der Imaginärteil hier extremal.

Frequenz [kHz]	Mittelwert Betrag [k Ω]	SD Betrag [k Ω]	Mittelwert Phase [°]	SD Phase [°]
0.5	999.02	0.07	-1.898	0.0058
15.2	704.70	0.097	-45.052	0.0039
50	289.59	0.016	-72.851	0.0033
100	149.75	0.021	-80.801	0.0055

Tab. 6.1.1 Mittelwert und Standardabweichung von Betrag und Phase über 10 Einzelmessungen mit LF-FobIS am Messobjekt $1.0002M\Omega || 10.45\mu F$ bei unterschiedlichen Frequenzen. Die Umgebungstemperatur betrug $20.4^{\circ}C$.

Die Messwertstreuung zeigt für ein auf Fourierbasis arbeitendes Impedanzspektrometer sehr gute Werte, insbesondere überrascht die Phasenkonstanz. In der Mitte der Frequenzskala werden die besten Werte erzielt, was nicht zuletzt der Wahl des Messobjektes geschuldet scheint, welches perfekt mit dem überstrichenen Frequenzbereich harmoniert und ab etwa 40kHz einen relativ flachen Verlauf von Real- und Imaginärteil aufweist. Andererseits spiegelt dieses Testobjekt aber auch, beispielsweise für den AS-MLV-P2 Sensor, ein praxisrelevantes Szenario wider.

6. Messungen und Validierung

Die gewählte Konstellation erscheint somit gut zur Durchführung der Driftmessungen geeignet, allerdings zeigt sich, dass die Berücksichtigung nur einer einzigen Einzelmessung pro Frequenzstützstelle das Driftverhalten nicht in jeder Situation hinreichend genau abbildet. Deshalb wurde bei der Berechnung der Drift der aus 10 Einzelmessungen gebildete Mittelwert von Betrag und Phase je Frequenzstützstelle zu Grunde gelegt.

Es stellt sich nun die Frage, wie das Ergebnis dieser Messung kompakt und dennoch aussagekräftig dargestellt werden kann, wenn man bedenkt, dass sowohl der Betrag wie auch die Phase bei unterschiedlichen Frequenzen zu betrachten sind. Zielführend scheint hier die Einführung einer Kennzahl zu sein. Diese wird zwischen zwei Temperaturplateaus *i* und *j* aus den Mittelwerten der relativen Abweichungen von Betrag und Phase gebildet. Die Mittelwertbildung erfolgt über die einzelnen Frequenzstützstellen. Es wurde folgender Rechenansatz verwendet (G. 6.1):

$$D_{ij} = \frac{100}{2} \left[\left\langle \frac{|\Delta Mag_{ij}|}{Mag_i} \right\rangle_f + \left\langle \frac{|\Delta Phas_{ij}|}{Phas_i} \right\rangle_f \right] \text{sign}(\langle \Delta Mag_{ji} \rangle_f) \quad (\text{G. 6.1})$$

D_{ij}	Driftkennzahl in [%] zwischen Messbedingung 'i' und 'j'
$\langle \rangle_f$	Mittelwertbildung über alle Frequenzstützstellen
$ \Delta Mag_{ij} $	Betrag der Differenz in 'Mag' bei Messbedingung 'i' und 'j'
$ \Delta Phas_{ij} $	Betrag der Differenz in 'Phas' bei Messbedingung 'i' und 'j'
Mag_i	Messergebnis von 'Mag' bei Messbedingung 'i'
$Phas_i$	Messergebnis von 'Phas' bei Messbedingung 'i'
$\text{sign}(\langle \Delta Mag_{ji} \rangle_f)$	Ermittlung des Vorzeichens (Driftrichtung des Betrags)

Andere Arten der Darstellung sind ebenfalls denkbar; zumindest erhält man durch obige Herangehensweise einen kompakten Kennwert, welcher eindeutig mit den Driftphänomenen korreliert und die Größenordnung des Effektes abschätzen lässt. Als Nullpunkt der Darstellung dient der Start der Messung bei 22°C nach Durchführung der Kalibrierung. Zuvor ist jedoch noch zu beachten, dass die gemessenen Driftwerte die Eigendrift des Testobjekts mit einschließen. Diese sind zwar, wie zuvor betrachtet, von nur geringer Größenordnung, da aber die Drift des FobIS selbst im untersuchten Temperaturbereich ebenfalls nicht sehr bedeutend ist, sollten sie in die Betrachtung mit einbezogen werden.

Deshalb wurde auf Basis von (G. 6.1) ein kleines Matlab-Script erstellt, welches die Driftparameter des Messobjektes einbezieht. Der sich nach diesem Procedere ergebende Verlauf der FobIS-Drift über das angewandte Temperaturprofil ist in Abb. 6.1.14 skizziert.

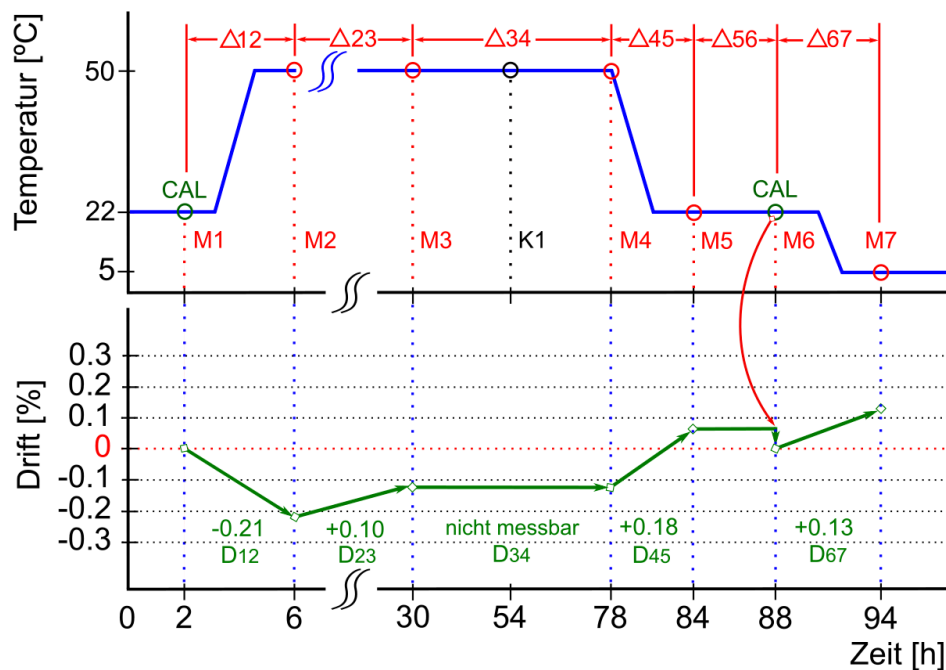


Abb. 6.1.14 Verlauf der Drift über dem Temperaturzyklus. Die nach (G. 6.1) ermittelten Driftkennzahlen sind im unteren Teil des Diagramms eingetragen.

Vier Stunden nach Anlegen eines Temperatursprungs von 22°C auf 50°C zeigte sich eine mittlere Drift von -0.21%. Bei nun konstanter Temperatur (50°C) konnte 24h später eine leichte Rückdrift von +0.1% beobachtet werden. Änderungen in den jetzt erreichten Messwerten bei weiterhin konstanter Temperatur konnten in den folgenden 48h nicht mehr festgestellt werden. Daraufhin erfolgte ein Rücksprung der Temperatur auf wieder 22°C. Eine Messung nach 6h ergab, dass der ursprüngliche Ausgangswert nicht gänzlich getroffen wurde; es wurde eine Hysterese von etwas weniger als +0.1% beobachtet. Nach Durchführung einer erneuten Kalibrierung konnte diese Differenz quasi zum Verschwinden gebracht werden.

Abschließend wurde der Temperaturpunkt 5°C angefahren und wiederum nach 6h eine weitere Messung durchgeführt; die mittlere Drift ergab sich zu +0.13%.

Berechnet man zu den einzelnen Temperatursprüngen (22°C/50°C und 22°C/5°C) die Driftgradienten, so stellt man fest, dass diese recht gut übereinstimmen, und es kann somit für den untersuchten Temperaturbereich unter den gegebenen Messbedingungen für das LF-FobIS ein Datenblattwert von -80ppm/°C für die Temperaturdrift angegeben werden.

Nach 5 Wochen Zeitabstand und ohne Rekalibrierung wurde die Messung bei 22°C wiederholt; es zeigten sich jetzt im Mittel um 0.1% geringere Messwerte.

Im Rahmen der Erfordernisse für die Messung an Gassensoren darf die erzielte Wiederholgenauigkeit ebenso wie das Driftverhalten als voll praxistauglich eingestuft werden.

6.1.3 Überprüfung der Kohärenzfunktion

Mit den obigen Untersuchungen ist die Basisverifikation des FobIS in den Grundzügen abgeschlossen. Bleibt letztlich noch die Überprüfung der Kohärenzfunktion. Diese wurde in der Python-Version des FobIS implementiert und dient zur Auffindung von Artefakten im Messaufbau wie Verletzung der Kausalität, Fremdsignaleinstreuung im Messkanal oder induziertes Rauschen. Dazu wurden unterschiedliche Testmessungen durchgeführt. Abb. 6.1.15 zeigt die Ergebnisse dreier Testszenarien.

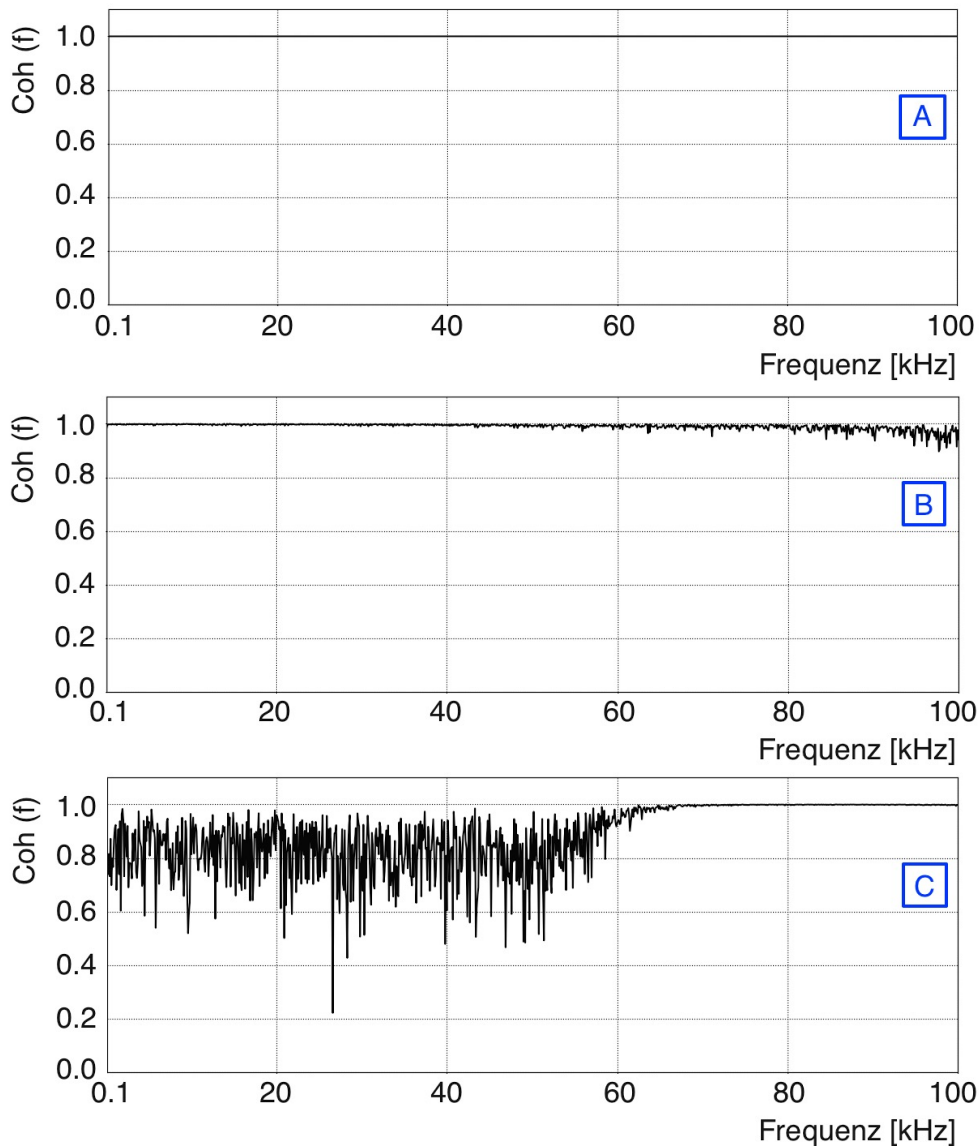


Abb. 6.1.15 Mit FobIS (Python-Version) erstellte Plots der Kohärenzfunktion unter verschiedenen Messbedingungen. [A]: AS-MLV-PL2 Sensor, [B]: niederohmiges Testobjekt, [C]: niederfrequent induziertes Störsignal. Nähere Beschreibung siehe Text.

Der mit 'A' markierte Plot des FobIS zeigt die Messung an einem AS-MLV-P2 Sensor bei Laborluft und Raumtemperatur. Der Verlauf entspricht über den gesamten Frequenzbereich der Idealkurve mit $\text{Coh}(f)=1$; somit kann die nachfolgende Impedanzmessung als vertrauenswürdig eingestuft werden.

Zur Generierung von Plot 'B' wurde ein im oberen Frequenzbereich sehr niederohmiges Testobjekt ($422\Omega||9.4\text{nF}$) aufgebaut, welches zu hohen Frequenzen hin die Messgrenze des FobIS in der aktuellen Auslegung deutlich unterschreitet. Man erkennt, dass ab etwa 80kHz der Kohärenzwert absinkt, was dem zunehmenden Rauschanteil im Responsekanal geschuldet ist. Bei dem noch relativ schwachen Abfall bedeutet dies nicht notwendigerweise, dass die Messung oberhalb der 80kHz unbrauchbar ist, jedoch sollten die Werte nicht unreflektiert übernommen werden.

Zur Erzeugung von Plot 'C' schließlich wurde ein spezieller Testaufbau verwendet. Dahinter verbirgt sich der Wunsch, die Ergebnisse der implementierten Kohärenzfunktion zu plausibilisieren und mit einem kommerziellen Messgerät vergleichen zu können (OnoSokki CF-9400). Zur Injektion eines definierten und reproduzierbaren Störsignals in den Messzweig des FobIS wurde ein Aufbau nach Abb. 6.1.16 verwendet.

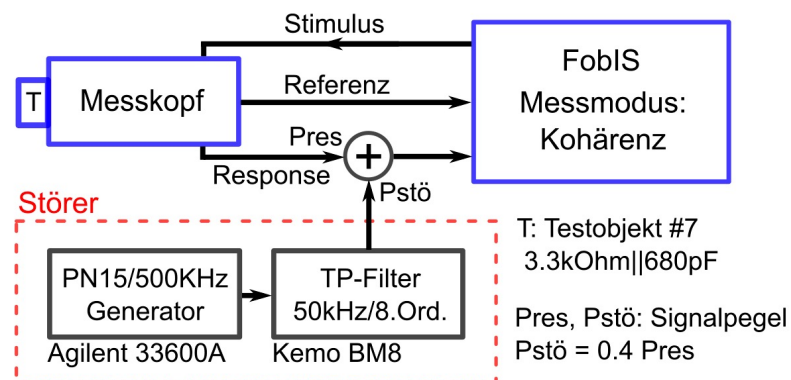


Abb. 6.1.16 Messaufbau zur Überprüfung der Kohärenzfunktion an Hand eines injizierten Störsignals.

Der Responsekanal des FobIS wird in dieser Anordnung additiv mit dem gefilterten Pseudoräuschen eines externen Signalgenerators beaufschlagt. Um einen sehr deutlichen Effekt zu erzielen, wurde die Amplitude des Störsignals mit 40% der Response-Amplitude relativ hoch gewählt; aber auch bereits 10% Störampplitude zeigte eine klar erkennbare Degeneration der Kohärenzfunktion. Erst ab 70kHz, wenn die Störabsenkung auf Grund des Tiefpass-Filters knapp 23dB beträgt, erreicht die Kohärenz den Vertrauensbereich von 1. Die Code-Parameter des Störers wurden zunächst willkürlich gewählt, aber auch mit einer PN12/409.5kHz Sequenz vom externen Generator, welche in ihren Parametern also exakt dem Stimulus des FobIS

6. Messungen und Validierung

entspricht, konnte auf Grund der inkohärenten Erzeugung beider Codes auch diese Einstreuung sicher detektiert werden.

Der gleiche Aufbau wurde anschließend mit dem CF-9400 als Analysator vermessen, wobei die Parameter wie FFT-Länge und Anzahl der Mittelungen identisch wie beim FobIS eingestellt wurden. Der Vergleich zeigte, dass beide Geräte denselben qualitativen Verlauf der Kohärenzfunktion lieferten; ein quantitativer Vergleich ist an dieser Stelle auf Grund des Rauschcharakters der gestörten Kohärenzfunktion nicht zielführend. Andererseits sind die numerischen Werte auch nicht von Interesse, die Kohärenzfunktion ist in diesem Zusammenhang lediglich als Indikator für nicht korrekte Randbedingungen beim Messablauf zu betrachten, sollte sie im untersuchten Frequenzbereich vom Idealwert '1' abweichen.

6.2 Lessons Learned

Unter dieser Überschrift seien nachfolgend in chronologischer Reihenfolge, und ohne allzu tiefgründige Diskussion, einige Beobachtungen und Tests dokumentiert, welche im Laufe der Verifikations-Prozedur gemacht wurden und entsprechend Erwähnung finden sollten.

(i) Aus Gründen der elektrischen Schirmung wurde das Messkopfgehäuse, welches auch die Signalverstärker enthält, aus einem massiven Aluminiumblock gefräst. Bei der Messung an den ungeschirmten Testobjekten zeigte sich, dass der Einfluss des metallischen Gehäuses im Bereich der Kontaktierung nicht gänzlich zu vernachlässigen ist. Insbesondere bei niederkapazitiven Messobjekten machen sich die zwischen Probe und Gehäuse auftretenden parasitären Kapazitäten bemerkbar. Im praktischen Betrieb mit metallisch gekapselten Sensoren spielt der Effekt keine erwähnenswerte Rolle, ist jedoch an offenen Strukturen nachzuweisen. Zur Abhilfe wäre ein aus Kunststoff gefertigtes Gehäuse denkbar, welches nur im Bereich der Vorverstärker mit leitfähigem Abschirmlack versehen wird. Die oben vorgestellten Vergleichsmessungen mit dem E4980A wurden aus diesen Erwägungen ohne Gehäuse durchgeführt.

(ii) Es fiel auf, dass, obwohl die Ergebnisse der Betrags- und Phasenmessung bei einigen Messobjekten durchaus sehr zufriedenstellende Resultate lieferte, die Darstellung für den Widerstand im R||C-Ersatzschaltbild zu hohen Frequenzen hin jedoch nicht ganz befriedigend war, die berechnete Kapazität hingegen sehr stimmige und konstante Werte lieferte. Umgekehrt zeigte C eine gewisse Varianz zu sehr tiefen Frequenzen des Messbereiches hin. Eine nähere Untersuchung schien angesagt, und es zeigte sich, dass das Phänomen offenbar in der Fehlerfortpflanzung bei der Umrechnung in das Ersatzschaltbild begründet ist. Der rechnerische Zu-

sammenhang zwischen Betrag und Phase und R und C einer Parallelschaltung ist leicht abzuleiten. Für Betrag und Phase einer R||C-Kombination gilt (G. 6.2):

$$|\underline{Z}(\omega)| = \frac{R}{\sqrt{1+\omega^2 R^2 C^2}} \quad (\text{G. 6.2a})$$

$$\varphi(\omega) = \text{atan}(-\omega RC) \quad (\text{G. 6.2b})$$

Hieraus lassen sich R und C als Funktion von Betrag und Phase darstellen (G. 6.3). Dabei wurde von der Identität $1/\cos(\varphi) = \sqrt{1 + \tan^2(\varphi)}$ Gebrauch gemacht.

$$R = \text{const.} = \frac{|\underline{Z}(\omega)|}{\cos(\varphi(\omega))} \quad (\text{G. 6.3a})$$

$$C = \text{const.} = \frac{-\sin(\varphi(\omega))}{\omega |\underline{Z}(\omega)|} \quad (\text{G. 6.3b})$$

Mittels dieser Formeln erfolgt innerhalb der FobIS-GUI auch die Berechnung in der R||C-Visualisierung. Idealerweise sind R und C Konstanten und weisen keine Frequenzabhängigkeit auf.

Betrachtet man nun für R die Empfindlichkeit der Fehlerfortpflanzung hinsichtlich φ durch Bildung der ersten Ableitung, so lässt sich erkennen, dass durch den hierin auftretenden $\sin\varphi/\cos^2\varphi$ Term bei Phasenwinkeln nahe $\pi/2$, also zu hohen Frequenzen hin, selbst kleine Phasenfehler bereits einen großen Beitrag zu Abweichungen in R liefern und Fehler in $|\underline{Z}(\omega)|$ sehr stark gewichten. Für Messobjekte, welche auf Grund eines entsprechenden kapazitiven Anteils bereits innerhalb des gemessenen Frequenzbereiches hohe Phasenwinkel erreichen, tritt dieses Phänomen somit verstärkt in Erscheinung. Vergleichbares gilt für C zu tiefen Frequenzen hin, jedoch in deutlich abgeschwächter Form.

(iii) Die Vermessung des $500\text{M}\Omega$ Testobjektes bereitete selbst mit dem E4980A Schwierigkeiten und zeigte auch beim FobIS eine relativ hohe Varianz in den Einzelmessungen. Auch schien der Verlauf von Betrag und Phase zu niederen Frequenzen hin nicht konsistent. Zur Überprüfung derartiger Phänomene gibt die Systemtheorie Hilfestellung. In kausalen LTI-Systemen sind Real- und Imaginärteil der Übertragungsfunktion nicht unabhängig voneinander, sondern vielmehr über die Kramers-Kronig Relationen miteinander verknüpft [Scö14]. Durch Berechnung der sogenannten Kramers-Kronig-Residuen erhält man ein Testhilfsmittel zur Konsistenzüberprüfung der Messergebnisse. Inwiefern der damit verbundene, nicht unerhebliche Implementierungsaufwand auch für FobIS gerechtfertigt erscheint, müssen die Ergebnisse der praktischen Laborerprobung in Zukunft zeigen.

Vom gleichen Autor [Scö14] steht als Freeware eine PC-Software zur Verfügung, welche die Berechnung der Kramers-Kronig Residuen (KK-Residuen) aus einem

6. Messungen und Validierung

gemessenen Datensatz von Real- und Imaginärteil offline ermöglicht [Scö15]. Ein mit FobIS gemessener Datensatz für Testobjekt #4 ($1\text{M}\Omega||10\text{pF}$) wurde exemplarisch extrahiert und mit dieser Software analysiert (Abb. 6.2.1).

Die Abweichungen weisen beindruckend geringe Werte auf und zeigen in der Darstellung kein erkennbares Rauschen (leider ist die Achsenskalierung im Programm nicht veränderbar). Ferner sind keinerlei Bias-Effekte zu erkennen, welche zu tiefen Frequenzen hin auf eine Verletzung der Zeitinvarianz hindeuten würden. Letzteres steht auch nicht zu erwarten, zumal mit Fourierspektroskopie an einem festen R||C-Glied gemessen wurde.

Für Testobjekt #0 ($500\text{M}\Omega||256\text{fF}$) wurde das gleiche Procedere wiederholt und wie bereits Abb. 6.1.11 vermuten lässt, ergibt sich hier eine deutlich ungünstigere Situation (Abb. 6.2.2). Wie die KK-Residuen zeigen, können die Messwerte erst ab einer Frequenz von etwa 5kHz als verlässlich angesehen werden. Auch hier scheint das Diagramm erwartungsgemäß, und soweit dies aus der grafischen Darstellung überhaupt interpoliert werden kann, frei von Bias, es zeigt jedoch sehr starke Fluktuationen im niederfrequenten Bereich.

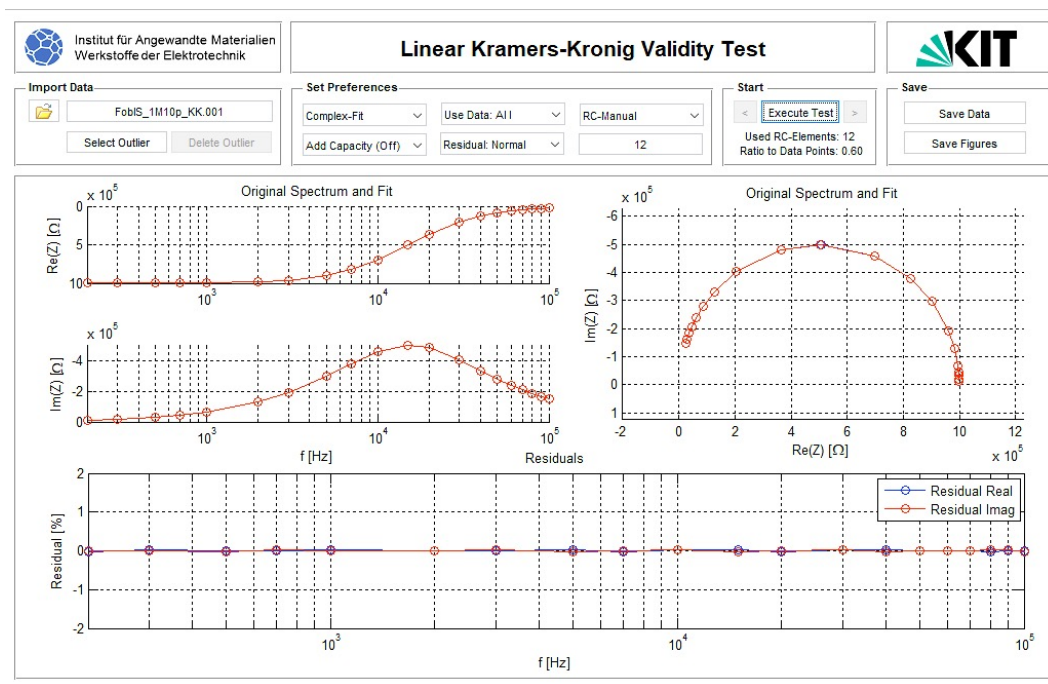


Abb. 6.2.1 Mittels [Scö15] berechnete KK-Residuen am Beispiel eines Messdatensatzes von Testobjekt #4. Die Abweichungen der Residuen sind im unteren Diagramm zu erkennen. Die oberen Diagramme stellen die an die Datenpunkte angefitzten Kurven von Real- und Imaginärteil dar, rechts oben in Nyquist-Darstellung.

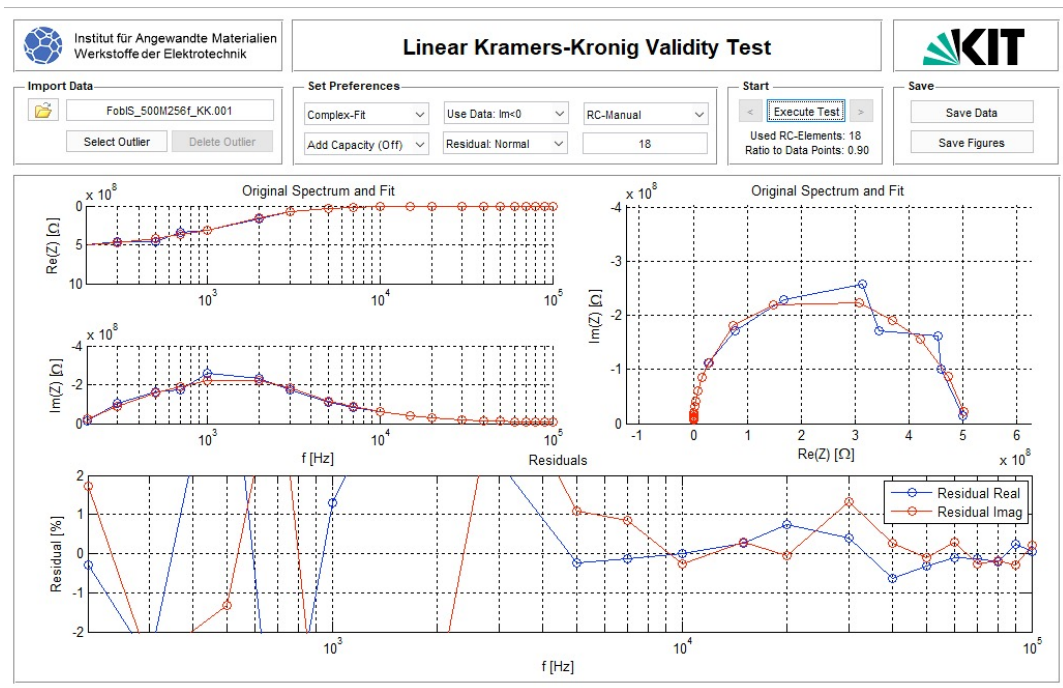


Abb. 6.2.2 KK-Residuen für das sehr hochohmige Messobjekt #0 mit $500\text{M}\Omega||256\text{fF}$. Erst ab einer Messfrequenz von etwa 5kHz ergeben sich zufriedenstellende Werte.

Auf Grund dieser Ergebnisse rückte das Kalibrierfeld näher in den Fokus der Betrachtungen und es zeigte sich, dass das unter 'open' Bedingung, also für $|Z| \rightarrow \infty$, ermittelte Feld bei der ursprünglich implementierten Zahl der Mittelungen (24) im niederfrequenten Bereich selbst noch erhebliches Rauschen aufwies. Daraufhin wurde diese Anzahl auf 256 Messungen erhöht, was eine entsprechende Glättung des Kalibrierfeldes zur Folge hatte. Mit dem so gewonnenen neuen Kalibrierfeld wurde Messobjekt #0 erneut vermessen, und das Ergebnis ist in Abb. 6.2.3 dargestellt. Im Vergleich zu der Messung aus Abb. 6.1.11 kann eine deutliche Zunahme der Signalqualität bei tiefen Frequenzen festgestellt werden.

Eine weitere Erhöhung der Mittelwertbildung über nunmehr 2048 Einzelmessungen führte zu keiner signifikanten Verbesserung der Messergebnisse mehr. Die Zeit zur Aufnahme und zur Berechnung eines solchen Kalibrierfeldes beträgt knapp 11 Minuten (für die SoC-Version). In der Praxis wäre dies zwar nicht sonderlich störend, da sich die so gewonnene Grundkalibrierung als sehr langzeitstabil erwiesen hat, jedoch wurde für die letztliche Version die Mittelung über 256 Messungen beibehalten (ca. 1 Minute Kalibrierzeit).

Es zeigt sich hier ein Schwachpunkt der 'open' Kalibrierung; nämlich der, dass die resultierende Numerik an der Rauschgrenze liegt. Für die Zukunft wäre eventuell die Umstellung auf 'load' Kalibrierung mittels eines an den Messbereich angepassten Kalibriernormals zu empfehlen. (G. 4.20) ist dann entsprechend abzuändern.

6. Messungen und Validierung

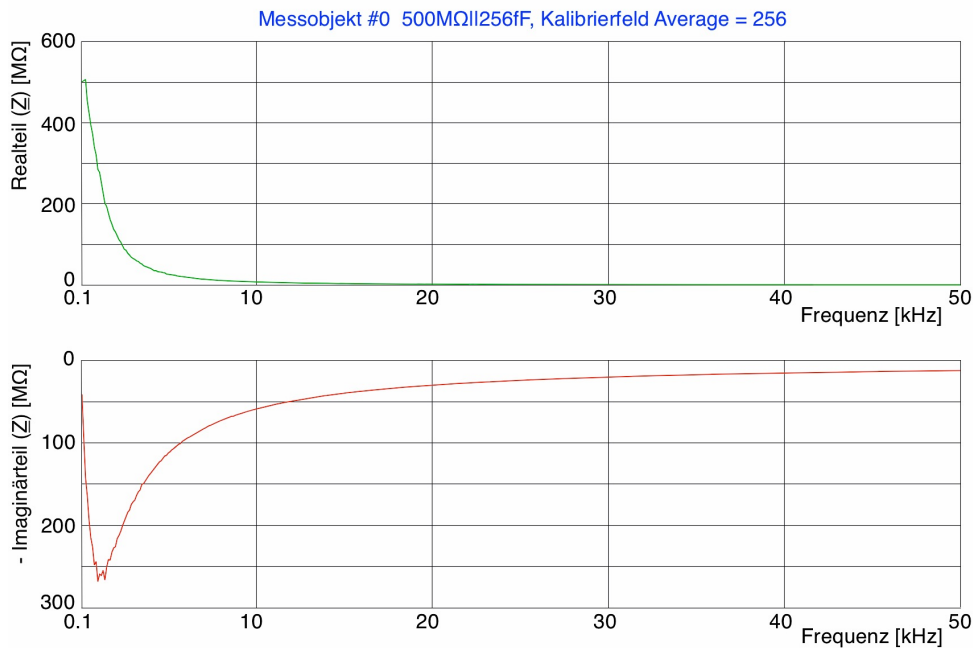


Abb. 6.2.3 Messung an Messobjekt #0, identisch wie unter Abb. 6.1.11. Das neu berechnete Kalibrierfeld (Average = 256) liefert jetzt deutlich bessere Ergebnisse.

(iv) Ein weiterer interessanter Aspekt der Systemauslegung soll nicht verschwiegen werden und sei am Beispiel des LF-Systems dargestellt. Generatorseitig passt an Stelle der PN12-Sequenz mit $f_c=409.5\text{kHz}$ auch eine PN11-Sequenz mit einer Chip-rate von $f_c=204.7\text{kHz}$ zum Abtastschema der FFT. Man erhält damit ebenfalls einen 100Hz-Kamm, welcher dann allerdings bis knapp unter $f_c/2$ genutzt werden muss. Wo also liegt der Vorteil? Für den niederfrequenten Teil des Spektrums erhält man einen um 3dB besseren Rauschabstand, ein Vorteil, der auf Grund des Pegelabfalls zwischen $f_c/4$ und $f_c/2$ um ebenfalls 3dB (vgl. Abb. 3.2.9) zu hohen Frequenzen hin zwar zum 'Nullsummen-Spiel' wird, der bei tiefen Frequenzen jedoch messtechnisch nachweisbar ist. Außerdem fällt die Lage der ersten Nullstelle des spektralen Verlaufs fast identisch mit der halben Abtastfrequenz zusammen, was im Verbund mit dem sinc^2 -Profil der Hüllkurve eine mögliche Reduzierung des Aufwandes für das Signalfilter um zwei Ordnungen bedeutet. Dies wiederum bringt einen leicht günstigeren Crestfaktor des Stimulus-Signals mit sich. Durch den Einsatz eines Frequenzsynthesizers beim FobIS ist die entsprechende Umstellung des Abtastschemas recht einfach zu bewerkstelligen.

Messungen an einem so modifizierten System mit den verschiedenen Testobjekten zeigten allerdings, dass für die vorliegende Aufgabenstellung in der Praxis obige Betrachtungen nicht überbewertet werden sollten; lediglich beim sehr niederohmigen Testobjekt #8 (510 Ω ||1.5nF) konnte im unteren Drittel des Frequenzbereiches ein etwas 'glatterer' Kurvenverlauf festgestellt werden.

(v) Die unterschiedlichen Frequenzen f_c und f_s für PN-Generierung und Signalabtastung machen eine relativ aufwendige Frequenzaufbereitung erforderlich. Betrachtet man das Frequenzverhältnis von 409.6kHz zu 409.5kHz, so ergibt sich eine relative Abweichung von 0.0244% bezogen auf die Abtastfrequenz. Hier stellt sich berechtigterweise die Frage, in wieweit sich dieser Unterschied auf die Funktion des Systems auswirkt und ob der Aufwand überhaupt gerechtfertigt ist.

Dazu sei zunächst Abb. 6.2.4 betrachtet; sie zeigt den Betragsfrequenzgang der FFT des Referenzkanals über 3 Dekaden bei Einspeisung eines PN12 Codes; die Abtastfrequenz f_s betrug 409.6kHz. Im oberen Teil der Abbildung (mit '1' bezeichnet) wurde als Chip-Frequenz für den PN-Code $f_c=409.5$ kHz genutzt. Der Frequenzgang des Referenzkanals wird in geradezu idealer Weise abgebildet. Die mit '2' bezeichnete Darstellung in Abb. 6.2.4 wurde unter sonst identischen Verhältnissen aufgenommen außer, dass die Chiprate in diesem Fall 409.6kHz betrug ($f_c=f_s$). Als Taktquelle diente für beide Messungen ein externer Generator mit einem etwas höheren Phasenrauschen als dem des FobIS-Synthesizers.

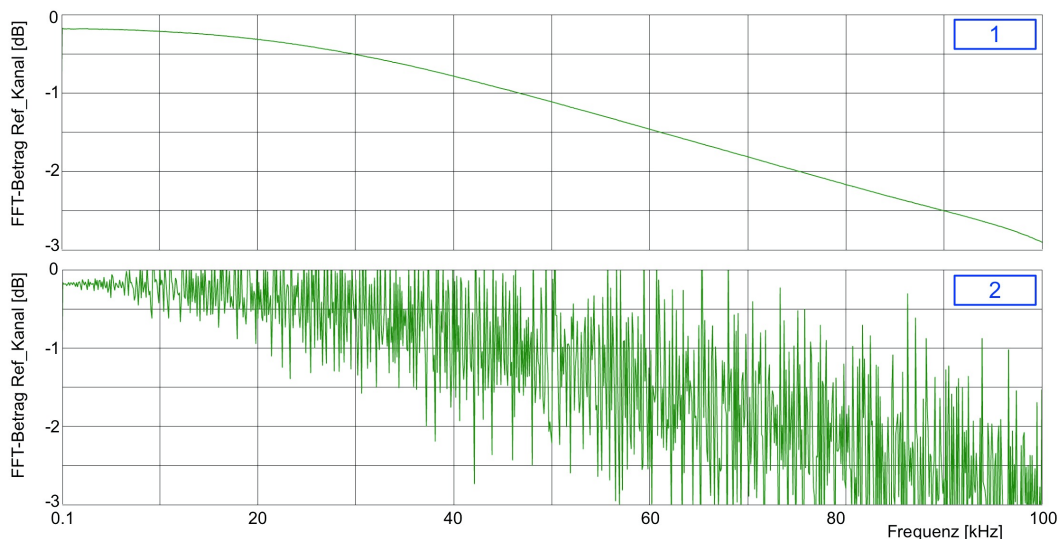


Abb. 6.2.4 Betrag der FFT des Referenzkanals bei PN12 Anregung. Der Verlauf spiegelt den Frequenzgang des Kanals wider. In Teil [1] der Abbildung standen f_c und f_s im korrekten Verhältnis zueinander, Teil [2] zeigt die Situation für $f_c=f_s$.

Wie erklärt sich diese, auf den ersten Blick wahrnehmbare drastische Zunahme des Rauschens? Für tiefe Frequenzen (bis etwa 5kHz), dort wo sich die Frequenzverschiebung bezogen auf Bin-Mitte noch in überschaubaren Grenzen hält, ist auch das Rauschen noch recht gering, um dann mit zunehmender Frequenz ebenfalls stark anzuwachsen. Ein Blick zurück auf Abb. 3.2.16 hilft bei der Erklärung dieses Effektes. In Bin-Mitte hat die sinc^2 -Funktion eine nur geringe Steigung und ist somit tolerant gegenüber Frequenzvariationen; mit weiterer Entfernung von der Mitten-

6. Messungen und Validierung

frequenz jedoch gelangt man immer weiter in den steileren Bereich des Bin-Profiles und driftet insbesondere sofort in den sehr steilen Bereich des Nachbar-Bins. Rest-FM des Generators und der kumulierte Taktjitter beider Clock-Pfade werden hier höchst effizient in Amplitudenrauschen umgesetzt.

Das Frequenzschema ' $f_c=f_s$ ' -- ein absolutes 'no-go', möchte man an dieser Stelle meinen. Doch man betrachte Abb. 6.2.5 und vergleiche diese mit Abb. 6.1.8; beide Male das gleiche Messobjekt, einzig mit dem Unterschied, dass für Abb. 6.2.5 die Relation $f_c=f_s$ gilt.

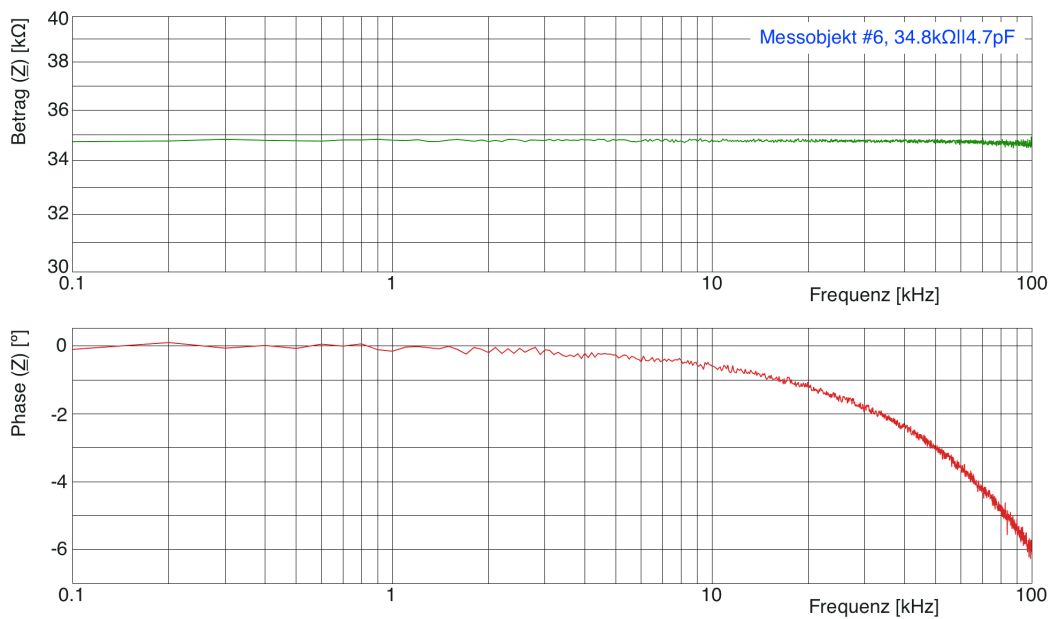


Abb. 6.2.5 Bodediagramm aufgenommen an Messobjekt #6, identisch wie in Abb. 6.1.8, hier jedoch mit $f_c=f_s$. Man beachte (identische Skalierung) die Zunahme des Rauschens. Die Messung darf jedoch immer noch als brauchbar angesehen werden.

Man erhält einen höheren Rauschpegel, insbesondere zu hohen Frequenzen hin, jedoch ist der Verlauf der Messkurve als immer noch als sehr brauchbar einzustufen. Es stellt sich die Frage, wie dies möglich ist.

Die Übertragungsfunktion, die der Impedanzberechnung zu Grunde liegt, wird aus dem Verhältnis von Referenzkanal zu Messkanal gebildet. Die Frequenzshift innerhalb eines Bins ist für beide Kanäle gleich, wodurch bei der Berechnung des Verhältnisses lediglich der nicht-kovariante Rauschanteil der Taktquellen zum Tragen kommt. Die mit der Frequenz fortschreitende Linienverschiebung hin zum Dämpfungsbereich des Binprofils wirkt sich ebenfalls ungünstig auf das SNR aus. In Summe erhält man so zwar den erhöhten Rauschanteil, jedoch noch einen insgesamt brauchbaren Gesamtverlauf.

Je größer der überstrichene Frequenzbereich, um so stärker werden sich diese Effekte bemerkbar machen. Es bleibt zu diskutieren, inwiefern beispielsweise für ein sensorspezifisches Messsystem bei kostensensitiven Applikationen aus pragmatischen Gründen nicht doch eine vereinfachte Architektur mit $f_c=f_s$ unter bestimmten Bedingungen zum Einsatz kommen könnte.

(vi) Das aktuelle FobIS wurde so konstruiert, dass der Sensor unmittelbar am Messkopf kontaktiert wird. Elektrisch ist dies sehr vorteilhaft und für den Laborbetrieb an der Gasmischanlage auch praktikabel. Allerdings sind auch Anwendungen denkbar, für die ein vom Messkopf um einige bis mehrere Zentimeter abgesetzter Sensorbetrieb wünschenswert wäre. In diesem Fall muss eine Kabelverbindung zwischen Messkopf und Sensor erfolgen, wodurch neben deutlich erhöhten parasitären Kapazitäten auch nicht mehr zu vernachlässigende induktive Komponenten eingebracht werden und eine neue Kalibrierenebene geschaffen wird. Prinzipiell bestehen drei Möglichkeiten, um diese Problematik zu handhaben. Die erste und gleichzeitig auch die flexibelste, aber auch aufwendigste, besteht in der Implementierung einer 'open, short, load' Kalibrierung innerhalb des Rechenalgorithmus. Die zweite setzt einen wohldefinierten und in seinen elektrischen Eigenschaften konstanten Aufbau der Verlängerungsleitung als fixes Zubehör des FobIS-Baukastens voraus. Diese Leitung wird dann hinsichtlich ihrer parasitären Kapazität und ihrer effektiven Induktivität vermessen und, optional über die GUI zuschaltbar, als Modell im Rechenalgorithmus berücksichtigt. Eine dritte, jedoch weniger exakte Möglichkeit geht ebenfalls von obiger genau definierten Leitung aus. Mit angeschlossener und am Ende offener Leitung wird die Grundkalibrierung durchgeführt. Dabei werden die kapazitiven Eigenschaften der Leitung erfasst, der effektive induktive Anteil bleibt unberücksichtigt, kann jedoch bei Bedarf ebenfalls im Modell eingepflegt werden. Diese Variante wurde mit einer 10cm langen Leitung am LF-FobIS auf experimentellem Niveau getestet. Für Messobjekt #4 ($1M\Omega||10pf$) zeigte diese Vorgehensweise selbst ohne Korrektur der Induktivität mit einem Fehler von 0.4% auch bei 100kHz noch unerwartet gute Ergebnisse. Für das Messobjekt #1 mit $500M\Omega$ und der sehr kleinen Kapazität von 256fF jedoch betrug der ermittelte Fehler am Skalenende bereits knapp 20%. Mit Blick auf das HF-System erscheinen Anwendungen mit Leitungsverlängerung letztendlich, soweit es die absolute Genauigkeit betrifft, nur mit Dreipunkt-Kalibrierung erfolgversprechend zu sein.

6.3 Laboreinsatz

Nach Fertigstellung wurde das LF-System über mehrere Monate am LMT erprobt. Zu Beginn der Erprobungsphase wurden damit Messungen zum Projekt HT-HUMISENS durchgeführt [Hum18]. Zielsetzung dieses Projektes war die präzise Feuchtemessung bei hohen Temperaturen des Messgases (bis zu 300°C), wobei der Einfluss von Störgasen, beispielsweise Ethanol, sowie Effekte der Sensordegradation separiert werden sollten. Dieses Szenario ist bei zahlreichen industriellen Fertigungsprozessen gegeben, insbesondere in der Lebensmittelindustrie.

Der Messkopf war mit einem Sensor vom Typ GGS13430T auf TiO₂-Basis bestückt, und unter dem Einfluss von Feuchte und Störgasen (Ethanol) bei unterschiedlichen Temperaturen wurden am LMT zunächst Messungen mit dem Solartron 1260 Impedanzanalyzer über einen Frequenzbereich von 1Hz bis 1MHz durchgeführt. Diese Messungen dienten zur Charakterisierung des Sensors sowie zur Entwicklung eines Leitungsmodells der aktiven Schicht. Außerdem konnte so der zum späteren Einsatz relevante Frequenzbereich ermittelt werden [Sau19].

Auch wurden somit Referenzdaten für den Vergleich der FobIS-Messungen mit einem kommerziellen Laborgerät gewonnen. Es zeigte sich, dass relevante Effekte für diesen Sensor eher im niederfrequenten Bereich auftreten. Folglich kam für die FobIS-Messungen daraufhin sowohl eine 100Hz bis 100kHz Version wie auch eine 10Hz bis 10kHz Version des LF-Systems zum Einsatz.

Abb. 6.3.1 zeigt das Bodediagramm des bei 320°C (Heizertemperatur) betriebenen Sensors in Abhängigkeit vom Feuchteangebot, jeweils gemessen mit der 100Hz bis 100kHz Variante des FobIS (Zeile A) und mit dem 10Hz bis 10kHz Gerät (Zeile B) [Hum19].

Dabei wurde bei einer Temperatur des Messgases von 80°C der Partialdruck der Feuchte in einem Bereich von 82mbar bis 447mbar variiert. Wie man erkennt, wird bei der 100kHz Variante der wichtige Einlaufbereich der Phase zu tiefen Frequenzen hin nicht vollständig abgebildet; umgekehrt verhält es sich bei der 10kHz Version hin zu höheren Frequenzen.

Es konnte gezeigt werden [Len20], dass die Reaktion auf Feuchte auf der Variation der *ionischen Leitfähigkeit* basiert, welche im Ersatzschaltbild einem CPE-Modell zugeordnet werden konnte. Diese Komponente war nicht abhängig von der Präsenz eines reduzierenden Gases; in der Versuchsreihe wurde dies mit 1000ppm Ethanol getestet.

Die Response auf Ethanol hingegen spiegelte sich in der Veränderung der *elektronischen Leitfähigkeit* wider, was im Ersatzschaltbild durch einen ohmschen Widerstand repräsentiert wird.

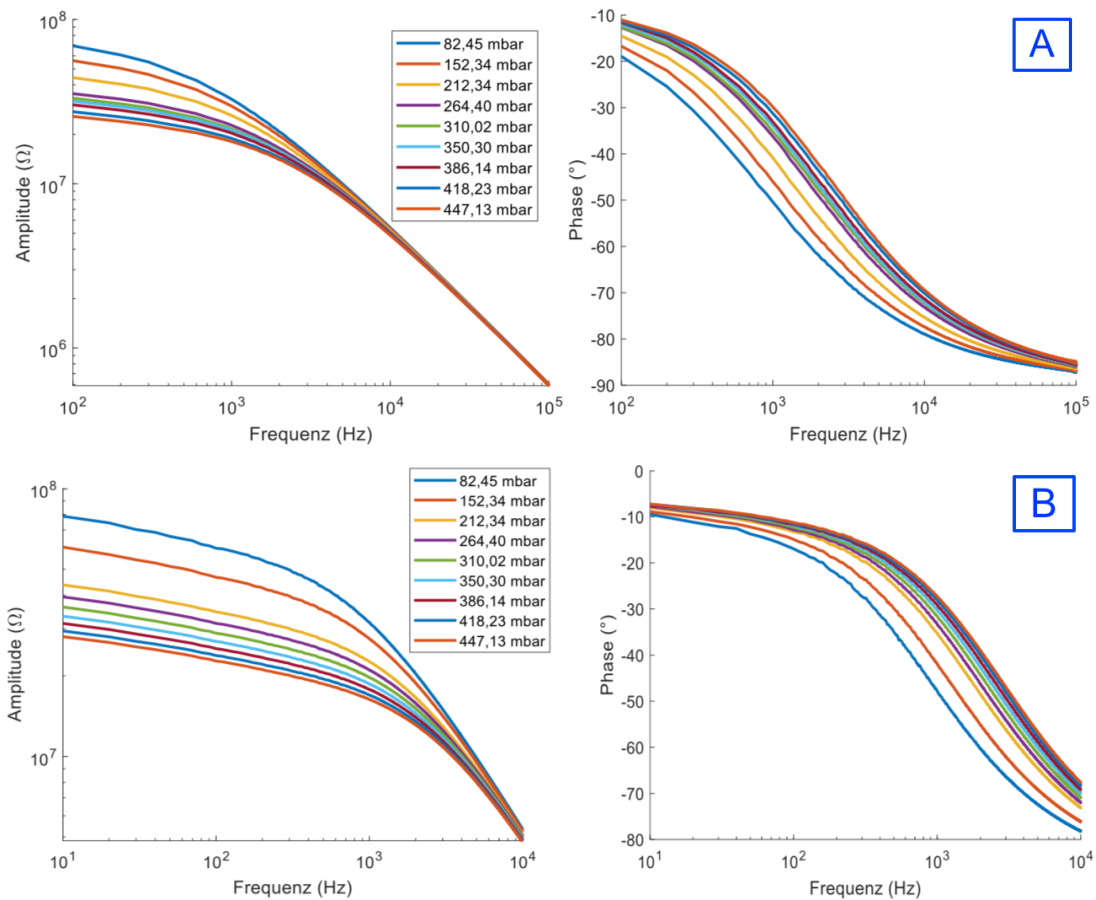


Abb. 6.3.1 Die mit dem 100Hz bis 100kHz [Zeile A] und mit dem 10Hz bis 10kHz [Zeile B] FobIS gemessenen Impedanzverläufe an einem GGS13430T Sensor bei unterschiedlichen Partialdrücken der Feuchte (Temperatur des Messgases 80°C). [Hum19]

Somit konnte als hinreichendes elektrisches Ersatzmodell die Parallelschaltung eines CPE, eines ohmschen Widerstandes und der geometrischen Kapazität des Sensoraufbaus etabliert werden. Mit diesem modellbasierten Ansatz wurden sehr gute Resultate erzielt. Abb. 6.3.2 zeigt PLSR-Plots (Partial Least-Square Regression) dieser Messungen.

Aufgetragen in dieser Abbildung ist der durch das Messsystem 'vorhergesagte' Wert des Partialdrucks der Feuchte in [mbar] gegen den durch die Messanordnung vorgegebenen Partialdruck, ebenfalls in [mbar]. Wie man erkennt, konnte für den benutzten GGS13430T Sensor mit dem 10Hz bis 10kHz System die spürbar geringere Fehlerstreuung erzielt werden. Offensichtlich ist, bei limitiertem Frequenzbereich in Verbindung mit diesem Sensortyp, der Datenerfassung zu tiefen Frequenzen hin der Vorzug zu geben.

6. Messungen und Validierung

Neben der modellbasierten Auswertung wurde auch ein datenbasierter Ansatz erprobt [Len20]. Letzterer lieferte ebenfalls zufriedenstellende Ergebnisse, jedoch lag der mittlere Vorhersagefehler, insbesondere unter dem Einfluss von Störgasen, um etwa den Faktor zwei höher als bei der modellbasierten Auswertung.

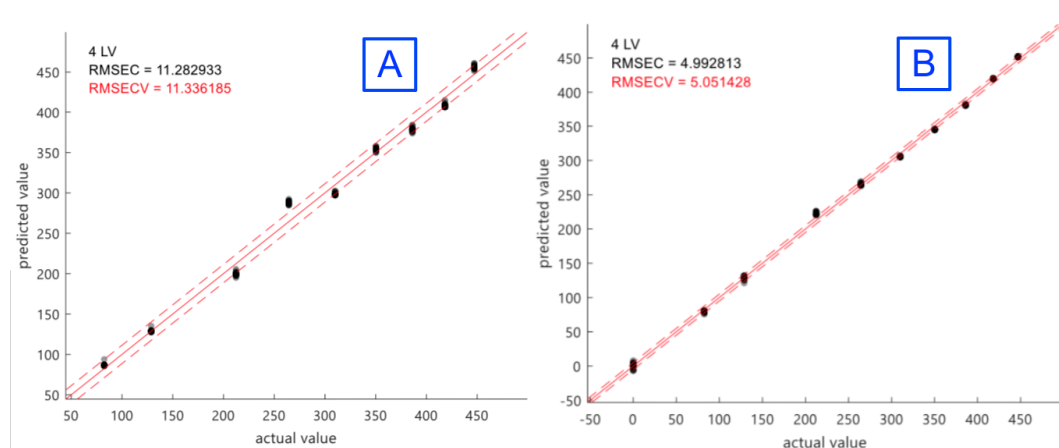


Abb. 6.3.2 PLSR-Plots zur Vorhersage der absoluten Feuchten (ohne Ethanol) für Daten des 100kHz Systems [A] sowie des 10kHz Systems [B]; letzteres liefert den geringeren Vorhersagefehler. [Hum19]

Der Vorteil der datenbasierten Auswertung, welche auf einer Segmentierung der Messkurven aus Abb. 6.3.1 gründet, liegt dagegen im geringeren Rechenaufwand, was diesen Ansatz für die Implementierung auf weniger performanten low-cost Versionen des FobIS-Systems empfiehlt.

Im Rahmen des HT-HUMISENS Projektes gelang es am LMT, einen einfachen Formelsatz zur Ermittlung der Feuchte anhand von ausgewählten Frequenzstützstellen des Impedanzspektrums abzuleiten. Diese Formeln wurden anschließend im FobIS implementiert, so dass als Messergebnis die Feuchte unmittelbar angezeigt werden konnte [Hum19].

Gleichzeitig konnte gezeigt werden, dass auch mit einer deutlich reduzierten Anzahl von Frequenzstützstellen noch aussagekräftige Auswertungen eines gemessenen Impedanzspektrums erfolgen können [Len19a]. Dieses Erkenntnis bekommt insbesondere in Verbindung mit der Anregung durch Multi-Sinus-Signale Gewicht; somit wäre es möglich, bei Seriengeräten für eine dedizierte Anwendung einen weiten, auf den Sensor angepassten, Frequenzbereich mit gutem SNR abzudecken.

Im Zuge der oben vorgestellten Arbeiten des LMT konnten, wie bereits erwähnt, ebenfalls vergleichende Aussagen zwischen dem Solartron 1260 Laborgerät und dem FobIS-System gewonnen werden.

Während die in Kap. 6.1.1 vorgestellten Untersuchungen auf vergleichenden *elektrischen* Messungen an Kalibriernormalen beruhen, wurden hier die RMS-Fehler der

PLSR-Auswertung beider Geräte in der Gas-Messpraxis analysiert. Abb. 6.3.3 zeigt die PLSR-Plots solcher Messzyklen [Hum19], einmal ermittelt mit dem Solartron 1260 (Bild [A]) und einmal mit der 10Hz bis 10kHz Version des FobIS (Bild [B]). Dabei erstaunt, dass der RMSECV-Wert (cross validation) als Maß für die Vorhersagegüte sich mit 14.09 für das FobIS sogar etwas günstiger darstellt als für das Solartron 1260 mit einem Wert von 18.70. Vermutlich ist die sehr kurze Messzeit des FobIS hierbei ein hilfreicher Einflussfaktor.

Insgesamt zeigte sich, dass sowohl hinsichtlich der Wiederholgenauigkeit (Precision) wie auch bezüglich der absoluten Genauigkeit (Accuracy) im abgedeckten Frequenzbereich konkurrenzfähige Resultate erzielt werden konnten [Len20].

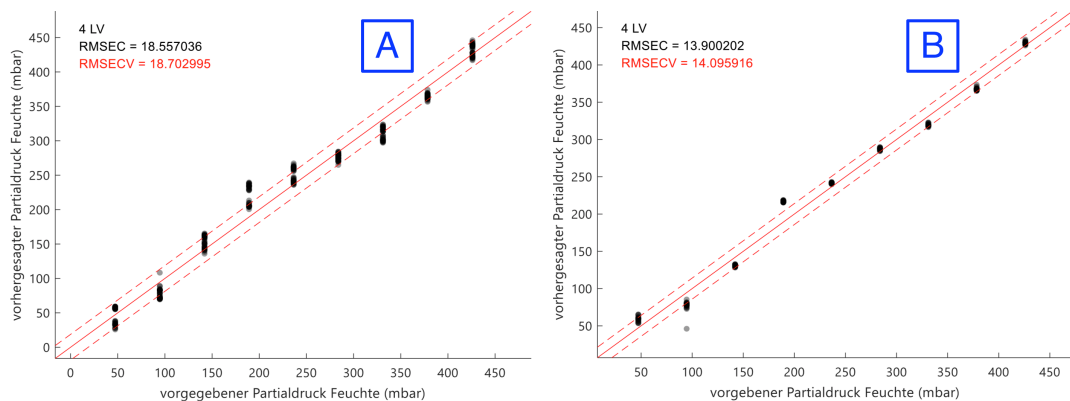


Abb. 6.3.3 PLSR-Plots vergleichender Messungen zwischen dem Solartron 1260 [A] und der 10Hz bis 10kHz Version des FobIS [B]. Die Auswertung erfolgte sowohl bei 'reinem' Hintergrund wie auch bei Beimischung von 1000ppm Ethanol. [Hum19]

Weitere FobIS-Messungen wurden an einem SnO₂-basierten AS-MLV-P2 Sensor durchgeführt [Len19b]. Ziel dieser Messungen war ebenfalls die Untersuchung des Einflusses von Feuchte, in diesem Fall allerdings als Störgröße.

An Hand des Phasenverlaufs bei tiefen Frequenzen (100Hz bis 1kHz), siehe Abb. 6.3.4, konnte festgestellt werden, dass bei Raumtemperatur der Sensorschicht die Feuchte auch hier einen Beitrag an ionischer Leitfähigkeit liefert, welcher jedoch bereits bei 50°C durch die elektronische Leitfähigkeit überdeckt wird. Insgesamt konnte aufgezeigt werden, dass bei statischem Temperaturbetrieb im Bereich höherer Schichttemperaturen (>50°C) der Feuchteinfluss bei diesem Sensor nur eine untergeordnete Rolle spielt. Für den temperaturzyklischen Betrieb hingegen eröffnet sich hier ein weiteres Untersuchungsfeld [Len19b].

Bei diesen Messungen wurden insbesondere die Möglichkeiten des programmierbaren Temperaturreglers zum Durchfahren von vordefinierten Temperaturzyklen genutzt. Die Fähigkeit, mit hohen Ableitkapazitäten zwischen Sensorschicht und Hei-

6. Messungen und Validierung

zer kompatibel zu sein, konnte das FobIS-System hierbei ebenfalls unter Beweis stellen. Außerdem lässt sich eine wesentliche Stärke des fourierbasierten Messverfahrens erkennen; durch die kurze Erfassungszeit von nur 10ms für das gesamte Spektrum konnte der Einfluss von Drifteffekten quasi ausgeschlossen werden [Len19b].

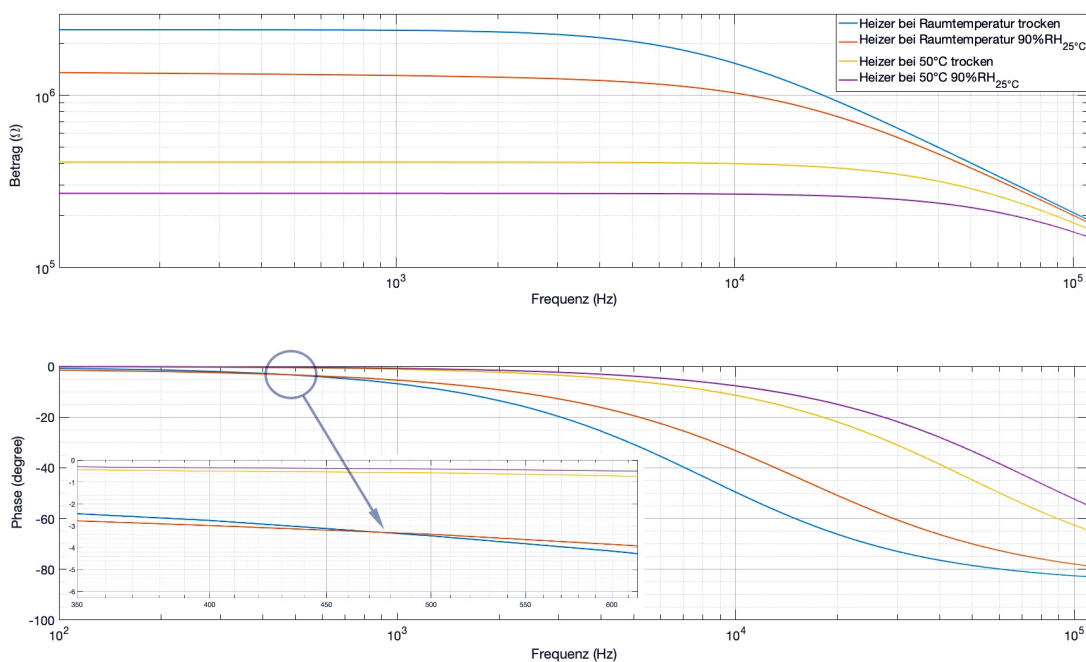


Abb. 6.3.4 Mit dem 100kHz FobIS bei unterschiedlichen Feuchtevorgaben und Temperaturen der Sensorschicht gemessene Impedanzverläufe an einem AS-MLV-P2 Sensor. Die Überschneidung der Phasenverläufe bei ca. 475Hz bei Raumtemperatur (siehe Bildausschnitt) deuten auf unterschiedliche Leitungsmechanismen hin. Modifiziert nach [Len19b].

6.4 Ergebnisbewertung

Hier nun scheint der Zeitpunkt gekommen, die in Kap. 4.1 postulierten Systemanforderungen mit den letztendlich erreichten Leistungsdaten zu vergleichen. Es zeigt sich, dass die Anforderungen zu einem großen Teil, nicht aber in allen Punkten, realisiert werden konnten. Insbesondere hinsichtlich der Grundgenauigkeit und der Stabilität konnten sehr gute Ergebnisse erzielt werden. Während das LF-System hinsichtlich seiner Flexibilität noch etwas eingeschränkt ist, bringt das HF-System alle Voraussetzungen mit, die geforderte Vielseitigkeit zu erfüllen, wenn auch zum gegenwärtigen Zeitpunkt noch nicht alle Möglichkeiten softwaremäßig unterstützt werden. Hier wäre in erster Linie die Abdeckung der Frequenzbereiche zu nennen. Zwar ergibt sich zusammen mit dem LF-System ein Gesamtbereich von 10Hz bis 10MHz, jedoch ist dies in der Handhabung noch nicht komfortabel zu nutzen.

Durch Erweiterung der FPGA-Struktur könnte dieser Bereich auf Grund des Oversampling-Konzeptes des HF-Systems nämlich allein durch selbiges abgedeckt werden; hier ergibt sich ein Anknüpfungspunkt für nachfolgende Tätigkeiten.

Sicherlich ist im Rahmen der vorgestellten Arbeiten, insbesondere unter Aspekten der kommerziellen Einsatzfähigkeit, kein letztlich perfektes Messgerät entstanden. Es konnte jedoch verifiziert werden, dass sowohl hinsichtlich der Messergebnisse wie auch der Einsatzmöglichkeiten ein, im Hinblick auf die primär ins Auge gefasste Messaufgabe, voll einsatzfähiges Laborsystem realisiert werden konnte.

Besonders hervorzuheben ist die Modularität des Systems, welche durch die offenen Schnittstellen auch für zukünftige Erweiterungen und Verbesserungen großen Freiraum bietet. Beachtung verdient in diesem Zusammenhang der Einsatz von leistungsfähigen FPGA's, welcher gerade im Bereich der Implementierung und Variation von Algorithmen der Signalverarbeitung ungewöhnlich vielfältige Möglichkeiten offen lässt.

Bislang noch nicht erörtert wurde das Thema 'Kosten'. An dieser Stelle konkrete Zahlen zu nennen wäre sicherlich etwas gewagt; kalkulatorische Aspekte und die Betrachtung fertigungs- und vertriebstechnischer Einflussgrößen könnten diesbezüglich einen eigenen Abschnitt füllen. Die Angabe einer ungefähren Richtgröße sei jedoch gestattet.

Vergegenwärtigt man sich, dass alleine der FPGA-Baustein über 896 Anschlusspins verfügt, was einen entsprechend komplexen Platinenaufbau mit sich bringt, und dass ferner lediglich geringe Fertigungstückzahlen im Raume stehen, so wird intuitiv verständlich, dass ein gewisser Kostenrahmen beim aktuellen Design nicht unterschritten werden kann.

Für das LF-System in seiner vorgestellten Bauform sollte derzeit (Stand 2020) bei Einzelanfertigung mit einem mittleren vierstelligen Eurobetrag gerechnet werden. Für das HF-System ergeben sich nur geringfügig höhere Kosten.

Somit bleibt das FobIS-System, mit seinen speziell auf die Aufgabenstellung angepassten Eigenschaften, um etwa den Faktor zehn unterhalb der Kosten für ein kommerzielles Labormessgerät. Folglich ermöglicht dieser Ansatz auch den Forschungseinsatz mehrerer Geräte in Feldversuchen, ohne den Kostenrahmen für derartige Projekte zu sprengen.

Betrachtet man das System für Volumenwendungen bei höheren Serienstückzahlen, abgestimmt auf einen fixen Sensortyp und eine dedizierte Aufgabenstellung, so liegen Stückkosten im zweistelligen Eurobereich, für eine modifizierte Elektronik bei weniger restriktiven Systemanforderungen, sicherlich nicht im Reich der Phantasie.

Kapitel 7

7. Diskussion und Ausblick

Auf den vorausgehenden Seiten wurde der Entwurf ebenso wie die Entwicklung eines Messsystems zur Fourier-Impedanzspektroskopie vorgestellt. Dabei lag der Designschwerpunkt, gemäß der Zielsetzung, auf der Applikation in Verbindung mit Halbleiter-Gassensoren. Hinsichtlich der Auslegung hatte dies vornehmlich Einfluss auf Parameter wie etwa den Frequenzbereich, die Anregungspegel sowie die zu betrachtende Ersatzschaltung des Messobjektes, nämlich die grundlegende R||C-Struktur des Sensors. Sieht man Fourier-Spektroskopie auf Grund der geforderten Zeitinvarianz der Messaufgabe als das a priori geeignetste Verfahren zur Lösung der Problemstellung an, so eröffnen sich dennoch unterschiedliche Wege, um das gesteckte Ziel zu erreichen. Eine Schlüsselrolle fällt dabei der verwendeten Anregungsmethode zu; aus den bereits im Text beschriebenen Gründen wurde im vorliegenden Fall die MLS-Sequenz gewählt, da diese unter den gegebenen Randbedingungen und der Summe ihrer Eigenschaften als adäquat erschien. Mit dieser Wahl ergibt sich die Gesamtstruktur des Systemaufbaus dann quasi 'straight-forward'. Es bleiben jedoch einige freie Parameter wie etwa die Codelänge, die Blocklänge der Transformation und/oder das Abtastschema. Diese können jedoch nicht unabhängig voneinander frei gewählt werden, vielmehr sind die zuvor beschriebenen Randbedingungen zu beachten. Bei der vorliegenden Realisierung wurden diese Parameter so gewählt, dass mit dem minimalen Implementierungsaufwand die Anforderungen an die Messaufgabe sicher erfüllt werden konnten.

7.1 Stand der Dinge

Es wurden, wie im Text vorgestellt, zwei unterschiedliche Aufbauten realisiert; das LF-System und das HF-System. Ersteres, für eine dedizierte Messaufgabe entwickelt, ist in seiner Struktur recht starr gehalten, und es wurde, bereits im Hinblick auf stückzahlmäßig breiteren Feldeinsatz, stets der Aspekt der einfachen Portierbarkeit auf Microcontroller im Auge behalten. Bei der Entwicklung des HF-Systems wurden

diese Überlegungen außen vor gelassen, und so wurde diese Hardware mit einstellbarem Generatorpegel, Bias-Vorgabe und zwei unterschiedlichen, umschaltbaren Stimulus-Generatoren ausgestattet. Letzteres ermöglicht in dieser Version neben der Verwendung von MLS-Sequenzen auch die Anregung durch Chirps, Multisinus-Signale oder aber auch durch arbiträre Signalverläufe mit ihren jeweiligen Vor- und Nachteilen. Exemplarisch wurde die Chirp-Erzeugung von 100kHz bis 10MHz im FPGA implementiert, wird jedoch derzeit für die Messung nicht genutzt.

Während das LF-System aktuell sowohl im 10Hz bis 10kHz Bereich als auch im 100Hz bis 100kHz Bereich am LMT für Labormessungen an Sensoren eingesetzt wird und sehr brauchbare Resultate erzielt [Len20], wurde das HF-System bis zum gegenwärtigen Zeitpunkt auf Entwicklungsebene verifiziert.

Ein 'wirklicher' Abschluss eines Entwicklungsprojektes im ureigensten Sinne des Wortes ist in den Ingenieurwissenschaften, solange man akademische Aspekte betrachtet, nur selten anzutreffen. Dies resultiert alleine bereits aus der Tatsache, dass gesteckte Designziele oft nur approximativ erreicht werden, und dass erreichte Meilensteine in der Regel wiederum neue Fragen aufwerfen, auf die es eine Antwort zu finden gilt. Diese Erkenntnis gilt auch für die hier vorgestellten Arbeiten. Zwar befindet sich, insbesondere das HF-System, hinsichtlich seines Hardware-Ausbaues, seiner prinzipiellen Möglichkeiten und der erzielten Leistungsdaten, auf einem für den Praxiseinsatz bereits sehr elaborierten Niveau, jedoch darf es als illusorisch erachtet werden, innerhalb eines realistischen Zeitrahmens für eine solche Arbeit -- zumal als 'one-man show' -- alle wünschenswerten Softwarefunktionen und GUI-Elemente zu implementieren. Somit lässt sich der aktuelle Entwicklungsstand beider Systeme wie folgt charakterisieren:

LF-System:

Ein einsatzfähiges und praxistaugliches Gesamtsystem mit fixer Parametrierung bezüglich Frequenzbereich und Anregungspegel; es findet seinen Einsatz im Laboralltag an unterschiedlichen Sensortypen.

HF-System:

Eine einsatzfähige Hardware mit umfangreichen Möglichkeiten der Parametrierung (Frequenzbereich, Typ des Anregungssignals, Anregungspegel, DC-Offset der Anregung); alle wesentlichen Algorithmen der Signalverarbeitung wurden im FPGA implementiert und getestet, alle low-level Treiber für die Parametrierung (Frequenz-Synthesizer, DAC, PGA, Bias) wurden ebenfalls implementiert und getestet. Im Gegensatz zum LF-System wurde hier auf den Einsatz eines SoC und eines Web-Servers verzichtet, um eine Weiterentwicklung des Systems auch durch Dritte zu vereinfachen bzw. mit vertretbarer Einarbeitungszeit gar erst zu ermöglichen. Ein weiterer Vorteil der sich dadurch ergibt, ist die deutliche Reduzierung des Leistungsbedarfs, von 5.4W bei der SoC-Version auf 3W bei der FPGA-Variante. Allerdings wurde ein völlig neues GUI-Konzept erforderlich. Diese GUI wurde unter

7. Diskussion und Ausblick

Python auf einem Windows-System erstellt und ist in der grafischen Darstellung der Messergebnisse und dem Bedienkonzept stark an den Web-Server angelehnt. Ein Subset der im LF-System enthaltenen Funktionen wurde implementiert. Diese GUI wurde für Entwicklungszwecke nachträglich auch an das LF-System adaptiert und erwies sich als geradezu ideales Werkzeug zur schnellen Erprobung von Algorithmen zur Nachverarbeitung der Messdaten.

7.2 Erweiterungen und Verbesserungen

Im Laufe der Entwicklung und der Praxiserprobung ergeben sich stets neue Aspekte hinsichtlich der Erweiterung und der Verbesserung eines solchen Systems, welche sich jedoch in der aktuell vorliegenden Version aus praktischen Gesichtspunkten nicht vollumfänglich umsetzen ließen, da zum Teil mit einem Redesign der Hardware verbunden. So bleiben auch im vorliegenden Fall einige interessante Themen unbehandelt. Ein Teil dieser Aspekte wurden bereits in Kap. 6.2. diskutiert.

Während der Untersuchung des Liniaritätsverhaltens unterschiedlicher Sensoren in Abhängigkeit vom Anregungspegel (siehe Kap. 4.2.1) ließ sich beim AS-MLV-P2 Sensor eine deutliche Abhängigkeit des Klirrspektrums von der Temperatur und dem angebotenen Messgas erkennen. Diese Beobachtung legt die interessante Vermutung nahe, dass THD-Spektroskopie einen weiteren Ansatz zur Sensorcharakterisierung darstellen könnte. Dazu würde bei Sinusanregung auf unterschiedlichen, jedoch während der Messung festen Frequenzen und festen Anregungsamplituden die Entwicklung der Pegel ausgewählter Harmonischer in Abhängigkeit von Temperatur und Gasangebot aufgezeichnet und klassifiziert. Das HF-System bringt mit seinen einstellbaren Ausgangspegeln und der Möglichkeit, eine monofrequente Sinusanregung zu generieren, alle Voraussetzungen zur Durchführung solcher Messungen mit; allerdings müsste die Software dazu entsprechend modifiziert werden. Insbesondere im Hinblick auf die neu zu erstellende GUI birgt dies einigen Aufwand in sich. Im Zusammenhang mit anderen Fragestellungen wurde THD-Spektroskopie als solche bereits mehrfach vorgestellt, beispielsweise in [Mao13], und sie stellt bisweilen ein wichtiges Werkzeug dar, um tieferen Einblick in physikalische Wirkmechanismen zu erlangen.

Eine weitere sinnvolle Erweiterung, welche die Hardware betrifft, wäre die Einführung einer Messbereichsumschaltung. Zur Zeit wird im Vorverstärker mit festen, durch die Bestückung festgelegten, Messwiderständen gearbeitet. Dies schränkt den prinzipiell möglichen Messumfang der Impedanz entsprechend ein. Durch umschaltbare Widerstände für zwei oder eventuell drei Bereiche ließe sich die abdeckbare Impedanzskala bei verbesserter Dynamik spürbar erweitern. Die entsprechende Ansteuerung in Form einer I²C-Schnittstelle ist bereits hardwaremäßig vorgesehen. Allerdings bringt diese Modifikation auch Nachteile mit sich. Die aktuell recht klein gehaltene Bauform des Messkopfes müsste entsprechend vergrößert werden und das

Design der Umschaltstufen muss auf Grund der zusätzlich eingebrachten parasitären Kapazitäten an kritischer Stelle der Schaltung sehr sorgfältig gewählt werden. Als 'Lohn' der Bemühungen winkt jedoch die Möglichkeit, auch Impedanzen in einem erweiterten Bereich messen zu können, was derzeit nur mit einer Bestückungsänderung des Vorverstärkers erreichbar ist. Außerdem böte diese Hardwareerweiterung, mit entsprechender Softwareunterstützung, zusätzlich die Möglichkeit eines Autorangings mit dynamischer automatischer Bereichswahl, je nach Impedanz des angeschlossenen Messobjekts. Inwieweit dies im Laboralltag für die Messungen an Gassensoren Vorteile bringt, sei an dieser Stelle allerdings dahingestellt.

7.3 Ausblick

Obgleich die Impedanzspektroskopie ein deutliches Mehr an Aussagekraft bei der Interpretation von Sensorzuständen in der Gasmesstechnik mit sich bringt, hat sie in der industriellen Flächenanwendung bislang noch nicht Einzug gehalten; hier beschränkt man sich in der Regel auf die Messung des DC-Leitwertes. Dieses Verfahren ist hinsichtlich Kosten und Realisierungsaufwand nicht zu unterbieten, allerdings unter Verzicht auf wertvolle Zusatzinformation und Einschränkung des Applikationsbereiches. Hier könnte in Zukunft, von kostensensitiven Anwendungen abgesehen, die Impedanzmessung Einzug halten. Bei heutigem Stand der Technik ist Fourier-Impedanzspektroskopie ein nicht wirklich schwierig zu implementierendes Verfahren, insbesondere wenn man bedenkt, dass für die vorliegende Aufgabenstellung in der praktischen Anwendung die absolute Genauigkeit keine tragende Rolle spielt.

Das vorgestellte System wurde zwar primär in Hinblick auf Laboranwendungen konzipiert, jedoch wurden Aspekte der Portierbarkeit und des 'Downsizing' nie außer Acht gelassen. Für den Einsatz im Labormessgerät haben sich MLS-Folgen für den gegebenen Einsatzbereich als sehr gut geeignet erwiesen. Mit Fokus auf den serienmäßigen Einsatz zusammen mit den Sensoren erweist sich jedoch der aktuell verwendete Frequenzsynthesizer als das größte Hindernis, sowohl in Hinblick auf die Kosten wie auch auf die Verlustleistung und die erforderliche PCB-Fläche.

Messungen am LMT zeigten, dass die hohe Dichte an Frequenzstützstellen nicht notwendigerweise erforderlich ist, um auswertbare Messdaten zu generieren. Somit wäre es durchaus denkbar, dass für Volumenanwendungen, in Verbindung mit kostengünstigen Microcontrollern und sehr viel kleineren FPGA's als dem Cyclon V, ein auf den Sensor zugeschnittenes Multi-Sinus-Signal zur Anwendung kommen könnte. Solche Signale sind per Fouriersynthese, bei der Leistungsfähigkeit heutiger Microcontroller, auch auf kostengünstiger Hardware erzeugbar und können durch entsprechende Wahl der Anfangsphasen der einzelnen Komponenten, wie in [Min15] gezeigt, sogar hinsichtlich ihres Crestfaktors optimiert werden. Andererseits könnte auch die MLS-Anregung beibehalten werden und die Auswertung, bei-

7. Diskussion und Ausblick

spielsweise durch den Goertzel-Algorithmus, lediglich auf einigen wenigen Spektralelementen erfolgen. Eine erhöhte Post-Processingzeit kann in der Praxis in Kauf genommen werden, solange die charakteristische Voraussetzung der Fourierspektroskopie, nämlich die zusammenhängende Abtastung eines in sich geschlossenen Sequenz-Blockes, gewahrt bleibt.

Von einem 'intelligenten' Sensor wird zurecht erwartet, dass er Messergebnisse und nicht Frequenzspektren liefert; somit ist es erforderlich, dass auch ein entsprechender Algorithmus zur in-situ Auswertung der Spektren integraler Bestandteil des Gesamtsystems ist. Dass dies ebenfalls möglich ist, wurde in [Hum18] demonstriert, wo mittels eines am LMT entwickelten analytischen Verfahrens [Hum19] aus den gemessenen Spektren unmittelbar als Zielwert die Messgröße 'Feuchte' erfolgreich berechnet werden konnte.

In einem weiteren Schritt bestünde für manche Sensorhersteller sicherlich die Möglichkeit, einen großen Teil der gesamten Struktur, zumindest die Messverstärker, im Sensorchip zu integrieren. Neben dem Vorteil der reduzierten Baugröße und Kostenaspekten ergäben sich hieraus auch günstige elektrische Eigenschaften, da unter anderem eine fast perfekte Symmetrierung des Aufbaus ermöglicht würde.

Es wäre erfreulich, wenn im Rahmen fortschreitender Sensorentwicklung impedanzspektroskopische Verfahren zukünftig in der Anwendungspraxis Einzug hielten und die hier präsentierten Arbeiten, wenn auch nur zu einem bescheidenen Teil, dazu beitragen könnten.

Quellen und Literaturverzeichnis

- [Alr83] H. Alrutz, Über die Anwendung von Pseudorausfolgen zur Messung an linearen Übertragungssystemen, Dissertation, Mathematisch-Naturwissenschaftlicher Fachbereich der Universität Göttingen, 1983
- [Alt14] NCO IP Core, User Guide, Altera Inc., San Jose, 2014, Ref.# UG-NCO
- [Alt15] QSys System Design Tutorial, Altera Inc., San Jose, 2015, Ref.# TU-0100
- [Alt17] FFT MegaCore Function, User Guide, Altera Inc., San Jose, 2017, Ref.# UG-FFT
- [Alt18] Cyclone V Device Handbook, Vol. 1-4, Intel/Altera Inc., San Jose 2011-2019, Ref.# CV-5V2 - CV-5V5
- [Alt19] Cyclone V Hard Processor System, Technical Reference Manual, Intel/Altera Inc., San Jose 2019
- [Ams15] AS-MLV-P2 Air Quality Sensor Datasheet, ams AG, Premstaetten (A), Rev. V1-10, Oct. 2015
- [Ana16a] ADA4938 Datasheet, Analog Devices Inc., Edition 2016
- [Ana16b] AD9269 Datasheet, Analog Devices Inc., Edition 2016
- [Ana17] AD5933 Datasheet, Analog Devices Inc., Edition 2017, Page 33
- [Ana18a] AD μ CM355 Datasheet, Analog Devices Inc., Edition 2018, Page 4
- [Ana18b] AD μ C7019//29 Precision Analog Microcontroller Datasheet, Analog Devices Inc., Edition 2018
- [Ana18c] Diff-Amp-Calculator, Simulationssoftware Version 4.0.34.10, Analog Devices Inc., Download unter www.analog.com, abgerufen 26.06.2018
- [Ann13] P. Annus et al., Simplified signal processing for impedance spectroscopy with spectrally sparse sequences, Journal of Physics: Conference Series 434 (1), 2013

Quellen und Literaturverzeichnis

- [Are08] T. Arens et. al, Mathematik, Spektrum Verlag, 2008, ISBN 978-3-8274-1758-9
- [Avx20] SpiMLCC Multi-Layer Ceramic Capacitor Tool, AVX Corporation, verfügbar unter www.avx.com/Design Tools, abgerufen am 27.02.2020
- [Bac16] K. Backhaus et al., Multivariate Analyseverfahren, Springer Gabler Verlag, 14. Auflage, 2016, ISBN 978-3-662-46075-7
- [Bar03] N. Barsan, U. Weimar, Understanding the fundamental principles of metal oxide based gas sensors; the example of CO sensing with SnO₂ sensors in the presence of humidity, J. Phys.: Condes. Matter 15 (2003), R813-R839
- [Bar05] E. Barsoukov, J.R. MacDonald, Impedance Spectroscopy, Wiley-Interscience, ISBN 0-471-64749-7, 2nd Edition, 2005
- [Bau14] T. Baur, Modell eines Halbeitergassensors im temperaturzyklischen Betrieb, Bachelorthesis, LMT, Universität des Saarlandes, 2014
- [Ben48] W.R. Bennett, Spectra of Quantized Signals, Bell System technical Journal Vol. 27, July 1948, pp. 446-471
- [Bis08] K. Biswas, L. Thomas et al., Impedance Behaviour of a Microporous PMMA-Film 'Coated Constant Phase Element' based Chemical Sensor, Intern. journal of smart sensing and intelligent systems, Vol. 1, No. 4, Dec 2008
- [Bra04] B. Brannon, Sampled Systems and the Effects of Clock Phase Noise and Jitter, Application Note AN-756, Rev. 0, Analog Devices Inc., 2004
- [Bri97] E. O. Brigham, FFT-Anwendungen, R. Oldenbourg Verlag, 1997, ISBN 3-486-21567-1
- [Bro91] I.N. Bronstein, K.A. Semendjajew, Taschenbuch der Mathematik, Teubner Verlagsgesellschaft, 25. Auflage, Ausgabe 1991
- [Cer00] M. Cerna, A.F. Harvey, The Fundamentals of FFT-Based Signal Analysis and Measurement, Application Note 041, National Instruments Corporation, July 2000

- [Cob93] C.E. Cook, M. Bernfeld, Radar Signals - An Introduction to Theory and Applications, Academic Press, 1993, ISBN 978-0890067338
- [Col28] K.S. Cole, Electrical impedance of suspensions of spheres, J. Gen. Physiol. 12: 29-54, 1928
- [Cot65] J.W. Cooley, J.W. Tukey, An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series, Journal Math. Comp. 19 (1965), pp. 297-301
- [Dar10] S. Darsch, Bestimmung des Impedanzspektrums von Halbleiter-Gassensoren nach MLS-Anregung mittels FPGA, Master Thesis, LMT, Universität des Saarlandes, Dez. 2010
- [Dem18] Deutsches Museum München, Ausstellung Flugwerft Oberschleissheim, Mai 2018
- [Dib89] U. Dibbern, A Substrate for Thin-film Gas Sensors in Microelectronic Technology, Philips Forschungslaboratorium Hamburg, Sensors and Actors B, 2 (1990), pp. 63-70
- [Doe17] J. Doerr, Verbundprojekt HT-HUMISENS, Präsentation zum Projekt-Statusmeeting an der Universität des Saarlandes, Juli 2017
- [Doe18] J. Doerr, C. Nienhaus, M. Selke, M. Kunze, M. Dreyer, Ein modulares System zur fourierbasierten Impedanzspektroskopie an Sensoren, Sensoren und Messsysteme, 19. ITG/GMA-Fachtagung, Nürnberg 2018, Fachbericht 281, pp. 176-180, ISBN 978-3-8007-4683-5
- [Doe94] J. Doerr, DMFA-5692, Digitaler Tracking-Analyzer, Produktbroschüre, Ingenieurbüro f. Digitale Signalverarbeitung, München, Januar 1993
- [Dre17] M. Dreyer, Realisierung einer FPGA gestützten Temperaturregelung für einen Halbleitergassensor, Master-Abschlussarbeit FH-Münster, ausgeführt bei CANWAY technology GmbH, Oktober 2017
- [Fig19] The history of figaro engineering, www.figaro.co.jp, abgerufen 01.07.2019
- [Fin97] A. Finger, Pseudorandom-Signalverarbeitung, Springer Fachmedien Wiesbaden, 1997, ISBN 978-3-322-99221-5

Quellen und Literaturverzeichnis

- [Flü10] H. Flügel, FPGA-Design mit Verilog, Oldenbourg Verlag, 2010, ISBN 978-3-486-59234-4
- [Fre08] T. Frey, M. Bossert, Signal- und Systemtheorie, Vieweg+Teubner, 2. Auflage, 2008, ISBN 978-3-8351-0249-1
- [Fri44] H.T. Friis, Noise Figures of Radio Receivers, Proceedings of the IRE. Vol. 32, 1944, pp. 419–422
- [Ftd10] FTDI TTL-232R-3V3 Datasheet, Doc. FT_000054, Ver. 2.02 vom 02.09.2010, FutureTechnology Devices International Ltd., Glasgow
- [Gam17] Internetquelle: www.gamry.com/application-notes/EIS/basics-of-electrochemicalimpedance-spectroscopy, abgerufen 24. März 2017
- [Gen80] J.P. Hall, GenRad Inc., US-Pat. US4196475A, April 1980
- [Ger05] D. Meschede, Gerthsen Physik, Springer Verlag, 23. Auflage 2005, Kap. 6.4., ISBN 3-540-25421-8
- [Giu17] G. Giust, Removing Oscilloscope Noise from RMS-Jitter Measurements, Note-5, Ver. 1, Jitter Labs, Milpitas CA, July 2017
- [Gol17] S. W. Golomb, Shift Register Sequences, World Scientific Publishing, 3rd Edition, 2017, ISBN 978-981-4632-00-3
- [Gol64] S. W. Golomb, Digital communications with space applications, Prentice-Hall, Englewood-Cliffs, New Jersey, 1st Edition, 1964
- [Gra71] J.G. Graeme, G.E. Tobey, L.P. Huelsman, Operational Amplifiers, McGraw-Hill Tokyo, 1971, ISBN 07-064917-0
- [Gro17] M. Grossi, B. Ricco, Electrical impedance spectroscopy (EIS) for biological analysis and food characterization: a review, J.Sens. Sens. Syst., 6, pp. 303-325, 2017
- [Har78] F. J. Harris, On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform, Proceedings of the IEEE, Vol. 66, Nr. 1, Jan. 1978, pp. 51-83

- [Hee03] J. Hee, Impulse Response Measurement using MLS, Aug 2003, www.jenshee.dk, abgerufen 25. Aug. 2018
- [Her85] H. Herlufsen, Dual Channel FFT Analysis, in 'Digital Signal Analysis', Brüel & Kjaer, selected Reprints from 'Technical Review', Jan. 1985
- [Heu17] A. Heuberger, E. Gamm, Software Defined Radio-Systeme für die Telemetrie, Springer Vieweg, 2017, ISBN 978-3-662-53233-1
- [Hof14] R. Hoffmann, M. Wolf, Intelligente Signalverarbeitung, Band 1, 2. Auflage 2014, Springer Vieweg, ISBN 978-3-662-45322-3
- [Hog81] E.B. Hogenauer, An economical Class of Digital Filters for Decimation and Interpolation, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-29, No. 2, April 1981
- [Hum18] HT-HUMISENS, BMBF gefördertes Verbundprojekt mit LMT, Univ. des Saarlandes, UST GmbH, Geschwenda, CANWAY technology GmbH, Ostbevern, 2016-2018, Förderkennzeichen 16ES0484,485,486
- [Hum19] H. Lensch, A. Schütze, M. Bastuck, T. Sauerwald H, Abschlussbericht des LMT (UdS) zum Verbundprojekt 'Selbstüberwachtes Mikrosystem für die Feuchtemessung in Hochtemperaturprozessen', HT-HUMISENS, Förderkennzeichen 16ES0485, 2019, doi: 10.2314/KXP:1687190127
- [Hun07] J.D. Hunter, Matplotlib: A 2D Graphics Environment, Computing in Science & Engineering, vol. 9, no. 3, 2007, pp. 90-95
- [Int17] Internetauftritte der jeweiligen Hersteller, aufgerufen Mai/Juni 2017
- [Int19] Intel/Altera, NIOS II Processor Reference Guide, NII-PRG, 20.12.2019, www.intel.com, zuletzt abgerufen am 22.03.2020
- [Iow14] Iowa Hills Software, LLC Filter-Design-Module, Ver. 2.2, Freeware Feb. 2014, www.iowahills.com, zuletzt abgerufen 01.01.2020
- [Kam18] K. D. Kammeyer, K. Kroschel, Digitale Signalverarbeitung, Springer Vieweg Verlag, 9. Auflage, 2018, ISBN 978-3-658-20134-0
- [Kan14] O. Kanoun (Editor), Lecture Notes on Impedance Spectroscopy, Vol.1-Vol.4, CRC Press, 2011-2014, ISBN 978-0-415-68405-7 (Vol.1),

Quellen und Literaturverzeichnis

ISBN 978-0-415-69838-2 (Vol.2), ISBN 978-0-415-64430-3 (Vol.3),
ISBN 978-1-138-00140-4 (Vol.4)

- [Kes04] W. Kester, J. Bruyant, Analog-Digital Conversion, Chap. 2.3 Data Converter AC Errors, Analog Devices Inc., Mar. 2004, ISBN 0-916550-27-3
- [Kes08] W. Kester, Understand SINAD, ENOB, SNR, THD, THD+N and SFDR, Analog Devices Inc., Tutorial MT-003, Rev. A 10/18
- [Key14] Keysight Technologies Inc., Spectrum Analysis Basics, App. Note 150, August 2014
- [Key16] Keysight Technologies Inc., Impedance Measurement Handbook, 6th Edition, Nov. 2016
- [Key17a] Internetauftritt von Keysight Technologies Inc.: www.keysight.com, abgerufen 20. Mai 2017
- [Key17b] Keysight Technologies Inc., E4980A Data Sheet, Edition Oct. 2017
- [Key17c] Keysight Technologies Inc., Overview on Phase Noise and Jitter, Keysight EEsof EDA, Technical Overview, Dec. 2017, #5990-3108EN
- [Kup73] K. Küpfmüller, Einführung in die theoretische Elektrotechnik, Springer-Verlag, 10. Auflage 1973, pp.155-157
- [Lau19] D. Laumann, M. Selke, C. Nienhaus, J. Doerr, Modularer Messsystem Baukasten für FPGA-basierte Signalverarbeitung, 20. GMA/ITG-Fachtagung Sensoren und Messsysteme, pp. 379-384, Nürnberg 2019, ISBN 978-3-9819376-0-2, doi:10.5162/sensoren2019/4.43
- [Len18] H. Lensch, T. Baur, A. Schütze, T. Sauerwald, Modellbasierte Auswertung eines keramischen Feuchtesensors, ITG Fachbericht 281, pp. 61 - 64, VDE Verlag, 2018
- [Len19a] H. Lensch, LMT der UdS, persönliche Mitteilung per eMail vom 07.06.2019
- [Len19b] H. Lensch, J. Doerr, A. Schütze, T. Sauerwald, Untersuchung des Feuchteinflusses auf SnO₂-basierten Halbleitersensoren mittels schneller Impedanzspektroskopie, 14. Dresdner Sensorsymposium 2019, pp. 187-190, doi:10.5162/14dds2019/P2.06, ISBN 978-3-9819376-1-9

- [Len20] H. Lensch, J. Doerr, A. Schütze, T. Sauerwald, Selective high temperature humidity sensing using fast impedance spectroscopy on Titania sensors, *Sensors and Actuators B: Chemical*; Vol. 321, 15. Oct. 2020, available online 03 July 2020, doi: 10.1016/j.sub.2020.128497
- [Lin16] LTC2377 Datasheet, Linear Technology Corp., Doc. LT0916 Rev. B
- [Lin18] LTSpice XVII, Freeware, Version Sept. 2018, Linear Technology / Analog Devices Inc.
- [Loh15] N. Lohmann, Alterungsuntersuchungen an Li-Ionen Zellen für Kfz-Anwendungen, Dissertation, Univers. Bochum 2015, Shaker Verlag, ISBN 978-3-8440-4052-4
- [Lue85] H. D. Lüke, Signalübertragung, Springer Verlag, dritte Auflage 1985, ISBN 3-540-15526-0
- [Lun16] J. Lunze, Regelungstechnik Band 1, Springer Verlag, 11. Auflage 2016, ISBN 978-3-662-52677-4
- [Mad89] M.J. Madou, S.R. Morrison, Chemical Sensing with Solid State Devices, Academic Press Inc., 1989, ISBN 0-12-464965-3
- [Mao13] Q. Mao, U. Krewer, Total harmonic distortion analysis of oxygen reduction reaction in proton exchange membrane fuel cells, *Electrochimica Acta*, Vol. 103, July 2013, pp. 188-198
- [Mat08] Programmpaket Matlab, Ver 2008b, The MathWorks Inc.
- [Mcd92] J.R. Macdonald, 'Impedance Spectroscopy', *Ann. of Biomed. Eng.*, Vol 20, pp. 289-305, 1992
- [Meb14] U. Meyer-Baese, Digital Signal Processing with Field Programmable Gate Arrays, Springer Verlag, 4. Auflage 2014, ISBN 978-3-642-45308-3
- [Mee99] J. Meel, Spread Spectrum, De Nayer Instituut, Belgium, Oct. 1999 1972, Booknumber 07-085493-9

Quellen und Literaturverzeichnis

- [Min10] M. Min, A. Kink, R. Land, P. Parve, Method and device for measurement of electrical bioimpedance, Pat. US7706872 B2, Veröffentlichung 2010
- [Min12] M. Min, T.Parve, R. Land, P. Annus, Scalable impedance spectroscopy: Comparative study of sinusoidal and rectangular chirp excitations, in: Lecture Notes on Impedance Spectroscopy, O. Kanoun (ed.), Vol. 2, CRC Press, 2012, ISBN 978-0-415-69838-2
- [Min15] M. Min, Signal Processing in Impedance Spectroscopy, Presentation from CEBE IAB Meeting, Tallin, May 19, 2015
- [Mos19] MoSeS-Pro, BMBF gefördertes Verbundprojekt mit LMT, Univ. des Saarlandes, CANWAY technology GmbH, Ostbevern und 7 weiteren Partnern, 2015-2019, Förderkennzeichen 16ES0419K
- [Mue01] S. Mueller, P. Massarani, Transfer Function measurement with Sweeps, J. AES, June 2001, pp. 443-471
- [Nin11] National Instruments, Using Fast Fourier Transforms and Powerspectra in LabView, Applikationsschrift National Instruments Inc., July 2011
- [Nsk19] iPEXII Apexlokalisator, Produktbroschüre, Nakanishi Inc.,Japan, www.nsk-dental.com, abgerufen 01.07.2019
- [Oct18] Programmpaket GNU Octave, Ver. 4.4.0, 2018
- [Ohl14] J.R. Ohm, H.D. Lüke, Signalübertragung, Springer-Vieweg, 12. Auflage, 2014, Kap. 10, ISBN 978-3-642-53900-8
- [Ops89] A. V. Oppenheim, R. W. Schafer, Discrete-Time Signal Processing, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1989, ISBN 0-13-216771-9
- [Pap62] A. Papoulis, The Fourier Integral and its Applications, McGraw-Hill Inc., 1962
- [Pay01] P.A. Payne et al., Sensor Interrogation, US Pat. 6.236.951 B1, May 2001
- [Pet72] W.W. Peterson, Error-Correcting Codes, MIT Press, 2nd Edition 1972, ISBN 978-0262527316

- [Pey99] P. Peyerl, J. Sachs, Verfahren zur Bestimmung der Impulsantwort eines breitbandigen linearen Systems und Messanordnung zur Durchführung des Verfahrens, EP 0 994 358 B1, Okt. 1999
- [Pot20] R. A. Potyrailo, S. Go et al., Extraordinary performance of semiconducting metal oxide gas sensors using dielectric excitation, GE Global Research, nature electronics 2020, doi: 10.1038/s41928-020-0402-3
- [Pou78] D. Poussart, U. Ganguly, Transfer Function Measurement, US Pat. 4.067.060, Jan. 1978
- [Pue11] F. Puente Leon et al., Signale und Systeme, Oldenbourg, 5. Auflage, 2011, ISBN 978-3-486-59748-6
- [Pyt19] Python Ver. 3.7.4, Python Software Foundation, www.python.org, abgerufen am 19.08.2019
- [Rag75] L. R. Rabiner, B. Gold, Theory and Application of Digital Signalprocessing, Prentice-Hall, Englewood-Cliffs, 1975, ISBN 0-13-914101-4
- [Ros17] Internetauftritt der Firma Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG : www.rohdeschwarz.com
- [Rau00] C. Rauscher, Grundlagen der Spektrumanalyse, Rohde&Schwarz Applikationsschrift, 1. Auflage, 2000
- [Ryt91] D. K. Rytting, Improved RF Hardware and Calibration Methods for Network Analyzers, RF & Microwave Symposium, Hewlett Packard, 1991
- [Sac01] J. Sachs, R. Herrmann, M. Kmec, M. Helbig, K. Schilling, Recent Advances and Applications of M-Sequence based Ultra-Wideband Sensors. 50-55. 10.1109 / ICUWB.2007.4380914., 2007
- [Sac09] J. Sachs et al., Ultra-Wideband Pseudo-Noise Sensors and their Application in Medical Engineering, Non-Destructive Testing and for Search and Rescue, 54. IWK, Ilmenau, Sept. 2009
- [Sal16] C. Schultealbert, T. Baur, A. Schütze, S. Böttcher, T. Sauerwald, A novel approach towards calibrated measurement of trace gases using metal oxide semiconductor sensors, Sensors and Actuators B 239, 2016, pp. 390 -396, doi: 10.1016/j.snb.2016.08.002

- [Sau14] T. Sauerwald, T. Baur, A. Schütze, Strategien zur Optimierung des temperaturzyklischen Betriebs von Halbleitersensoren, AHMT 2014 - Symposium des Arbeitskreises der Hochschullehrer für Messtechnik 2014-09-18/20 Saarbrücken, pp. 65-74, DOI 10.5162/AHMT2014/3.1
- [Sau19] T. Sauerwald, H. Lensch, A. Schütze, Feuchtemessung bei hohen Temperaturen mit Multisignal-Messsystem auf der Basis keramischer Sensoren, Jahresmagazin Mess- und Sensortechnik 2018/2019, pp. 124-128, Institut für wissenschaftliche Veröffentlichungen (IWW), Projekt Nr. 96-531
- [Sch14] M. Schüler, T. Sauerwald, A. Schütze, Metal Oxide semiconductor gas-sensor self-test using Fourier-based impedance spectroscopy, J. Sens. Syst., 3, pp. 213-221, 2014
- [Sch16] M. Schüler, Methoden zur Funktionsüberwachung von Gassensoren mit Hilfe multimodaler Signale, Dissertation Universität des Saarlandes, Lehrstuhl für Messtechnik (LMT), 2016
- [Scö14] M. Schönleber, D. Klotz and E. Ivers-Tiffée, A Method for Improving the Robustness of linear Kramers-Kronig Validity Tests, Electrochimica Acta 131, 2014, pp. 20-27
- [Scö15] M. Schönleber et al., Freeware Programm unter www.iwe.kit.edu/Lin-KK.php abrufbar, Institut für Werkstoffe und Elektrotechnik, KIT, Karlsruhe 2015, zuletzt abgerufen 21.11.2019
- [Sel17] M. Selke, C. Nienhaus, D. Laumann, J. Doerr, Universal Sensor Interface for High Performance Signal Processing based on FPGA Technology, AMA-Conference, Proceedings Sensor 2017, Chapter B2 pp. 183-187, ISBN 978-3-9816876-4-4, doi:10.5162/sensor2017/B2.2
- [Smi97] S. W. Smith, The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing, California Technical Publishing, 1997, ISBN 0-9660176-3-3
- [Sil13] SiLab Application Note, Improving ADC Resolution by Oversampling and Averaging, AN118, Rev. 1.3, Silicon Labs, Austin TX, 2013
- [Sil17] Si5345, Si5344, Si5342 Rev. B Family Reference Manual, Rev. 1.1 06/17, Silicon Labs, Austin TX, 2017

- [Sol04] Solartron analytical, Datasheet ,1260 Impedance/Gain-Phase Analyzer, SA1260/ISS04/0701, 2004
- [Ste87] S. D. Stearns, Digitale Verarbeitung analoger Signale, R. Oldenbourg Verlag, 3. Auflage, 1987, ISBN 3-486-20329-0
- [Sto17] N. Stockhausen, Methoden der digitalen Signalverarbeitung, WILEY-VHC Verlag GmbH, 2017, ISBN 978-3-527-41360-7
- [Ust17] Gas Sensorelement GGS1430T Datasheet, UST Umweltsensortechnik GmbH, Geschwenda, Rev. 17/02
- [Ust16] MOX Gas Sensors - Calculation of the operating Temperature, UST Umweltsensortechnik GmbH, Geschwenda, Applikationsschrift Rev. 16/03
- [Utü18] Universität Tübingen, Mat.-Nat. Fakultät, Gruppe Prof. Weimar, Internetauftritt weimar.ipc.uni-tuebingen.de, abgerufen 25-01-2018
- [Vol59] J. Volder, The CORDIC Computing Technique, Proceedings of western joint computer conference, 1959, pp. 257-261
- [Vor94] M. Vorländer, Anwendung der Maximalfolgenteknik in der Akustik, DAGA 1994, S. 83-102
- [War99] E.G. Warburg, 'Ueber das Verhalten sogenannter polarisi(e)rbarer Elektroden gegen Wechselstrom', Annalen der Physik und Chemie, Band 303, Heft 3, Leipzig 1899
- [Wig01] G. Wiegand, E. Sackmann, Verfahren zur Messung von komplexen elektrischen Widerständen und Impedanzspektren in zeitlich schneller Abfolge, Offenlegungsschrift Deutsches Patent- und Markenamt DE10018745 A1, 2001
- [Wie16] G. Wiegand, 'Gasmesstechnik in Theorie und Praxis', Springer Vieweg Wiesbaden, 2016, ISBN 978-3-658-10686-7
- [Wik18] Chirp Spectrum, Wikipedia, en.wikipedia.org, abgerufen 10.12.2018
- [Wri95] M. Wright, Comments on 'Aspects of MLS Measuring Systems', Journal of Audio Engineering Soc., vol. 43, no. 1, Jan/Feb 1995

Quellen und Literaturverzeichnis

- [Yam91] N. Yamazoe, New approaches for improving semiconductor gas sensors, *Sensors and Actuators B*, 5 (1991), pp. 7-19
- [Zul18a] Zurich Instruments, MFIA Impedance-Analyzer, Datenblatt, Edition 2018
- [Zul18b] Zurich Instruments, MFLI Lock-In-Amplifier, User Manual, Rev. 49900

Anhang

A1 Verzeichnis der Abkürzungen

AC	Alternating Current, Bezeichnung für Wechselstrom/spannung
ADC	Analog to Digital Converter
AKF	Autokorrelationsfunktion
ARM	Advanced RISC Machines, steht für eine Mikrorechner-Architektur
CNLS	Complex Nonlinear Least Squares; Fit-Verfahren
CORDIC	Coordinate Rotation Digital Computing; numerisches Rechenverfahren
CPE	Constant Phase Element
CPU	Central Processing Unit, hier als Synonym für Mikrorechner
DAC	Digital to Analog Converter
DC	During Current, Bezeichnung für Gleichstrom/spannung
DFT	Discrete Fourier-Transform
DK	relative Dielektrizitätskonstante
DTFT	Discrete Time Fourier-Transform; Achtung: nicht identisch mit DFT
DUT	Device Under Test; Testobjekt bei Messungen
E ² PROM	elektrisch löschbarer Datenspeicher
EIS	Elektrische Impedanz-Spektroskopie; in der einschlägigen Literatur oft auch speziell für Elektrochemische Impedanz-Spektroskopie benutzt
EOC	End Of Conversion, ADC-Signal
ESR	Equivalent Series Resistance, Ersatzserienwiderstand; z.B. eines realen Kondensators

Anhang

FFT	Fast-Fourier-Transform; Algorithmus zur schnellen Berechnung der DFT
FIFO	First-in First-Out, Methode der Datenpufferung
FM	Frequenz-Modulation
FobIS	Fourier based Impedance Spectroscopy
FPGA	Field Programmable Gate Array
FS	Full-Scale; maximaler Aussteuerungsbereich bei Verstärkern oder Signalwandlern
GBW	Gain Band-Width (Product), Verstärkungs-Bandbreite-Produkt
GPS	Global Positioning System; Navigationssystem
GUI	Graphical User-Interface
HF	High Frequency, Hochfrequenz
I/F	Abgekürzte Schreibweise für 'Interface'
I/Q, IQ	Inphase / Quadrature; Verfahren der Signalverarbeitung im Komplexen
KKF	Kreuzkorrelationsfunktion
LAN	Local Area Network, vielfach als Synonym für Ethernet verwendet
LF	Low Frequency, Niederfrequenz
LMT	Lehrstuhl für Messtechnik der Universität des Saarlandes
LTI	Linear Time-Invariant; Begriff aus der Systemtheorie
LSB	Least Significant Bit (in binären Datenwörtern)
MEMS	Mechanical Electrical Micro-System, Typus von integrierten Mikrostrukturen
MLS	Maximum Length Sequence; spezielle Form einer Pseudo-Rauschfolge

MOX	Metal Oxide, Bezeichnung für Gassensoren auf Halbleiterbasis; siehe auch SMOX
MSB	Most Significant Bit (siehe auch LSB)
NCO	Numerical Controlled Oscillator
NPO	Kennzeichnet ein keramisches Dielektrikum hoher Temperaturkonstanz
PCB	Printed Circuit Board, Leiterplatte für oder auch mit elektronische(n) Bauelemente(n); bestückt oder unbestückt
PGA	Programmable Gain Amplifier, durch Software einstellbarer Verstärker
PID	(i) Photoionisations-Detektor; (ii) Reglertyp: Proportional, Integral, Differential
PLL	Phase Locked Loop, ein Grundelement bei Frequenzsynthesizern
PLSR	Partial Least-Square Regression, Verfahren der multivariaten Datenauswertung
PN	Pseudo-Noise
PRN	Pseudo-Random-Noise, Synonym zu PN
RLC	Widerstand, Induktivität, Kapazität; gebräuchlich für Messgerät: RLC-Meter
SAR	Successive Approximation Register, Verfahren zur AD-Wandlung
SD	Standard Deviation, Standardabweichung
SFDR	Spurious Free Dynamic Range
SINAD	Signal to Noise And Distortion
SMOX	Semiconducting Metal Oxide; Bezeichnung für Gassensoren auf Halbleiterbasis
SNR	Signal to Noise Ratio; Signal-Rauschabstand

Anhang

SoC	System on Chip; hier: FPGA mit integrierter Prozessorstruktur
SSB	Single Side-Band; Modulationsart, hier: Einseitenband Phasenrauschen
tbc	'to be confirmed'; steht für einen noch zu bestätigenden Sachverhalt
tbd	'to be determined', steht für eine noch näher zu spezifizierende Größe oder Sachverhalt
TCXO	Temperaturkompensierter Quarzoszillator
THD	Total Harmonic Distortion
TK25	Kennzeichnet Temperaturdrift bei Widerständen, hier 25ppm/Kelvin
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter; Aufbaublock der seriellen Schnittstellen-Kommunikation
UdS	Universität des Saarlandes
UST	Umweltsensortechnik GmbH, Geschwenda
VCP	Virtual Com Port, Begriff aus der PC-Datenkommunikation
VNA	Vektorieller Netzwerk-Analysator

A2 Nomenklatur und mathematische Symbole

Alle in den Gleichungen auftretende Symbole werden bereits im Text stets im unmittelbaren Umfeld identifiziert und benannt. Großbuchstaben mit Unterstrich kennzeichnen in der mathematischen Darstellung eine komplexe Größe im Frequenzbereich. Allgemein werden Signale im Zeitbereich durch Kleinbuchstaben dargestellt, der Fourier- bzw. Laplace-Bildbereich ist durch Großbuchstaben gekennzeichnet. Die Faltungsoperation wird durch '*' dargestellt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurde bei umfangreichen Formeln und in Abbildungen die Erweiterung '(j ω)' an entsprechender Stelle weggelassen. Aus dem nämlichen Grund wurden in Prinzipskizzen komplexen Größen in der Regel nicht mit einem Unterstrich versehen.

Symbole:

a_0	Anregungsamplitude des IQ-Demodulators
a_i	die Amplitude beschreibende Koeffizienten eines Signals
a_n	Elemente einer PN-Folge der Länge L
A	(i) Einheitsfläche, (ii) Signalamplitude allgemein
A_0	Leerlaufverstärkung eines Operationsverstärkers
<u>Anr</u> (ω)	Anregungssignal des IQ-Demodulators
$A_s(t)$	zeitlicher Amplitudenverlauf eines Signals
b_0	Responseamplitude am Eingang des IQ-Demodulators
B	Systembandbreite
B_{sw}	Bandbreiteprodukt eines Chirp-Signals
c_p	Leistungskonstante des Sensorheizers
C, C(j ω)	Kapazität allgemein
C_c	Kapazität des Schottky-Übergangs der Sensorkontaktierung
C_F	Crestfaktor

Anhang

C_{gb}	Ersatzkapazität im Sensormodell
D_D	Dicke der Verarmungszone
D_{ij}	Driftkennzahl
f	Frequenz allgemein
f_g	-3dB-Grenzfrequenz eines bandbegrenzten Systems
f_c	Chip-Rate eines PN-Generators
f_k	Nullstellen des Amplitudengangs einer PN-Sequenz
f_s	Abtastfrequenz
f_{start}	Startfrequenz eines Chirp-Signals
f_{stop}	Stopfrequenz eines Chirp-Signals
$\mathcal{F}\{ \}$	Fourier-Transformation
$g(t), g_i(t)$	Ausgangssignal(e) eines LTI-Systems im Zeitbereich
$g_k(x)$	charakteristisches PN-Polynom vom Grad k
$G(s)$	Ausgangssignal eines LTI-Systems im Laplace-Bildbereich
$G(j\omega)$	Ausgangssignal eines LTI-Systems im Fourier-Bildbereich
G_p	Prozessgewinn
$h(t)$	Impulsantwort
$h_s(t)$	Sprungsantwort
$\underline{H}(s)$	komplexe Übertragungsfunktion im Laplace-Bildbereich
$\underline{H}(j\omega)$	komplexe Übertragungsfunktion im Fourier-Bildbereich
$\underline{H}_{\mathcal{F}}(f)$	Übertragungsfunktion im Fourier-Bild

$\underline{H}_G(j\omega)$	ausgangsbezogene Form der Übertragungsfunktion
$\underline{H}_L(s)$	Übertragungsfunktion im Laplace-Bild
$\underline{H}_S(j\omega)$	eingangsbezogene Form der Übertragungsfunktion
$\underline{I}(j\omega)$	komplexes Spektrum eines Stromes
Im	kennzeichnet den Imaginärteil einer komplexen Größe
j	imaginäre Einheit
k	(i) Indizierung, Laufvariable, natürliche Zahl, (ii) PN-Code Runlänge
k_B	Boltzmann-Konstante
L, $L(j\omega)$	Induktivität allgemein
L	Zykluslänge einer PN-Folge
$\mathcal{L}\{ \}$	Laplace Transformation
M	Anzahl der Abtastpunkte (Blocklänge) der DFT
$\underline{M}_i(\omega)$	Mischprodukt des IQ-Demodulators
n_b	freie Bulk-Ladungsträgersichte
N	(i) Anzahl von Komponenten oder Abtastpunkten, (ii) natürliche Zahl
\underline{Out}_{IQ}	Ausgangssignal des IQ-Demodulators
P_h	die dem Sensorheizer zugeführte elektrische Heizleistung
q	Elementarladung
Q_0	Konstante in der Beschreibung des Constant-Phase-Elements
R	ohmscher Widerstand
R_b	Bulk-Widerstand

Anhang

R_c	ohmscher Widerstand des Schottky-Übergangs der Sensorkontaktierung
Re	kennzeichnet den Realteil einer komplexen Größe
R_{gb}	ohmscher Ersatzwiderstand im Sensormodells
R_M	Messwiderstand des Impedanz-Messzweiges
$R_s(t)$	Verlauf der Sprungantwort einer RC-Tiefpasses
R_{sens}	Messwiderstand im Heizer-Messzweig
$\underline{R}_{sp}(\omega)$	Response-Signal am Eingang des IQ-Demodulators
$s(k)$	Wertefolge bei der Signalabtastung (Abtastfolge)
$s(t), s_i(t)$	(i) Eingangssignal(e) eines LTI-Systems, (ii) Zeitsignal allgemein
$s_A(t)$	abgetastetes Zeitsignal
$s_{chirp}(t)$	Chirp-Signal im Zeitbereich
$s_w(t)$	mit einer Fensterfunktion gewichteter Verlauf einer Abtastfolge
$S\{\}$	Wirkoperator des LTI-Systems
$\underline{S}(m)$	diskretes DFT-Spektrum ohne Frequenzzuordnung
$\underline{S}(f_m)$	diskretes DFT-Spektrum mit Frequenzzuordnung
$\underline{S}(s)$	Eingangssignal eines LTI-Systems im Laplace-Bildbereich
$\underline{S}(j\omega)$	Eingangssignal eines LTI-Systems im Fourier-Bildbereich
$\underline{S}_A(\omega)$	kontinuierliches DTFT-Spektrum eines abgetasteten Zeitsignals
$\underline{S}_w(f_m)$	DFT einer mit Fensterfunktion gewichteten Signalfolge
t	Zeit allgemein
t_e	Einschwingzeit eines Bandpass-Systems

t_{scan}	Sweep-Zeit beim Spektrumanalysator
t_0	Bezugszeitpunkt allgemein
T	(i) Temperatur (hier: Celsius-Skala), (ii) Periodendauer eines Signals
T_{amb}	Umgebungstemperatur
T_c	Chip-Periode einer PN-Folge
T_e	Periode des Elementabstandes des Impulskammes einer PN-Folge
T_h	Temperatur des Sensorheizers
T_{sw}	Sweep-Zeit eines Frequenz-Chirps
$\underline{U}(j\omega)$	komplexes Spektrum einer Spannung
U_h	die am Sensorheizer anliegende Spannung
\underline{U}_r	aus FFT gewonnenes Referenzsignal
\underline{U}_m	aus FFT gewonnenes Mess-Signal
$U_{\text{RC}}(t)$	Zeitverlauf der Spannung an einem RC-Glied bei DC-Sprunganregung
$\underline{U}_{\text{stim}}$	Anregungsspannung
\underline{V}	aus \underline{U}_r und \underline{U}_m berechnete inverse Übertragungsfunktion
V_s	Diffusionsspannung
$w_R(t)$	Abtastfolge der Rechteck Fensterfunktion
$\underline{Y}(j\omega)$	komplexes Spektrum eines Leitwertes
$\underline{Z}(j\omega)$	komplexes Spektrum einer Impedanz
Z_{cpe}	Impedanz des Constant-Phase-Elements
$\underline{Z}_{\text{cal}}$	Impedanz-Kalibrierfeld
\underline{Z}_m	gemessene Impedanz ohne Anwendung des Kalibrierfeldes

Anhang

Z_{virt} unter 'open' Bedingung ermittelter Impedanzverlauf

$Z_x, Z_x(j\omega)$ unbekannte / zu messende Impedanz allgemein

Griechische Symbole:

α Exponent in der Beschreibung des Constant-Phase-Elements

$\Delta\Phi$ Kontaktpotenzial am Schottky-Übergang des Sensors

ϵ_0 Dielektrizitätskonstante des Vakuums

ϵ_s relative DK der Verarmungsschicht

η Korrekturfaktor zur Einschwingzeit eines Bandpass-Systems

τ (i) Zeitkonstante, (ii) Integrationsvariable im Zeitbereich

ξ Integrationsvariable

$\bar{\gamma}$ Kohärenzfunktion

ω Kreisfrequenz

σ Dämpfungsfaktor im Laplace-Exponenten

$\varphi(j\omega)$ Phasenspektrum allgemein

φ_{cpe} Phase des Constant-Phase-Elements

φ_G Phase des Ausgangssignals eines Übertragungssystems

φ_m Phase des FobIS Mess-Signals

φ_r Phase des FobIS Referenzsignals

φ_s Phase des Eingangssignals eines Übertragungssystems

φ_v Phase der inversen Übertragungsfunktion

$\underline{\phi}_{GS}$	Kreuzleistungsdichte, ausgangsbezogen
$\underline{\phi}_{SG}$	Kreuzleistungsdichte, eingangsbezogen
π	Zahl Pi

Dezibel-Darstellungen:

Im Textverlauf und in vielen Abbildungen wird intensiv Gebrauch gemacht von Dezibel-Darstellungen [dB]. Es handelt sich dabei um ein logarithmisches Maß zur Beschreibung von *Pegelverhältnissen*, sowohl von Spannungs- wie auch von Leistungspegeln. Die Definition ist wie folgt:

$$V_{db} = 20 \log_{10}(U_2/U_1) = 10 \log_{10}(P_2/P_1)$$

wobei:

V_{db}	Pegelverhältnis in dB
U_1, U_2	zu vergleichende Spannungspegel
P_1, P_2	zu vergleichende Leistungspegel

Für bestimmte Bezugspegel haben sich fixe Darstellungsweisen etabliert; es bedeuten:

dBV_{rms}	Bezugspegel: $1V_{rms}$, man findet hierfür auch häufig lediglich dBV
dBm	Bezugspegel: 1mW, ist <i>die</i> Standard-Angabe in der HF-Technik
$dBFS$	Bezugspegel: Vollaussteuerung der Signalkette
dBc	'dB carrier', stammt aus der HF-Technik; bezieht sich bei der Auswertung von Spektren auf den Pegel eines monofrequenten Aussteuerungssignals zur Beschreibung von Klirr- oder Intermodulationsabständen.

A3 Aspekte zur Chirp-Parametrierung

In Kap. 3.2.3 wurde erwähnt, dass bei der Generierung von repetierenden Chirp-Signalen gewisse Randbedingungen beachtet werden müssen, soll das korrespondierende Spektrum bis zu hohen dB-Werten hin frei von Nebenlinien sein.

Es liegt auf der Hand, dass jede der aufeinanderfolgenden Sequenzen identische Start- und Endpunkte aufweisen muss, und dass jeder Chirp eine ganze Anzahl von Perioden umfassen soll. Hieraus erwachsen Anforderungen an das Verhältnis von T_{SW} zu Δf . Es sei ausgegangen von der Beschreibung des linearen Chirp-Signals im Zeitbereich:

$$s_{chirp}(t) = A \sin \left[2\pi \left(\frac{\Delta f}{2T_{SW}} t^2 + f_{start} t \right) \right] \quad (G. A3.1)$$

Am einfachsten gestaltet sich die Betrachtung durch Abzählung der Nullstellen innerhalb des Chirpverlaufes. Dazu betrachte man den Signalstart bei $t=0$. Weitere Nullstellen ergeben sich, wenn für das Argument der Sinusfunktion gilt:

$$2\pi \left(\frac{\Delta f}{2T_{SW}} t_n^2 + f_{start} t_n \right) = n\pi \quad n \geq 1, \text{ natürliche Zahl} \quad (G. A3.2)$$

Dies führt zu folgender quadratischen Gleichung:

$$t_n^2 - \frac{2f_{START}T_{SW}}{\Delta f} t_n - \frac{T_{SW}}{\Delta f} n = 0 \quad (G. A3.3)$$

Als Lösung dieser Gleichung ergibt sich:

$$t_n = \frac{f_{START}T_{SW}}{\Delta f} \pm \sqrt{\left(\frac{f_{START}T_{SW}}{\Delta f} \right)^2 + \frac{T_{SW}}{\Delta f} n} \quad (G. A3.4)$$

(G. A3.4) ist für die weiteren Betrachtungen nicht sehr handlich, und man strebt nach Vereinfachung. Hier kommt die Messpraxis zu Hilfe.

Für die Anwendung in der Fourierspektroskopie wird T_{SW} , was letztlich den Abstand der Frequenzlinien bestimmt, gemäß der FFT-Parameter fix und entsprechend klein gewählt, wohingegen $\Delta f = f_{STOP} - f_{START}$ einen relativ weiten Bereich überstreicht. Für großes f_{STOP} und kleines T_{SW} kann (G. A3.4) dann approximativ vereinfacht dargestellt werden:

$$t_n \approx \sqrt{\frac{T_{SW}}{\Delta f} n} \quad (G. A3.5)$$

Das System ist nun so zu parametrieren, dass genau eine ganze Anzahl von Nullstellen in T_{SW} 'passt'. Durch Gleichsetzen von (G. A3.5) mit T_{SW} ergibt sich:

$$T_{SW} \Delta f \equiv B_{SW} = n \quad (\text{G. A3.6})$$

Das Bandbreiteprodukt aus der Dauer des Chirps und dem überstrichenen Frequenzbereich muss also eine natürliche Zahl sein. Dies ist eine notwendige, aber noch keine hinreichende Bedingung. Es gilt zu beachten, dass jede Periode über zwei Nullstellen verfügt, was bedeutet, dass n zusätzlich noch gerade, also durch 2 teilbar sein muss, um stets eine Anzahl voller Perioden innerhalb eines Chirps zu realisieren.

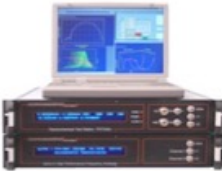






Sind diese Bedingungen erfüllt, so erhält man einen spektral sehr reinen Frequenzkamm. Bereits kleine Abweichungen lassen einen Phantomkamm entstehen, welcher innerhalb des Hauptkammes mit Variation, beispielsweise von f_{STOP} , wandert um in den Hauptlinien wieder zu verschwinden, sobald (G. A3.6) erneut erfüllt ist. Die Pegel dieses Artefaktes bleiben allerdings stets um etliche dB unter denjenigen des Hauptkammes. Bei messtechnischen Untersuchungen zeigte sich, dass die Pegel um 30dB bis 40dB unterhalb der Hauptlinien liegen und zu den hohen Frequenzen hin innerhalb des Messbereiches abfallen. Es zeigte sich ferner, dass die Missachtung der Forderung nach Geradzahligkeit von n einen geringeren Einfluss hat als die Anforderung nach Ganzzahligkeit.

In der Anwendungspraxis geht man wie folgt vor: T_{SW} wird für eine bestimmte Messaufgabe durch die Systemauslegung festgelegt und bleibt dann meist auch fix. Anschließend wählt man die gewünschte Starfrequenz und betrachtet diese daraufhin ebenfalls als fix. Die erforderliche Stopfrequenz wird nun gegen (G. A3.6) und auf einen geradzahligen Wert von n hin geprüft und bei Bedarf so variiert, dass die Bedingungen erfüllt werden. In der Regel ergeben sich dadurch keine praxisrelevanten Abweichungen von der ursprünglichen Zielfrequenz.

A4 Marktübersicht Impedanzmessgeräte

	<p>Keysight E4991B</p> <ul style="list-style-type: none"> - universelles Laborgerät für den HF-Bereich mit breiter Zubehörpalette - Frequenzbereich 1MHz 500MHz; mit Optionen bis 3GHz - Impedanzbereich 120mΩ 52kΩ bei 0.45% Grundgenauigkeit - Frequenz-Steps bis 1601 Punkt/Messung, umfangreich konfigurierbar
 <p>300 MHz World's fastest</p>	<p>HIOKI IM7580</p> <ul style="list-style-type: none"> - Laborgerät für den HF-Frequenzbereich mit hoher Messgeschwindigkeit - Frequenzbereich 1MHz 300MHz; Impedanzbereich 100mΩ 5kΩ - Messzeit 0.5ms (fast) 3.7ms (slow) bei 0.72% Grundgenauigkeit - Frequenz-Steps mit bis zu 801 Punkte/Messung
	<p>N4L PSM17xx / PSM3750</p> <ul style="list-style-type: none"> - Familie von Frequency-Response-Analyzern (FRA) mit viel Zubehör - Frequenzbereich 10μHz 50MHz (modellabhängig) - Grundgenauigkeit typ. 0.1dB + 0.04dB/MHz für Frequenzen >1MHz - Anregung mittels Frequenz-Steps und Auswertung über DFT-Verfahren
	<p>WAYNE KERR 65xxB</p> <ul style="list-style-type: none"> - Gerätefamilie von 20Hz bis 5MHz bzw. bis zu 120MHz Maximalfrequenz - sehr hohe Grundgenauigkeit von ±0.05% - Schrittweite der Anregungsfrequenz bis hinunter zu 0.1MHz möglich - Messzeiten im schnellsten Modus: 250ms@1kHz, 60ms@1MHz
	<p>SOLARTRON 1260 Impedance/Gain-Phase Analyzer</p> <ul style="list-style-type: none"> - universelles Laborgerät mit hoher Grundgenauigkeit (typ. 0.1%) - Frequenzbereich 10μHz ... 32MHz - Anregung durch Sinus-Sweep; Korrelations-Messtechnik - Messbereich von 10mΩ bis >100MΩ (frequenzabhängig)
	<p>FUELCON TrueData EIS</p> <ul style="list-style-type: none"> - Spezialgerät für Hochstromanwendungen an Brennstoffzellen und Akkus - Frequenzbereich 200μHz bis 100kHz - Stromanregung bis 10A, Spannungsanregung bis 100V - integrierter Webserver; keine Angaben über Messverfahren
	<p>NF Corporation ZGA5920</p> <ul style="list-style-type: none"> - Frequency-Response-Analyzer (FRA) für EIS und Netzwerkanalyse - Frequenzbereich 0.1mHz 15MHz - Anregung über Frequenz-Sweep; Grundgenauigkeit der Messung 1.5% - sehr umfassende PC-Software zur Darstellung und breite Zubehörpalette

Tab. A4.1 Übersicht Impedanzanalysatoren (exemplarisch), Stand 2017, Quellen: [Int17]

	<p>NOVOCONTROL Alpha-A Serie</p> <ul style="list-style-type: none"> - speziell ausgelegt für Materialuntersuchungen an Dielektrika - Geräteserie von 3µHz 40MHz - extreme Genauigkeit 0.003% ; Impedanzmessbereich bis >1T Ω - Frequenz-Step Anregung und Signalauswertung über DFT-Verfahren
	<p>Trewmac Systems TE3000</p> <ul style="list-style-type: none"> - vornehmlich für HF-Aufgaben (Antennen, Baluns, Quarze) - Frequenzbereich 30kHz 300MHz - Genauigkeit ±0.2% (50Ω).... ±7% (1Ω, 100kΩ); stark impedanzabhängig - Messmethode: Frequenz-Sweeps
	<p>GAO A0E40002C</p> <ul style="list-style-type: none"> - EIS Komponenten-Analyzer mit zahlreichen Darstellungsarten - Frequenzbereich 20Hz 10MHz - Messgenauigkeit 0.1% - Frequenz-Step-Verfahren; 75ms 600ms Messzeit
	<p>OMICRON LABS Bode 100</p> <ul style="list-style-type: none"> - Netzwerk- und Impedanz-Analyzer in Verbindung mit Host-PC - vektorielle Messungen von 1Hz bis 50MHz - Frequenz-Steps mit IQ-Demodulation; Error: Gain 0.1dB, Phase 0.5deg - sehr langsam, lange Kalibrierzeiten
	<p>CYPHER Instruments C60</p> <ul style="list-style-type: none"> - Netzwerk-/Impedanz-Analyzer in Verbindung mit Host-PC; low-cost - Frequenzbereich 10Hz bis 4MHz - Step-Anregung über DDS, Messung über IQ-Demodulation - Impedanzbereich: 0.01Ω bis 1MΩ; Genauigkeit: ±0.5% bis ±4.5%
	<p>ZAHNER Zennium Serie 'Electrochemical Workstation'</p> <ul style="list-style-type: none"> - EIS, Potentiostat, Galvanostat - Frequenzbereich 10µHz ... 12MHz, je nach Modell - extrem hohe Genauigkeit 0.0025% - Frequenz-Steps bis 10000/Dekade; Multisinus im tiefen Frequenzbereich
	<p>Scio Spec Scientific Instruments SX-5</p> <ul style="list-style-type: none"> - Mehrkanal-Gerät für Elektro- und Biochemie - Frequenzbereich DC 10 MHz - Genauigkeit besser 0.1% - Frequenz-Step Verfahren bis zu 2048 Steps/Messung

Tab. A4.1 Fortsetzung (2)

	<p>Eliko Qudra-Plattform</p> <ul style="list-style-type: none"> - modulares System für Relativmessungen der Impedanz; speziell Biosysteme - Simultan-Anregung auf 15 definierbaren Frequenzen; 1kHz ... 349kHz - Messung durch I/Q-Demodulation (Pat. US7706872 B2); Messzeit 1ms - Parametrierung und Darstellung via Host-PC mit USB-Anbindung
	<p>TimesTechnology T101</p> <ul style="list-style-type: none"> - handlicher vektorieller Analyzer speziell zur Einmessung von Funkantennen - zur Messung der Anpassung in 50Ω Systemen (VSWR, Impedanz, S11) - 88MHz...600MHz in zwei, nicht zusammenhängenden, Bereichen - Messung auf Festfrequenz oder in minimal 25kHz Schritten
	<p>PalmSens Modell: PalmSens 4</p> <ul style="list-style-type: none"> - handliches Gerät, speziell für elektrochemische Analysen - Potentiostat, Galvanostat und EIS-Funktionalität - EIS: von 10μHz bis 1MHz; auf diskreten Frequenzen oder Frequenzsteps - umfassende Auswerte-Software in Verbindung mit externem Host-PC
	<p>Injeq BZ300</p> <ul style="list-style-type: none"> - handliches Gerät speziell für den medizinischen Einsatz im Klinik-Bereich - Anregung 1Hz...349kHz, simultan durch synthetisches Multifrequenz-Signal - Gewinnung der komplexen Impedanz mittels IQ-Demodulator - koaxiale Biopsie-Nadel als Mess-Sonde für in vivo Gewebeuntersuchungen
	<p>Keysight RLC-Meter E4980A</p> <ul style="list-style-type: none"> - Frequenzbereich von 20Hz bis 2MHz - Messung auf diskreten Frequenzen oder Step-Betrieb über 201 Punkte Liste - Ausgabe von Betrag, Phase resp. Real/Imaginärteil von Impedanz/Admittanz - Parameterextraktion für 2-Element Serien- und Parallel-Äquivalenzen
	<p>HIOKI RLC Meter IM35xx Serie</p> <ul style="list-style-type: none"> - Baureihe mit verschiedenen Frequenzbereichen, jeweils <1:1000 Umfang - stationäre Messung auf einstellbaren Festfrequenzen von 1mHz bis 120 MHz - einige Geräte mit Frequenz-Sweep oder Step-Funktion ausgestattet - Parameterextraktion für gängige 3- oder 4-Element Äquivalent-Schaltkreise

Tab. A4.1 Fortsetzung (3)

FIN