

Masterarbeit

**ENTWICKLUNG EINES TRAGBAREN SPEKTRUMANALYSATORS MIT
NACHLAUFGENERATOR ZUR RESONANZFREQUENZBESTIMMUNG
VON RFID TRANSPONDERN**

ausgeführt am



FACHHOCHSCHULE DER WIRTSCHAFT

Fachhochschul-Masterstudiengang
Automatisierungstechnik-Wirtschaft

von

Ulrich Schratter, BSc

1310322024

betreut und begutachtet von

Dipl.-Ing. Dr. techn. Manfred Pauritsch

Graz, im November 2014

.....
Unterschrift

EHRENWÖRTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre ehrenwörtlich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und ohne fremde Hilfe verfasst, andere als die angegebenen Quellen nicht benützt und die benutzten Quellen wörtlich zitiert sowie inhaltlich entnommene Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

.....

Unterschrift

GLEICHHEITSGRUNDSATZ

Um den Lesefluss nicht durch eine ständige Nennung beider Geschlechter zu stören, wird in dieser Arbeit ausschließlich die männliche Form verwendet. Dies impliziert aber immer auch die weibliche Form.

DANKSAGUNG

Ich möchte mich recht herzlich bei meinem Betreuer Dipl.-Ing. Dr. techn. Manfred Pauritsch bedanken, der mir die Möglichkeit zur Bearbeitung dieses Themas gegeben hat. Ich bedanke mich bei meiner Freundin Sandra für Ihre Unterstützung.

KURZFASSUNG

Es gibt derzeit Entwicklungen, anstelle von Barcodes spezielle Chips an Waren anzubringen, um diese zu identifizieren. Diese sogenannten RFID-Transponder können an verschiedensten Produkten angebracht werden. Derzeit werden diese Chips z.B. an Handelswaren wie Rasierklingen angebracht, um Daten wie Zieladresse, Chargennummer etc. auszulesen. Das Auslesen der Daten erfolgt über Funkwellen auf einer exakt vorgegebenen Frequenz. Beim Anbringen der RFID-Transponder auf elektrisch leitenden Materialien (wie z.B. Metallen) kann sich die Frequenz der Transponder verändern, was ein Auslesen unmöglich macht. Derzeit gibt es am Markt kein einfach zu handhabendes Gerät, welches messen kann, ob ein am Produkt angebrachter Transponder noch verlässlich ausgelesen werden kann. Ziel dieser Arbeit war es, ein Messgerät zu entwickeln, das eine Frequenzmessung der am Produkt angebrachten RFID-Transponder ermöglicht und so die Funktionstüchtigkeit des Chips garantiert. Zunächst wurde ausgearbeitet, wie man diese Frequenz grundsätzlich messen kann. Nach Dimensionierung, Auslegung und Simulation aller benötigten Schaltungsteile wurde ein Prototyp aufgebaut, der diese Funktion praktisch erfüllt. Die praktischen Versuche des Prototyps zeigten, dass damit die Frequenz der untersuchten RFID Transponder exakt ausgemessen werden konnte. Der Prototyp ist voll funktionstüchtig und bestätigt damit, dass dieser Messaufbau in der Lage ist, die Messaufgabe zu erfüllen. Mit Bauteilkosten von unter 250 € ist das Gerät auch für die Serienanwendung geeignet.

ABSTRACT

There are currently developments to place special chips on goods instead of barcode labels. These so called RFID-tags can be placed on many different kinds of products. At present, these chips are added e.g. on goods like razor blades to readout data such as destination address, batch number and so on. Radio waves carry out the data readout at an exactly given frequency. By placing the RFID-tags on electrically conductive materials (e.g. metal) the tag frequency can change in such a way that a readout becomes impossible. Currently, there is no manageable device on the market, which can measure, if a tag placed on a product can be read out reliably. The purpose of this study was to develop a measuring device, which can determine the frequency of an RFID-tag placed on a product, thus assuring the proper function of the chip. At first a scheme was devised to principally measure this frequency. After designing, dimensioning and simulating all needed circuit parts a prototype was built up which can fulfil this function practically. The practical experiments showed that the prototype can exactly measure the frequency of the tested RFID-tags. The prototype is fully functional and confirms that this measurement setup is able to meet the measuring task. With material costs of less than 250 € the device is also applicable for series application.

INHALTSVERZEICHNIS

1	Einleitung.....	1
1.1	Zielsetzung.....	1
2	RFID – Automatische Identifizierung (Auto-ID).....	2
2.1	RFID.....	2
2.2	Induktive Kopplung	4
2.3	Resonanz.....	5
2.4	Resonanzfrequenzbestimmung.....	6
2.4.1	Resonanzfrequenz mittels Eingangsimpedanz bestimmen.....	7
2.4.2	Resonanzfrequenz mittels Reflexionsfaktor bestimmen	8
2.5	Einfluss metallisch leitender Umgebung.....	10
3	Spektrumanalysator	11
3.1	Fourier-Analysatoren	11
3.2	Analysatoren nach dem Überlagerungsprinzip.....	13
3.3	Grundlegende Einstellmöglichkeiten eines Spektrumanalysators.....	14
4	Grundlagen der Hochfrequenztechnik	16
4.1	Frequenzumsetzung	16
4.1.1	Idealer Mischer	16
4.1.2	Additive Mischung.....	18
4.1.3	Multiplikative Mischung.....	19
4.2	Nichtlinearitäten	21
4.2.1	1 dB-Kompressionspunkt (1 dB compression point, P_{1dB}).....	21
4.2.2	Intercept-Punkte (intercept point, IP).....	22
4.3	Rauschen.....	23
4.4	Filter	24
4.4.1	Filterdimensionierung	26
4.4.2	Mikrowellenfilter	28
5	Entwicklung des Blockschaltbildes.....	32
5.1	Blockschaltbild Spektrumanalysator.....	32
5.1.1	Frequenzplan.....	34
5.1.2	Minimaler Empfangspegel und Dynamikbereich	35
5.2	Blockschaltbild Nachlaufgenerator	38
6	Aufbau einzelner Blöcke	39
6.1	Auslegung Filter	39
6.1.1	Erster Tiefpassfilter.....	39
6.1.1.1	Simulation mit parasitären Elementen.....	41
6.1.1.2	FEM Simulation (Finite Elemente Methode).....	44
6.1.2	Erster Zwischenkreisfilter (Parallel Coupled Filter).....	47
6.1.2.1	Simulation mit linearer Netzwerkanalyse	48
6.1.2.2	FEM Simulation	50

6.1.2.3	Realer Aufbau.....	50
6.1.3	Zweiter Zwischenkreisfilter	51
6.1.3.1	Simulation mit parasitären Elementen der Drehkondensatoren.....	52
6.1.3.2	Realer Aufbau.....	54
6.1.4	Dritter Zwischenkreisfilter	55
6.1.4.1	Simulation mit parasitären Elementen.....	55
6.1.4.2	Realer Aufbau.....	56
6.2	Synthesizer	57
6.3	Verstärker	59
6.4	Mischer	60
6.5	Logarithmischer Verstärker.....	63
6.6	Display	65
6.7	Mikrocontroller	67
7	Aufbau Funktionsmuster	70
7.1	Aufbau Spektrumanalysator	70
7.1.1	Firmware	71
7.1.2	Messung des Signalspektrums.....	73
7.1.3	Dynamik.....	74
7.1.4	Anwendungsmöglichkeiten im ISM-Band (Industrial, Scientific and Medical Band)	75
7.2	Aufbau Nachlaufgenerator.....	76
7.3	Messung der Resonanzfrequenz.....	77
8	Ergebnisse	79
8.1	Ausblick.....	79
	Literaturverzeichnis	80
	Abbildungsverzeichnis.....	82
	Tabellenverzeichnis.....	87
	Abkürzungsverzeichnis.....	88
	Index.....	90

1 EINLEITUNG

Eine Form von Drahtlosübertragung findet sich mittlerweile in beinahe allen elektronischen Geräten. Dabei sind viele Funktionsmodule erhältlich, die den gesamten Hochfrequenzteil enthalten und deren Integration in ein eigenes Produkt mit geringem Aufwand möglich ist. Aus diesem Grund kann in Entwicklungslabors oft auf Hochfrequenzmessgeräte verzichtet werden. Allerdings können die Einbaubedingungen bzw. das Gehäuse die Funktion der Übertragung stark beeinträchtigen und nicht immer können diesbezügliche Datenblattempfehlungen vollständig eingehalten werden. Dies gilt auch bei kontaktlosen Identifikationssystemen wie RFID (radio-frequency identification), deren Transponder meistens am Gehäuse angebracht werden. Eine Aussage über die Zuverlässigkeit der Übertragung kann durch die Messung der Resonanzfrequenz des Transponders erfolgen, die auf die Übertragungsfrequenz des Lesegerätes abgestimmt sein muss. Eine Messung mit einem Netzwerkanalysator kann dabei quantitativ feststellen, ob die Anbringungsposition die Resonanzfrequenz unzulässig stark beeinflusst oder nicht. Allerdings steht ein solches Messgerät üblicherweise nicht zur Verfügung.

1.1 Zielsetzung

Um die Resonanzfrequenz eines RFID-Transponders am Anbringungsort feststellen zu können, soll ein Gerät zur Erzeugung und Leistungsmessung eines frequenzvariablen Signals entwickelt werden. Handelsübliche Spektrumanalysatoren mit Nachlaufgenerator erfüllen diese Anforderungen, kommen aber aus Kostengründen und deren Unhandlichkeit nur im Speziellen zum Einsatz.

Spektrumanalysatoren besitzen eine für diese spezielle Anwendung unnötig hohe Mess-Performance und Ausstattung. Es soll untersucht werden, welche Mindestkonfiguration nötig ist um ein kostengünstiges Gerät entwickeln zu können.

Durch die Entwicklung in den letzten Jahren werden immer höher integrierte Hochfrequenzbauteile angeboten. Es stellt sich die Frage ob sich ein klassischer Spektrumanalysator mithilfe solcher Baublöcke realisieren lässt.

Ziel dieser Arbeit ist ein Funktionsmuster, in Form von bestückten Leiterplatten, die die Funktionen eines Signalgenerators und durchstimmbaren Leistungsmessers bereitstellen. Der Aufbau soll durch einen Mikrocontroller so angesteuert werden, dass der zu untersuchende Frequenzbereich durchgefahren wird. Des Weiteren wird eine Möglichkeit zur Messung des Empfangspegels und dessen Ausgabe durch ein Grafikdisplay benötigt. Somit soll mithilfe einer Antenne die Resonanzfrequenz von RFID-Transpondern bestimmt werden können.

2 RFID – AUTOMATISCHE IDENTIFIZIERUNG (AUTO-ID)

Dieses Kapitel behandelt die grundlegende Funktionsweise von RFID, welche Ausführungsformen sich entwickelt haben und welche physikalischen Prinzipien dabei genutzt werden. In Hinblick auf das Thema dieser Arbeit wird speziell auf den Schwingkreis in Transponderschaltungen und auf die Messmöglichkeiten der Resonanzfrequenz eingegangen. Im letzten Unterkapitel wird der Einfluss von leitfähigem Material in der Umgebung näher beleuchtet.

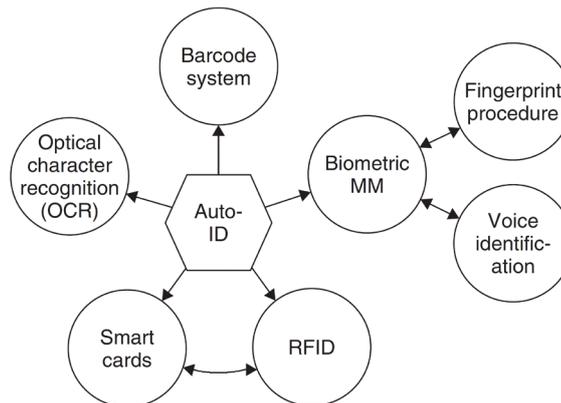


Abb. 1: Übersicht über die wichtigsten Auto-ID-Systeme, Quelle: Finkenzeller (2010), S. 2.

Die automatische Identifikation von Personen, Tieren, Gütern und Produkten gewann in den letzten Jahren in vielen Bereichen der Dienstleistung, der Logistik, der Produktion und des Handels sehr an Bedeutung. Dabei stießen die überall verwendeten Barcodes in Bezug auf Datenkapazität und der nicht möglichen Wiederbeschreibung auf ihre Grenzen. Dieser Umstand förderte unter anderem die Entwicklung von RFID-Systemen. Einen Überblick über Systeme, die ähnliche Eigenschaften wie RFID bieten zeigt Abb. 1. Eine technisch sehr günstige Speichermöglichkeit stellen Smartcards dar. Die mechanischen Kontakte sind aber die Schwachstelle herkömmlicher Smartcards, wie sie in üblichen Mobiltelefonen oder Kreditkarten Verwendung finden. Diesen Nachteil kann man durch eine Kombination von Smartcards mit RFID vermeiden.¹

2.1 RFID

Folgende 6 Absätze werden in der Literatur von Finkenzeller beschrieben:²

Bei RFID werden Daten auf einem elektronischen Speichermedium, dem Transponder, gespeichert. Üblicherweise wird dazu ein EEPROM (Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory) eingesetzt. Die Stromversorgung und die Datenübertragung kommen dabei ohne galvanische Kontakte aus, indem man das magnetische oder elektromagnetische Feld zur Energieübertragung nutzt.

¹ Vgl. Finkenzeller (2010), S. 1.

² Vgl. Finkenzeller (2010), S. 6-22.

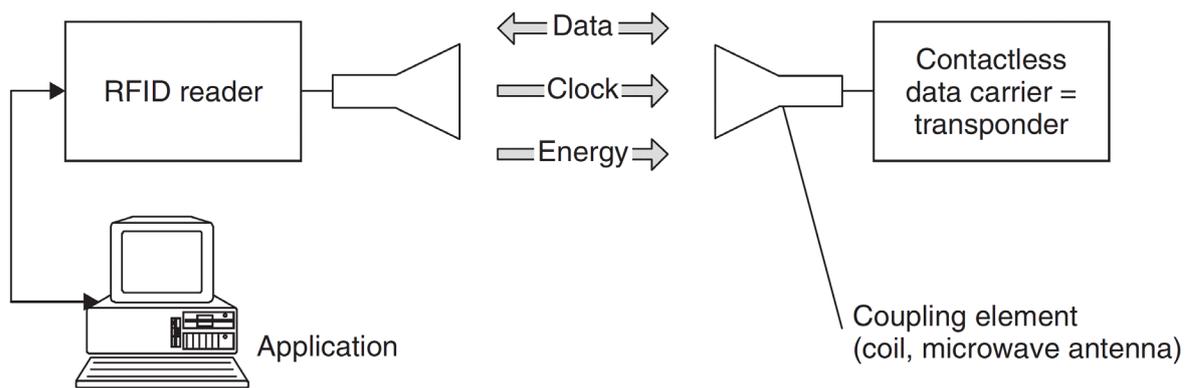


Abb. 2: Hauptelemente eines RFID-Systems, Quelle: Finkenzeller (2010), S. 8.

Ein RFID-System besteht, wie aus Abb. 2 ersichtlich, immer aus einem Transponder, welcher auf dem zu identifizierenden Objekt angebracht ist und einem sogenannten Reader, der Lese- und je nach Ausführung auch Schreibzugriff auf den Transponder erlaubt.

Der Reader besteht aus einem Hochfrequenzteil, einer Logikeinheit und einem Koppellement. Des Weiteren kann eine beliebige Schnittstelle zum Verbinden mit einem anderen System vorhanden sein, damit die Daten weiterverarbeitet werden können. Der Transponder besteht ebenfalls aus einem Koppellement und einem integrierten Schaltkreis. Da ein passiver Transponder keine eigene Stromversorgung besitzt, kann er nur in Reichweite des Readers aktiviert werden, indem Energie über die Koppellemente übertragen wird.

Charakterisiert werden RFID-Systeme durch die Art der Stromversorgung der Transponder, die sowohl aktiv als auch passiv ausgeführt sein kann. Passive Transponder sind auf die übertragene Energie des Readers angewiesen, während aktive Transponder ihren Energiebedarf teilweise oder vollständig durch eine eigene Batterie speisen. Ein weiteres grundlegendes Unterscheidungsmerkmal ist die Nutzfrequenz, die zur Energie- und Datenübertragung genutzt wird. Dabei wird zwischen LF (low frequency), HF (high frequency) und RF (radio frequency) unterschieden. Schließlich kann bei der Datenübertragungstechnik zwischen Reflexion, Lastmodulation oder der Verwendung von Harmonischen der Trägerfrequenz unterschieden werden. Bei Reflexion und Lastmodulation wird zur Datenübertragung in beide Richtungen dieselbe Frequenz verwendet. Bei der dritten Methode nutzt man zur Datenübertragung vom Transponder zum Reader eine Harmonische oder Subharmonische der Trägerfrequenz.

Für die verschiedenen Ausführungsmöglichkeiten und Anforderungen an die Reichweite haben sich Standards entwickelt. So beschreibt die ISO 10536 Systeme mit geringer Reichweite von max. 1 cm, bei dem der Transponder direkt in den Reader gesteckt werden muss oder auf der Oberfläche aufzulegen ist. Diese Art kann für sicherheitsrelevante Anwendungen, beispielsweise bei Türschlössern oder bargeldlosen Bezahlssystemen, eingebaut werden. Dabei wird zur Übertragung magnetische Kopplung verwendet.

Ebenfalls magnetische Kopplung nutzen Systeme mit einer Lesedistanz bis zu 1 m. Bekannte Standards sind ISO 14443 (contactless smart cards) und ISO 15693 (smart label and contactless smart cards). Übliche Frequenzen sind 135 kHz (LF) und 13,56 MHz (HF). Systeme mit höherer Reichweite sind auf

die Ausbreitungseigenschaften von elektromagnetischen Wellen angewiesen. Verwendet werden unter anderem die Frequenzen 868 MHz in Europa und 915 MHz (RF) in den USA.

2.2 Induktive Kopplung

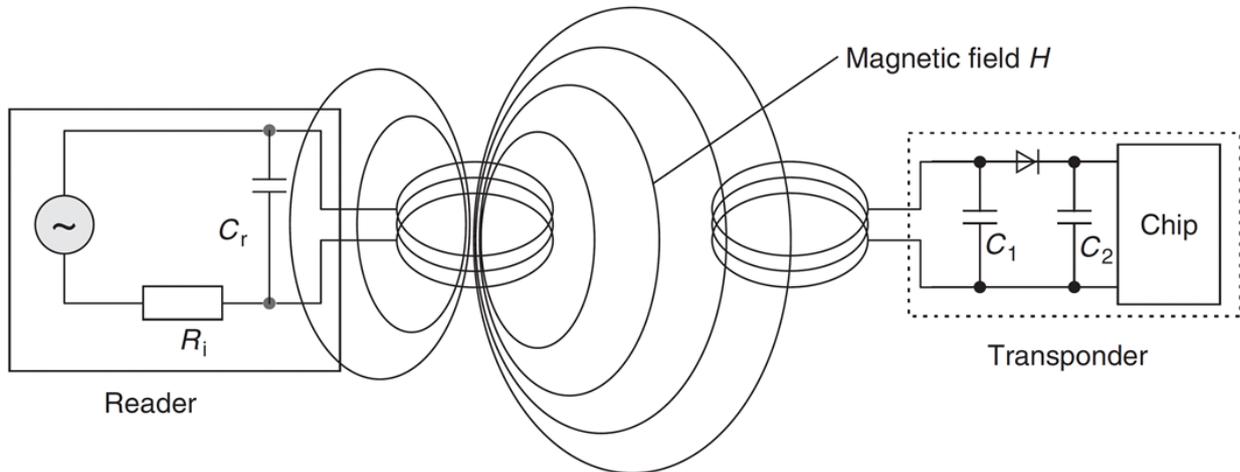


Abb. 3: Energieversorgung durch den Reader, Quelle: Finkenzeller (2010), S. 41.

Induktiv gekoppelte Transponder sind größtenteils passiv ausgeführt. Sie bestehen aus dem elektronischen Datenspeicher mit Logik und einer großflächig ausgeführten Spule, die als Antenne fungiert. Durch die Wahl der Trägerfrequenz mit entsprechend großer Wellenlänge (Wellenlänge $\lambda = 22,1$ m bei 13,56 MHz) und dem geringen Abstand zwischen Reader und Transponder befindet man sich im Nahfeld der Koppelspulen. Dies erlaubt die Betrachtung des vom Reader ausgesendeten elektromagnetischen Feldes als reines magnetisches Wechselfeld. Die Antennenspule des Transponders formt mit einem Kondensator einen Resonanzkreis, der auf die Trägerfrequenz des Readers abgestimmt ist. Ein Teil des ausgesendeten magnetischen Feldes durchdringt die Spule des Transponders und induziert darin eine Spannung. Es kann betrachtet werden wie ein Transformator mit loser Kopplung. Zur Energieversorgung wird die induzierte Spannung, wie in Abb. 3 im rechten Teil ersichtlich, gleichgerichtet und in einem Kondensator (C_2) zur Energieversorgung des integrierten Schaltkreises gespeichert.³

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad \begin{array}{l} k/- \text{ Koeffizient} \\ M/H \text{ Gegeninduktivität} \\ L_1/H \text{ Induktivität Spule 1} \\ L_2/H \text{ Induktivität Spule 2} \end{array} \quad (2.1)$$

Der Koeffizient k aus Formel (2.1) gibt Auskunft über die qualitative Kopplung der beiden Antennenspulen. Er liegt zwischen den Werten 0 für keine Kopplung und 1 für eine theoretisch perfekte Kopplung, bei der alle Feldlinien der ersten Spule auch durch die zweite verlaufen.

$$k(x) \approx \frac{r_{\text{Transp}}^2 \cdot r_{\text{Reader}}^2}{\sqrt{r_{\text{Transp}} \cdot r_{\text{Reader}} \cdot \left(\sqrt{x^2 + r_{\text{Reader}}^2} \right)^3}} \quad \begin{array}{l} k/- \text{ Koeffizient} \\ r_{\text{Transp}}/m \text{ Antennendurchmesser Transponder} \\ r_{\text{Reader}}/m \text{ Antennendurchmesser Reader} \\ x/m \text{ Abstand} \end{array} \quad (2.2)$$

³ Vgl. Finkenzeller (2010), S. 40 f.

Mit der Näherungsformel (2.2) lässt sich eine erste Abschätzung über den Koppelfaktor eines RFID-Systems anstellen. Sie gilt allerdings nur für den Fall, dass $r_{\text{Transp}} \leq r_{\text{Reader}}$ ist. Abb. 4 zeigt das Ergebnis der Näherungsformel für unterschiedliche Antennengrößen des Readers.

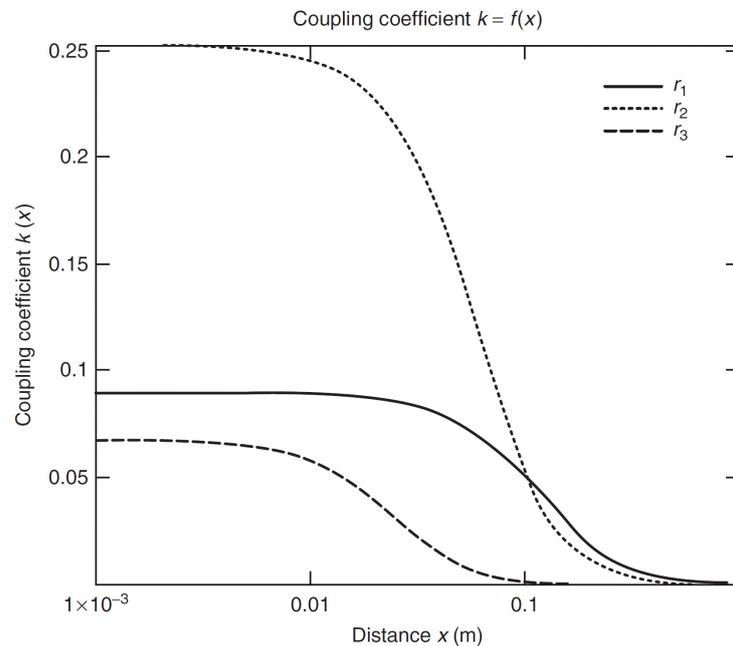


Abb. 4: Koppelfaktor bei unterschiedlichen Antennengrößen: $r_{\text{Transp}}=2$ cm, Antennengröße Reader $r_1=10$ cm, $r_2=7,5$ cm, $r_3=1$ cm, Quelle: Finkenzeller (2010), S. 70.

Unter realen Verhältnissen müssen Übertragungen bei einem Koppelfaktor von unter 0,01 fehlerfrei funktionieren.⁴

2.3 Resonanz

Um die Effizienz der Energieübertragung zu erhöhen wird die Antennenspule im Transponder in Resonanz betrieben. Dazu wird ein entsprechender Kondensator parallel geschaltet. Es entsteht ein Parallelresonanzkreis, der im Resonanzfall eine möglichst hohe Spannung erzeugt. Das Ersatzschaltbild in Abb. 5 zeigt den Trimmkondensator C_2 , der zusammen mit der parasitären Kapazität der Spule C_P die erforderliche Kapazität bildet.⁵

⁴ Vgl. Finkenzeller (2010), S. 70.

⁵ Vgl. Finkenzeller (2010), S. 73.

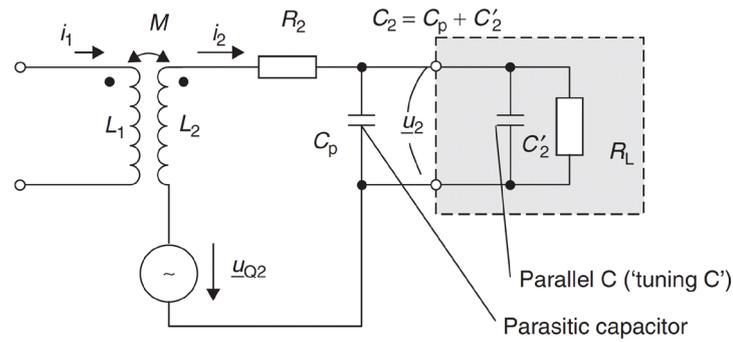


Abb. 5: Ersatzschaltbild magnetisch gekoppelter Antennenspulen, Quelle: Finkenzeller (2010), S. 73.

Die gewünschte Wirkung dieses Resonanzkreises kann durch eine Simulation gezeigt werden.

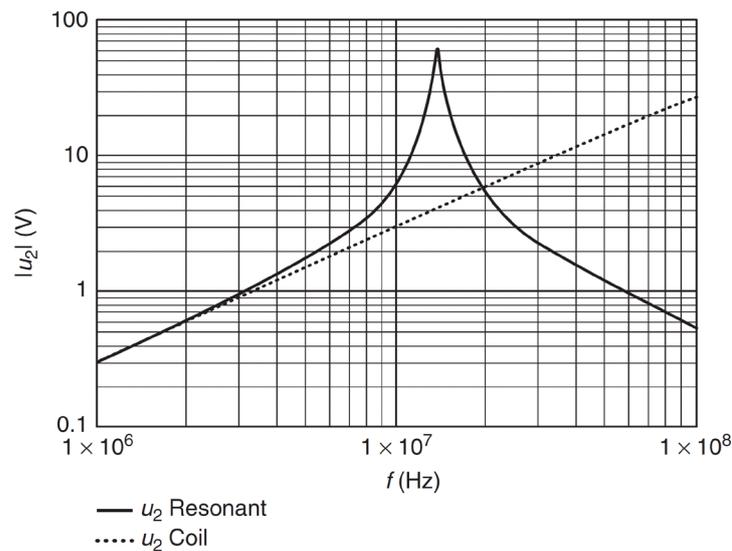


Abb. 6: Simulation magnetisch gekoppelter Spulen , Quelle: Finkenzeller (2010), S. 74.

Die punktierte Linie in Abb. 6 zeigt den Spannungsverlauf am Lastwiderstand R_L ohne Kondensator, die durchgezogene Linie mit Kondensator. Es ist ersichtlich, dass durch Ausnützung des Resonanzeffektes eine um den Faktor 10 höhere Spannungsamplitude am Verbraucherwiderstand erzeugt werden kann.⁶

2.4 Resonanzfrequenzbestimmung

Die Resonanzfrequenz eines Transponders hat direkten Einfluss auf die erreichbare Lesedistanz. Dabei muss durch die nicht zugängliche Antennenwicklung auf eine kontaktlose Messmethode zurückgegriffen werden. Dies kann durch eine Koppelspule, in die ein Signal eingespeist wird, realisiert werden.

⁶ Vgl. Finkenzeller (2010), S. 74.

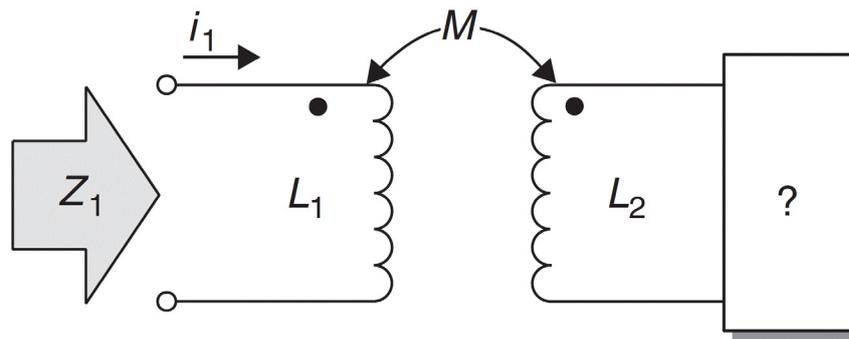


Abb. 7: Prinzipieller Messaufbau zur Resonanzfrequenzbestimmung, Quelle: Finkenzeller (2010), S. 102.

Mit diesem Ansatz, wie in Abb. 7 dargestellt, lässt sich die komplexe Impedanz der Transponderschaltung messen. Ein Ersatzschaltbild für einen solchen Messaufbau ist in Abb. 8 dargestellt. Dabei stellen R_1 und R_2 die ohmschen Widerstände der Koppelspulen dar. L_1 und L_2 sind über einen Koppelfaktor K gepaart. Der Lastwiderstand wird in erster Näherung als reiner Wirkwiderstand R_L nachgebildet. Zur Vereinfachung wird angenommen, dass die Eigenresonanzfrequenz der Koppelspule L_1 weit über dem zu untersuchenden Frequenzbereich liegt und dementsprechend vernachlässigt werden kann.

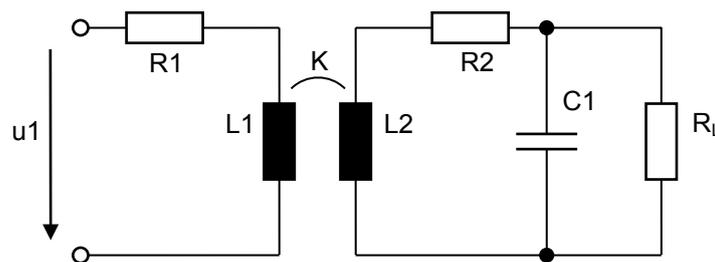


Abb. 8: Einfaches Ersatzschaltbild eines RFID-Systems, Quelle: Eigene Darstellung

Als typische Werte werden folgende Daten für die Simulation angenommen:

$R_1, R_2 = 5 \Omega$	$L_1 = 1 \mu\text{H}$
$L_2 = 4 \mu\text{H}$	$C_1 = 34,44 \text{ pF}$
$R_L = 5 \text{ k}\Omega$	$K = 15 \%$
$f_{\text{Res}} = 13,56 \text{ MHz}$	

2.4.1 Resonanzfrequenz mittels Eingangsimpedanz bestimmen

Eine Simulation ergibt die in Abb. 9 dargestellte Eingangsimpedanz, aufgeteilt in realen und imaginären Anteil. Ohne Transponderspule bzw. bei einem Koppelfaktor von 0 % würde sich ein konstanter realer Widerstandsanteil in Höhe von R_1 ergeben und ein induktiver Anteil, der allein durch L_1 bestimmt ist.

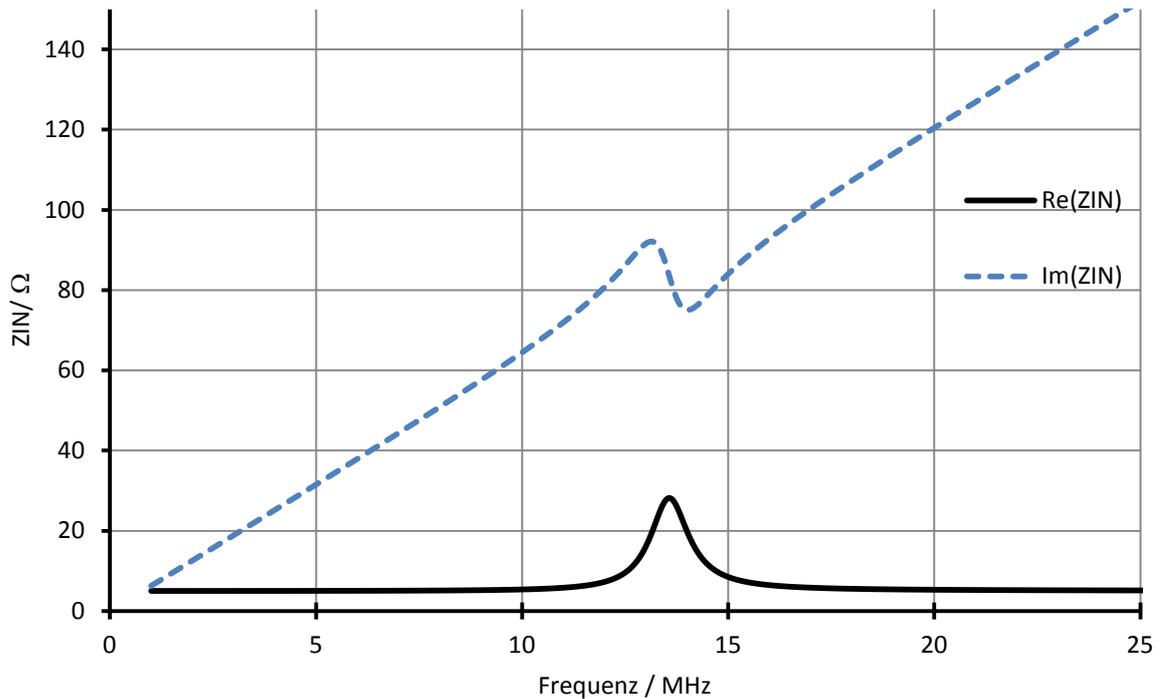


Abb. 9: Realteil und Imaginärteil der Eingangsimpedanz, Quelle: Eigene Darstellung

Mit einem angenommenen Koppelfaktor von 15 % entsteht beim Realanteil der Eingangsimpedanz exakt bei der Resonanzfrequenz ein Maximum. Folglich kann durch Messen der reellen Eingangsimpedanz die Resonanzfrequenz bestimmt werden. Das Maximum des Betrages der Eingangsimpedanz ist allerdings verschieden zum Maximum des reinen reellen Anteils. Demzufolge ist das Auftrennen in realen und imaginären Anteil Voraussetzung zur Resonanzfrequenzbestimmung. Dies wiederum fordert den Einsatz eines Messgerätes, das neben der Amplitude auch den Phasengang messen kann. Deshalb kommen bei dieser Methode Netzwerkanalysatoren zum Einsatz.⁷

2.4.2 Resonanzfrequenz mittels Reflexionsfaktor bestimmen

Eine alternative Variante zur Messung der Resonanzfrequenz besteht in der Messung des Reflexionsfaktors. Im Gegensatz zur vorigen Variante kommt man hier ohne Phaseninformation zum gewünschten Ergebnis. Im Resonanzfall entzieht der Transponder dem magnetischen Feld am meisten Energie, was detektiert werden kann. Dies entspricht einem Maximum der Reflexionsdämpfung.⁸

⁷ Vgl. Finkenzeller (2010), S. 103 ff.

⁸ Vgl. Agilent Technologies (2013), Online-Quelle [11.Juli.2014], S. 2.

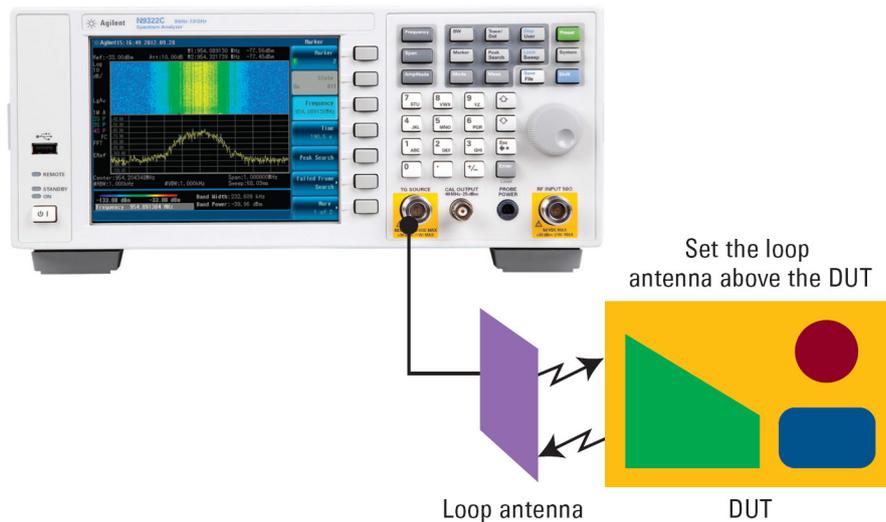


Abb. 10: Messaufbau zur Resonanzfrequenzbestimmung mittels Reflexionsfaktor, Quelle: Agilent Technologies (2013), Online-Quelle [11.Juli.2014], S. 3.

Das Messsystem muss dabei ein frequenzvariables Signal im zu untersuchenden Frequenzbereich erzeugen können. Des Weiteren muss dieses Signal einer Schleifenantenne zugeführt werden, damit es in die Transponderspule eingekoppelt werden kann. Zur Reflexionsmessung ist ein Richtkoppler notwendig, der das zur Antenne hinlaufende Signal vom rücklaufenden Signal separiert. Abb. 10 zeigt den vom Hersteller vorgeschlagenen Messaufbau mittels Spektrumanalysator, dessen Nachlaufgenerator (tracking generator) bereits mit einem integrierten Richtkoppler ausgestattet ist.

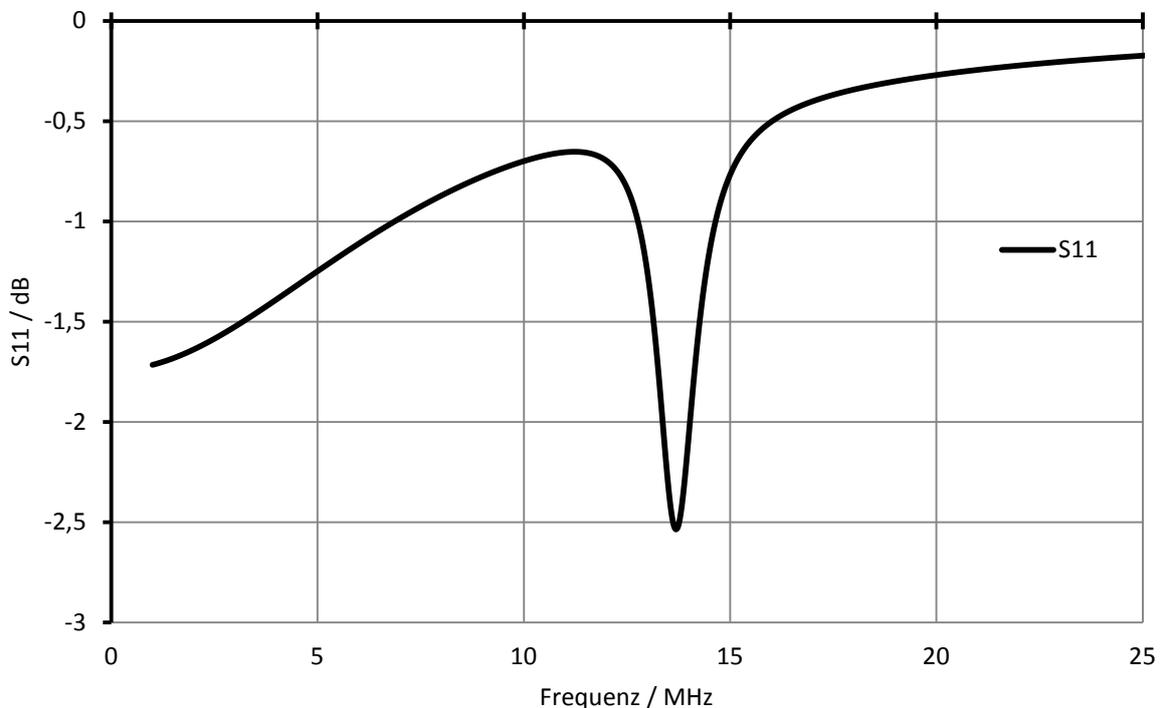


Abb. 11: Eingangsreflexionsfaktor S11, Quelle: Eigene Darstellung

Zu messen ist schließlich das von der Einkoppelspule rücklaufende Signal. Wird dem magnetischen Feld Energie entzogen, mindert dies das rücklaufende Signal und es entsteht ein Einbruch im benannten

Frequenzbereich. Exakt am Minimum dieser Messkurve befindet sich die Antennenschaltung in Resonanz. Die Simulation des Eingangsreflexionsfaktors der Schaltung aus Abb. 8 ist in Abb. 11 dargestellt. Hier sind das lokale Minimum und die damit verbundene Resonanzfrequenz bei 13,56 MHz zu erkennen.

Da bei dieser Variante der Resonanzfrequenzbestimmung keine Phaseninformation notwendig ist und der messtechnische Aufwand entsprechend geringer ist, soll sie als Grundlage für weitere Betrachtungen in dieser Arbeit dienen.

2.5 Einfluss metallisch leitender Umgebung

Bestimmte Anwendungsfälle, wie z.B. das Kennzeichnen von Gasflaschen, machen es erforderlich, RFID-Transponder auf metallischen Oberflächen anzubringen. Ohne spezielle Vorkehrungsmaßnahmen ist das allerdings nicht möglich, da Wirbelströme im Metall die magnetischen Flusslinien zu stark dämpfen und die Antenne verstimmen und somit eine Übertragung unmöglich machen. Eine mögliche Abhilfe stellt Ferritmaterial dar, das zwischen Spule und Metalloberfläche angebracht, die Entstehung von Wirbelströmen weitestgehend unterdrückt. Die Lesedistanz kann dadurch, wie in Abb. 12 dargestellt, nahezu auf einen Wert wie ohne Metalleinfluss erhöht werden. Allerdings sind der Anstieg der Spuleninduktivität durch die hohe Permeabilität des Ferritmaterials zu berücksichtigen und die Schwingkreis Kapazität entsprechend anzupassen.⁹

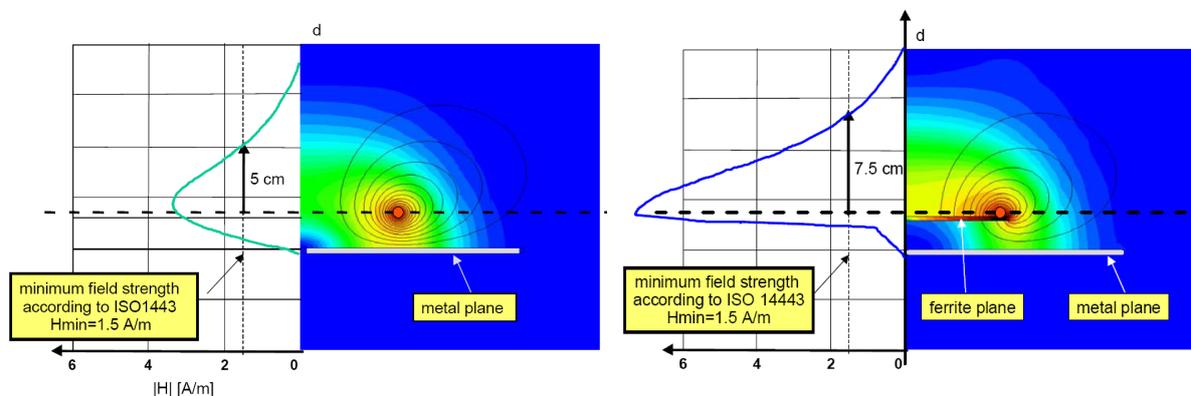


Abb. 12: Einfluss von Ferrit auf den magnetischen Feldlinienverlauf, Quelle: Philips Semiconductors (2002), Online-Quelle [15.Juli.2014], S. 17. (leicht modifiziert)

Ohne spezielle Maßnahmen wird ein Abstand zu leitenden Oberflächen von mindestens der Lesedistanz, die bei voller Reichweite 10 cm und bei reduzierter Reichweite 3 cm beträgt, empfohlen. Bei speziell angefertigten Transpondern, ist das Einstellen der Resonanzfrequenz in der endgültigen Einbausituation durchzuführen.¹⁰

⁹ Vgl. Finkenzeller (2010), S. 107 f.

¹⁰ Vgl. Philips Semiconductors (2002), Online-Quelle [15.Juli.2014], S. 13.

3 SPEKTRUMANALYSATOR

Im vorigen Kapitel konnte festgestellt werden, dass die Messung der Resonanzfrequenz eines RFID-Transponders mithilfe eines Spektrumanalysators mit Richtkoppler und Nachlaufgenerator möglich ist. Dazu soll in diesem Kapitel auf die zwei grundlegenden Arten von Messgeräten zur Darstellung von Frequenzspektren eingegangen und deren Aufbau beschrieben werden.

Ein Spektrumanalysator ermöglicht die Betrachtung von Signalen im Frequenzbereich, wie es in der Nachrichtentechnik oft benötigt wird. Abb. 13 verdeutlicht den Zusammenhang zwischen Zeitbereich und Frequenzbereich in Form einer Grafik. Wie zu erkennen, kann das im Zeitbereich vorhandene periodische Signal in zwei reine Sinusschwingungen unterschiedlicher Frequenz und Phase aufgeteilt werden. Diese werden im Frequenzbereich als zwei Linien dargestellt, deren Längen die Amplituden kennzeichnen. Die Phaseninformation geht bei dieser Darstellung verloren. Mathematisch wird der Zusammenhang durch die Fourier-Transformation beschrieben, die jedem periodischen Signal im Zeitbereich ein Frequenzspektrum zuordnet und umgekehrt.¹¹

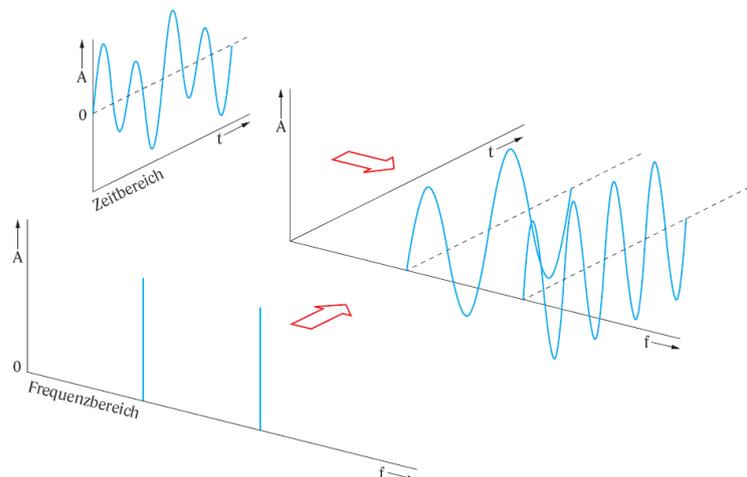


Abb. 13: Betrachtung von Signalen im Zeit- und Frequenzbereich, Quelle: Rauscher (2000), S. 11.

3.1 Fourier-Analysatoren

Diese Variante nutzt die numerische mathematische Transformation vom Zeitbereich in den Frequenzbereich. Dazu muss das zu messende Signal zunächst digitalisiert werden, wobei schon durch die diskrete Anzahl der Quantisierungsstufen Information verloren geht. Danach wird ein Ausschnitt des digital zwischengespeicherten Signals mithilfe der diskreten Fourier-Transformation (DFT), wie in Formel (3.1) dargestellt, in den Frequenzbereich transformiert. Die Aufteilung des digitalen Datenstroms in Abschnitten zu N Datenpunkten nennt man Fensterung.¹²

¹¹ Vgl. Rauscher (2000), S. 11.

¹² Vgl. Rauscher (2000), S. 19 ff.

$$\underline{X} = \sum_{n=0}^{N-1} \underline{x}(n \cdot T_A) \cdot e^{-j2\pi kn/N} \quad (3.1)$$

$k/-$	Index der diskreten Auswertefrequenz
$n/-$	Index der Abtastwerte
$\underline{x}(n \cdot T_A)/-$	Abtastwerte zum Zeitpunkt $n \cdot T_A$
$N/-$	Länge der DFT
T_A/s	Zeit zwischen zwei Abtastungen
$\underline{X}/-$	komplexes Signal im Frequenzbereich

Damit die DFT ein exaktes Ergebnis liefert sind allerdings die Periodizität des Eingangssignals und ein Beobachtungszeitraum der ein Vielfaches der Periodendauer betragen muss Voraussetzungen. Abweichungen wirken sich in Amplitudenfehlern und im Verbreitern der Spektrallinien aus. Eine Form der Abhilfe wird durch eine spezielle Vorbereitung der Abtastwerte erreicht. Hierzu wird der Eingangsdatenstrom mit einer sogenannten Fensterfunktion multipliziert. Als einfachstes Beispiel kann man sich ein Rechteckfenster vorstellen, das einfach alle Werte außerhalb des Fensters ausblendet. Dies entspricht lediglich der Fensterung des digitalen Datenstroms. Durch andere Fensterfunktionen sollen Amplitudenfehler und das Verbreitern der Spektrallinien vermieden werden. Dabei zeigen Fensterfunktionen mit guter Amplitudengenauigkeit schlechte Frequenzselektivität und umgekehrt. Somit muss immer für die jeweilige Anwendung eine optimale Fensterfunktion ausgewählt werden.¹³

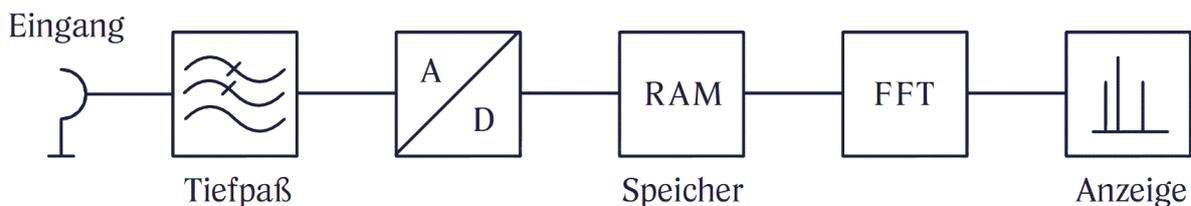


Abb. 14: Aufbau eines FFT-Analysators, Quelle: Rauscher (2000), S. 27.

Die Anforderungen an die digitale Signalverarbeitung kann durch optimierte Algorithmen, die beispielsweise auf eine bestimmte Anzahl von Abtastwerten beschränkt sind, verringert werden. Das gängige Verfahren wird Fast-Fourier-Transformation (FFT) genannt, das solchen Geräten auch die Bezeichnung FFT-Analysatoren verleiht. Ein prinzipieller Aufbau ist in Abb. 14 dargestellt. Nach dem Abtasttheorem nach Shannon besteht die Anforderung, dass die Abtastfrequenz nach (3.2) mehr als das Doppelte der höchsten vorkommenden Eingangsfrequenz beträgt. Der Tiefpassfilter am Eingang dämpft Eingangsfrequenzen, die in Verbindung mit der begrenzten Abtastfrequenz Aliasing-Effekte erzeugen würden.¹⁴

$$f_A > 2 \cdot B_e \quad \begin{array}{l} f_A/Hz \text{ Abtastfrequenz} \\ B_e/Hz \text{ Signalbandbreite} \end{array} \quad (3.2)$$

Nimmt man für diese Arbeit eine Anforderung an die Eingangsfrequenz von 20 MHz an, damit HF RFID-Transponder mit 13,56 MHz vermessen werden können, so erhält man nach (3.2) eine minimale Abtastfrequenz von 40 MHz. Da man in der Praxis mit endlicher Filtersteilheit konfrontiert ist, verwendet man häufig einen deutlich höheren Wert als es durch das Abtasttheorem vorgegeben wird. Nimmt man nun 100 MHz als Abtastfrequenz an, befindet man sich in einem Bereich, in dem die digitale

¹³ Vgl. Rauscher (2000), S. 21-27.

¹⁴ Vgl. Rauscher (2000), S. 27.

Signalverarbeitungsleistung von herkömmlichen Mikrocontrollern nicht mehr ausreicht. Der Aufwand für den erfolgreichen Einsatz eines FPGAs (field programmable gate array) in Kombination mit einem den Anforderungen entsprechenden Analog-Digital-Umsetzer wird in Hinblick auf Komplexität, Kosten und Zeitaufwand als sehr hoch betrachtet, was einen Ausschluss dieses Messprinzips für diese Arbeit zur Folge hat.

3.2 Analysatoren nach dem Überlagerungsprinzip

Bei diesem Prinzip ist es nicht notwendig das Eingangssignal im Zeitbereich zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung zu haben. Stattdessen wird das Eingangsspektrum direkt im Frequenzbereich in seine einzelnen Komponenten zerlegt. Ein theoretischer Ansatz mithilfe eines abstimmbaren Bandpasses ist in Abb. 15 gezeigt.

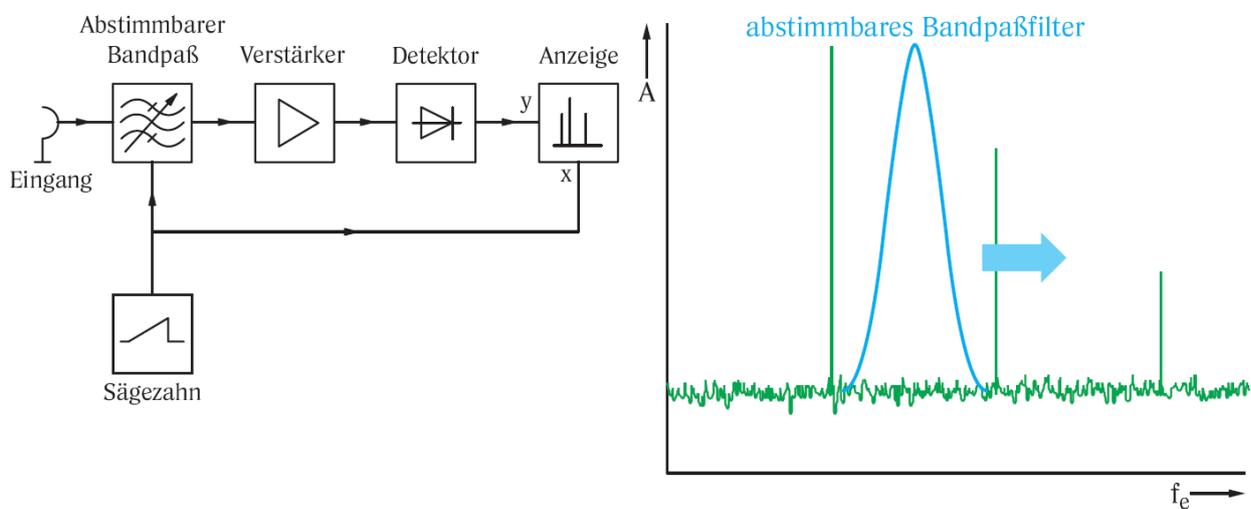


Abb. 15: Blockschaltbild eines Spektrumanalysators mit abstimmbarem Bandpass-Filter, Quelle: Rauscher (2000), S. 29.

Wird ein Bandpass-Filter einem Eingangssignal nachgeschaltet, so enthält dessen Ausgangssignal nur mehr jene Signalanteile, die im Durchlassbereich des Bandpasses vorkommen. Dieses Signal kann dann im einfachsten Fall durch einen Diodengleichrichter detektiert werden. Dies entspricht dem Umsetzen der Amplitude des wechselförmigen Eingangssignals in einen Gleichspannungswert. Dieser kann dann einer Anzeigeeinheit zugeführt werden. Ist nun die Mittenfrequenz des Bandpasses veränderbar, kann nicht nur die Amplitude bei einer fixen Frequenz, sondern ein ganzes Signalspektrum gemessen und dargestellt werden.

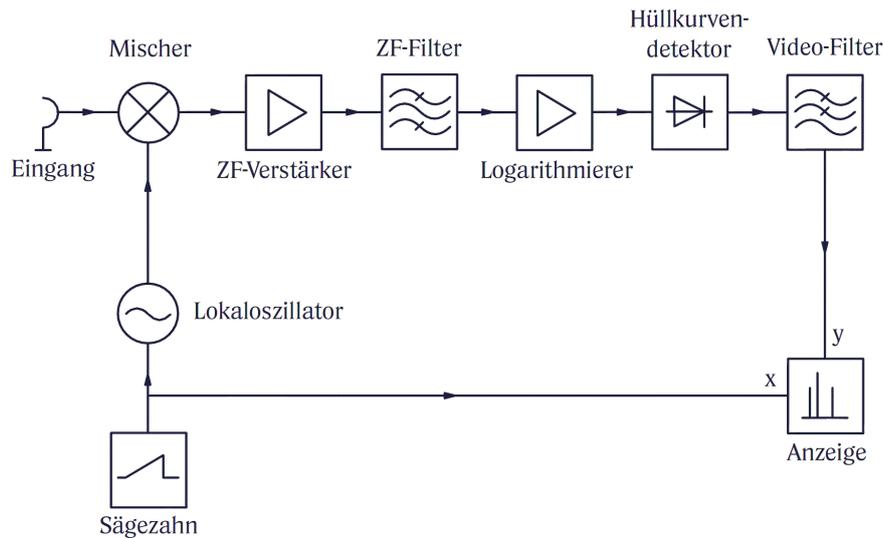


Abb. 16: Blockschaltbild eines Spektrumanalysators nach dem Überlagerungsprinzip, Quelle: Rauscher (2000), S. 30.

In der Praxis sind solche schmalbandigen Filter, die über einen derart breiten Frequenzbereich abgestimmt werden können, nicht realisierbar. Deshalb arbeiten herkömmliche Spektrumanalysatoren nach dem Prinzip des Überlagerungsempfängers, wie er in Abb. 16 dargestellt ist. Hierbei wird nicht der Bandpass-Filter abstimmbare ausgeführt, sondern der gerade untersuchte Frequenzbereich wird auf die fixe Bandpass-Frequenz, auch Zwischenfrequenz (ZF) genannt, umgesetzt. Dies wird durch Mischen des Eingangssignals mit einem Signal veränderbarer Frequenz realisiert. Ein spannungsgesteuerter Oszillator, zumeist Lokaloszillator genannt, generiert dieses erforderliche Signal. Um den Dynamikbereich der Amplitudenanzeige zu erhöhen kommen Logarithmierer zum Einsatz. Das Signal wird einem Hüllkurvendetektor zugeführt und durch einen sogenannten Videofilter, der als Tiefpass-Filter ausgeführt ist, von Rauschen befreit.¹⁵

3.3 Grundlegende Einstellmöglichkeiten eines Spektrumanalysators

Um die unterschiedlichsten Eingangssignale möglichst günstig darstellen zu können, benötigen Analysatoren mindestens folgende Einstellmöglichkeiten:¹⁶

- **Frequenzbereich**
Der darzustellende Frequenzbereich kann entweder als Start- und Stopffrequenz oder als Mittenfrequenz und Frequenz-Darstellungsbereich (span) eingegeben werden.
- **Referenzpegel**
Die oberste horizontale Linie gibt den maximal darstellbaren Pegel wieder. Dieser Pegel wird Referenzpegel genannt und kann in gewissen Grenzen eingestellt werden. Der Pegel-Darstellungsbereich kann durch ändern der aufgelösten Einheiten je Skalenteilung (division, DIV) konfiguriert werden.
- **Auflösungsbandbreite (resolution bandwidth, RBW)**

¹⁵ Vgl. Rauscher (2000), S. 30.

¹⁶ Vgl. Rauscher (2000), S. 32 f.

Der Zwischenfrequenzfilter bestimmt mit seiner Bandbreite das Auflösungsvermögen im Frequenzbereich und wird deswegen zur Einstellung der sogenannten Auflösungsbandbreite verwendet. Kleine Bandbreiten mit hohem Auflösungsvermögen benötigen allerdings eine längere Einschwingzeit und bewirken eine entsprechend längere Messdauer. Um für jeden Frequenzbereich optimale Bedingungen schaffen zu können, ist die Filterbandbreite variabel ausgeführt.

Der Videofilter direkt vor der Anzeige ist üblicherweise auch einstellbar ausgeführt. Dieser dient allerdings zur besseren Rauschunterdrückung und hat keinen Einfluss auf das Frequenzauflösungsvermögen.

- **Sweep-Zeit**

Um den ganzen Frequenzbereich durchzumessen, wird eine bestimmte Zeit benötigt, die unter anderem von den Filterbandbreiten abhängig ist. Diese Sweep-Zeit wird entweder automatisch vorgegeben oder kann manuell eingestellt werden.

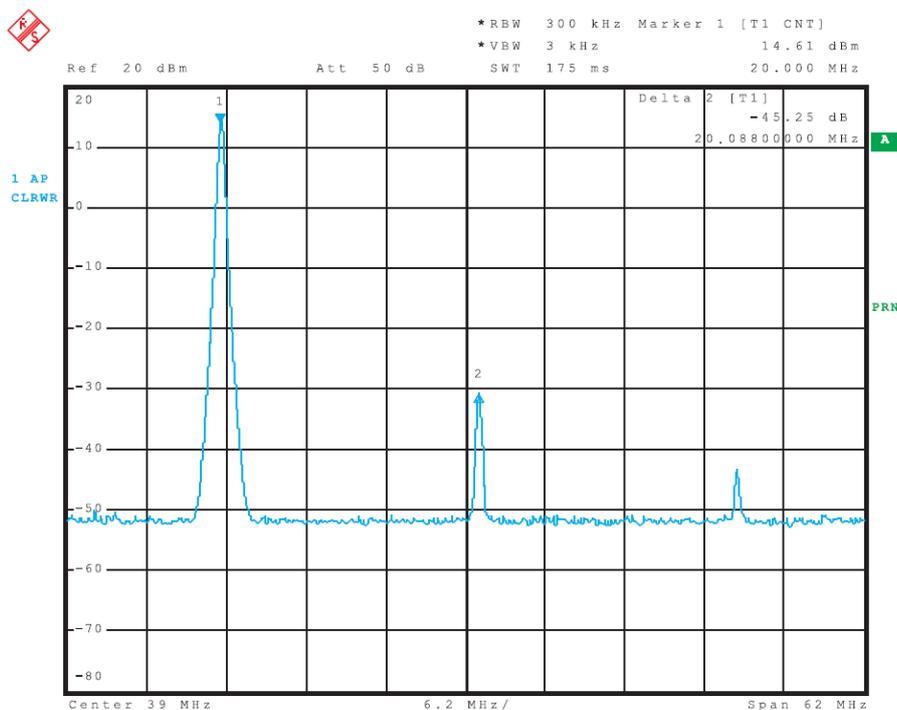


Abb. 17: Beispielmessung an einem Sinussignal mit Oberwellen im Frequenzbereich, Quelle: Rauscher (2000), S. 18.

Dem Diagramm in Abb. 17 kann entnommen werden, dass mit einem Referenzpegel von 20 dBm und einem Darstellungsbereich von 100 dBm gemessen wird. Des Weiteren sind eine Mittenfrequenz von 39 MHz und ein Darstellungsbereich von 62 MHz eingestellt. Die Auflösungsbandbreite beträgt 300 kHz und der Videofilter ist mit 3 kHz eingestellt. Die Sweep-Zeit zum vollständigen Durchmessen des dargestellten Frequenzbereiches beträgt 175 ms.

4 GRUNDLAGEN DER HOCHFREQUENZTECHNIK

Um einen Spektrumanalysator nach dem Überlagerungsprinzip zu realisieren sind einige Themen der Nachrichten- und Hochfrequenztechnik Voraussetzung. Dieses Kapitel dient dazu, alles notwendige theoretische Wissen zu erarbeiten, um die später im praktischen Teil zu realisierenden Schaltungsblöcke auswählen und dimensionieren zu können. Zu den Themen zählen die Frequenzumsetzung, Nichtlinearitäten, Rauschen und Signalfilter. Dabei sind im Besonderen die Themen zur Auslegung von Filtern nur prinzipiell beschrieben, da sie in der Praxis softwareunterstützt entworfen werden. Allerdings ist ein Grundverständnis über die hinterlegten Algorithmen zum Umgang mit der entsprechenden Software erforderlich.

4.1 Frequenzumsetzung

Analysatoren nach dem Überlagerungsprinzip müssen die Eingangsfrequenz mehrmals auf eine andere Frequenz umsetzen. Dazu werden in einem Mischer das Eingangssignal und ein zweites zur Umsetzung benötigtes Lokoszillatorsignal miteinander multipliziert. Dabei entstehen am Ausgang das gewünschte umgesetzte Signal und weitere Signalanteile, die ausgefiltert werden müssen. Je nach Lage der Ausgangs- zur Eingangsfrequenz spricht man von Aufwärts- und Abwärtsmischung.¹⁷

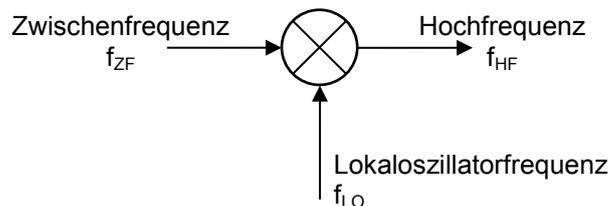


Abb. 18: Frequenzen bei einem Aufwärtsmischer, Quelle: Tietze/Schenk (2002), S. 1408. (leicht modifiziert)

Abb. 18 zeigt das Schaltsymbol eines Mischers mit den Frequenzbezeichnungen für den Fall einer Aufwärtsmischung. Bei einem Abwärtsmischer wechseln Zwischenfrequenz und Hochfrequenz ihre Positionen.

4.1.1 Idealer Mischer

Nachfolgend werden die Zusammenhänge bei einem Aufwärtsmischer betrachtet. Wird bei einem idealen Mischer ein sinusförmiges Eingangssignal (=Zwischenfrequenzsignal) s_{ZF}

$$s_{ZF} = a(t) \cdot \cos\left(\omega_{ZF} \cdot t + \varphi(t)\right) \quad \begin{array}{l} a(t)/- \quad \text{Amplitudenmodulation} \\ \omega_{ZF}/\frac{rad}{s} \quad \text{Kreisfrequenz Zwischenfrequenzsignal} \\ \varphi(t)/rad \quad \text{Winkelmodulation} \\ t/s \quad \text{Zeit} \end{array} \quad (4.1)$$

durch den Mischvorgang mit dem Lokoszillatorsignal s_{LO}

¹⁷ Vgl. Tietze/Schenk (2002), S. 1407.

$$s_{LO} = 2 \cdot \cos(\omega_{LO} \cdot t) \quad \begin{array}{l} \omega_{LO}/\frac{rad}{s} \text{ Kreisfrequenz Lokaloszillatorsignal} \\ t/s \text{ Zeit} \end{array} \quad (4.2)$$

multipliziert, so entsteht als Hochfrequenzsignal s_{HF} :

$$s_{HF} = s_{ZF} \cdot s_{LO} = \underbrace{a(t) \cdot \cos((\omega_{LO} + \omega_{ZF}) \cdot t + \varphi(t))}_{\text{Oberband in Gleichlage}} + \underbrace{a(t) \cdot \cos((\omega_{LO} - \omega_{ZF}) \cdot t - \varphi(t))}_{\text{Unterband in Kehrlage}} \quad (4.3)$$

Dieser Zusammenhang ist in Abb. 19 grafisch dargestellt.

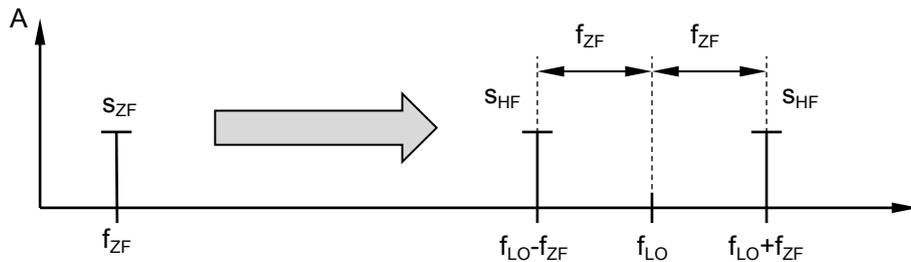


Abb. 19: Betragsspektren beim Aufwärtsmischer, Quelle: Tietze/Schenk (2002), S. 1409. (leicht modifiziert)

Der Signalanteil, der durch die Summe von f_{LO} und f_{ZF} entsteht wird Oberband bezeichnet und ist in Gleichlage. Das bedeutet, dass bei Erhöhung der Frequenz des Eingangssignals eine eben solche Erhöhung der Frequenz des Oberbandsignals entsteht. Das durch die Subtraktion von f_{LO} und f_{ZF} entstandene Signal wird Unterband bezeichnet und weist eine Kehrlage auf.¹⁸

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass durch die Mischung einerseits ein Signal mit der Summenfrequenz und andererseits mit der Differenzfrequenz der zugeführten Signale entstehen.

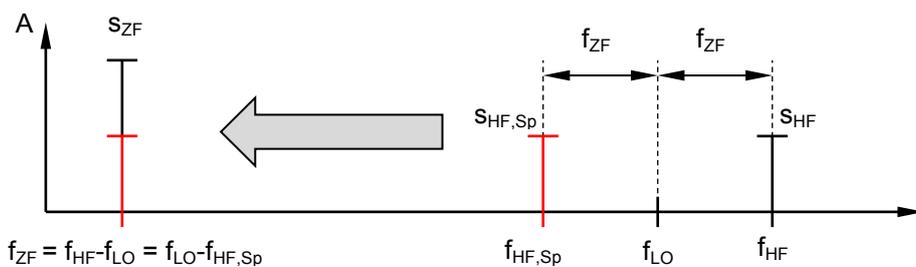


Abb. 20: Spiegelfrequenz, Quelle: Tietze/Schenk (2002), S. 1410. (leicht modifiziert)

Beim Abwärtsmischen werden dem Mischer ein Lokaloszillatorsignal und das Hochfrequenzsignal zugeführt. Am Ausgang entsteht das gewünschte Zwischenfrequenzsignal. Betrachtet man nun die Differenz zwischen einer Lokaloszillatorfrequenz f_{LO} und einer Hochfrequenz f_{HF} , dann kann man feststellen, dass es sowohl eine Frequenz f_{HF} ($f_{LO} + f_{ZF}$) als auch eine sogenannte Spiegelfrequenz $f_{HF,Sp}$ ($f_{LO} - f_{ZF}$) gibt, die die gleiche Differenzfrequenz bilden. Dieser Zusammenhang ist in Abb. 20 abgebildet. Da beide Signale auf die Zwischenfrequenz umgesetzt werden würden, muss das unerwünschte

¹⁸ Vgl. Tietze/Schenk (2002), S. 1408.

Spiegelsignal vor dem Mischer mit einem Spiegelfrequenzfilter soweit gedämpft werden, dass es das gewünschte umgesetzte Signal nicht beeinflusst.¹⁹

4.1.2 Additive Mischung

Ein Nachteil von Multiplizierern ist ihr hoher schaltungstechnischer Aufwand und ein damit verbundenes hohes Rauschen. In der Praxis verzichtet man auf die hohe Linearität von idealen Mixern und nimmt in Kauf, dass am Ausgang unerwünschte Signale erzeugt werden die ausgefiltert werden müssen. In der Nachrichtentechnik verwendete Mischer nutzen die nichtlineare Strom-Spannungs-Kennlinie von Bauteilen wie etwa Dioden oder Transistoren. Dabei werden die miteinander zu mischenden Signale zuerst addiert und dann dem nichtlinearen Bauteil zugeführt. Dabei dient als Eingangssignal eine Spannung und als Ausgangssignal ein Strom. Mathematisch kann man diese Kennlinie durch eine Taylor-Reihe annähern.²⁰

Als Ergebnis der Taylor-Reihe erhält man die Formel (4.4).

$$i = a_1 \cdot u + a_2 \cdot u^2 + a_3 \cdot u^3 + \dots$$

i/A	Ausgangsstrom	
$a_x/\frac{1}{\Omega^x}$	Koeffizienten	(4.4)
u/V	Eingangsspannung	

Wird nun die Eingangsspannung

$$u(t) = u_{ZF} + u_{LO} = \hat{u}_{ZF} \cdot \cos(\omega_{ZF} \cdot t) + \hat{u}_{LO} \cdot \cos(\omega_{LO} \cdot t)$$

$u(t)/V$	Eingangsspannung	
u_{ZF}/V	Zwischenfrequenzsignal	
u_{LO}/V	Lokaloszillatorsignal	(4.5)
\hat{u}_{LO}/V	Amplitude Lokaloszillator	
\hat{u}_{ZF}/V	Amplitude Zwischenfrequenz	

, die aus der Summe des Zwischenfrequenzsignals und des Lokaloszillatorsignals besteht, in (4.4) eingesetzt und ausmultipliziert, erhält man als Teil des Ergebnisses folgenden Term:

$$i(t) = \dots + 2a_2 \hat{u}_{ZF} \hat{u}_{LO} \cdot \cos(\omega_{ZF} \cdot t) \cdot \cos(\omega_{LO} \cdot t) + \dots =$$

$$= \dots a_2 \hat{u}_{ZF} \hat{u}_{LO} (\cos((\omega_{LO} + \omega_{ZF}) \cdot t) + \cos((\omega_{LO} - \omega_{ZF}) \cdot t)) + \dots \quad (4.6)$$

Dieser Term enthält wieder die gewünschten umgesetzten Signale mit den Frequenzen $f_{LO}+f_{ZF}$ und $f_{LO}-f_{ZF}$. Allerdings enthalten die in dieser Formel nicht dargestellten Terme auch folgende Frequenzen:

$$f_{HF} = |\pm m f_{LO} \pm n f_{ZF}| \quad \text{mit } m, n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (4.7)$$

¹⁹ Vgl. Tietze/Schenk (2002), S. 1409 ff.

²⁰ Vgl. Tietze/Schenk (2002), S. 1411 f.

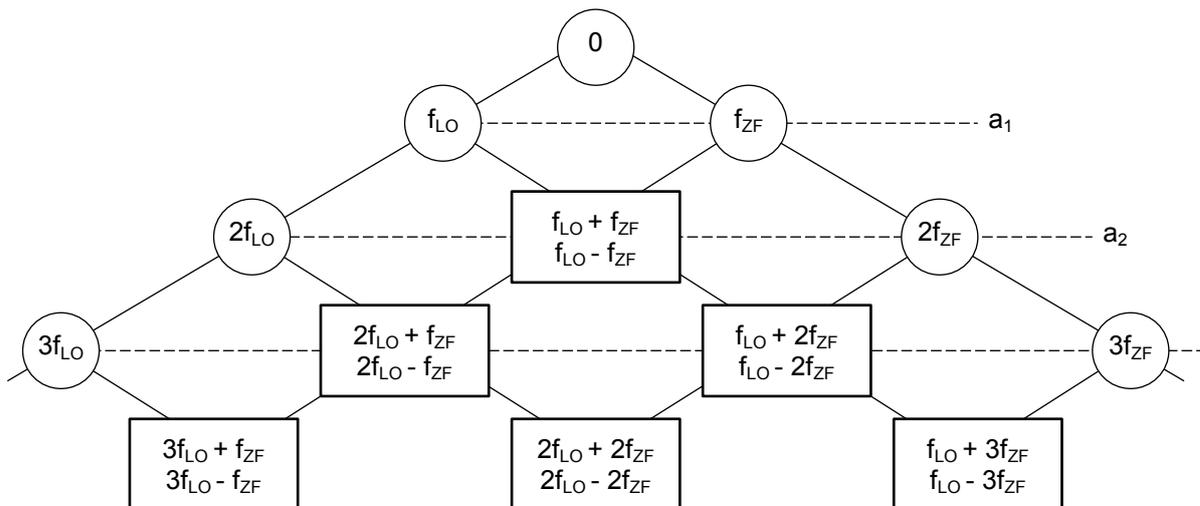


Abb. 21: Frequenzpyramide die bei Mischung von f_{LO} und f_{ZF} entsteht, Quelle: Zinke/Brunswig (1987), S. 427. (leicht modifiziert)

Eine übersichtliche Darstellung der entstehenden Frequenzen als Frequenzpyramide zeigt Abb. 21. Die unterschiedlichen Koeffizienten aus (4.4) haben Einfluss auf die einzelnen Signalanteile. Welche Koeffizienten dabei auf welche Signale den größten Einfluss ausüben, ist ebenfalls eingezeichnet. Für das gewünschte Signal $f_{LO} + f_{ZF}$ ist das der Koeffizient a_2 der auf den quadratischen Term u^2 wirkt. Dieser Koeffizient soll in der Übertragungskennlinie möglichst groß ausgeprägt sein.

4.1.3 Multiplikative Mischung

Bei dieser Form der Mischung müssen die Eingangssignale nicht zuerst addiert werden, sondern können direkt einem Mischelement zugeführt werden. Als solches kommen in Frage:²¹

- Mehrgitterröhren
- Doppelgate-MOS-Feldeffekttransistoren
- Integrierte Schaltungen mit Bipolartransistoren
- Gegentaktdiodenmischer

Üblicherweise kommt dabei als Lokaloszillatorsignal kein reiner Sinus zum Einsatz. Eine einfache Variante besteht darin, ein Rechtecksignal zu verwenden. Damit kann die Multiplikation durch elektronisch schaltende Elemente ausgeführt werden.²²

Der Signalverlauf einer solchen Mischung ist in Abb. 22 dargestellt. Das oberste Diagramm stellt die rechteckförmige Lokaloszillatorspannung dar. Das mittlere Signal ist das auf eine höhere Frequenz umzusetzende sinusförmige Zwischenfrequenzsignal. Durch die Multiplikation der beiden Signale entsteht der untere Signalverlauf. Es sind sowohl das Zwischenfrequenzsignal in Form der Hüllkurve zu erkennen, als auch das Lokaloszillatorsignal, das die Polaritätswechsel an jeder Flanke des Lokaloszillators verursacht.

²¹ Vgl. Geißler (1993), S. 87.

²² Vgl. Tietze/Schenk (2002), S. 1420.

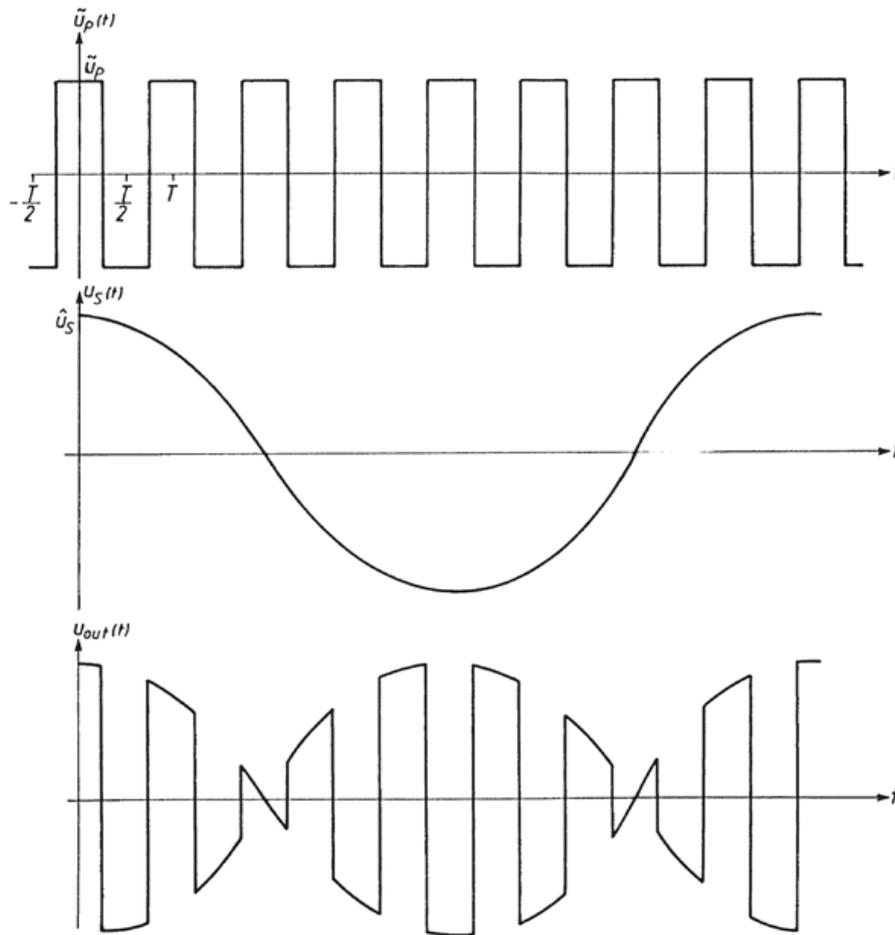


Abb. 22: Signale bei einer Mischung mit einem Ringmodulator, Quelle: Geißler (1993), S. 97. (leicht modifiziert)

Eine praktische Ausführungsform mit Dioden als Schaltelemente ist der Ringmodulator. Idealerweise entsteht dabei am Ausgang ein Spektrum in Form von Abb. 23.

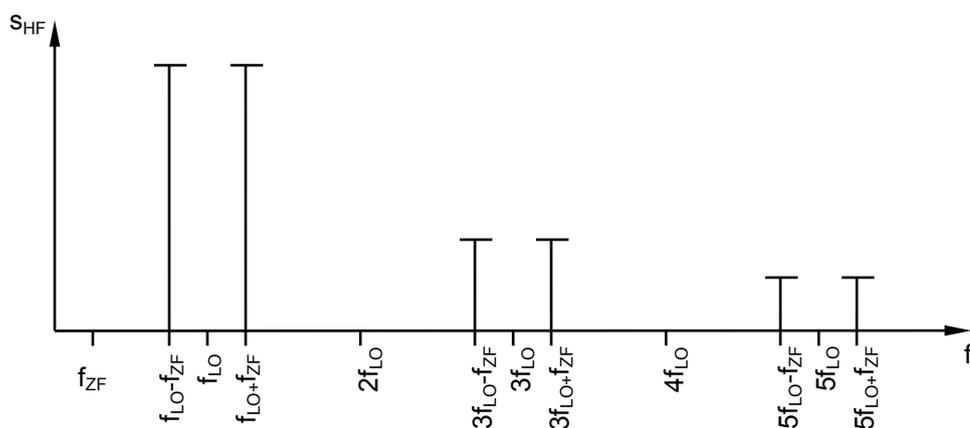


Abb. 23: Betragsspektren beim Ringmodulator, Quelle: Geißler (1993), S. 96. (leicht modifiziert)

Wie zu erkennen, kommen im Ausgangssignal weder das Zwischenfrequenzsignal noch das Lokaloszillatorsignal direkt vor. Die bei ungeraden Vielfachen der Lokaloszillatorfrequenz entstehenden Modulationsprodukte sind durch entsprechende Filter zu dämpfen.

4.2 Nichtlinearitäten

Zur einfacheren Schaltungsauslegung werden die Kennlinien von Bauteilen im Arbeitspunkt linearisiert und durch Kleinsignalparameter beschrieben. Aktive Bauelemente besitzen aber Nichtlinearitäten, die berücksichtigt werden müssen. Diese begrenzen einerseits die Leistung, für die der idealisierte Arbeitspunkt gilt und erzeugen andererseits unerwünschte harmonische Verzerrungen und Mischprodukte.

4.2.1 1 dB-Kompressionspunkt (1 dB compression point, P_{1dB})

Bei einem Verstärker soll sich die Ausgangsleistung des Nutzsignals direkt proportional zur Eingangsleistung verhalten. Das Verhältnis von Ausgangsleistung zu Eingangsleistung wird dabei durch die Verstärkung ausgedrückt. Jedes aktive Bauteil wird aber in einem Arbeitspunkt betrieben, für den nur bei infinitesimal kleinen Signalen die Kleinsignalparameter gelten. Steigt die Eingangsleistung an, kommt man in einen Bereich, in dem die Ausgangsleistung nicht mehr durch die Kleinsignalverstärkung berechnet werden kann, sondern kleiner sein wird. Die Ausgangsleistung, bei der die Verstärkung um 1 dB unter die Kleinsignalverstärkung fällt, wird 1 dB-Kompressionspunkt genannt. Dieser Punkt ist in Abb. 24 vergrößert dargestellt. Über diesem Punkt nimmt die Verstärkung weiter stark ab bis die Sättigungsleistung erreicht wird.²³

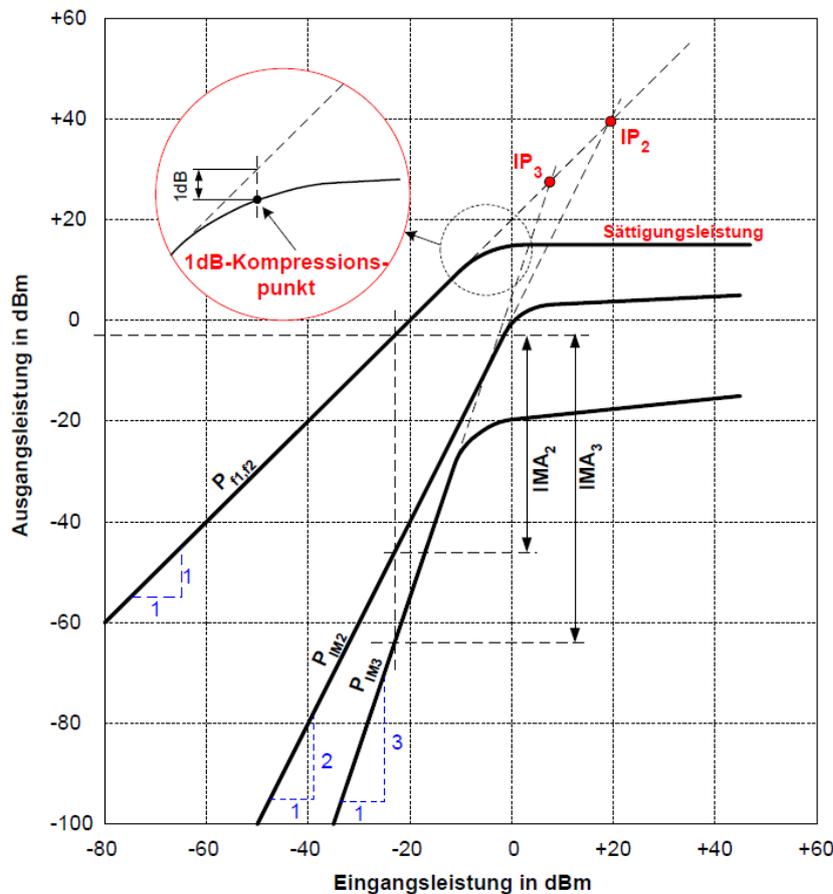


Abb. 24: Intercept-Punkte und Intermodulationsabstände, Quelle: Dellsberger (o.J.), Online-Quelle [28.07.2014], S. 52.

²³ Vgl. Bahl/Bhartia (2003), S. 506.

4.2.2 Intercept-Punkte (intercept point, IP)

Jede Übertragungskennlinie eines realen Verstärkers zeigt ein nichtlineares Verhalten, wie es im Arbeitspunkt durch Formel (4.8) als Taylor-Reihe angenähert dargestellt werden kann.

$$u_{\text{out}} = a_0 + a_1 \cdot u_{\text{in}} + a_2 \cdot u_{\text{in}}^2 + a_3 \cdot u_{\text{in}}^3 + \dots$$

u_{out}/V	Ausgangsspannung	
$a_x/-$	Koeffizienten	(4.8)
u_{in}/V	Eingangsspannung	

Der Koeffizient a_0 steht für den Gleichspannungsanteil im Arbeitspunkt. Des Weiteren gibt a_1 den erwünschten Verstärkungsfaktor wieder. Liegt am Eingang ein reines Sinussignal an, so führen alle weiteren Koeffizienten zu harmonischen Verzerrungen. In bandbegrenzten Verstärkern oder Mischern liegen die zweite und folgenden Harmonischen üblicherweise in einem Bereich, in dem sie leicht ausgefiltert werden können.

Problematischer ist es, wenn am Eingang mehrere Frequenzen anliegen. Wie schon im Abschnitt „Additive Mischung“ gezeigt, entstehen durch die Nichtlinearität Mischprodukte mit den Frequenzen $|\pm mf_1 \pm nf_2|$. Die Summe aus $m + n$ nennt man Ordnung. Der Term $a_2 \cdot u_{\text{in}}^2$ aus (4.8) erzeugt beispielsweise Harmonische bei $2f_1$, $2f_2$, $|f_1 - f_2|$ und $f_1 + f_2$, welche alle zweiter Ordnung sind. Der Term $a_3 \cdot u_{\text{in}}^3$ erzeugt nun unter anderen die Frequenzen $|2f_1 - f_2|$ und $|2f_2 - f_1|$. Liegen die Frequenzen f_1 und f_2 nah beieinander, so liegen auch manche der sogenannten Intermodulationsprodukte dritter Ordnung im Bereich der Frequenzen f_1 und f_2 und können dementsprechend nur sehr schwer ausgefiltert werden.²⁴

Eine Möglichkeit zur Berechnung der Intermodulationsprodukte zweiter und dritter Ordnung besteht durch Verwendung der Intercept-Punkte. Diese sind in Abb. 24 ebenfalls dargestellt. Die oberste Linie im Diagramm stellt die Ausgangsleistung bei entsprechender Eingangsleistung des Nutzsignals dar. Da das Diagramm mit der logarithmischen Einheit dBm dargestellt wird, entsteht bis kurz vor dem 1 dB-Kompressionspunkt eine Gerade mit der Steigung 1. Als weitere Linie wird die Ausgangsleistung eines Intermodulationsproduktes zweiter Ordnung dargestellt. Wie aus (4.8) ersichtlich, verhält sich diese proportional zu u_{in}^2 und weist deshalb eine Steigung von 2 auf. Für Intermodulationsprodukte dritter Ordnung gilt dasselbe mit einer Geradensteigung von 3. Erweitert man nun diese Linien, so schneiden sie sich an einem bestimmten Punkt mit der ersten Linie. Dabei entstehen die Schnittpunkte mit den Bezeichnungen Intercept-Punkt 2 (IP_2) und IP_3 . Der Abstand zwischen Nutzsignalpegel und Störsignalpegel bei einer bestimmten Eingangsleistung wird Intermodulationsabstand (IMA) genannt.²⁵

Typischerweise bezieht sich der Intercept-Punkt IP_x auf den Ausgang. Man kann ihn allerdings auch auf den Eingang beziehen, indem man einfach durch die Verstärkung des Bauteils dividiert. Um Verwechslungen zu vermeiden verwendet man die Abkürzungen IIP_x und OIP_x für Input-Intercept-Punkt und Output-Intercept-Punkt.²⁶

²⁴ Vgl. Pozar (1998), S. 574.

²⁵ Vgl. Pozar (1998), S. 574 f.

²⁶ Vgl. Vendelin/Pavio/Rohde (2005), S. 27.

Für kaskadierte Schaltungen und Intercept-Punkte dritter Ordnung gilt für die gesamte Schaltung die Berechnungsformel (4.9).

$$\left(\frac{1}{\text{OIP3}}\right)_{\text{TOT}} = \frac{1}{\text{OIP3}_n} + \frac{1}{G_n \text{OIP3}_{n-1}} + \dots + \frac{1}{G_n \dots G_2 \text{OIP3}_1} \quad \begin{array}{l} \text{OIP3}_n / - \text{ Intercept Punkt bezogen auf den} \\ \text{Ausgang für Element n} \\ G_n / - \text{ Verstärkung Element n} \end{array} \quad (4.9)$$

Man kann sich den Punkt IP_x als jene Ausgangsleistung vorstellen, an der am Ausgang die Intermodulationsprodukte x-ter Ordnung dieselbe Leistung erreicht haben wie das Nutzsignal.

4.3 Rauschen

In jedem Empfänger besteht das Rauschen aus einem durch die Antenne aufgenommenen Anteil und einem intern erzeugten Anteil. Durch die Antenne aufgenommenes Rauschen enthält beispielsweise atmosphärisches Rauschen und durch Menschen erzeugte Rauschquellen unterschiedlichster Art. Die Qualität des Ausgangssignals des Empfängers wird als Signal-Rausch-Abstand (signal-to-noise ratio, SNR) angegeben und aus (4.10) berechnet.²⁷

$$\text{SNR} = \frac{P_{\text{Nutz}}}{P_r} \quad \begin{array}{l} \text{SNR} / - \text{ Signal - Rausch - Abstand} \\ P_{\text{Nutz}} / W \text{ Nutzsignalleistung} \\ P_r / W \text{ Rauschleistung} \end{array} \quad (4.10)$$

Das in Widerständen und Halbleiterübergängen intern erzeugte Rauschen kann in 3 Gruppen unterteilt werden:²⁸

- **Thermisches Rauschen**

Dieses Rauschen wird durch die thermische Bewegung der Ladungsträger erzeugt und tritt in einem Widerstand bei Temperaturen über dem absoluten Nullpunkt auf. Es ist frequenzunabhängig.

$$u_r^2 = 4kTBR \quad \begin{array}{l} u_r / V \text{ Rauschspannung} \\ k / \frac{VAs}{K} \text{ Boltzmannkonstante } \left(1,38 \cdot 10^{-23} \frac{VAs}{K}\right) \\ T / K \text{ Absolute Temperatur} \\ B / Hz \text{ Bandbreite} \\ R / \Omega \text{ Widerstandwert} \end{array} \quad (4.11)$$

- **Schrotrauschen**

Entsteht in Halbleiterübergängen als frequenzunabhängiges Stromrauschen. Die Rauschdichte ist abhängig vom Strom durch den Halbleiterübergang.

- **1/f Rauschen**

Hierbei handelt es sich um Rauschen in Halbleiterübergängen und Widerständen dessen Rauschdichte zu kleinen Frequenzen hin zunimmt. Bei so niedrigen Frequenzen, die durch die begrenzte Dauer einer Messung nicht mehr aufgezeichnet werden können, spricht man von Drift.

²⁷ Vgl. Chang (2000), S. 152 f.

²⁸ Vgl. Tietze/Schenk (2002), S. 86 f.

Um Systeme quantitativ bewerten zu können, wird die Rauschzahl (noise factor, NF) verwendet. Sie berechnet sich aus der Verschlechterung des Signal-Rausch-Abstandes von Eingang zu Ausgang.

$$F = \frac{\text{SNR}_{\text{Eingang}}}{\text{SNR}_{\text{Ausgang}}} \quad \begin{array}{l} F/- \quad \text{Rauschzahl} \\ \text{SNR}_{\text{Eingang}}/- \quad \text{Signal - Rausch - Abstand am Eingang} \\ \text{SNR}_{\text{Ausgang}}/- \quad \text{Signal - Rausch - Abstand am Ausgang} \end{array} \quad (4.12)$$

Für eine Serienschaltung mit n Elemente lässt sich die Gesamttrauschzahl mit (4.13) berechnen.

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad \begin{array}{l} F/- \quad \text{Rauschzahl des Gesamtsystems} \\ F_n/- \quad \text{Rauschzahl Element n} \\ G_n/- \quad \text{Verstärkung Element n} \end{array} \quad (4.13)$$

Durch (4.13) lässt sich zeigen, dass Verstärkung und Rauschzahl der ersten Stufe den größten Einfluss auf die Gesamttrauschzahl haben. Für passive Elemente gilt, dass die Rauschzahl gleich der Dämpfung ist.²⁹

4.4 Filter

Den einfachsten passiven Filter stellt ein RC-Glied mit der Grenzfrequenz $f_g = \frac{1}{2\pi RC}$ dar, wie er in Abb. 25 dargestellt ist.

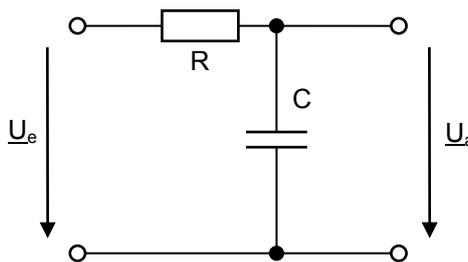


Abb. 25: Einfacher passiver Tiefpass, Quelle: Eigene Darstellung

Die Übertragungsfunktion kann nach der Spannungsteilerregel hergeleitet werden und lautet:

$$\underline{A} = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{1}{1+sRC} \quad \begin{array}{l} \underline{A}/- \quad \text{Übertragungsfunktion} \\ \underline{U}_a/V \quad \text{Ausgangsspannung} \\ \underline{U}_e/V \quad \text{Eingangsspannung} \\ s/\frac{1}{s} \quad \text{Laplacevariable} \\ R/\Omega \quad \text{Widerstandswert} \\ C/\frac{As}{V} \quad \text{Kapazitätswert} \end{array} \quad (4.14)$$

Durch formales Einsetzen von s durch jw in (4.14) erhält man aus der Übertragungsfunktion den Frequenzgang. Aufgeteilt in Betrag und Phase entsteht das Bode-Diagramm, wie es in Abb. 26 dargestellt ist.

²⁹ Vgl. Tietze/Schenk (2002), S. 1302 ff.

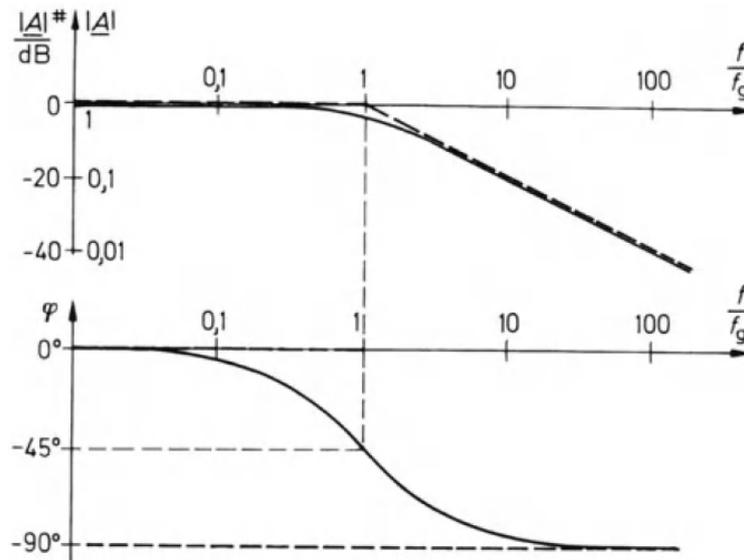


Abb. 26: Bode-Diagramm eines Tiefpasses 1.Ordnung, Quelle Tietze/Schenk (2002), S. 1533.

Wichtige Eigenschaften dieses Tiefpasses sind:³⁰

- Bei tiefen Frequenzen ist die Verstärkung $|A| = 1 \triangleq 0 \text{ dB}$
- Bei hohen Frequenzen nimmt die Verstärkung mit 20 dB / Dekade bzw. 6 dB / Oktave ab
- Bei der Grenzfrequenz f_g ist $|A| = \frac{1}{\sqrt{2}} \triangleq -3 \text{ dB}$

Diese Eigenschaften können nach entsprechender Überlegung auch auf andere Filter höherer Ordnung angewandt werden.

Um verschiedene Filter miteinander vergleichen zu können, ist es üblich die Grenzfrequenz auf $\omega_n=1$ bzw. die Laplacevariable auf $s_n = \frac{s}{\omega_g}$ zu normieren. Damit erhält man eine allgemein gültige Übertragungsfunktion für Tiefpässe.³¹

$$A(s_n) = \frac{A_0}{1+c_1s_n+c_2s_n^2+\dots+c_ns_n^n} \quad \begin{array}{l} A_0/- \text{ Stationärverstärkung} \\ c_n/- \text{ reele Koeffizienten} \\ n/- \text{ Anzahl Ordnung} \end{array} \quad (4.15)$$

Die Koeffizienten der Übertragungsfunktion lassen sich auf verschiedene Weise optimieren. Dabei stellen Butterworth-Tiefpassfilter einen möglichst langen horizontal verlaufenden Amplitudengang zur Verfügung. Chebyshev-Filter sind in Bezug auf eine steil abfallende Verstärkung oberhalb der Grenzfrequenz optimiert. Bessel-Filter weisen ein optimales Rechteckübertragungsverhalten mit entsprechend linearem Phasengang auf. Einen grafischen Vergleich gibt Abb. 27.³²

³⁰ Vgl. Tietze/Schenk (2002), S. 1534.

³¹ Vgl. Tietze/Schenk (2002), S. 816.

³² Vgl. Tietze/Schenk (2002), S. 817 f.

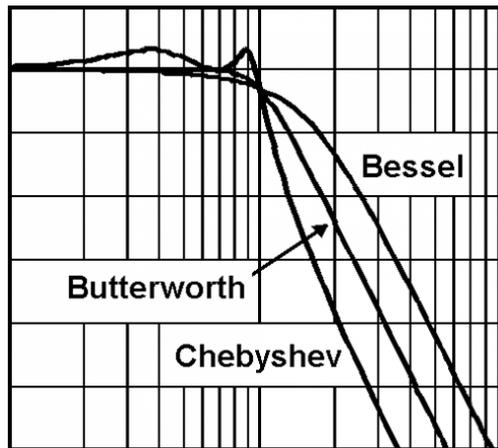


Abb. 27: Vergleich des Amplituden-Frequenzganges der verschiedenen Filtertypen, Quelle Tietze/Schenk (2002), S. 817. (modifiziert)

4.4.1 Filterdimensionierung

Zur Dimensionierung von Filtern können Filtertabellen herangezogen werden, die für verschiedene Ordnungen und Filtertypen entsprechende Koeffizienten des normierten Tiefpassfilters enthalten. Je nach Übertragungsfunktion können auch konjugiert komplexe Pole vorkommen, die sich durch reine RC-Schaltungen nicht realisieren lassen. Durch LRC-Schaltungen oder Operationsverstärkerschaltungen mit Rückkopplung werden auch diese Übertragungsfunktionen theoretisch umsetzbar. Die Rückrechnung der Bauteilwerte des normierten Filters auf die gesuchte Grenzfrequenz lässt sich durch einfache Formeln realisieren. Hochpassfilter, Bandpassfilter und Bandsperrern werden durch eine entsprechende Transformation des Tiefpassfilters verwirklicht. Eine Darstellung dieser Transformationen ist in Abb. 28 zu finden.

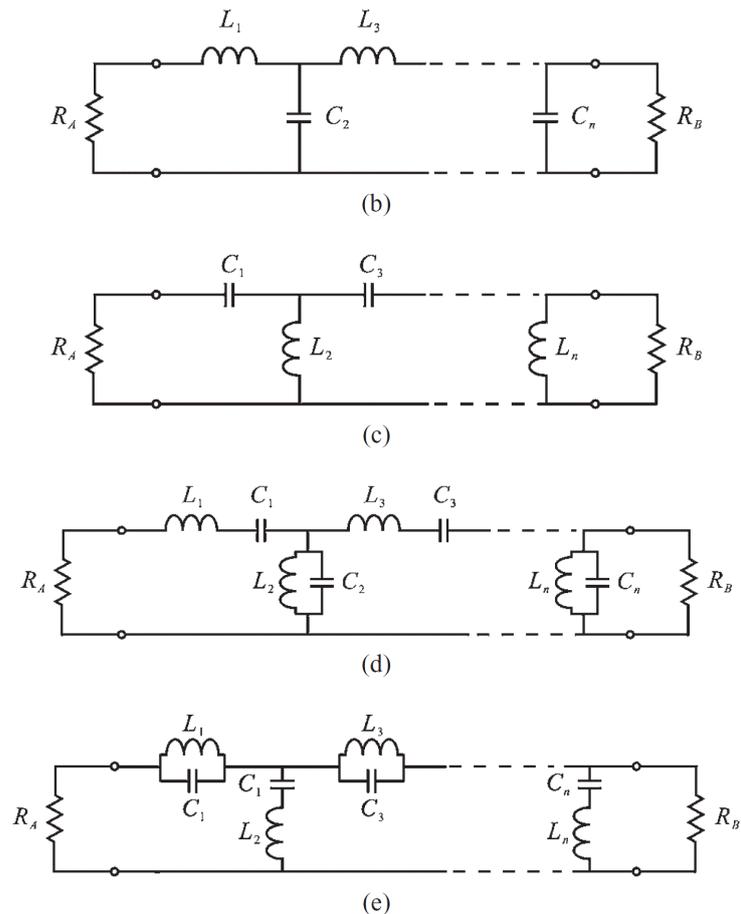


Abb. 28: Filter mit konzentrierten Bauteilen. (b) Tiefpass-Prototyp (c) Hochpass (d) Bandpass (e) Bandstopp, Quelle: Zhu/Sun/Li (2012), S. 69. (leicht modifiziert)

Generell gibt es unterschiedlichste Möglichkeiten, die Übertragungsfunktion mithilfe realer Bauteile umzusetzen. Einige davon sind:³³

- **Passive RLC-Filter**
Sind mit diskreten Widerständen, Induktivitäten, Kapazitäten und Transformatoren aufgebaut
- **Aktive RC-Filter**
Nachbildung der Übertragungsfunktion mit Operationsverstärkern, Widerständen und Kapazitäten
- **Switched-Capacitor-Filter**
Ermöglichen es einen Widerstand durch einen geschalteten Kondensator zu simulieren
- **Mikrowellenfilter mit Leitungen**
Leitungselemente, die sich wie Serienschwingkreise oder Parallelschwingkreise verhalten, werden eingesetzt
- **Quarzfilter**
Basieren auf dem piezoelektrischen Effekt und verhalten sich wie LC-Schaltungen hoher Güte

³³ Vgl. Dimopoulos (2012), S. 14.

Die unterschiedlichen Filtertypen unterscheiden sich unter anderem im einsetzbaren Frequenzbereich. Eine Übersicht wird durch Abb. 29 gegeben.

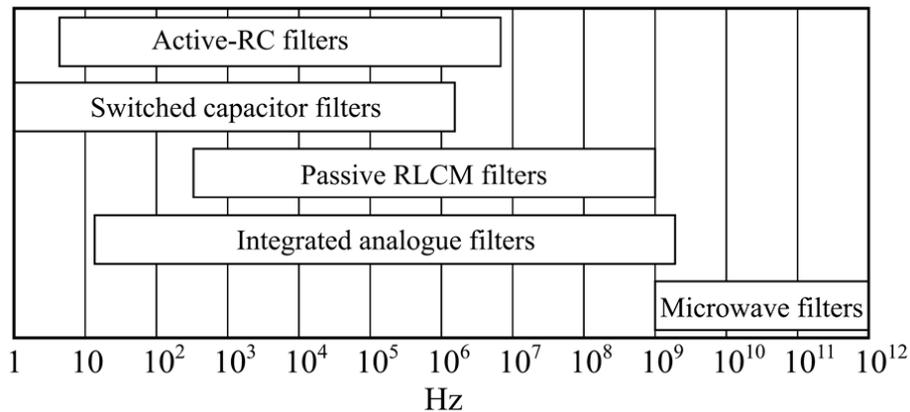


Abb. 29: Einsatzbereich verschiedener Filtertypen, Quelle: Dimopoulos (2012), S. 15.

4.4.2 Mikrowellenfilter

Bei Frequenzen im GHz-Bereich lassen sich Bandpass-Filter mit konzentrierten Bauteilen kaum mehr umsetzen, da sich Eigenresonanzen und Verluste zu stark auswirken und die Bauteilwerte zu klein werden. Eine Alternative bietet sich in der Verwendung von Leitungsabschnitten mit bestimmten Wellenwiderständen und Längen. Mithilfe der Richards-Transformation ist es möglich Induktivitäten in kurzgeschlossene Leitungselemente und Kapazitäten in leerlaufende Leitungselemente zu transformieren. Durch das periodische Verhalten von Leitungselementen entsteht allerdings auch im Frequenzverlauf ein sich wiederholender Amplitudengang.³⁴

Eine Übersicht über die Zusammenhänge der Eigenschaften von Leitungselementen und konzentrierten Bauteilen ist in Abb. 30 gegeben.

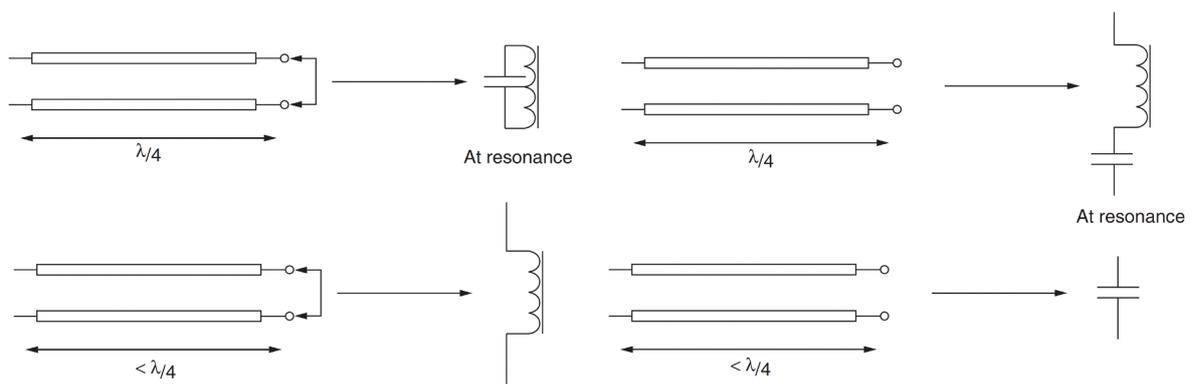


Abb. 30: Konzentrierte und verteilte Elemente bei der Richards-Transformation, Quelle: Williams/Taylor (2006), S. 721. (leicht modifiziert)

Ist ein Filter nun auf offene und kurzgeschlossene Leitungsstücke transformiert, müssen diese wieder praktisch realisiert werden. Eine günstige Variante stellen Leiterplatten mit Streifenleitertechnik dar. Grundsätzlich werden zwei Arten eingesetzt. Bei der sogenannten Microstrip-Anordnung, die in Abb. 31

³⁴ Vgl. Zinke/Brunswig (1987), S. 202 f.

dargestellt ist, befindet sich der Signalleiter auf einer Außenlage mit darunter liegender Referenzlage als Rückleiter. Von einem, wie in Abb. 32 gezeigten, Stripline-Aufbau spricht man, wenn der Signalleiter zwischen zwei Referenzlagen in der Innenlage eingebettet wird.

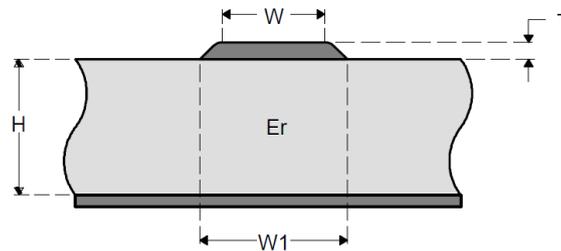


Abb. 31: Microstrip Topology, Quelle: Texas Instruments (2005), Online-Quelle [30.7.2014], S. 55.

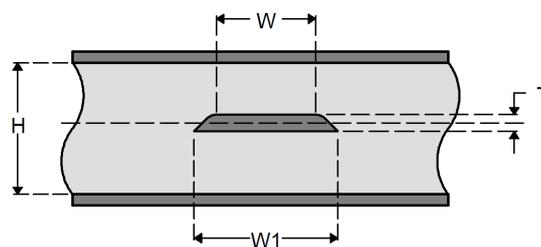


Abb. 32: Stripline Topology, Quelle: Texas Instruments (2005), Online-Quelle [30.7.2014], S. 55.

Durch den geometrischen Aufbau mit großflächiger Referenzlage ist es impraktikabel am Ende kurzgeschlossene Leitungsstücke in Serie zu schalten. Dazu müsste die Referenzlage aufgeteilt werden. Allerdings erlauben die sogenannten Kuroda-Identitäten die Überführung von jenen kurzgeschlossenen Leitungsstücken in offene Leitungsstücke in Serie mit einem sogenannten Einheitselement (Unit element, UE), ebenfalls aus einem Leitungsabschnitt bestimmter Länge und Wellenwiderstand bestehend. Eine mögliche Identität nach Kuroda ist in Abb. 33 dargestellt.³⁵

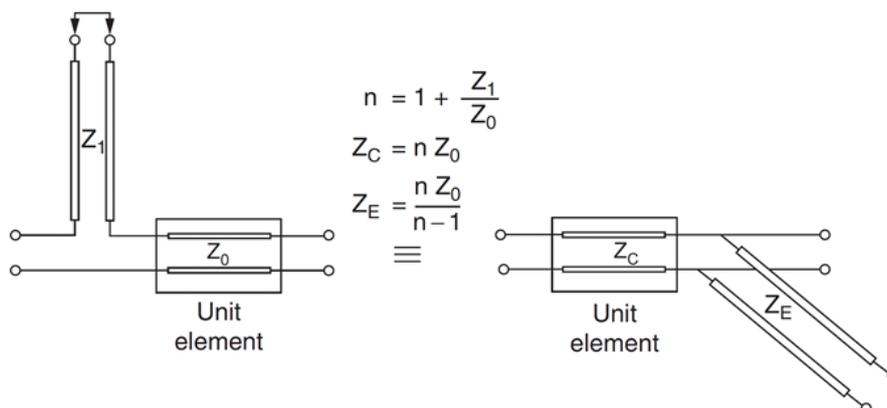


Abb. 33: Kuroda-Identität, Quelle: Williams/Taylor (2006), S. 724.

Eine ähnliche Erklärung kann durch die Eigenschaften von Lambda/4 Impedanz-Transformatoren erfolgen. Wie der Name schon sagt bestehen diese aus Leitungsstücken mit einer Wellenlänge von Lambda/4. Entsprechende Ersatzschaltbilder sind in Abb. 34 dargestellt.

³⁵ Vgl. Williams/Taylor (2006), S. 724.

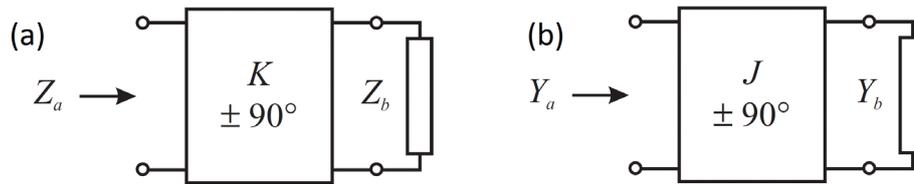


Abb. 34: Lambda/4 Transformation (a) Impedanz-Inverter (b) Admittanz-Inverter, Quelle: Zhu/Sun/Li (2012), S. 70. (leicht modifiziert)

Die Impedanz Z_a bzw. Admittanz Y_a am Eingangstor kann dabei mathematisch folgend berechnet werden:

$$Z_a = \frac{K^2}{Z_b} \quad \begin{array}{l} Z_a / \Omega \text{ Impedanz an Tor 1} \\ K / \Omega \text{ charakteristische Impedanz der Leitung} \\ Z_b / \Omega \text{ zu transformierende Impedanz} \end{array} \quad (4.16)$$

$$Y_a = \frac{J^2}{Y_b} \quad \begin{array}{l} Y_a / \Omega^{-1} \text{ Admittanz an Tor 1} \\ J / \Omega^{-1} \text{ charakteristische Admittanz der Leitung} \\ Y_b / \Omega^{-1} \text{ zu transformierende Admittanz} \end{array} \quad (4.17)$$

Der Nutzen dieses Zusammenhanges besteht in der Umwandlung eines Kondensators oder einer Spule in serieller Anordnung in eine Spule bzw. einen Kondensator in paralleler Anordnung und umgekehrt. Ein Beispiel ist in Abb. 35 abgebildet.³⁶

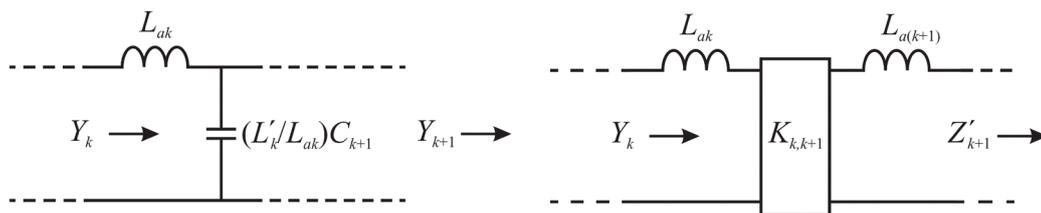


Abb. 35: Einsatz eines Impedanz-Inverters, Quelle: Zhu/Sun/Li (2012), S. 73. (modifiziert)

Für den Fall eines Bandpasses entsteht die in der Praxis oft anzutreffende Anordnung in Abb. 36.

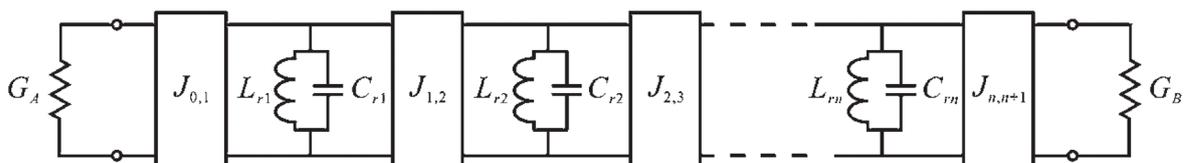


Abb. 36: Bandpass mit Admittanz-Inverter, Quelle: Zhu/Sun/Li (2012), S. 75. (modifiziert)

Um diese Anordnung in die Praxis umzusetzen, können parallel gekoppelte Streifenleiter eingesetzt werden. Deren Ersatzschaltbild ist in Abb. 37 dargestellt.

³⁶ Vgl. Zhu/Sun/Li (2012), S. 71.

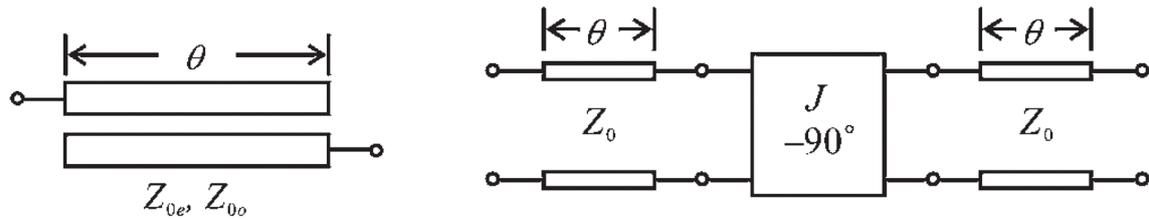


Abb. 37: Parallel gekoppelte Streifenleitung und Ersatzschaltbild, Quelle: Zhu/Sun/Li (2012), S. 77. (modifiziert)

Werden mehrere dieser parallel gekoppelten Leitungsabschnitte mit der Länge $\lambda/4$ in Serie geschaltet, entstehen Leitungen mit der Wellenlänge $\lambda/2$ getrennt durch Admittanztransformatoren. Nun verhalten sich am Ende offene Leitungen mit der Länge $\lambda/2$ wie Parallelschwingkreise. Wie man nachvollziehen kann, entsteht bei dieser Betrachtungsweise dasselbe Ersatzschaltbild wie es bei einem Bandpassfilter mit Admittanz-Invertern aus Abb. 36 benötigt wird. Diese Eigenschaft führt zur häufigen Verwendung von parallel gekoppelten Leitungen als Bandpassfilter, wie sie in Abb. 38 dargestellt sind.³⁷

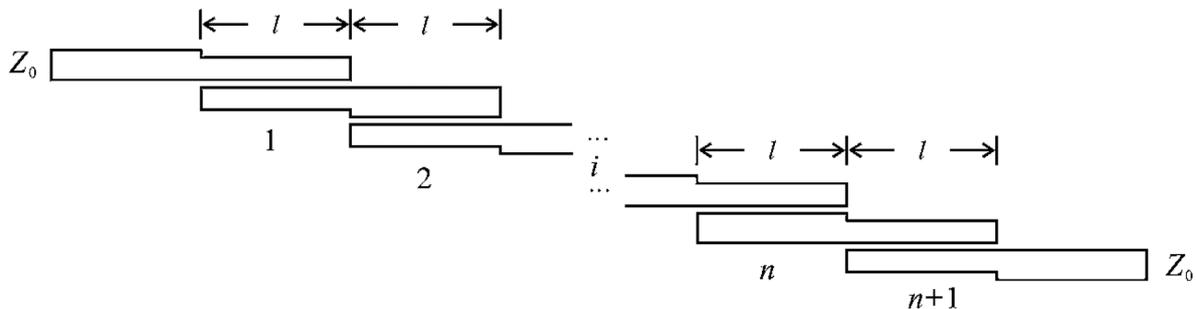


Abb. 38: Parallel gekoppelte Streifenleitungen als Bandpassfilter, Quelle: Zhu/Sun/Li (2012), S. 77.

Mit den hier angeführten Techniken ist es möglich, Filter bis in den GHz-Bereich auf einer Leiterplatte umzusetzen. Wie in den folgenden praktischen Kapiteln angewandt, werden die Schritte zur Synthese eines Filters durch geeignete Software unterstützt, was das sehr zeitaufwändige und fehlerträchtige manuelle Entwerfen der Filter ersetzt. Darüber hinaus ermöglicht das rechnergestützte Entwerfen eine schnelle Einschätzung über die Realisierbarkeit der entstehenden Leiterbahngeometrie und erlaubt eine flexible Änderung des Filtertyps, der Ordnung, der Frequenz und allen weiteren Filterparametern.

³⁷ Vgl. Zhu/Sun/Li (2012), S. 76-80.

5 ENTWICKLUNG DES BLOCKSCHALTBIODES

In diesem Kapitel soll die Entwicklung des schematischen Aufbaus des Analysators gezeigt werden. Dazu wird zuerst das Blockschaltbild erstellt und darauf folgend die Frequenzen und Amplituden der einzelnen Signale geplant. Dabei werden die Eigenschaften Verstärkung, Rauschzahl und Intermodulationsabstand des Gesamtsystems berechnet und durch Änderungen der Blöcke optimiert.

5.1 Blockschaltbild Spektrumanalysator

Wie im Unterkapitel 3.2 behandelt, ist ein Spektrumanalysator nach dem Überlagerungsprinzip grundsätzlich nach Abb. 16 aufgebaut. Dabei handelt es sich allerdings nur um ein theoretisches Blockschaltbild, bei der die Unterdrückung der Spiegelfrequenz nicht vorgesehen ist. In generellen Empfängern für bestimmte Frequenzbänder nach dem Überlagerungsprinzip wird zuerst am Eingang ein Spiegelfrequenzfilter vorgesehen, um bei der folgenden Frequenzumsetzung auf eine niedrigere Zwischenfrequenz unerwünschte Signalanteile zu unterdrücken. Im Gegensatz zu solchen Standardempfängern muss ein Spektrumanalysator allerdings ein sehr breites Frequenzspektrum empfangen können, was den Einsatz eines Bandpasses mit fixer Mittenfrequenz am Eingang verhindert. Die Alternative für Breitbandempfänger ist eine erste Zwischenfrequenz, die höher ist als die maximal zu empfangende Frequenz. Dadurch liegt der unerwünschte Empfangsbereich der Spiegelfrequenz oberhalb der Zwischenfrequenz, wie grafisch in Abb. 39 zu erkennen. Dies ermöglicht den Einsatz eines Tiefpassfilters zur Unterdrückung der Spiegelfrequenz am Eingang.³⁸

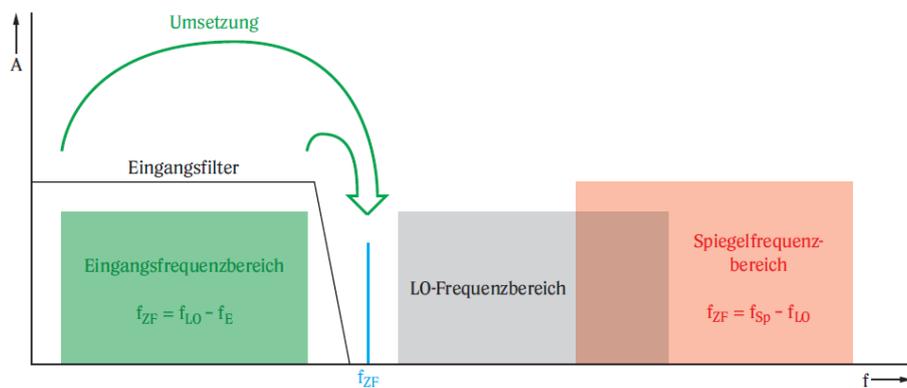


Abb. 39: Prinzip der hohen Zwischenfrequenz, Quelle: Rauscher (2000), S. 38.

Diese Vorgehensweise erfordert allerdings einen höheren Aufwand zur weiteren Umsetzung der Zwischenfrequenz, da diese nun bei einer sehr hohen Frequenz liegt. Der erste Lokaloszillator, wie in Abb. 40 mit LO_1 referenziert, muss dabei seine Ausgangsfrequenz im Umfang des Empfangsfrequenzbereiches variieren können. Die Grenzfrequenz des Eingangsfilters muss auf die maximale Empfangsfrequenz abgestimmt sein. Ist der Lokaloszillator auf seine minimale Frequenz eingestellt, so setzt er einerseits das Signal $f_{LO1min} - f_{ZF1}$ um, was der minimalen Eingangsfrequenz

³⁸ Vgl. Rauscher (2000), S. 38.

entspricht, und andererseits die unerwünschte Spiegelfrequenz $f_{LO1min}+f_{ZF1}$. Diese ist die niedrigste Frequenz, die durch den ersten Tiefpass ausreichend gedämpft werden muss.

Jeder Mischer hat eine begrenzte Isolation zwischen seinen Anschlüssen. Dadurch gelangt das Zwischenfrequenzsignal an dessen HF-Pin. Da dieser direkt mit dem Eingang des Messinstrumentes verbunden ist, könnte eine unerwünschte Abstrahlung oder Beeinflussung der zu vermessenden Elektronik erfolgen. Dies zu verhindern, ist die weitere Aufgabe des ersten Tiefpassfilters. Dementsprechend muss er bei der ersten Zwischenfrequenz f_{ZF1} eine ausreichende Dämpfung erreicht haben.³⁹

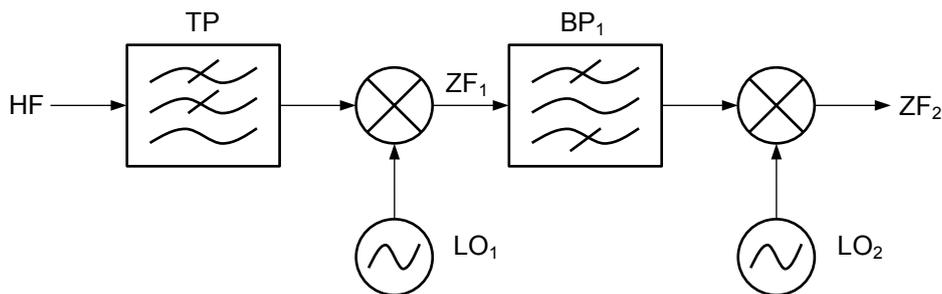


Abb. 40: Blockschaltbild erste und zweite Zwischenfrequenz, Quelle: Eigene Darstellung

Bei der folgenden Umsetzung auf eine niedrigere Zwischenfrequenz f_{ZF2} muss wiederum die Spiegelfrequenz mit einem Bandpass unterdrückt werden. Die Anforderungen an diesen Bandpass sind, dass er bei der ersten Zwischenfrequenz $f_{ZF1}=f_{LO2}+f_{ZF2}$ seine Mittenfrequenz aufweist und bei der Spiegelempfangsstelle $f_{LO2}-f_{ZF2}$ eine möglichst hohe Dämpfung zeigt. Eine erste Abschätzung über die benötigte Güte dieses Filters gibt folgende Formel⁴⁰:

$$Q_{ZF1} \approx \frac{f_{ZF1}}{f_{ZF2}} \quad \begin{array}{l} Q_{ZF1}/- \text{ erforderliche Güte des Bandpasses} \\ f_{ZF1}/HZ \text{ Frequenz der ersten Zwischenfrequenz} \\ f_{ZF2}/HZ \text{ Frequenz der zweiten Zwischenfrequenz} \end{array} \quad (5.1)$$

Aufgrund der hohen ersten Zwischenfrequenz und der begrenzten Güte von Filtern, wird davon ausgegangen, dass mindestens zwei Umsetzungen erforderlich sind, um auf eine ausreichend niedrige letzte Zwischenfrequenz zu gelangen, bei der ein entsprechend schmalbandiger Filter zur Frequenzauflösung realisierbar ist. Damit ergibt sich ein erstes Blockschaltbild nach Abb. 41.

³⁹ Vgl. Rauscher (2000), S. 38.

⁴⁰ Vgl. Tietze/Schenk (2002), S. 1293.

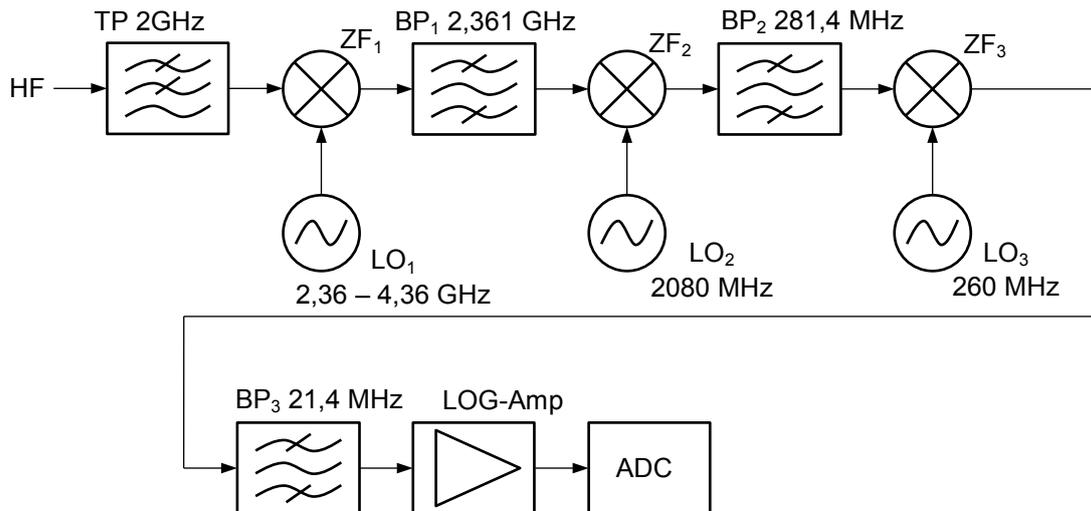


Abb. 41: Blockschaltbild mit drei Frequenzumsetzungen, Quelle: Eigene Darstellung

5.1.1 Frequenzplan

Um die Komplexität überschaubar zu halten, wurde nach einfachen Lösungen zur Erzeugung des Lokaloszillatorsignals recherchiert. Hier gibt es Produkte, bei denen ein spannungsgesteuerter Oszillator (voltage controlled oscillator, VCO) mit komplettem Phasenregelkreis in ein Bauteil integriert ist und durch eine serielle digitale Schnittstelle konfiguriert werden kann. Ein Phasenregelkreis (phase locked loop, PLL) ist erforderlich, um den Oszillator präzise auf einer beliebigen Frequenz zu halten. Ein Beispiel für einen solchen ICs (integrated circuit) ist der ADF4351 von Analog Devices. Dessen VCO ist über einen Bereich von 2,2 GHz bis 4,4 GHz abstimbar. Darüber hinaus verfügt er über einen Frequenzteiler, der dieses Signal bis 64-fach herabsetzen kann und auf einen zusätzlichen Ausgang stellt. Durch die gute Verfügbarkeit und dem relativ geringen erforderlichen Schaltungsaufwand, der beim Einsatz dieses Bausteins entsteht, sollen die Frequenzen des Blockschaltbildes so gewählt werden, dass die Bauteileckdaten optimal ausgenutzt werden.

Überdies soll es bei zwei Umsetzstufen bleiben, um die erste hohe Zwischenfrequenz auf die letzte umzusetzen. Des Weiteren sollen erstes Lokaloszillatorsignal und zweites Lokaloszillatorsignal in einem ganzzahligen Vielfachen zueinander sein, damit beide Signale durch einen ADF4351 mit internem Teiler und zwei Ausgängen bereitgestellt werden können. Die letzte Zwischenfrequenz soll einerseits so hoch wie möglich sein, um die Anforderungen an die Spiegelfrequenzfilter zu minimieren, andererseits niedrig genug um entsprechend niedrige Auflösebandbreiten zu ermöglichen. Um Standardfilter verwenden zu können, soll eine gängige Frequenz verwendet werden. Nach entsprechender Bauteilsuche konnte mit 21,4 MHz eine geeignete Frequenz gefunden werden, bei der fertige Filter erhältlich sind.

Nach diesen Überlegungen und dem Aufbau nach Abb. 41 kommt es zu folgenden Zusammenhängen:

$$f_{ZF3} = 21,4 \text{ MHz}$$

$$f_{ZF2} = f_{LO3} + f_{ZF3}$$

$$f_{ZF1} = f_{LO2} + f_{ZF2} = 2361,4 \text{ MHz}$$

Werden beide Lokaloszillatoren LO2 und LO3 vom selben VCO gespeist, mit dem Unterschied, dass LO3 ein Frequenzteiler mit dem Teilverhältnis $D=8$ vorgeschaltet ist, so erhält man:

$$f_{LO2} = 8 f_{LO3}$$

Fügt man alle Gleichungen zusammen folgt:

$$f_{LO3} = \frac{f_{ZF1} - f_{ZF3}}{D+1} \quad D/- \quad \text{Teiler zwischen } f_{LO2} \text{ und } f_{LO3} \quad (5.2)$$

Damit kommt es zu folgendem Frequenzplan:

HF-Eingangsbereich:	0 - 2000 MHz
Erste Lokaloszillatorfrequenz f_{LO1}	2361,4 MHz – 4361,4 MHz
Erste Zwischenfrequenz f_{ZF1} :	2361,4 MHz
Zweite Lokaloszillatorfrequenz f_{LO2}	2080 MHz
Zweite Zwischenfrequenz f_{ZF2} :	281,4 MHz
Dritte Lokaloszillatorfrequenz f_{LO3}	260 MHz
Dritte Zwischenfrequenz f_{ZF3}	21,4 MHz

5.1.2 Minimaler Empfangspegel und Dynamikbereich

Durch das Zusammenschalten der einzelnen Blöcke entsteht nun ein Gesamtsystem dessen Leistungsmerkmale berechnet werden können. Primär sind die minimale und maximale Eingangsleistung von Interesse um die Empfindlichkeit und den Dynamikumfang zu erhalten.

Für die weitere Betrachtung werden folgende Komponenten vorgesehen:

- alle Mischer vom Typ ADE-42MH von der Firma Mini-Circuits
- alle Verstärker vom Typ ADL5544 von der Firma Analog Devices

Die Berechnungen der Tabelle 1 über die im folgenden Abschnitt beschriebenen Parameter wird in Excel durchgeführt.

Rauschzahl	41.01 dB	erforderlicher IMA3	60 dB
Verstärkung	-39.70 dB	Bandbreite	1000000 Hz
OIP3	-25.23 dBm		
Eingangsleistung min	-72.99 dBm		
Eingangsleistung max	-15.53 dBm		
Dynamik	57.46 dB		

Komponente	Verstärkung/dB	Rauschzahl/dB	OIP3/dBm	Ausgangswerte				
				Leistung min	Leistung max	Gesamtverstärkung/dB	Rauschzahl/dB	OIP3/dBm
Mixer 1	-10.00	12.00	4.50	-82.99	-25.53	-10.00	12.00	4.50
Filter 2.4GHz	-7.00	7.00	99.00	-89.99	-32.53	-17.00	17.48	-2.50
Mixer 2	-8.50	10.50	10.20	-98.49	-41.03	-25.50	27.54	-11.03
Filter 300MHz	-4.50	4.50	99.00	-102.99	-45.53	-30.00	30.84	-15.53
Mixer 3	-7.20	9.20	12.25	-110.19	-52.73	-37.20	39.31	-22.73
Filter 21.4MHz	-2.50	2.50	99.00	-112.69	-55.23	-39.70	41.01	-25.23

Tabelle 1: Kalkulation Systemparameter ohne Verstärker

Die Gesamtverstärkung des Systems lässt sich einfach durch Multiplizieren der Einzelverstärkungen berechnen. Für Mixer sind in den Datenblättern Werte für die Umsetzdämpfung oder Mischverluste (conversion loss) bei verschiedenen Frequenzen an HF und LO Port angegeben. Diese können in die Tabelle direkt übernommen werden. Um bei den Filtern auf eine Einfügedämpfung zu kommen, wurde vorab eine Simulation für typische Filter durchgeführt. Dabei können die in Tabelle 1 angeführten Werte ermittelt werden. Die Gesamtverstärkung dieses ersten Systems beträgt -39,7 dB, was hauptsächlich durch die Umsetzverluste der Mischer und den ersten Bandpassfilter entsteht.

Als weiteres Maß wird die Rauschzahl des Gesamtsystems errechnet. Für passive Bauelemente ist sie gleich der Einfügedämpfung. Für Verstärker wird die Rauschzahl in den Datenblättern angegeben. Bei passiven Mischern liegt die Rauschzahl etwas über den Mischverlusten. Um einen Überschlagswert zu erhalten, wird eine Rauschzahl angenommen, die um 2 dB höher ist als die Mischverluste. Somit ergibt sich durch Berechnung nach (4.13) eine Rauschzahl des Gesamtsystems von 41 dB.

Mit der Rauschzahl verbunden ist die Empfindlichkeit. Für eine Temperatur von 300 K wird sie aus folgender Formel berechnet⁴¹:

$$P_{\min} = -174 \text{ dBm} + 10 \text{ dB} \cdot \log(B) + F + \text{SNR}_{\min}$$

P_{\min}/dBm	minimaler Empfangspegel	
B/Hz	Bandbreite	
F/dB	Rauschzahl	
$\text{SNR}_{\min}/\text{dB}$	minimal erforderlicher SNR	(5.3)

Damit erhält man für eine angenommene Filterbandbreite von 1 MHz und einem SNR_{min} von 0 dB einen minimalen Empfangspegel von -73 dBm. Bei dieser Eingangsleistung sind demnach die Rauschleistung und die Signalleistung am Ausgang gleich groß. Dieser Wert sollte somit den Eingangssignalpegel darstellen, der gerade noch im Rauschen untergeht.

Bei höheren Eingangspegeln ist es erforderlich, dass das Signal unter jenem Wert bleibt, bei dem durch Nichtlinearitäten im Signalpfad keine Signalanteile entstehen, die im ursprünglichen Eingangssignal nicht vorhanden sind. Dazu kann der Intermodulationsabstand IMA3 herangezogen werden. Es wird gefordert, dass die Amplituden unerwünschter Signalanteile mindestens 60 dB unter dem Wert des Hauptsignals liegen. Dazu wird zunächst nach (4.9) der OIP3 des Gesamtsystems berechnet, der in diesem Fall -25,2 dBm beträgt. Dann kann man mit dem einfachen Zusammenhang

$$\text{IMA3} \approx 2 \cdot (\text{OIP3} - P_{\text{out}})$$

$\text{IMA3}/\text{dB}$	Intermodulationsabstand	
$\text{OIP3}/\text{dBm}$	Intercept – Point	
P_{out}/dB	Ausgangsleistung	(5.4)

die maximale Ausgangsleistung für einen erforderlichen Intermodulationsabstand bestimmen, der in vorliegender Berechnung -55.2 dBm ausmacht. Durch die Gesamtverstärkung dividiert, erhält man den maximalen Eingangsleistungspegel, für den die Intermodulationsprodukte am Ausgang 60 dB unter dem umgesetzten Eingangssignal bleiben. Dieser beträgt in dieser Grobplanung -15,5 dBm.

Diese erste Überschlagsrechnung zeigt die Schwachstellen dieses Systems in der hohen Rauschzahl und der geringen Empfindlichkeit. Eine Verbesserung soll durch den Einsatz von Verstärkern erzielt werden.

⁴¹ Vgl. Tietze/Schenk (2002), S. 1305.

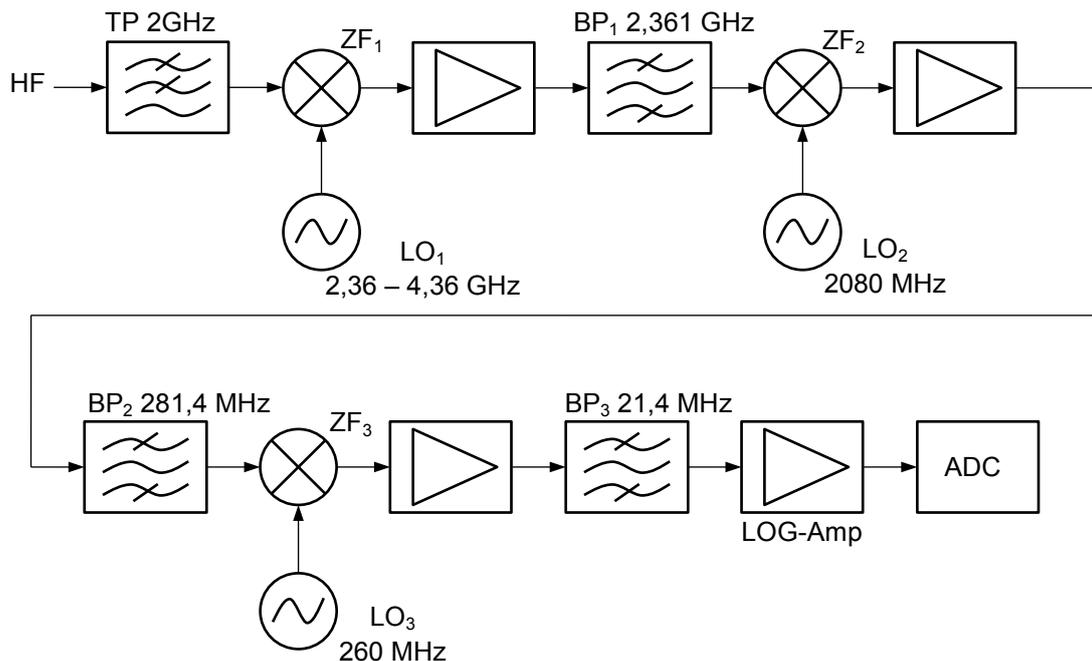


Abb. 42: Blockschaltbild mit Verstärkern, Quelle: Eigene Darstellung

Das Blockschaltbild mit Verstärkern ist in Abb. 42 dargestellt. Dabei kann vor dem ersten Mischer kein Verstärker zum Einsatz kommen, weil dessen Nichtlinearitäten Signalanteile verursachen, die nicht mehr ausgefiltert werden können und direkt in der Messung sichtbar wären. Vor den anderen Mixern sind dagegen Bandpassfilter, die durch Verzerrungen entstehende harmonische Oberwellen ausfiltern, sodass sie nicht in die Messung miteingehen.

Demzufolge wird nach dem ersten Mischer, nach dem zweiten Mischer und auch nach dem dritten Mischer jeweils vor den Filterelementen Verstärker vorgesehen. Die Berechnung erfolgt in Tabelle 2.

Rauschzahl	17.71 dB	erforderlicher IMA3	60 dB
Verstärkung	12.60 dB	Bandbreite	1000000 Hz
OIP3	22.30 dBm		
Eingangsleistung min	-96.29 dBm		
Eingangsleistung max	-20.30 dBm		
Dynamik	76.00 dB		

Komponente	Verstärkung/dB	Rauschzahl/dB	OIP3/dBm	Ausgangswerte				
				Leistung min	Leistung max	Gesamtverstärkung/dB	Rauschzahl/dB	OIP3/dBm
Mixer 1	-10.00	12.00	4.50	-106.29	-30.30	-10.00	12.00	4.50
IF Amp 2.4GHz	16.00	3.70	30.00	-90.29	-14.30	6.00	14.67	20.04
Filter 2.4GHz	-7.00	7.00	99.00	-97.29	-21.30	-1.00	14.81	13.04
Mixer 2	-8.50	10.50	10.20	-105.79	-29.80	-9.50	16.35	3.49
IF Amp 300MHz	17.80	3.10	31.20	-87.99	-12.00	8.30	17.20	20.87
Filter 300MHz	-4.50	4.50	99.00	-92.49	-16.50	3.80	17.22	16.37
Mixer 3	-7.20	9.20	12.25	-99.69	-23.70	-3.40	17.46	7.43
IF Amp 21.4MHz	18.50	3.90	31.20	-81.19	-5.20	15.10	17.70	24.80
Filter 21.4MHz	-2.50	2.50	99.00	-83.69	-7.70	12.60	17.71	22.30

Tabelle 2: Kalkulation Systemparameter mit Verstärker

Durch den Einsatz von Verstärkern vermindert sich die Rauschzahl erheblich auf einen Wert von 17,71 dB. Die Empfindlichkeit steigt durch diese Maßnahme um über 20 dB auf -96,3 dB, unter der Voraussetzung, dass der nachgeschaltete Detektor die minimale Leistung von -83,7 dBm bei der letzten Zwischenfrequenz auch detektieren kann. Der maximale Eingangspegel sinkt zwar etwas, aber die Dynamik kann in Summe auf 76 dB gesteigert werden.

Dieses Blockschaltbild dient als Ausgangsbasis für weitere Untersuchungen und den Versuchsaufbau.

5.2 Blockschaltbild Nachlaufgenerator

Variable Oszillatoren verfügen über einen begrenzten Frequenzbereich von etwa einer Oktave. Dies bedeutet, dass etwa ein spannungsgesteuerter Oszillator von 10 Mhz bis 20 Mhz oder aber auch von 2 GHz bis 4 GHz durchaus realisierbar ist. Möchte man nun einen Frequenzbereich der von einigen MHz startet und bis 1 GHz hin reicht, kann man zwei Oszillatoren bei höherer Frequenz betreiben und deren Ausgangssignale miteinander mischen. Die Differenz der beiden Frequenzen erzeugt das gewünschte Signal, die Summe der beiden Frequenzen ein unerwünschtes Spiegelsignal, das ausgefiltert werden muss. Ein entsprechendes Blockschaltbild ist in Abb. 43 dargestellt.

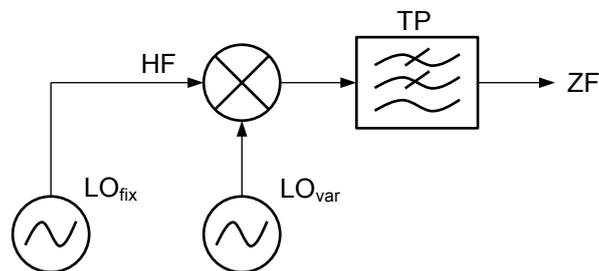


Abb. 43: Blockschaltbild Nachlaufgenerator, Quelle: Eigene Darstellung

Der Tiefpass hat auch die Aufgabe, die Lokaloszillatorsignale zu unterdrücken, die durch die begrenzte Isolation der Mischeranschlüsse untereinander zum Ausgang gelangen.

Es gibt andere Methoden Frequenzen mit hoher Auflösung und der erforderlichen Bandbreite zu generieren, wie etwa DDS (direct digital synthesis). Bei dieser Arbeit ist allerdings das variable Frequenzsignal durch den ersten Lokaloszillator als Teil des Spektrumanalysators schon vorhanden, das die Anforderungen erfüllt und mitverwendet werden kann. Deshalb sind nur ein weiteres Signal mit fixer Frequenz und ein Mischer erforderlich. Beides kann günstig realisiert werden.

Für eine gewünschte Reinheit des Signals kann wieder der Intermodulationsabstand dritter Ordnung zur Anwendung kommen. Als variable Größe dient die Amplitude des Lokaloszillators, dessen Ausgang mit dem HF-Eingang des Mixers verbunden ist. Im Datenblatt des Mixers wird ein $IIP3$ von 14,5 dBm angegeben. Mithilfe von (5.4) kann ein maximaler Eingangspegel von -15,5 dBm berechnet werden, bei dem der Intermodulationsabstand $IMA3$ 60 dB beträgt.

6 AUFBAU EINZELNER BLÖCKE

Um ein Funktionsmuster erstellen zu können, müssen alle Blöcke des Blockschaltbildes in die Praxis umgesetzt werden. Dazu zählen die Dimensionierung der Filter und die Auswahl der Bauteile zur Umsetzung der restlichen Blöcke und deren praktischer Aufbau.

6.1 Auslegung Filter

Filter stellen einen wesentlichen Bestandteil des Blockschaltbildes dar und beeinflussen mit ihrer Filterleistung wesentlich die Eigenschaften des fertigen Analysators. Für den ersten Zwischenkreisfilter im GHz-Bereich wird ein Bandpass mit parallelgekoppelten Lambda/2-Resonatoren (parallel coupled filter) eingesetzt, der rechnergestützt mithilfe einer geeigneten Software synthetisiert wird. Der Einfluss der Verluste im Basismaterial und die damit verbundene erreichbare Güte werden durch Simulationen ermittelt.

Die übrigen, für niedrigere Frequenzbereiche ausgelegten Filter, werden mit konzentrierten Bauelementen aufgebaut und ebenfalls mithilfe entsprechender Software dimensioniert. Die Grenzen von diskreten Bauteilen, die durch ihre parasitären Anteile entstehen, werden anhand verfügbarer Standardbauteile untersucht und ebenfalls simuliert.

6.1.1 Erster Tiefpassfilter

Die Aufgabe dieses Filters sind die Unterdrückung der Spiegelfrequenz und die Dämpfung des ersten Lokaloszillatorsignals, das durch den ersten Mischer an den HF-Eingang gelangt. Der gewünschte Durchlassbereich des Filters liegt von 0 bis 2 GHz. Das erste Lokaloszillatorsignal befindet sich zwischen 2361 MHz und 4361 MHz. Die erste Spiegelfrequenz ergibt sich aus $f_{LO1} + f_{ZF1}$ und kann zwischen 4723 MHz und 6723 MHz liegen.

Das Synthetisieren des Filters erfolgt mit dem Programm ANSYS Designer in der Version 15.0.0. Eine frühere frei verfügbare Studentenversion mit der Bezeichnung Ansoft Designer SV verfügt über den gleichen Leistungsumfang im Bereich Filterdesign. Ein eigener Filter-Design-Wizard erlaubt die einfache Auswahl von verschiedensten Filtertypen mithilfe mehrerer Dialogfenster.

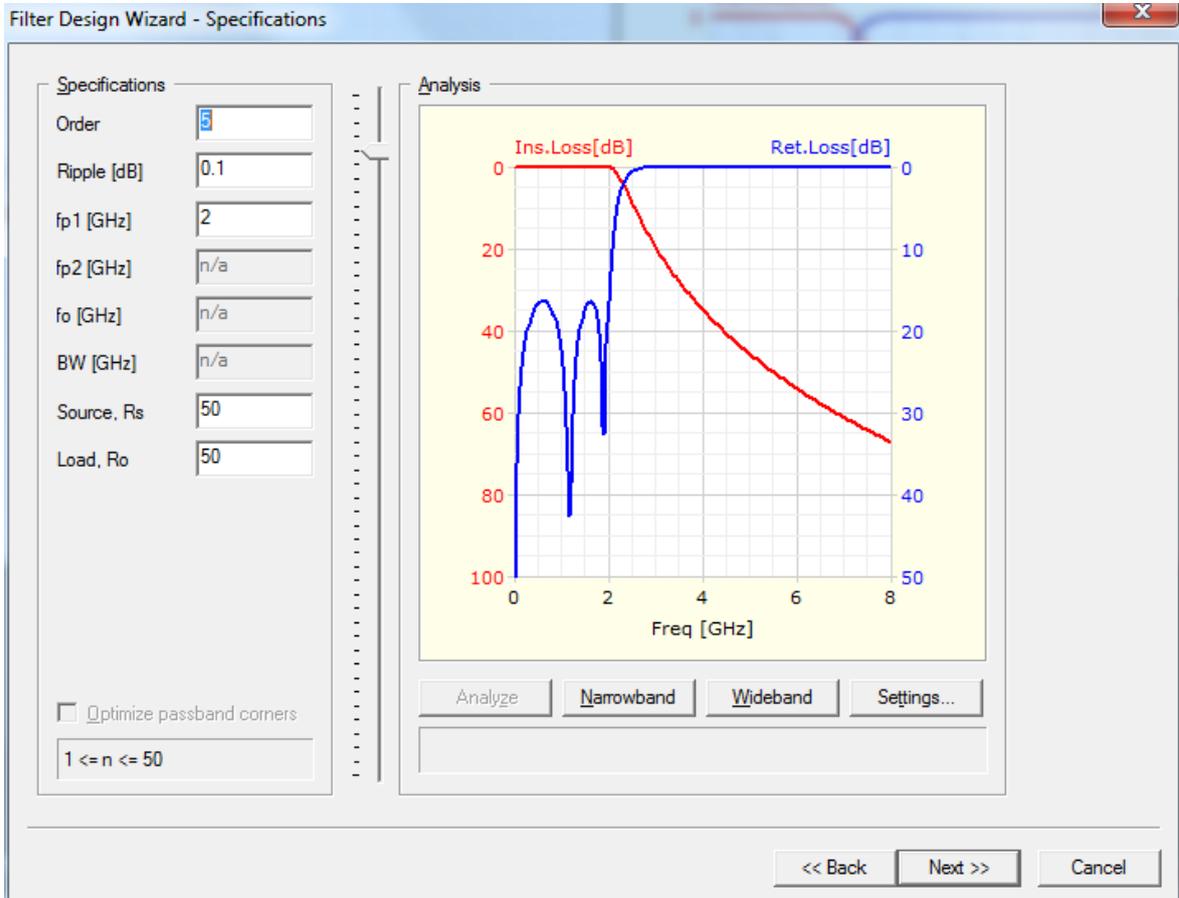
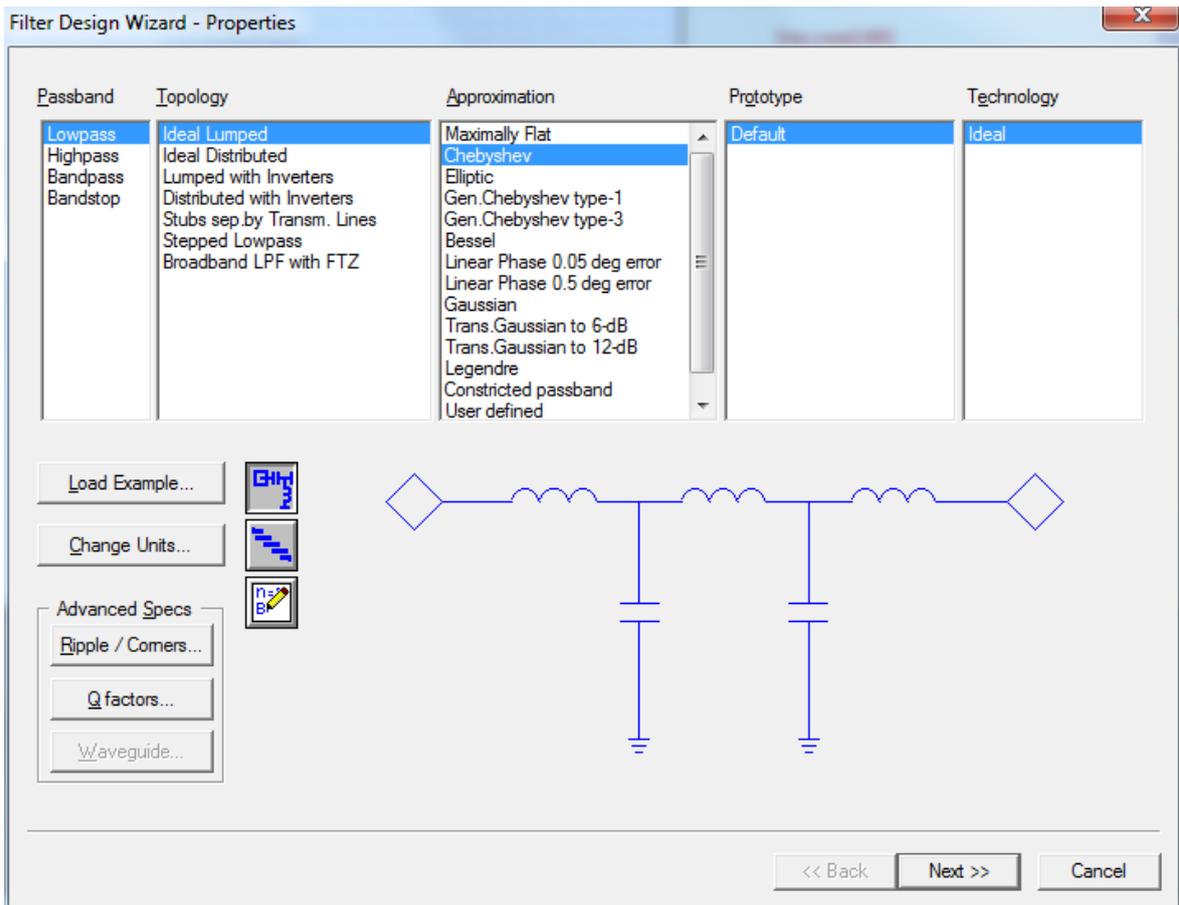


Abb. 44: Filter Design Wizard, Quelle: Eigene Darstellung

Es soll ein einfacher Tiefpassfilter mit diskreten Bauteilen erstellt werden. Um eine möglichst steile Flanke zu erhalten, wird ein Chebyshev-Typ gewählt und die Grenzfrequenz entsprechend eingetragen. Zusätzlich kann bei Chebyshev-Filtern ein tolerierter Ripple im Durchlassbereich gewählt werden. Mit dieser Einstellung kann man zwischen Ripple versus Steilheit der Filterkurve abwägen. Die Einstellungen sind in Abb. 44 dargestellt.

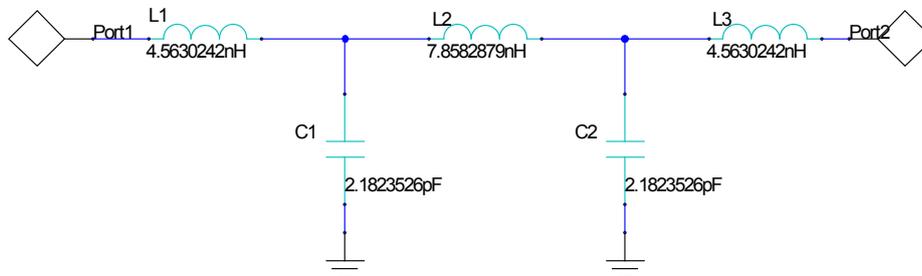


Abb. 45: Tiefpassfilter: Schaltplan mit idealen Elementen, Quelle: Eigene Darstellung

Als Ergebnis werden die idealen Werte der Induktivitäten und Kondensatoren erstellt, die den gewählten Filter nachbilden. Diese erste Schaltung ist in Abb. 45 dargestellt, die entsprechenden Kurven der Streuparameter Vorwärtstransmission S21 und Eingangsreflexion S11 sind in Abb. 46 dargestellt.

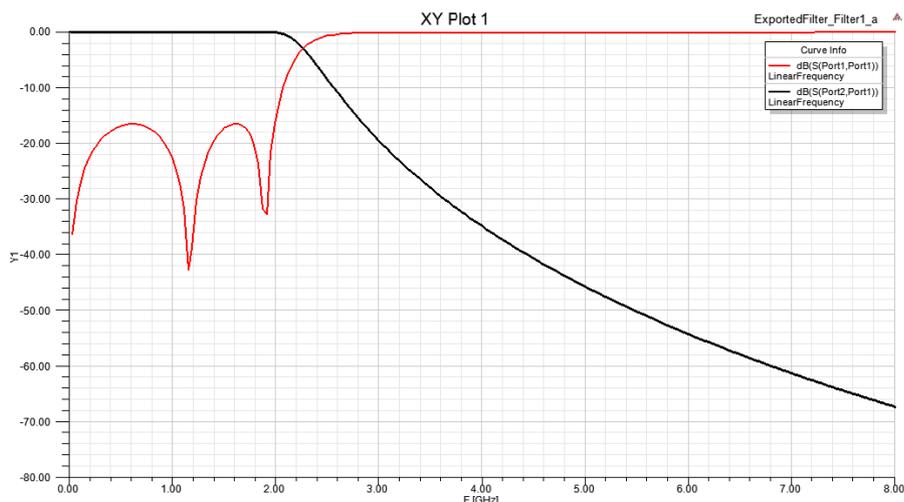


Abb. 46: Tiefpassfilter: Simulation mit idealen Elementen, Quelle: Eigene Darstellung

6.1.1.1 Simulation mit parasitären Elementen

Als nächster Schritt werden die idealen Elemente durch Simulationsmodelle mit parasitären Elementen ersetzt. Dazu werden verfügbare Bauteile gesucht und deren Werte übernommen.

Für so niedrige Induktivitätswerte sind nur mehr Luftspulen verfügbar. Eine spezielle Serie wird von der Firma AVX hergestellt.

Air Core RF Inductors



AL Series

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

AVX P/N	Turns	Inductance (nH)	Tolerance (%)	Q min.	Q typ.	Test Freq. (MHz)	DCR max (mΩ)	SRF GHz (min.)	Ir max Amps
AL05A1N65KTR	2	1.65	K	100	-	800	4	10	1.60
AL05A2N55*TR	3	2.55	J, K	100	-	800	5	8.2	1.60
AL05A3N85*TR	4	3.85	G, J, K	100	-	800	6	7.5	1.60
AL05A5N45*TR	5	5.45	G, J	100	-	800	8	7	1.60
AL05B05N6*TR	6	5.6	G, J	100	-	800	9	6.5	1.60
AL05B7N15*TR	7	7.15	G, J	100	-	800	10	6	1.60
AL05B08N8*TR	8	8.8	G, J	100	-	800	12	6	1.60
AL05B9N85*TR	9	9.85	G, J	100	-	800	13	5.2	1.60
AL05B12N5*TR	10	12.55	G, J	100	-	800	14	4.6	1.60

Abb. 47: Auszug aus dem Datenblatt zu AVX-Luftspulen, Quelle: AVX (o.J.), Online-Quelle [10.August.2014]

Wie im Datenblattauszug aus Abb. 47 zu sehen, werden Güterwerte von mindestens 100 erreicht, und die Resonanzfrequenz reicht von 4,6 GHz bei 12,55 nH bis 10 GHz bei 1,65 nH. Eben diese Werte können in ein entsprechendes Simulationsmodell eingetragen werden.

Bei den Kondensatoren wird ähnlich verfahren. Der Hersteller AVX gibt für seine speziellen verlustarmen Kondensatoren entsprechende Übersichtsdiagramme für Resonanzfrequenz und äquivalenten Serienwiderstand (equivalent series resistance, ESR) an. Dieser ESR bildet alle Verluste in einem Kondensator durch einen Serienwiderstand ab. Die Diagramme aus dem Datenblatt sind in Abb. 48 und Abb. 49 dargestellt.

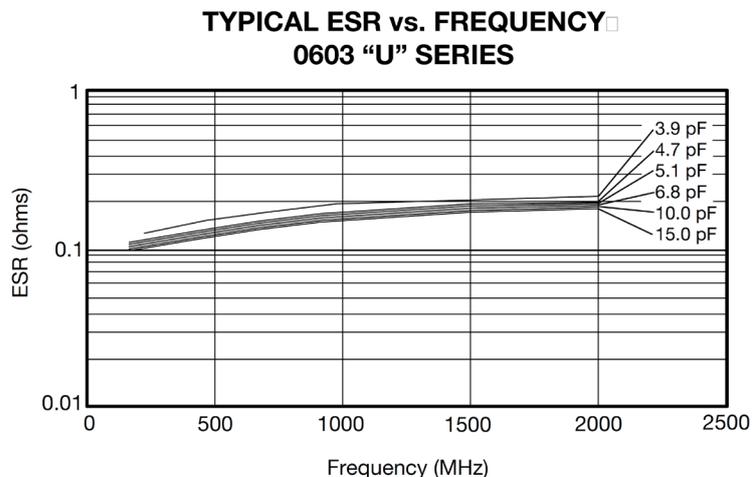


Abb. 48: Typischer äquivalenter Serienwiderstand von Chip-Kondensatoren, Quelle: AVX (o.J.), Online-Quelle [10.August.2014]

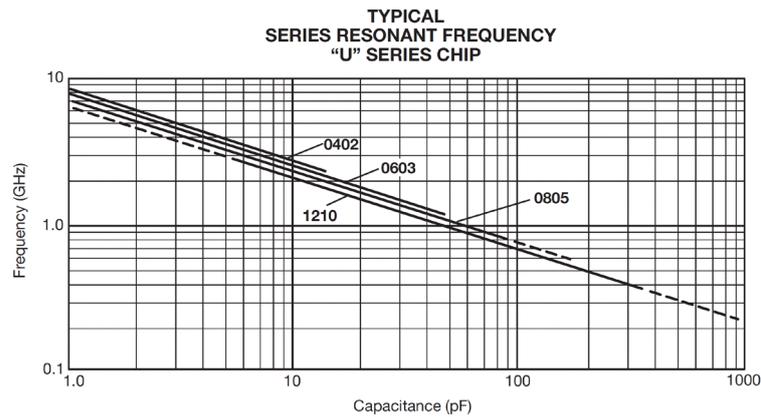


Abb. 49: Typische Resonanzfrequenz von Chip-Kondensatoren, Quelle: AVX (o.J.), Online-Quelle [10.August.2014]

Die Resonanzfrequenz von Kondensatoren wird durch den parasitären induktiven Anteil des Bauteils beeinflusst. Die Induktivität der Anschlussleitungen auf der Leiterplatte hat allerdings einen ebenso bedeutenden Einfluss auf die Resonanzfrequenz. Um diese zu mindestens Ansatzweise in der Simulation berücksichtigen zu können, werden Vias als Modelle eingefügt, die eine Anschlussfläche des Kondensators durch die Leiterplatte hindurch mit GND verbinden und eine entsprechende Induktivität bilden.

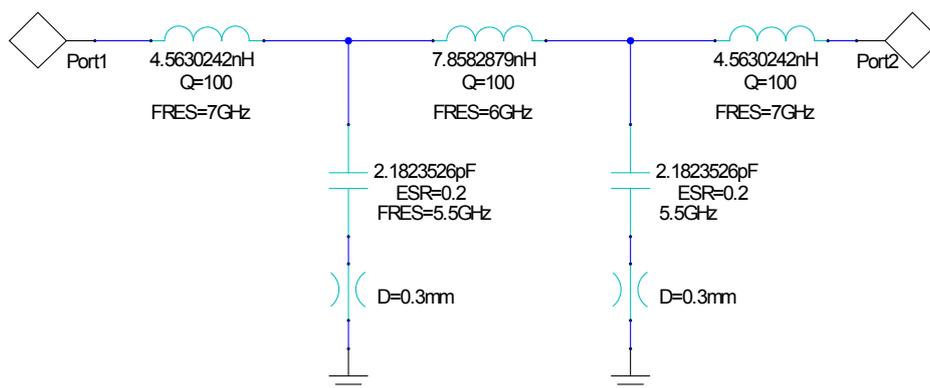


Abb. 50: Tiefpassfilter: Schaltplan mit parasitären Elementen, Quelle: Eigene Darstellung

Die Simulation der Streuparameter ist in Abb. 51 abgebildet. Es fällt die etwas tiefere Grenzfrequenz auf, die nun bei 1,8 GHz liegt. Allerdings scheinen die parasitären Elemente sogar Vorteile bei der Filtersteilheit zu bewirken, was sich durch die Eigenresonanzen der Spulen erklären lässt, die durch Serienschwingkreise nachgebildet sind und bei 6 GHz und 7 GHz liegen. Dies führt zu entsprechend hoher Dämpfung bei diesen Frequenzen. Die Eigenresonanz der Kondensatoren in Verbindung mit den Anschluss-Vias führt zu der hohen Dämpfung bei 3,6 GHz.

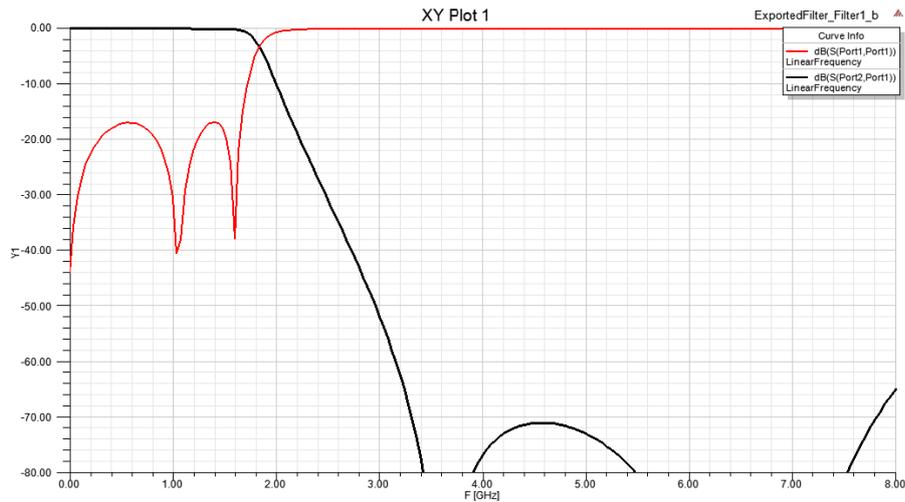


Abb. 51: Tiefpassfilter: Simulation mit parasitären Elementen, Quelle: Eigene Darstellung

Da die restlichen Anschlussflächen und Verbindungsleitungen nicht in das Simulationsmodell mit einfließen, kann allerdings nicht davon ausgegangen werden, dass sich ein realer Filter wie diese Simulation verhält. Vielmehr soll der grundsätzliche große Einfluss der parasitären Elemente und des Layouts gezeigt werden, mit dem man bei hohen Frequenzen konfrontiert ist. Eine Erhöhung der Eigenresonanzfrequenz ist grundsätzlich wünschenswert, da bei Kondensatoren über der Resonanzfrequenz der induktive Anteil überwiegt und bei Induktivitäten der kapazitive Anteil. Dementsprechend sind in diesem Bereich und auch schon darunter die Bauteilwerte nicht mehr gültig. Möglichkeiten dazu sind die Verwendung kleinerer Bauformen, das Ersetzen eines Kondensators durch zwei parallel geschaltete Kondensatoren, bzw. einer Spule durch zwei Spulen in Serie. Des Weiteren können durch das Einfügen mehrere paralleler Vias oder durch das Verkürzen der Vias durch einen entsprechenden Lagenaufbau die parasitären Induktivitäten verkleinert werden.

6.1.1.2 FEM Simulation (Finite Elemente Methode)

Das Softwarepaket ANSYS Designer verfügt über die Möglichkeit der Simulation mithilfe FEM, mit der die Streuparameter von Leiterstrukturen beliebiger Anordnung simuliert werden können. Bei der bisherigen Bearbeitung wurde der Filter als Zusammenschaltung von konzentrierten Elementen in einer linearen Netzwerkanalyse simuliert. Mit der Möglichkeit der FEM-Analyse kann nun das Layout mit in die Simulation eingebunden werden. In dem Modus Co-Simulation werden zuerst die Streuparameter des Layouts ermittelt. Das Layout kann aus dem Layoutprogramm im dxf-Format exportiert und in ANSYS Designer importiert werden. Die Leiterbahnen links und rechts in Abb. 52 sind 50 Ω Leitungen. Darauf folgen die Induktivitäten in Serie und zwei Kondensatoren die über drei Vias mit der GND-Fläche auf der Unterseite verbunden sind.

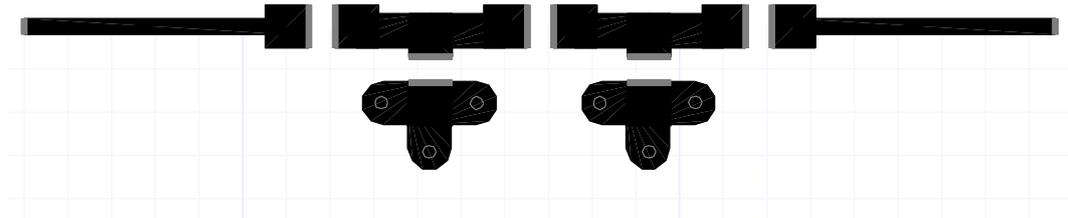


Abb. 52: Tiefpassfilter: Layout, Quelle: Eigene Darstellung

Für jeden Bauteilanschluss existiert ein Port. Im Schaltplan, der in Abb. 53 dargestellt ist, wird automatisch ein Symbol generiert, das alle diese Ports aufweist.

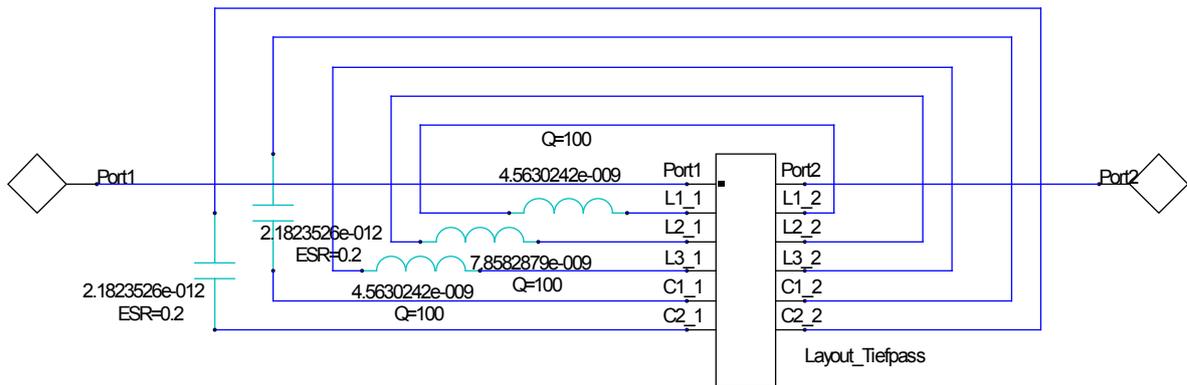


Abb. 53: Tiefpassfilter: Schaltplan mit Co-Simulation, Quelle: Eigene Darstellung

Die konzentrierten Bauteile werden den entsprechenden Ports zugeordnet. Die Übersicht im Schaltplan geht mit dieser Methode aber verloren. Nachdem die Streuparameterdaten des Layouts einmal berechnet sind, kann der komplette Filter mit den Kondensatoren und Spulen simuliert werden. Das Ergebnis ist in Abb. 54 wiedergegeben. Im Vergleich zu den vorigen Simulationen ist die Grenzfrequenz mit 1,6 GHz weit unter dem gewünschten Wert von 2 GHz. Dies lässt sich durch die Leiterbahnen und Anschluss pads erklären, die die effektive Induktivität der Spulen erhöhen, da dessen Werte selbst nur im nH Bereich liegen. Des Weiteren verliert der Filter ab etwa 7 GHz seine Sperrdämpfung, die bei 7,6 GHz auf 36 dB sinkt.

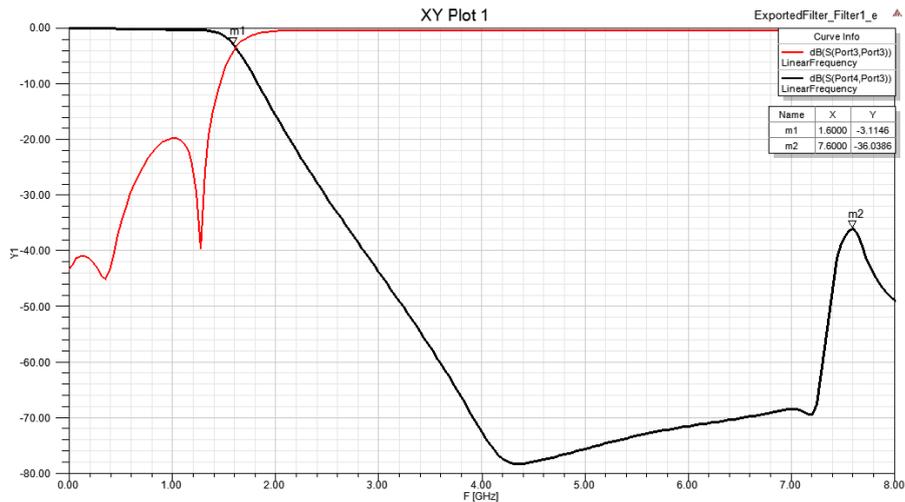


Abb. 54: Tiefpassfilter: Co-Simulation, Quelle: Eigene Darstellung

Um die Eckfrequenz auf den Sollwert von 2 GHz zu trimmen, werden die Induktivitätswerte und auch die Kapazitätswerte verringert. Da es insgesamt nur 3 Werte gibt, mit denen der Filter dimensioniert wird (Induktivität $L1=L3$, $L2$ und Kapazität $C1=C2$), kann diese Optimierung per Hand erfolgen. Das Ergebnis ist in Abb. 55 dargestellt.

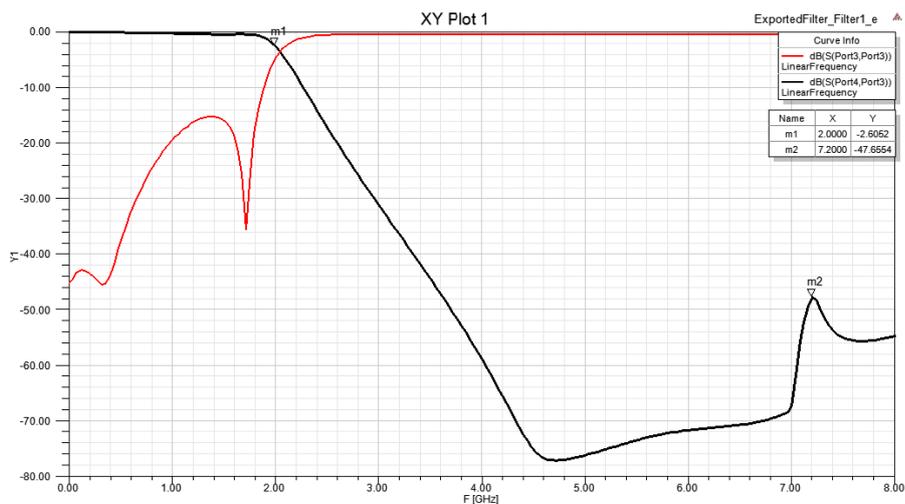


Abb. 55: Tiefpassfilter: Simulation nach manueller Optimierung, Quelle: Eigene Darstellung

Die endgültigen Werte für den Filter sind nun in Abb. 56 dargestellt.

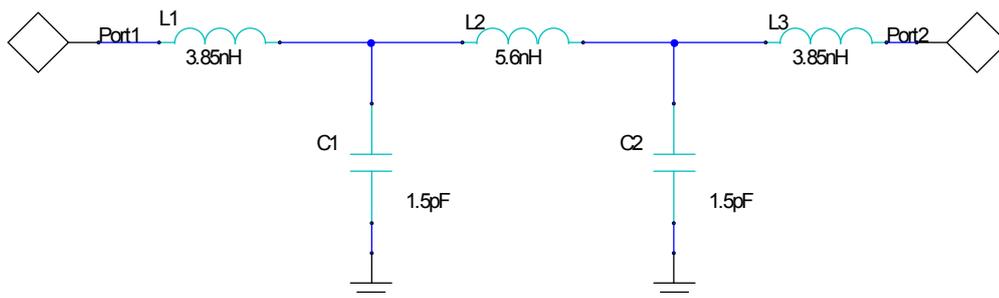


Abb. 56: Tiefpassfilter: Endgültige Bauteilwerte, Quelle: Eigene Darstellung

6.1.2 Erster Zwischenkreisfilter (Parallel Coupled Filter)

Dieser Filter dient zur Spiegelfrequenzunterdrückung vor der Frequenzumsetzung auf die zweite Zwischenfrequenz. Mit einer ersten Zwischenfrequenz bei 2361 MHz und einer zweiten Lokaloszillatorfrequenz von 2080 MHz ergibt sich die Spiegelfrequenz bei 1799 MHz. Das Ziel ist die Dämpfung aller unerwünschten Signale um 60 dB.

Dieser Filter wird als Microstripfilter aufgebaut, von denen es unterschiedliche Ausführungen gibt. Abb. 57 zeigt eine Auswahl häufig verwendeter Typen.

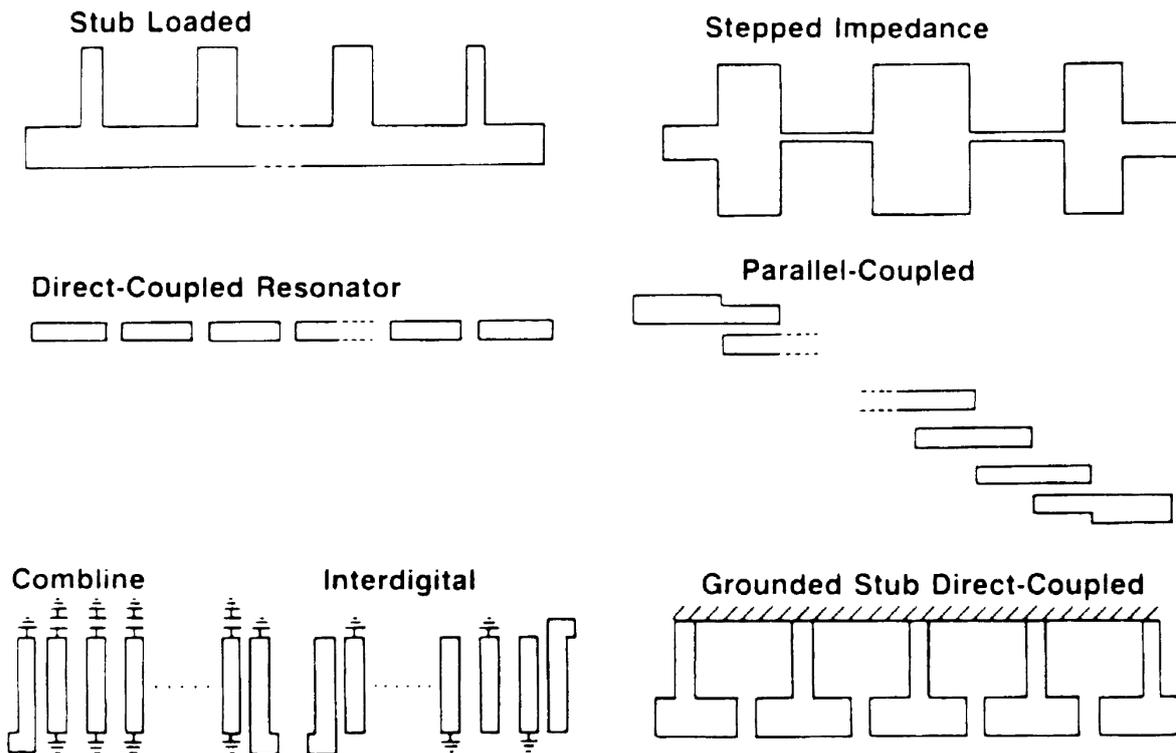


Abb. 57: Microstrip-Filterstrukturen, Quelle: Chang (2000), S. 126. (leicht modifiziert)

Als Ausgangsbasis dient wieder der Filter Design Wizard vom Softwarepaket ANSYS Designer. Es wird ein Chebyshev Filter dritter Ordnung in parallel gekoppelter Ausführung gewählt. Als Leiterplattenstärke wird ein Standardmaterial mit 1,55 mm Dicke gewählt. Das Ergebnis in Form des Schaltplans ist in Abb. 58 dargestellt. Dabei stehen die Symbole für die gekoppelten Mikrostreifenleiter mit der Breite W , dem Abstand S und der Länge P .

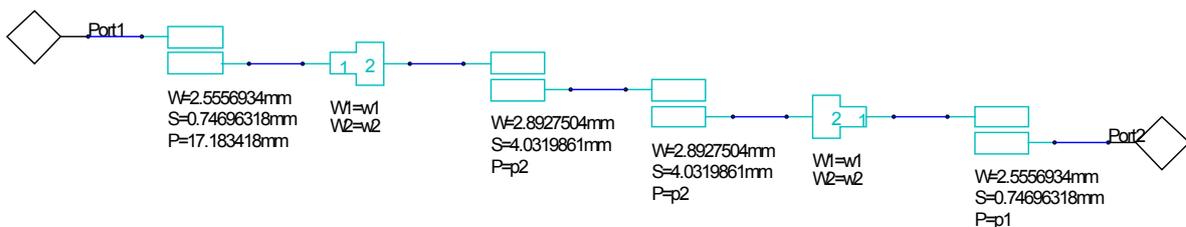


Abb. 58: Erster Zwischenkreisfilter: Schaltplan mit parallel gekoppelten Elementen, Quelle: Eigene Darstellung

Das tatsächliche physikalische Layout ist in Abb. 59 abgebildet.

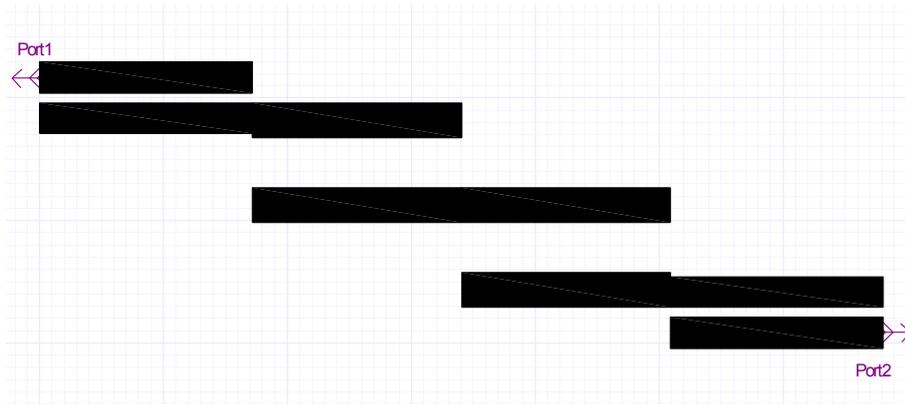


Abb. 59: Erster Zwischenkreisfilter: Layout, Quelle: Eigene Darstellung

6.1.2.1 Simulation mit linearer Netzwerkanalyse

Bei der Filterauslegung wird von idealem Substratmaterial ausgegangen. Die Durchlasskurve ist in Abb. 60 dargestellt. Wie zu erkennen wird bei der Spiegelfrequenz eine Dämpfung von 75 dB erreicht. Zur Simulation wird eine lineare Netzwerkanalyse verwendet, bei der nicht das tatsächliche Layout, sondern die Schaltung nach Abb. 58 als Ausgangsbasis dient. Dem entsprechend werden Kopplungen nur zwischen benachbarten Leitungen berücksichtigt.

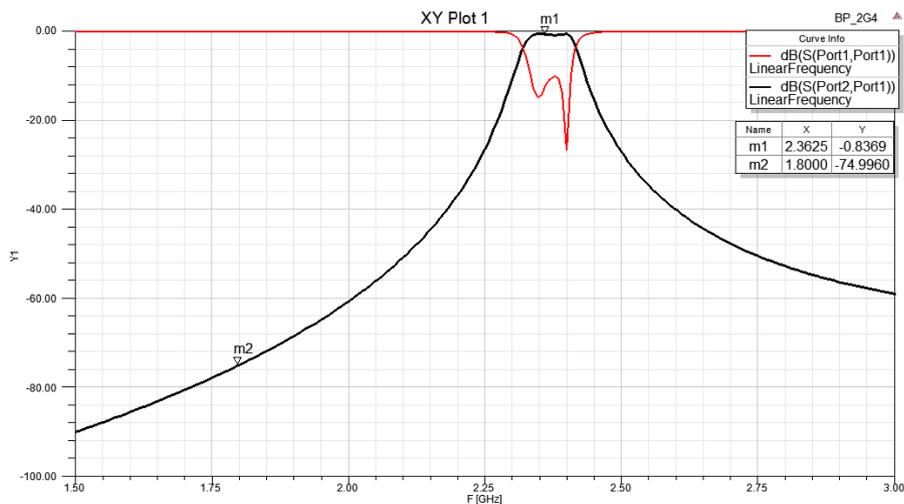


Abb. 60: Erster Zwischenkreisfilter: Simulation S21 und S11, Quelle: Eigene Darstellung

Werden nun reale Materialdaten verwendet, bei denen bei gewöhnlichem FR-4 ein relativ hoher Verlustfaktor auftritt, wirkt sich das vor allem auf die minimale Dämpfung bei der Mittenfrequenz aus.

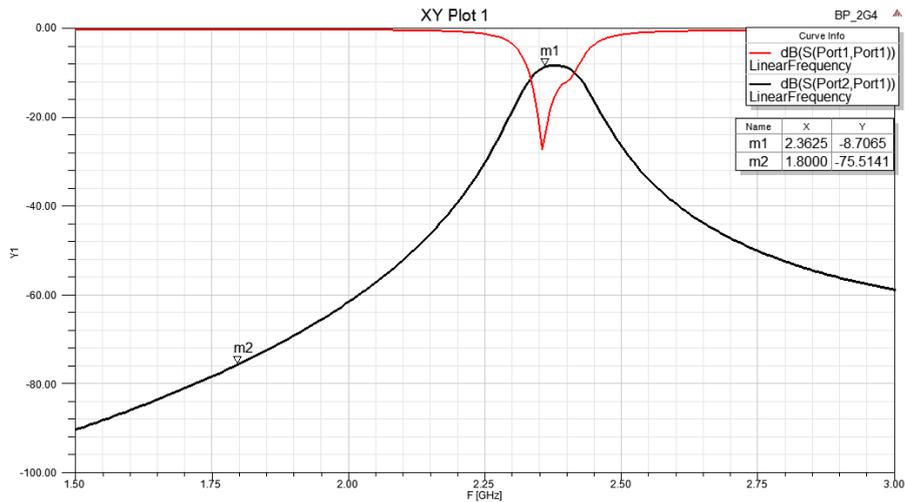


Abb. 61: Erster Zwischenkreisfilter: Simulation mit FR-4 Material, Quelle: Eigene Darstellung

In Abb. 61 ist die Erhöhung der Einfügedämpfung bei der Mittenfrequenz dargestellt. Sie weist nun einen Wert von 8,7 dB auf, was sich negativ auf Rauschzahl und Empfindlichkeit des Gesamtsystems auswirkt.

Spezialmaterialien, dessen Verlustfaktor um den Faktor 10 geringer ist, würden hier Vorteile bringen. Das Ziel dieser Arbeit ist aber ein möglichst kostengünstiges Gerät zu entwickeln, das mit Standardbauteilen und Materialien auskommt. Dem entsprechend soll Standard Leiterplattenmaterial verwendet werden.

Eine weitere Simulation soll ermitteln, ob ein Schirmblech über der Leiterbahn, in dem ebenfalls ein Anteil des GND-Stroms fließen wird, eine Veränderung bringt. Die Überlegung ist dabei, dass sich dadurch das elektrische Feld aufteilt und sich somit im Leiterplattenmaterial eine geringere elektrische Flussdichte ergibt. Dadurch würde sich der dielektrische Verlustfaktor im Substrat geringer auf die Gesamtdämpfung auswirken.

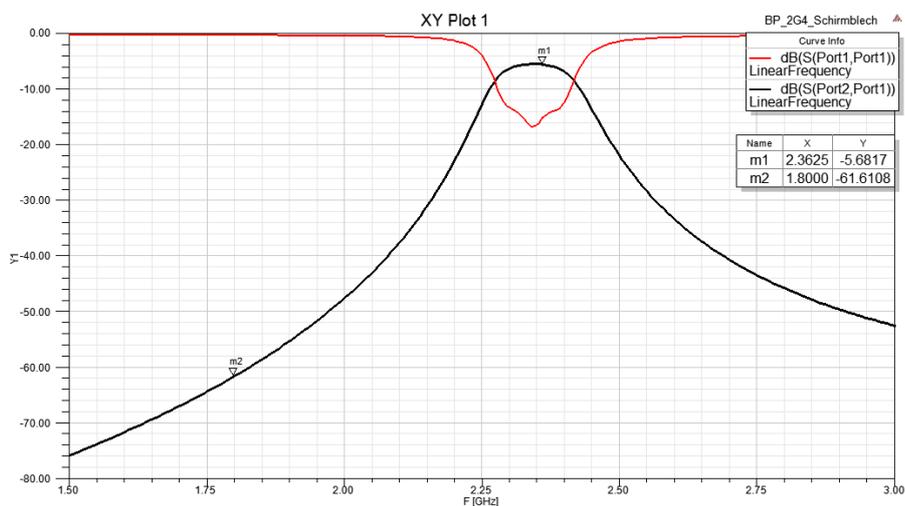


Abb. 62: Erster Zwischenkreisfilter: Simulation mit Schirmblech, Quelle: Eigene Darstellung

Die Simulation mit Schirmblech in einem Abstand von 6 mm zur Leiterplattenoberfläche ist in Abb. 62 gezeigt. Die Dämpfung hat sich bei 2,36 GHz auf 5,7 dB verringert, was einer Verbesserung um 3 dB entspricht.

6.1.2.2 FEM Simulation

Zur Validierung wird der Filter im Simulationsprogramm HFSS von der Firma Ansys nachgebildet. HFSS steht für „High Frequency Structure Simulator“ und stellt ein Tool zur Simulation von elektromagnetischen Feldern und zum Erstellen von 3D-Modellen dar. Das Programm nutzt die Finite-Elemente-Methode um die entstehenden Feldverläufe zu berechnen.

Um alle Effekte nachzubilden, werden, wie in Abb. 63 dargestellt, auch die koaxialen Anschlüsse in das Modell mit aufgenommen.

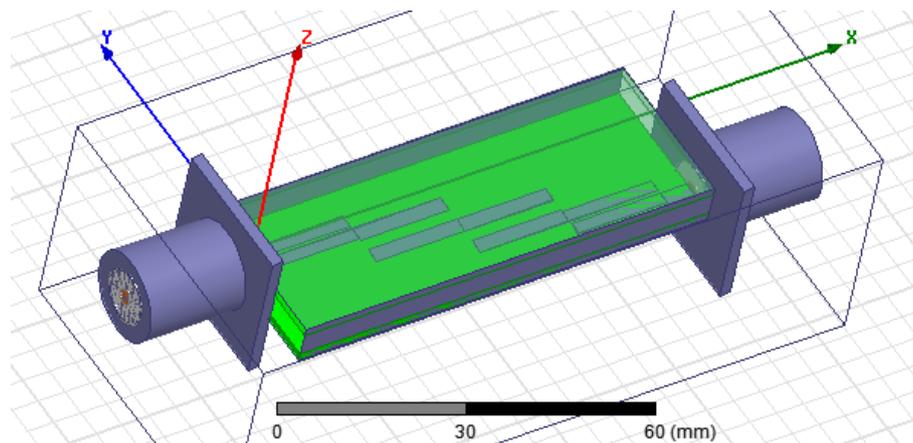


Abb. 63: Erster Zwischenkreisfilter: Simulationsmodell in HFSS, Quelle: Eigene Darstellung

An den beiden Anschlüssen werden die Ports gelegt, die für die Simulation benötigt werden. Das Ergebnis der Simulation ist in Abb. 64 gezeigt.

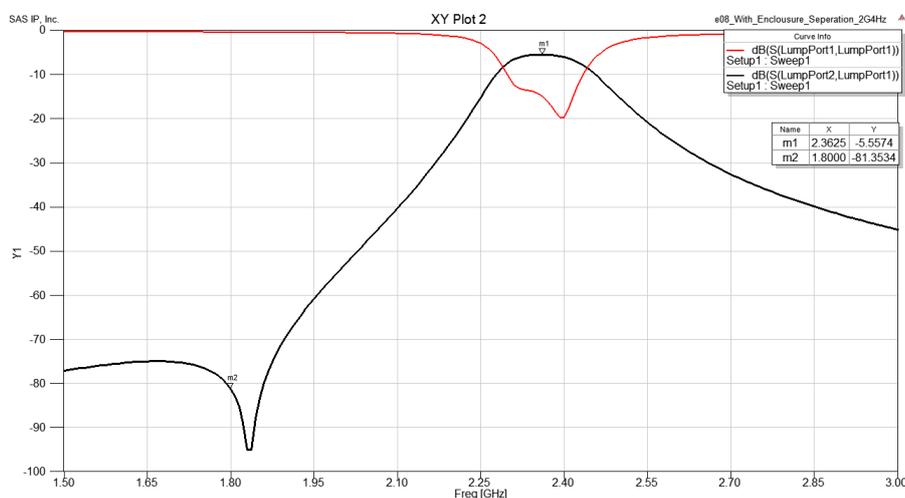


Abb. 64: Erster Zwischenkreisfilter: Simulation mit HFSS, Quelle: Eigene Darstellung

Im Bereich der Mittenfrequenz gibt es eine gute Übereinstimmung zu vorigen Simulationen. Bei 1,85 GHz tritt eine weitere Resonanz in Erscheinung, die dort die Dämpfung weiter erhöht.

6.1.2.3 Realer Aufbau

Zur endgültigen Validierung wird dieser Filter real aufgebaut und mit einem Netzwerkanalysator vermessen. Ein Foto des Aufbaus ist in Abb. 65 dargestellt.

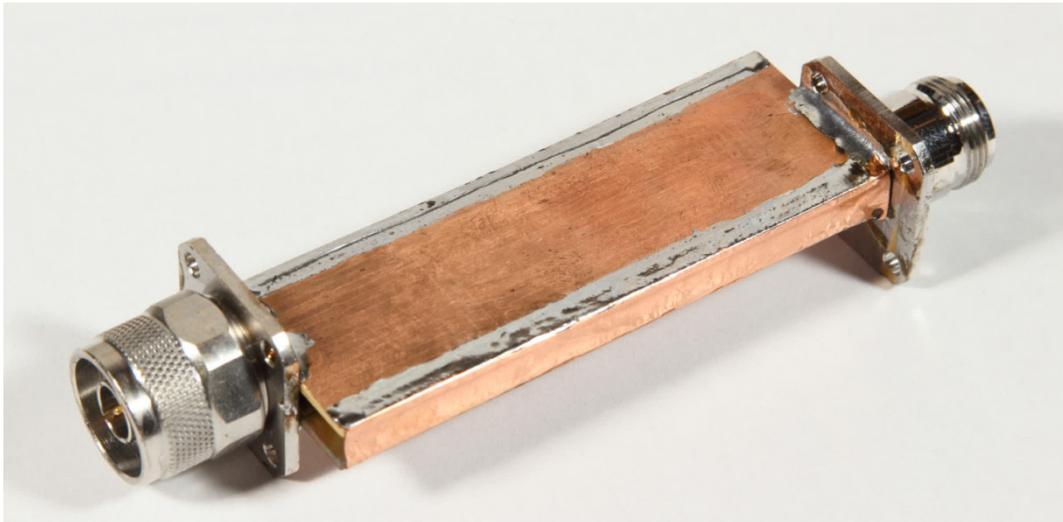


Abb. 65: Erster Zwischenkreisfilter: Realer Aufbau, Quelle: Eigene Darstellung

Nach erfolgtem Aufbau zeigt der Filter bei der Vermessung die Durchlasskurve nach Abb. 66.

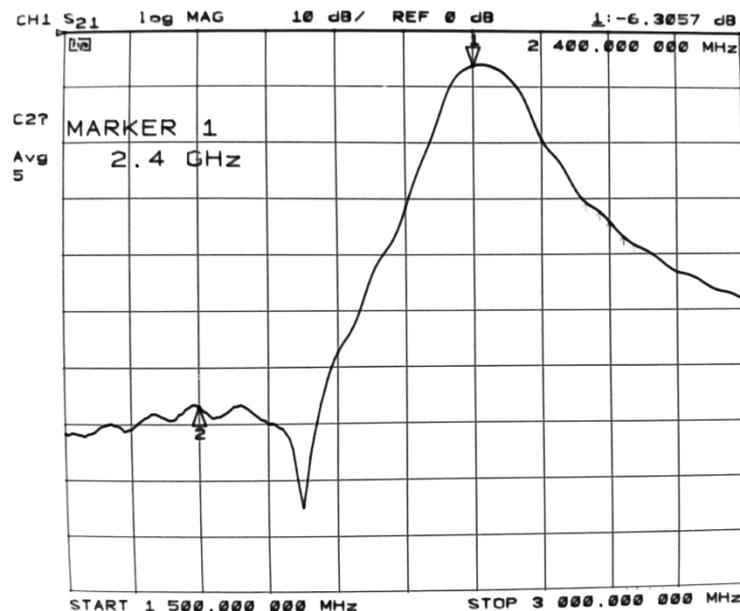


Abb. 66: Erster Zwischenkreisfilter: Messung S21, Quelle: Eigene Darstellung

Grundsätzlich ist der Kurvenverlauf ähnlich zu der Simulation in HFSS. Die Mittenfrequenz ist etwas nach oben verschoben. Die Resonanzstelle, bei der die höchste Dämpfung auftritt ist auch etwas nach oben verschoben. Die minimale Dämpfung liegt bei etwas über 6 dB und die Unterdrückung der Spiegelfrequenz bei etwa 67 dB. Somit kann die Anforderung bezüglich Dämpfung des Spiegelsignals eingehalten werden.

6.1.3 Zweiter Zwischenkreisfilter

Der zweite Zwischenkreisfilter dient zur Unterdrückung der Spiegelfrequenz bei 238,6 MHz vor der Umsetzung auf die letzte Zwischenfrequenz. Die Mittenfrequenz des Filters liegt bei der zweiten Zwischenfrequenz von 281,4 MHz.

Die Auswahl fällt auf kapazitiv gekoppelte Resonatoren mit einer Bandbreite von 3 MHz und drei Parallelresonanzkreisen. Der Wert der Induktivitäten kann vorgegeben werden. Um den praktischen Aufbau zu erleichtern, sollen Luftspulen eingesetzt werden, die leicht herzustellen sind und eine akzeptable Größe aufweisen. Mit 3 Windungen, einer Länge von 7 mm und einem Durchmesser von 3 mm kann mit einem Netzwerkanalysator eine Induktivität von 15 nH gemessen werden. Dieser Wert dient als Ausgangsbasis der Filtersynthese.

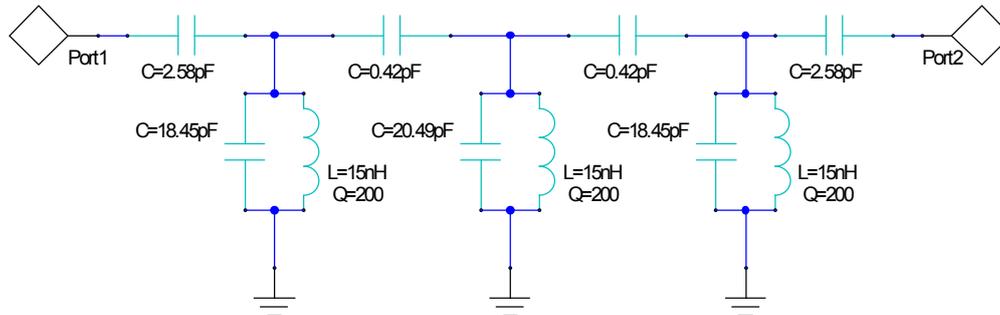


Abb. 67: Zweiter Zwischenkreisfilter: Schaltplan mit idealen Elementen, Quelle: Eigene Darstellung

In Abb. 67 ist der Bandpassfilter mit den ideal errechneten Werten dargestellt. Die Übertragungsfunktion ist in Abb. 68 abgebildet. Für die Güte der Spulen wird ein Wert von 200 angenommen, der dem gemessenen Wert der experimentell erstellten Luftspule entspricht.

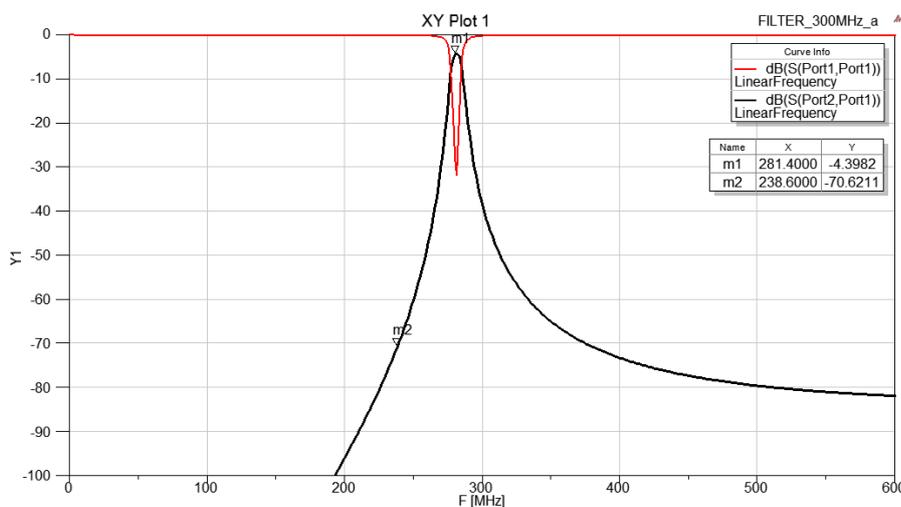


Abb. 68: Zweiter Zwischenkreisfilter: Simulation mit idealen Elementen, Quelle: Eigene Darstellung

6.1.3.1 Simulation mit parasitären Elementen der Drehkondensatoren

Um die Resonanzkreise auf die exakte Frequenz abzustimmen sollen deren Kapazitätswerte mit Drehkondensatoren realisiert werden. Es stehen bedrahtete Trimmkondensatoren mit einer Nennkapazität von 4 pF bis 20 pF zur Verfügung. Da bedrahtete Bauteile ungünstig in Bezug auf parasitäre Induktivitäten sind, werden die Trimmer mit einem Netzwerkanalysator vermessen, um daraus ein einfaches Ersatzschaltbild zu generieren, das die Induktivität der Anschlüsse berücksichtigt. Dieses Ersatzschaltbild ist in Abb. 69 dargestellt.

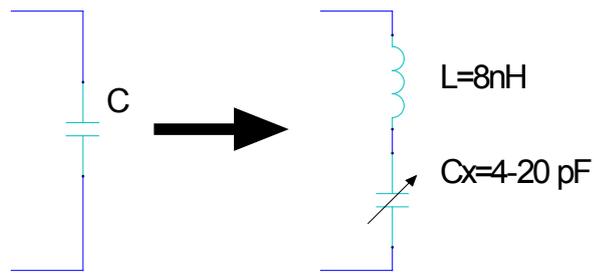


Abb. 69: Zweiter Zwischenkreisfilter: Ersatzschaltbild Trimmer, Quelle: Eigene Darstellung

Wird das Ersatzschaltbild anstelle der idealen Kondensatoren verwendet, ändern sich die Kondensatorwerte durch den Einfluss der parasitären Induktivität. Für den neuen Wert C_x gilt durch den Einfluss von L Formel (6.1).

$$C_x = \frac{1}{\left(\frac{1}{C} + \omega^2 L\right)} \quad \begin{array}{l} C_x/F \text{ Kondensatorwert im ESB} \\ C/F \text{ Ursprungswert des Kondensators} \\ L/H \text{ Parasitäre Induktivität} \end{array} \quad (6.1)$$

Werden noch Standardwerte für die Koppelkondensatoren eingesetzt, ergibt sich die Schaltung nach Abb. 70.

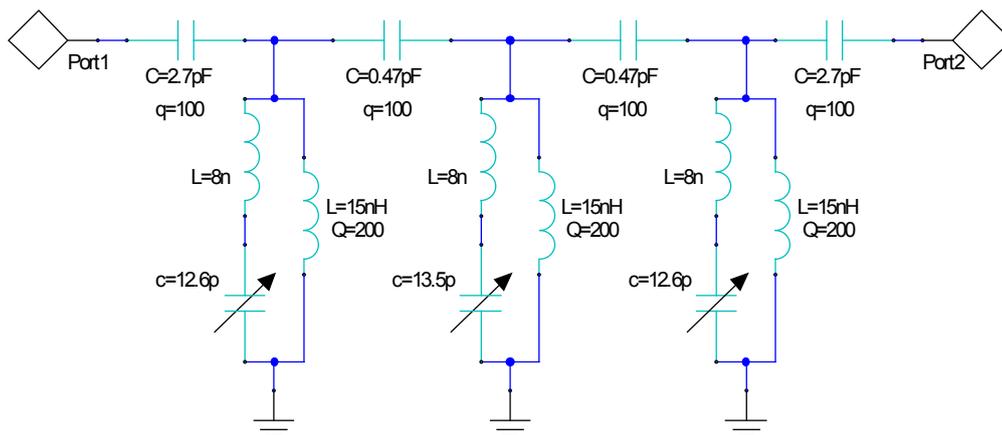


Abb. 70: Zweiter Zwischenkreisfilter: Schaltplan mit Ersatzschaltbild der Trimmer, Quelle: Eigene Darstellung

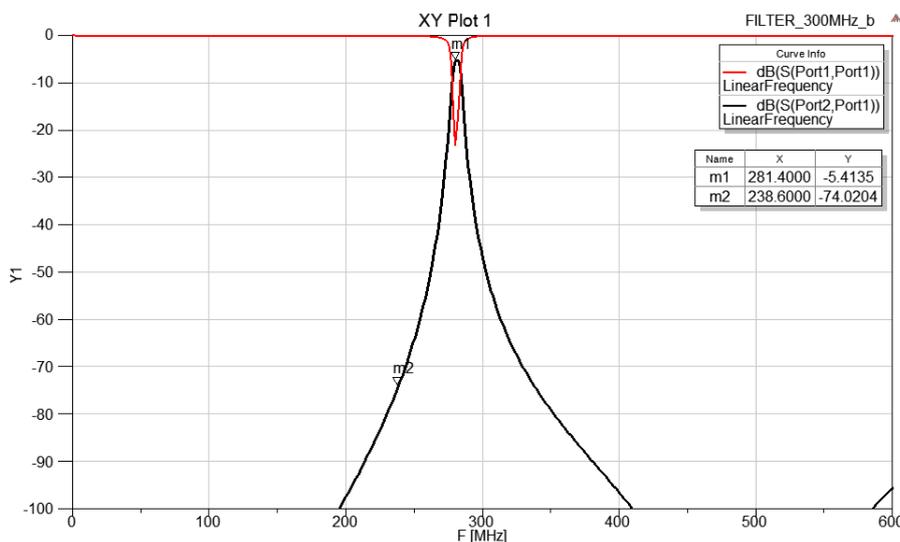


Abb. 71: Zweiter Zwischenkreisfilter: Simulation mit Ersatzschaltbild der Trimmer, Quelle: Eigene Darstellung

Der Serienresonanzkreis, der durch das Ersatzschaltbild der Trimmer entsteht, erzeugt bei Frequenzen um 500 MHz eine höhere Dämpfung. Das zeigen die Simulationsergebnisse in Abb. 71.

6.1.3.2 Realer Aufbau

Auch dieser Filter wird mithilfe einer einseitig kaschierten Leiterplatte praktisch aufgebaut. Als Resonanzkreiselemente kommen bedrahtete Trimmer und selbstgewickelte Luftspulen zum Einsatz. Die Koppellemente werden durch Keramikcondensatoren in 0603 Gehäusen realisiert. Das fertige Modul ist in Abb. 72 abgebildet.

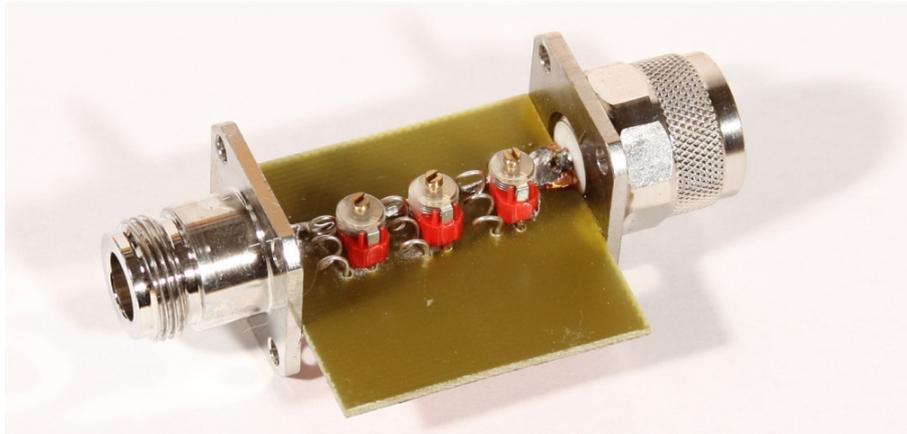


Abb. 72: Zweiter Zwischenkreisfilter: Realer Aufbau, Quelle: Eigene Darstellung

Nach einem Abgleich der Kondensatoren mithilfe eines Netzwerkanalysators kann die Filterkurve in Abb. 73 gemessen werden.

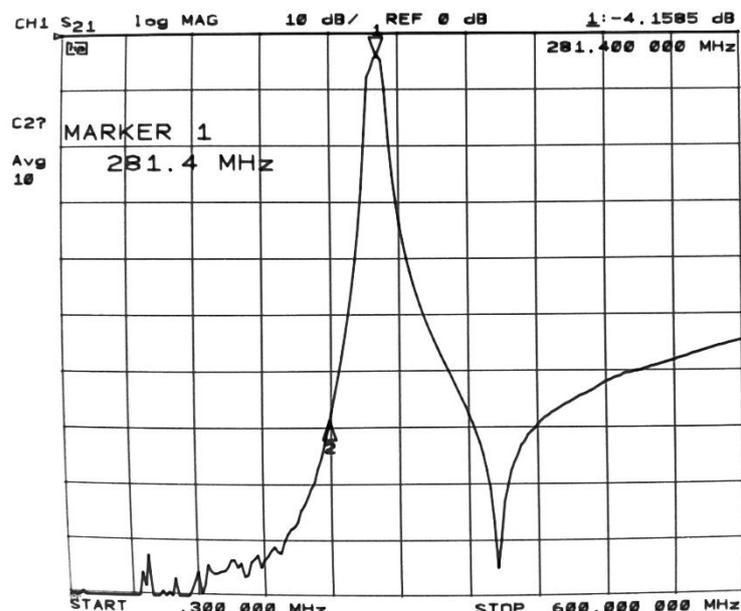


Abb. 73: Zweiter Zwischenkreisfilter: Messung S21, Quelle: Eigene Darstellung

Die minimale Dämpfung im Durchlassbereich beträgt 4,16 dB, was besser ist als durch die Simulation ermittelt. Dies bedeutet, dass die Werte der Bauteilgüten in der Simulation zu pessimistisch angenommen sind. Die gewünschte Dämpfung bei der Spiegelfrequenz beträgt absolut 69 dB bzw. etwa 65 dB relativ

zur Dämpfung bei der Mittenfrequenz des Filters, was wiederum ausreichend ist. Die Dämpfung im Sperrbereich lässt zu höheren Frequenzen hin indes stark nach.

6.1.4 Dritter Zwischenkreisfilter

Der letzte Bandpassfilter in der Signalkette ist entscheidend für die Frequenzauflösung. Seine Durchlasskurve wird am Display des fertigen Analysators ausgegeben, wenn am Eingang ein reiner Sinus anliegt. In handelsüblichen Messgeräten ist dieser Filter variabel ausgeführt. Für schmalbandige Filter werden Quarze eingesetzt. Bei diesem ersten Musteraufbau soll hingegen ein mit einfachen Mitteln realisierbarer Filter erstellt werden. Für die primäre Messaufgabe, bei der ein Signal zurückgemessen wird, das selbst durch den Nachlaufgenerator erzeugt wird, hat die Filterbandbreite keinen Einfluss auf das Messergebnis.

6.1.4.1 Simulation mit parasitären Elementen

Zu niedrigeren Frequenzen hin, werden die Induktivitätswerte größer. Dementsprechend werden für Luftspulen mehr Windungen benötigt, die wiederum einen größeren resistiven und kapazitiven Anteil bewirken. Um diese parasitären Elemente in der Simulation zu berücksichtigen, wird eine Luftspule gewickelt und deren Werte gemessen. Nach Optimierung der Wicklungszahl kann eine Spule mit dem gewünschten Induktivitätswert hergestellt werden.

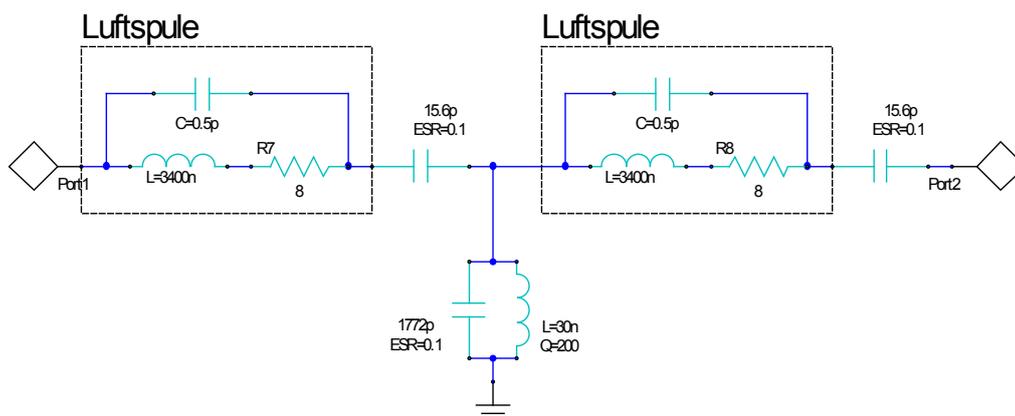


Abb. 74: Dritter Zwischenkreisfilter: Schaltplan mit Ersatzschaltbild der Luftspulen, Quelle: Eigene Darstellung

Üblicherweise werden für diese Anwendung spezielle Gauß-Filter eingesetzt, die eine schnelle Einschwingzeit aufweisen und eine entsprechend kurze Sweep-Zeit erlauben⁴². Bei dieser Arbeit liegt allerdings die leichte praktische Umsetzbarkeit im Vordergrund und ein Chebyshev Filter dritter Ordnung erzeugt in diesem Fall leichter zu realisierende Bauteilwerte. Der Schaltplan ist in Abb. 74 bereits mit einem Ersatzschaltbild der Luftspulen ausgeführt, um realistischere Ergebnisse zu erhalten.

⁴² Vgl. Rauscher (2000), S. 46.

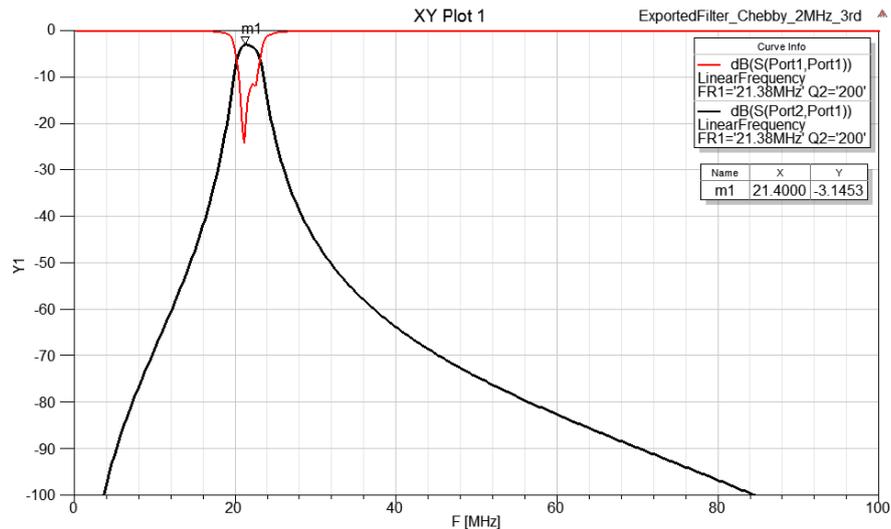


Abb. 75: Dritter Zwischenkreisfilter: Simulation mit Ersatzschaltbild der Luftspulen, Quelle: Eigene Darstellung

Das Simulationsergebnis ist in Abb. 75 wiedergegeben und zeigt die zu erwartende Performance des Filters. Mit einer 3-dB Bandbreite von 2,8 MHz ist dieser Filter nur für breitbandige Messungen einsetzbar und verfügt nur über eine sehr geringe Frequenzselektivität.

6.1.4.2 Realer Aufbau

Der Filter wird, wie in Abb. 76 ersichtlich, auf einer Prototypenplatine aufgebaut. Verwendung finden bedrahtete Drehkondensatoren, selbstgewickelte Luftspulen und Standard Chip-Kondensatoren. Zum Abgleich müssen die drei Drehkondensatoren auf die optimale Resonanzfrequenz abgestimmt werden.

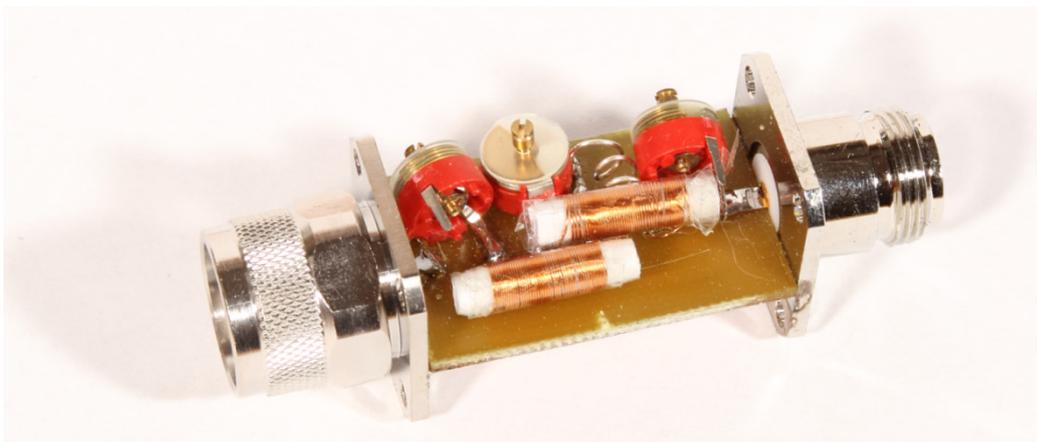


Abb. 76: Dritter Zwischenkreisfilter: Realer Aufbau, Quelle: Eigene Darstellung

Der nach dem Abgleich gemessene Transmissionsfaktor ist in Abb. 77 dargestellt. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung der Bandbreite mit der Simulation. Die minimale Dämpfung von 2,5 dB ist besser als durch die Simulation berechnet.

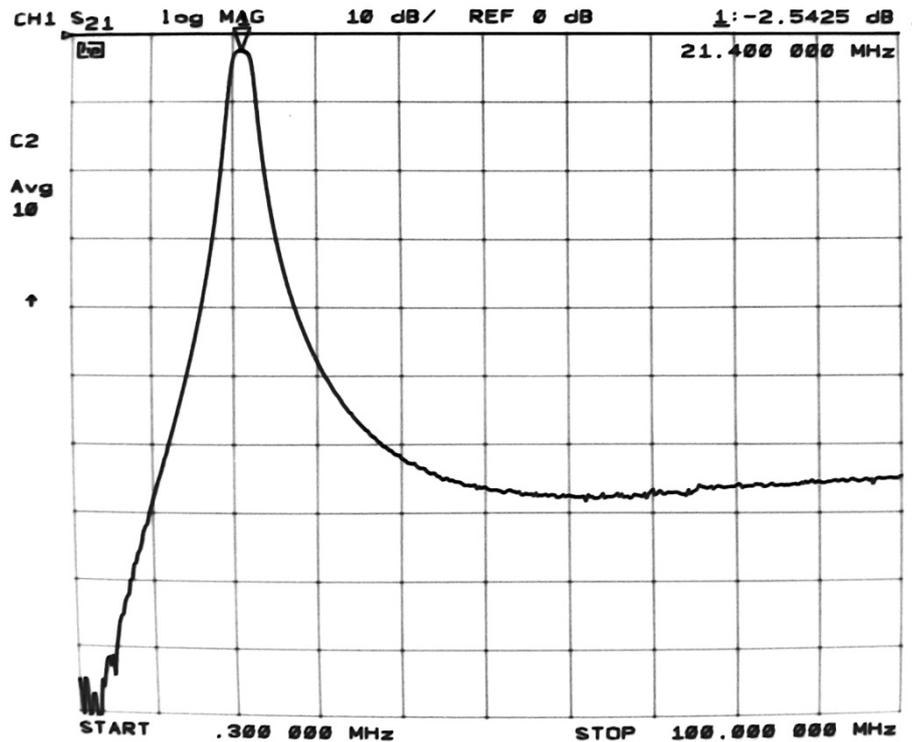


Abb. 77: Dritter Zwischenkreisfilter: Messung S21, Quelle: Eigene Darstellung

Im oberen Frequenzbereich erhält man hingegen eine schlechtere Dämpfung des Signals als in der Simulation. Dies kann durch den frei verdrahteten Aufbau der Platine erklärt werden. Verändert man geringfügig die Position der Luftspulen, wirkt sich das stark auf die Dämpfung in diesem Bereich aus. Deshalb wird vermutet, dass durch den ungünstigen Aufbau eine unerwünschte Kopplung zwischen den Spulen besteht, die das Signal vom Eingang zum Ausgang überträgt. Für einen verbesserten Aufbau muss auf diese Wirkungsweise Rücksicht genommen werden.

6.2 Synthesizer

Bei jedem Mischvorgang wird ein Lokaloszillatorsignal mit hoher Frequenzgenauigkeit und geringem Phasenrauschen benötigt. Für diesen Einsatzzweck kommen Phasenregelkreise zum Einsatz, die einen spannungsgesteuerten Oszillator so ansteuern, dass dieser exakt auf einer gewünschten Frequenz schwingt. Zum Vergleich wird eine Referenzfrequenz benötigt, dessen Frequenz sich im MHz-Bereich befinden kann. Nach einer Bauteilrecherche konnte ein Synthesizer gefunden werden, der alle Schaltungsblöcke eines Phasenregelkreises mit Oszillator und digitaler Ansteuerung in ein Gehäuse integriert hat. Dieser Baustein verfügt über einen möglichen Ausgangsfrequenzbereich zwischen 35 MHz und 4400 MHz. Dies wird durch einen programmierbaren Teiler ermöglicht, der das Hauptoszillatorsignal herunterteilen kann. Des Weiteren stehen zwei separate Ausgänge zur Verfügung, deren Ausgangsleistung programmierbar ist. Zur Konfiguration des gesamten Bausteins steht ein SPI-Interface (Serial Peripheral Interface) zur Verfügung. Ein Blockschaltbild ist in Abb. 78 gezeigt.

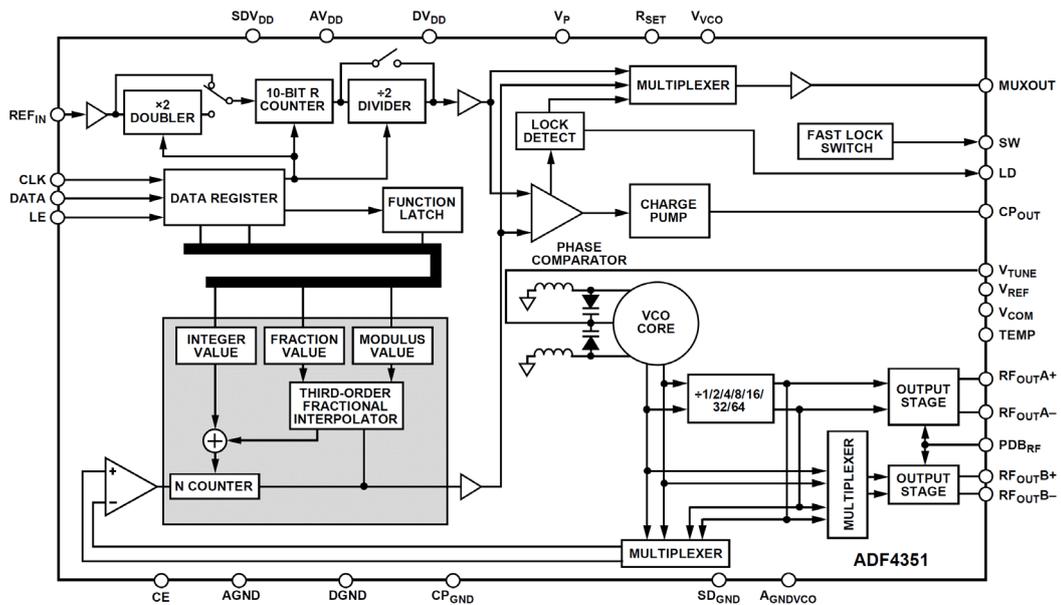


Abb. 78: Blockschaltbild ADF4351, Quelle: Analog Devices (2012), Online-Quelle [17.August.2014], S. 1.

Als externe Komponenten werden neben den üblichen Stützkondensatoren Drosseln benötigt, die die Ausgangsstufe versorgen. Für den Phasenregelkreis ist zudem ein passiver externer RC-Filter erforderlich.

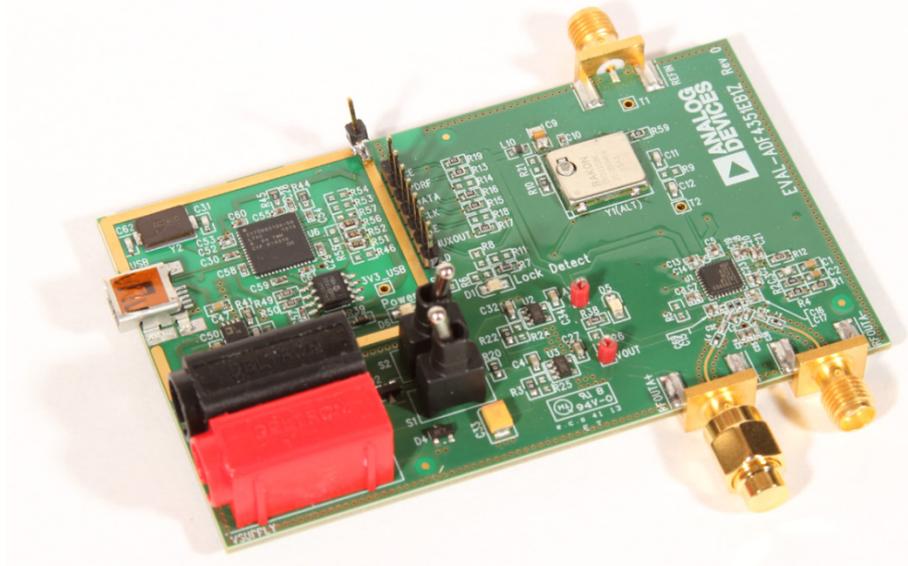


Abb. 79: Evaluation Board ADF4351, Quelle: Eigene Darstellung

Für den ersten Aufbau wird das Evaluation Board EVAL-ADF4351EB1Z von Analog Devices verwendet, das neben dem Synthesizer-IC auch die Referenzfrequenz, Spannungsversorgung und ein USB-Interface enthält. Diese Platine ist in Abb. 79 dargestellt. Die SPI-Leitungen auf dem Board sind zugänglich ausgeführt. Dies wird genutzt, um die Kommunikation zu einem Mikrocontroller zu ermöglichen, auf dem das Testprogramm zum Funktionsmustersaufbau läuft. Die Hochfrequenzausgänge sind über SMA-Buchsen ausgeführt und können einfach mit den anderen Blöcken verbunden werden.

6.3 Verstärker

Zu den Auswahlkriterien bei Verstärkern zählen einsetzbarer Frequenzbereich, Verstärkung, Intercept-Punkt und Rauschzahl. Bei diskretem Aufbau mit Transistoren sind Schaltungsteile zur Arbeitspunkteinstellung und Anpassung des Ein- und Ausgangs an $50\ \Omega$ notwendig. Breitbandige Anpassungen sind dabei schwer zu erreichen. Im Gegensatz dazu sind integrierte Verstärker intern breitbandig angepasst und benötigen eine minimale Beschaltung zur Spannungsversorgung.

Ein möglicher Typ von Mini-Circuits ist ERA-5SM. Dieser Baustein bietet einen Frequenzbereich von DC bis 4 GHz. Die Rauschzahl ist im Datenblatt mit 4.5 dB angegeben.

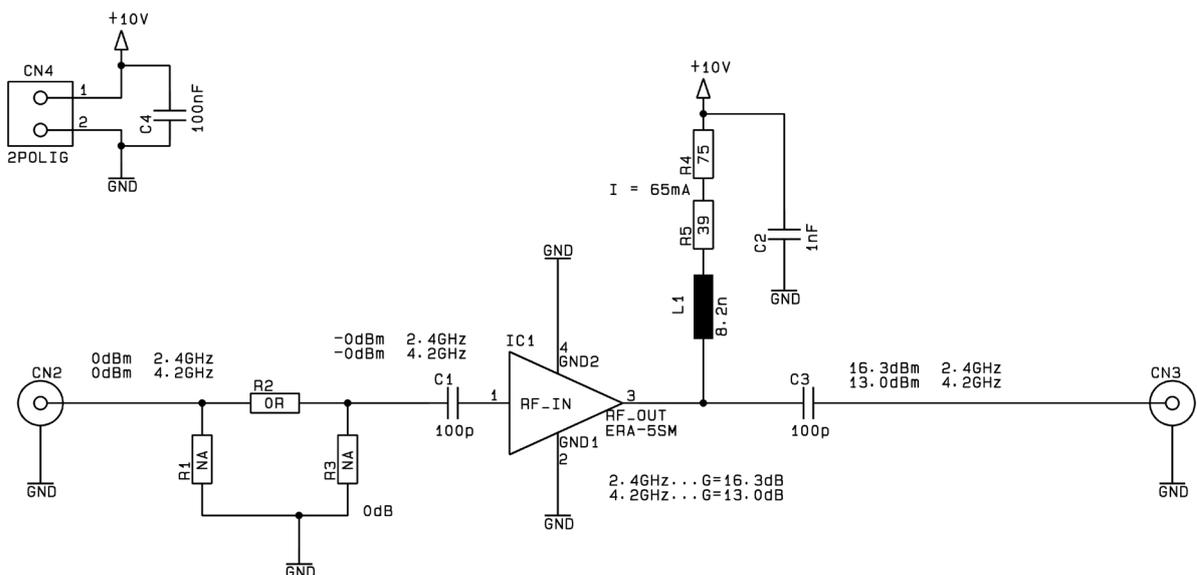


Abb. 80: Verstärkermodul: Schaltplan, Quelle: Eigene Darstellung

Die einfache Beschaltung ist in Abb. 80 gezeigt. Am Eingang ist ein Dämpfungsglied vorgesehen, das eine flexiblere Amplitudenanpassung erlaubt. Der Verstärker ist durch C1 und C3 wechsellspannungsmäßig gekoppelt. L1 dient zur Wechsellspannungsentkopplung und Versorgung des Verstärkers mit einem konstanten Gleichstrom, der über R4 und R5 eingestellt wird. Es wird ein Versorgungsstrom von 65 mA empfohlen.

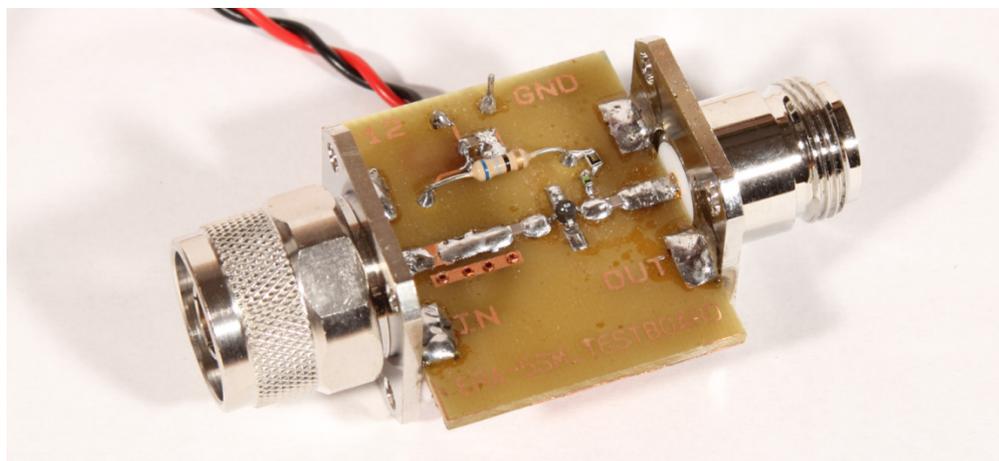


Abb. 81: Verstärkermodul: Realer Aufbau, Quelle: Eigene Darstellung

Die fertige Platine ist in Abb. 81 dargestellt. Dabei ist die Masseanbindung über drei Vias unter dem Bauteil realisiert. Bei einer ersten Variante mit nur einem Via neigte der Verstärker zum Schwingen.

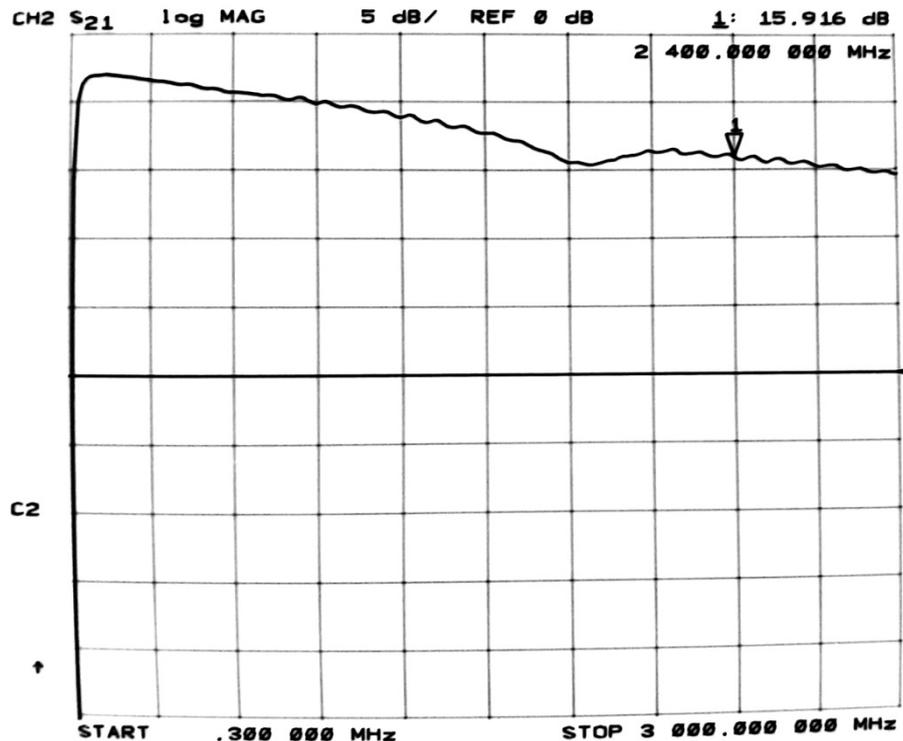


Abb. 82: Verstärkermodul: Messung S21, Quelle: Eigene Darstellung

Die Messung mit dem Netzwerkanalysator zeigt die Verstärkung in Abb. 82. Die Messung stimmt soweit mit den Datenblattwerten überein. Lediglich der leichte Einbruch um 1800 MHz scheint vom Aufbau her zu kommen. Hier zeigt sich, dass sich, beim Berühren eines Anschlusses des Vorwiderstandes R4 mit einem Finger, die Frequenz des Einbruchs verschiebt. Das gibt einen Hinweis darauf, dass die Schaltung rund um die Versorgung dieses Verhalten verursacht. Für die Funktion der Schaltung hat das soweit aber keinen Einfluss.

6.4 Mischer

Für jede Frequenzumsetzung wird ein Mischer benötigt. Die erste Aufwärtsmischung erfordert einen Mischer, dessen Eingangsfrequenz von möglichst niedriger Frequenz bis 2 GHz arbeitet. Die Lokaloszillatorfrequenz reicht von 2,36 GHz bis 4,36 GHz. Für Breitbandanwendungen kommen hauptsächlich passive Mischer in Frage, die in unterschiedlichen Ausführungsformen verfügbar sind. Eine Übersicht über Mischer mit Dioden zeigt Abb. 83.

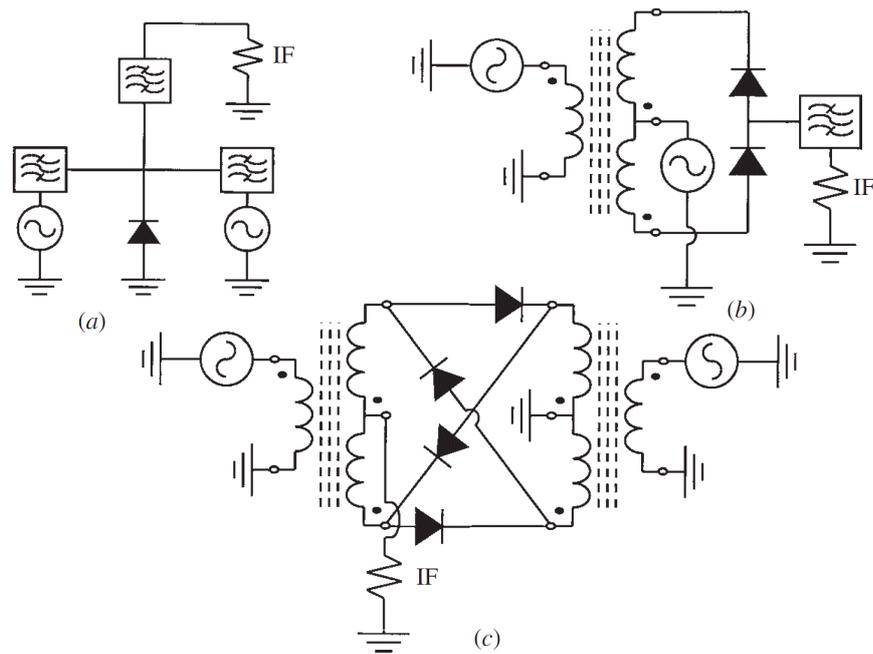


Abb. 83: Übersicht Diodenmischer: (a) Eintaktmischer (single ended), (b) Gegentaktmischer (single balanced), (c) Ringmischer (double balanced), Quelle: Vendelin/Pavio/Rohde (2005), S. 727.

Parameter	Single Ended	Single Balanced	Double Balanced
Conversion gain	High	Moderate	Low
Spurious performance	None	Moderate	High
Dynamic range	Low	Moderate	High
Isolation	None	Moderate	High
Pump power	Low	Moderate	High
Complexity	Low	Moderate	High
Bandwidth	Narrow	Wide	Wide

Tabelle 3: Übersicht Diodenmischer, Quelle: Vendelin/Pavio/Rohde (2005), S. 728.

In der Übersicht über die Leistungsmerkmale von Diodenmischern in Tabelle 3 ist ersichtlich, dass Ringmischer die besten Eigenschaften aufweisen. Sie weisen eine gute Unterdrückung unerwünschter Modulationsprodukte, einen hohen Dynamikumfang, eine gute Isolation zwischen den Anschlüssen und eine große Bandbreite auf. Die Nachteile sind die höhere Komplexität und die höhere erforderliche Leistung des Lokaloszillatorsignals. Ein Mischer mit der benötigten LO-Leistung von n dBm wird dabei als Level- n -Mischer bezeichnet⁴³.

Die Firma Mini-Circuits bietet Diodenmischer als SMD-Bauteile (surface-mounted device) und als fertige Module mit Koaxialanschlüssen an. Eine Suche nach einem Mischer mit dem erforderlichen Frequenzbereich bringt als Ergebnis den Level-13-Mischer vom Typ ADE-42MH. Der Frequenzbereich von HF (=RF) und LO (=LF) Anschluss reicht von 5 MHz bis 4200 MHz und vom ZF-Anschluss von 5 MHz bis 3500 MHz. Somit ist die Anforderung an den Eingangsfrequenzbereich nach oben hin erfüllt, nach unten wird er allerdings durch 5 MHz beschränkt. Wobei es zu testen gilt, ob sich der Mischer

⁴³ Tietze/Schenk (2002), S. 1447.

6.5 Logarithmischer Verstärker

Ein logarithmischer Verstärker hat die Funktion, das am Eingang anliegende Signal zu logarithmieren und als Gleichspannungswert auszugeben. Damit kann ein sehr großer Dynamikumfang erreicht werden. Die Bezeichnung Verstärker ist in diesem Zusammenhang irreführend, da die Funktion eher einem Konverter als einem Verstärker gleicht. Bei einem demodulierenden logarithmischen Verstärker kann die Eingangsspannung eine Wechselfrequenz sein. Logarithmische Verstärker verarbeiten das Signal grundsätzlich spannungsmäßig, werden jedoch häufig zur Leistungsmessung verwendet, indem die Eingangsimpedanz extern auf 50Ω angepasst wird. Dann kann mit dem einfachen Zusammenhang gearbeitet werden, dass eine Leistung von 0 dBm (1 mW) an einem Widerstand von 50Ω eine Spannung von 316,2 mV erzeugt. Als mathematische Beschreibung gilt dann Formel (6.2).⁴⁴

$$V_{OUT} = V_{SLOPE}(P_{IN} - P_0)$$

V_{OUT}/V	Ausgangsspannung	
$V_{SLOPE}/\frac{V}{dB}$	Steigung	
P_{IN}/dBm	Eingangsleistung	
P_0/dBm	logarithmischer Referenzwert	(6.2)

Demzufolge beeinflussen zwei Referenzwerte die Genauigkeit des Ausgangssignals. Zum einen die Steigung, die die Ausgangsspannung je dB angibt und zum anderen der logarithmische Referenzwert, bei dem die Ausgangsspannung null beträgt. Intern werden diese Bausteine durch eine serielle Anordnung nichtlinearer Verstärker realisiert, deren Ausgangswerte addiert werden. Das Prinzipschaltbild ist in Abb. 86 gegeben.

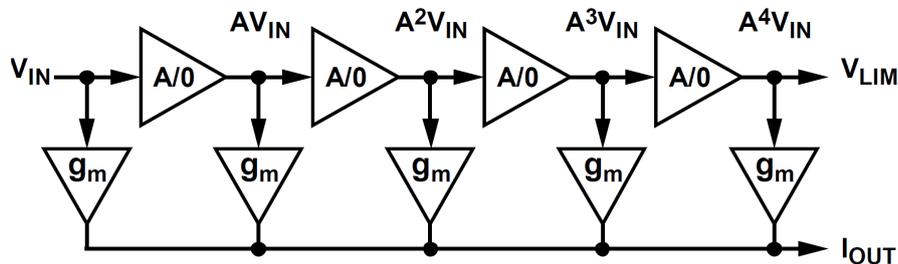


Abb. 86: Interner Aufbau eines logarithmischen Verstärkers, Quelle: Analog Devices (2008), Online-Quelle [19.August.2014], S. 12.

Bei dieser Arbeit muss das letzte Zwischenfrequenzsignal bei 21,4 MHz detektiert werden. Bei der Entwicklung des Blockschaltbildes in Abschnitt 5.1.2 konnte ein Pegelbereich von etwa -85 dBm bis -5 dBm berechnet werden, der bei der letzten Zwischenfrequenz auftritt. Ein gängiger logarithmischer Verstärker, der die zuvor genannten Anforderungen erfüllt, ist der Typ AD8307 von Analog Devices. Seine Eckdaten sind:

- 92 dB Dynamikbereich von -88 dBm bis +3 dBm bei Anpassung an 50Ω
- DC bis 500 MHz Frequenzbereich
- ± 1 dB Linearität
- Steigung 25 mV/dB

⁴⁴ Vgl. Analog Devices (2008), Online-Quelle [19.August.2014], S. 9.

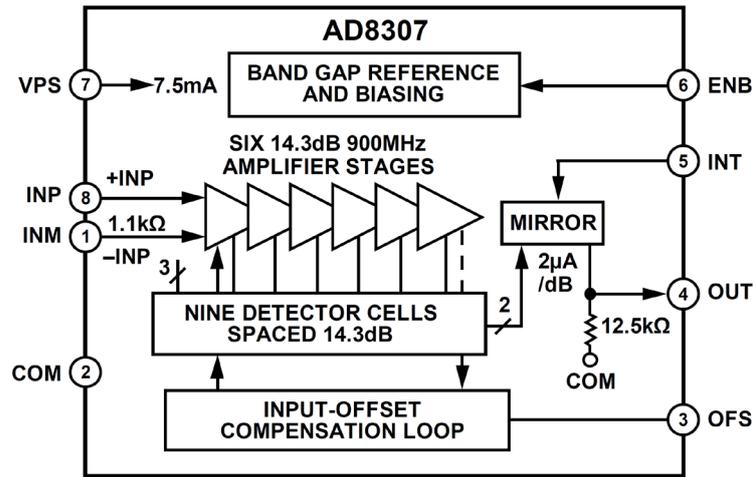


Abb. 87: Blockschaltbild AD8307, Quelle: Analog Devices (2008), Online-Quelle [19.August.2014], S. 1.

Das Blockschaltbild des Bausteins AD8307 ist in Abb. 87 dargestellt. Da der Eingang differenziell ausgeführt ist, muss die Anpassungsschaltung am Eingang auch die Funktion eines Symmetriergliedes übernehmen. Der differenzielle Eingangswiderstand des Bausteins ist mit 1,1 kΩ angegeben plus einer parasitären Kapazität von 1,4 pF von jedem Eingang nach Masse. Für die Eingangsfrequenz von 20 MHz sind im Datenblatt empfohlene Bauteilwerte der Anpassungsschaltung angegeben. Die fertige Schaltung ist in Abb. 88 gezeigt.

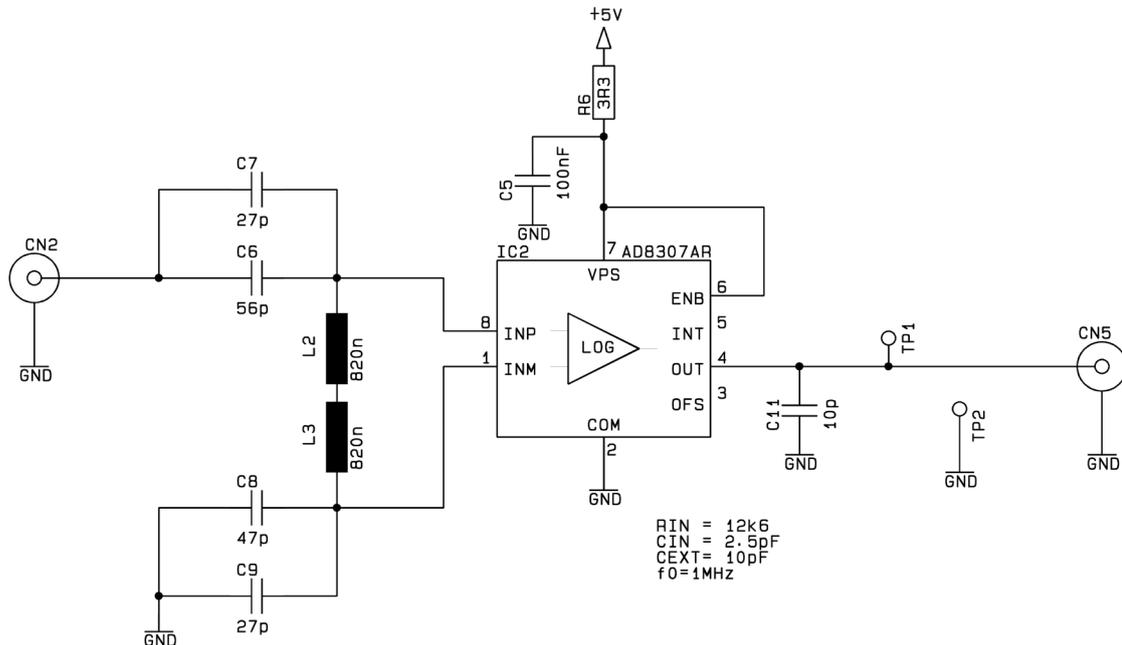


Abb. 88: LogAmp-Modul: Schaltplan (ohne Versorgung), Quelle: Eigene Darstellung

Der Ausgang ist eine Stromquelle mit einem Innenwiderstand von 12,6 kΩ parallel zu 2,5 pF. Mit einem externen Kondensator kann die Grenzfrequenz beliebig verringert werden. Der verwendete Kondensator C11 beschränkt sie auf 1 MHz. Der praktische Aufbau erfolgte wiederum mit einer geätzten Leiterplatte und ist in Abb. 89 abgebildet.

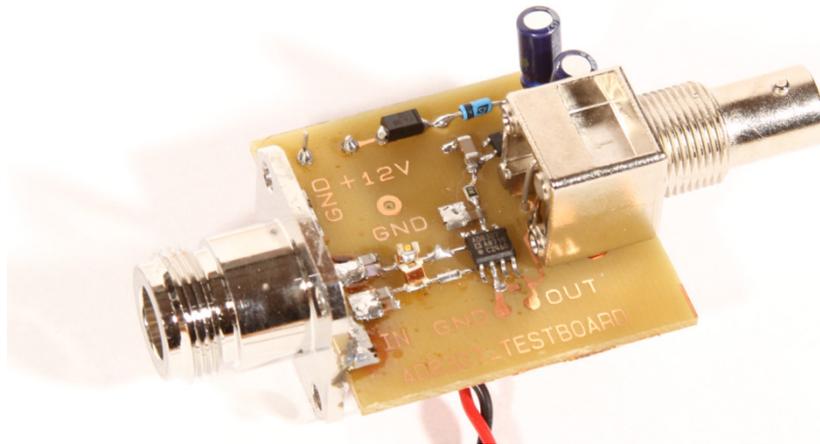


Abb. 89: LogAmp-Modul: Realer Aufbau, Quelle: Eigene Darstellung

Zur Validierung der Anpassschaltung wird die Eingangsimpedanz mit einem Netzwerkanalysator gemessen. Da die Bauteilwerte für 20 MHz optimiert sind und die exakten Werte durch die Normreihen nicht verfügbar sind, gibt es eine Abweichung von den gewünschten 50 Ω. Die Messung ergibt bei 21,4 MHz eine Impedanz von (38,9+j35,1) Ω, das einem Eingangsreflexionsfaktor von -8,3 dB entspricht. Das Smith-Diagramm und der Eingangsreflexionsfaktor sind in Abb. 90 gezeigt. Der minimale Reflexionsfaktor wird bei 20 MHz erreicht.

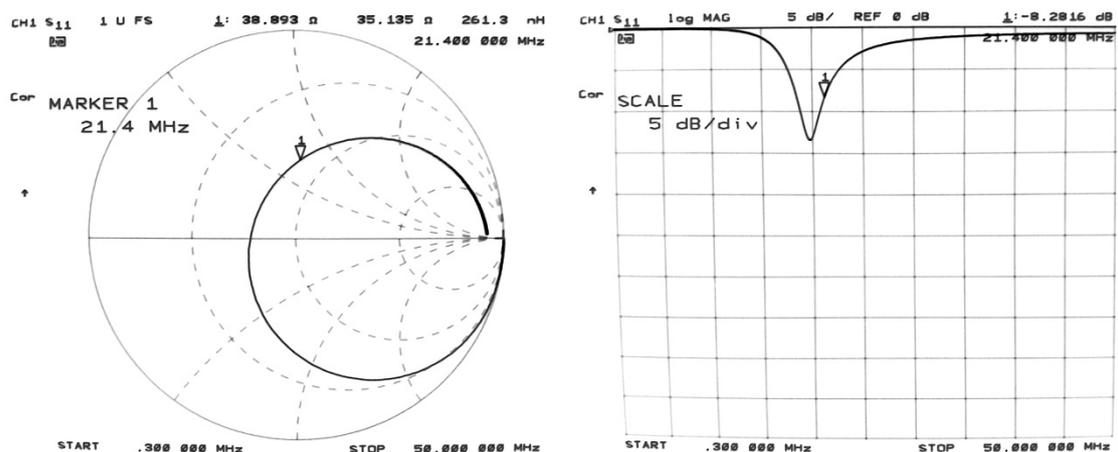


Abb. 90: LogAmp-Modul: Messung S11, Quelle: Eigene Darstellung

6.6 Display

Um das Messgerät zu konfigurieren und das Messergebnis anzuzeigen sind ein Display und eine Eingabemöglichkeit notwendig. Es kann auch eine Schnittstelle zu einem externen PC vorgesehen werden, um das HMI (human machine interface) dann auf der Seite des PCs zu realisieren. Für ein tragbares Gerät scheidet diese Variante aber aus. Geht man nun von einem Standard-Grafik-Display aus, werden die Anforderungen an den Mikrocontroller bei einfachen Messaufgaben hauptsächlich durch die Grafikausgabe bestimmt werden. Denn auch schon für einfache Grafikroutinen ist ein Pixelspeicher notwendig, der das aktuell ausgegebene Bild wiederspiegelt. Bei einer Auflösung von 320 x 240 Pixel zu je 8 Bit Speichertiefe für die Farbe ergibt das alleine 75 kByte. Je nach Displaycontroller müssen diese Daten bei jeder Änderung des Inhalts zum Display übertragen werden. Auch der Aufwand bei der

Programmierung ist maßgeblich durch die Grafikdarstellung vorbestimmt. Aus diesen Gründen ist eine Alternative ratsam.

Fündig wird man bei einer Entwicklung der Firma FTDI Chip, die eine innovative Plattform für Displaycontroller mit der Bezeichnung EVE (Embedded Video Engine) anbieten. Unter dieser Serie verfügbare ICs vereinen Grafikansteuerung, Audio und Touchfunktionen. Angesprochen wird der Baustein über eine serielle Schnittstelle wie SPI oder I²C (Inter-Integrated Circuit). Zum Unterschied zu gängigen Displaycontrollern müssen nicht die Pixeldaten an das Display übertragen werden, sondern Befehle, die ihrerseits die Pixelausgabe steuern. Dabei sind Befehle für alle in Standardanwendungen benötigten Grafikelemente vorhanden. Diese können etwa Textfelder, Knöpfe, Rundinstrumente oder einfache Linien und Kreise sein. Zusätzlich werden beim Berühren dieser Elemente automatisch Nachrichten an den Mikrocontroller gesendet, der die Benutzereingaben dadurch einfach verarbeiten kann. Die maximale Auflösung von 512 x 512 Pixel reicht für gängige Displays mit 480 x 272 oder 320 x 240 Pixel. Dies scheint für heutige Displays nicht sehr viel zu sein, wird aber durch den Grafikprozessor indirekt aufgewertet, indem standardmäßig Algorithmen angewendet werden, die verpixelte Darstellungen etwa durch Anti-Aliasing vermindern. Damit kann ein relativ hochwertiges optisches Erscheinungsbild erreicht werden.



Abb. 91: Display-Modul mit FT800-Controller mit 480 x 272 Pixel Auflösung, Quelle: Eigene Darstellung

Ein weiterer Vorteil liegt in der Verfügbarkeit fertiger Displaymodule, wie es in Abb. 91 abgebildet ist. Über den Hersteller sind darüber hinaus Bibliotheken und Programmbeispiele für gängige Mikrocontroller und Anwendungen verfügbar.

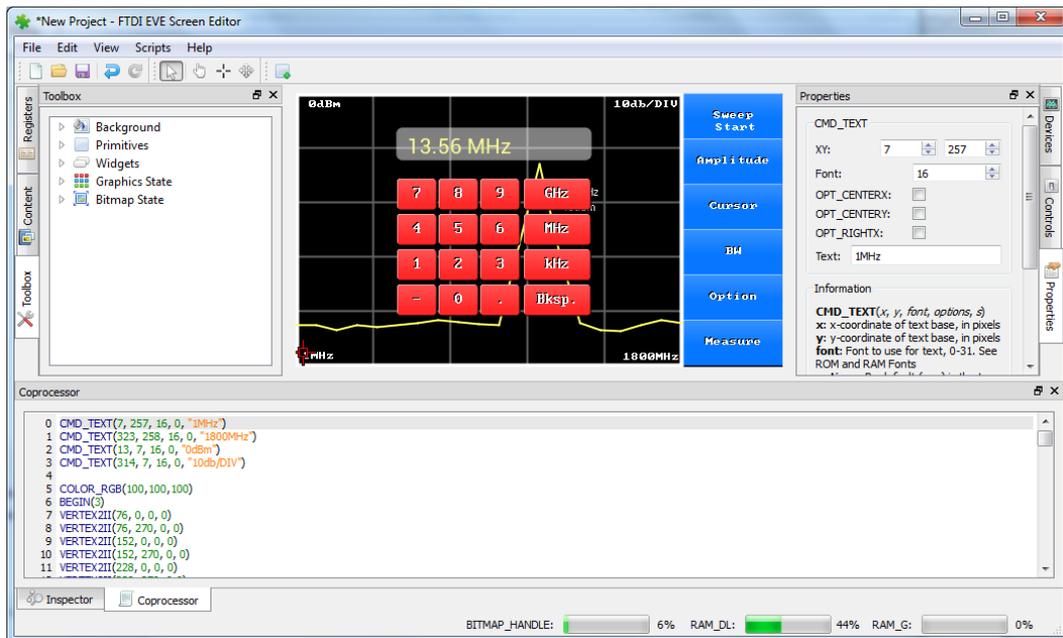


Abb. 92: EVE Screen Editor, Quelle: Eigene Darstellung

Zur Entwicklung wird außerdem ein Tool zur Verfügung gestellt, mit dem das Display am PC emuliert werden kann. Die Benutzeroberfläche ist in Abb. 92 dargestellt. Es erleichtert die Erstellung des Layouts und die Beurteilung der Farbgestaltung erheblich, da binnen kurzer Zeit alle Elemente über Drag&Drop verschoben, skaliert und farblich angepasst werden können. Zudem werden die fertigen Displaybefehle ausgegeben, die dann nur noch im Mikrocontroller implementiert werden müssen. Zudem sind die Auslastung des Speicherinhalts des Displaycontrollers und dessen Registerinhalte ebenfalls implementiert und auslesbar.

Als Beispiel zur Grafikausgabe mit dem IC FT800 soll die folgende Codezeile untersucht werden:

```
CMD_BUTTON(382, 90, 98, 45, 16, 0, "Cursor")
```



Diese Zeile reicht aus, um einen Button an der Position $x=382$, $y=90$, mit der Breite 98 und der Höhe 45, mit der Schriftart 16 und dem Text „Cursor“ darzustellen. Das Ergebnis ist darunter abgebildet. Natürlich muss bei der Implementierung im Mikrocontroller durch eine Library der Befehl in richtiger Kodierung über die Schnittstelle übertragen werden. Es entstehen aber immer nur 32 Bit an Daten für den Befehl und ein weiteres Byte für jedes Textzeichen das benötigt wird.

Der Einsatz dieses Displays ermöglicht eine grafische Ausgabe in hoher Qualität, die sonst durch die zeitliche Beschränkung im Rahmen dieser Arbeit nicht machbar wäre.

6.7 Mikrocontroller

Zur Ansteuerung der Synthesizer zur Lokoszillatorerzeugung und des Displays mit Touch-Interface wird ein Mikrocontroller eingesetzt. Seine Aufgaben sind:

- Konfiguration der Synthesizer-ICs über SPI (serial peripheral interface)

- Konfiguration Displaycontroller über SPI
- Darstellung der Eingabemöglichkeiten in Form eines Menüs am Display
- Reagieren auf Benutzereingaben
- Durchstimmen des ersten Lokaloszillators in bestimmten Zeitabständen
- Einlesen der Messwerte vom ADC (Analog-to-Digital-Converter) in bestimmten Zeitabständen
- Eventuell Anwenden einer Min / Max Funktion bzw. Filtern der eingelesenen Werte
- Umrechnen der Messwerte auf korrekte Einheiten unter Berücksichtigung einer Kalibration
- Regelmäßige Ausgabe der Messwerte am Display

Der Arbeitsspeicher soll ausreichend sein, um Kalibrierdaten abzulegen und die Werte eines Messdurchlaufes zu halten. Bei einer horizontalen Displayauflösung von 480 Pixeln können die Anzahl der Punkte der Messkurve auf eben diese beschränkt werden. Bei Verwendung von Fließkommawerten mit 32 Bit für die Messwerte, kommt man somit für einen vollständigen Messdurchlauf auf 1920 Byte. Rechnet man für die Kalibrierdaten denselben Speicherbedarf, erhält man 3840 Byte. Für Zwischenberechnungen, Signalverarbeitung, Speichern der Einstellungen und Pufferung der Kommunikationsschnittstellen wird noch weiterer Speicher benötigt, der sich aber schwerer abschätzen lässt. In Summe kann aber angenommen werden, dass der Hauptteil durch die Speicherung der Messkurven belegt wird. Um einen Überschlagswert zu erhalten, wird von einem Arbeitsspeicherbedarf von 8 KByte ausgegangen.

Da für die Displayausgabe keine Pixeldaten von Grafikelementen und Schriften im Mikrocontroller abgelegt werden müssen, wird der Programmspeicherbedarf als gering angenommen und sollte bei üblichen Mikrocontrollern mit Flash-Speicher ausreichend sein.

Auch an die Geschwindigkeit wird für das Funktionsmuster keine hohe Anforderung gestellt, da der Messablauf beliebig langsam erfolgen kann und die grafische Ausgabe durch das verwendete Display wenig Rechenleistung in Anspruch nimmt.

Eine SPI Schnittstelle wird zur Ansteuerung des Synthesizer-ICs und des Displays benötigt. Zur Kommunikation werden zusätzlich Port-Pins zum Selektieren des gerade angesprochenen Bausteins in Form von Enable-Leitungen benötigt. Auch diese Anforderung erfüllen praktisch alle Mikrocontroller.

Zum Einlesen des Messwertes ist ein einfacher ADC erforderlich. Der verwendete logarithmische Verstärker erzeugt einen Spannungspegel von 25 mV / dB. Bei einer gewünschten Auflösung von 0,1 dB wird somit ein LSB (least significant bit) des ADCs von unter 2,5 mV benötigt. Bei einer Referenzspannung des ADCs von 3,3 V ergibt sich eine benötigte Anzahl von 1320 Quantisierungsstufen. Umgerechnet in Bitbreite sind das 10,36 Bit. Die Anforderung an die Geschwindigkeit ist dabei gering.

Die erwähnten Anforderungen können als Standard bei Mikrocontrollern angesehen werden, weshalb die Verfügbarkeit und der günstige Preis bei der Auswahl im Vordergrund stehen. Verwendet wird schließlich ein Cortex™-M3 CPU (Central Processing Unit) von STMicroelectronics. Das Evaluierungsboard „STM32VLDISCOVERY“ aus Abb. 93 ist mit einem Mikrocontroller vom Typ STM32F100RB ausgestattet. Zusätzlich befindet sich ein Debugger auf dem Board, mit dem ohne zusätzliche Hardware der

Mikrocontroller programmiert und während des Betriebs debuggt werden kann. Als Schnittstelle zum PC und gleichzeitige Spannungsversorgung dient ein USB-Stecker (Universal Serial Bus).

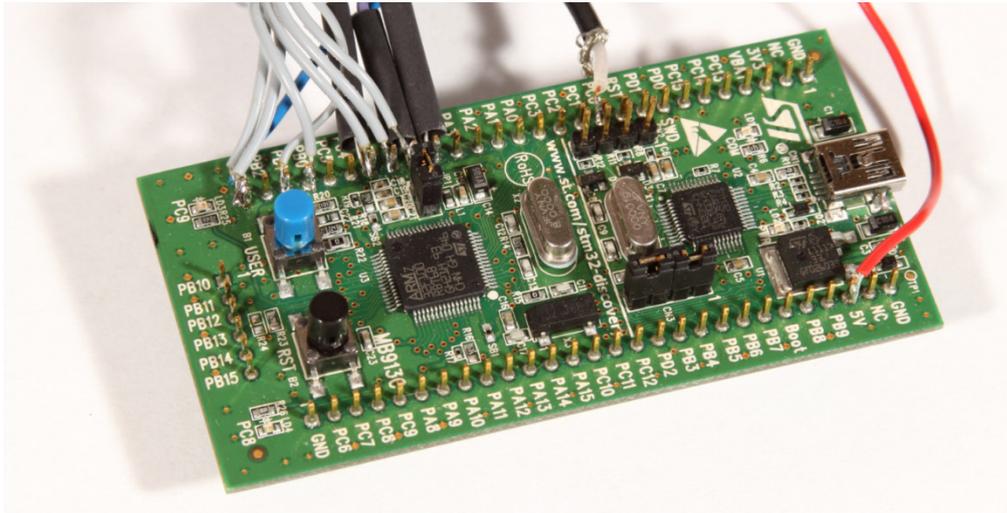


Abb. 93: Evaluierungsboard STM32VLDISCOVERY, Quelle: Eigene Darstellung

Die Eckdaten des Mikrocontrollers STM32F100RB sind:

- 32-Bit Cortex™-M3 CPU
- 24 MHz maximale Taktfrequenz
- 128 KBytes Flash-Speicher
- 8 KBytes SRAM (Static Random-Access Memory)
- 12-Bit ADC, 1,2 µs Konvertierungszeit
- 12-Bit DAC (Digital-to-Analog Converter)
- 6 Timer
- 2 SPI Schnittstellen
- 2 I²C Schnittstellen (inter-integrated circuit)
- 2 USART Schnittstellen (universal asynchronous receiver transmitter)
- 51 GPIOs (general-purpose input / output)

Zur Programmierung wird das Paket MDK-ARM (microcontroller development kit) von Keil verwendet, das einen ARM C/C++ Compiler und die komplette µVision-Projektumgebung inklusive Editor und Debugger enthält. Eine Lite-Version mit einer Codebeschränkung von 32 KByte ist zum freien Download erhältlich.

7 AUFBAU FUNKTIONSMUSTER

Die in Kapitel 5 erstellten Blockschaltbilder werden in diesem Kapitel durch Einsatz der in Kapitel 6 realisierten Module aufgebaut und auf die korrekte Funktion hin überprüft. Nach Erstellung der Firmware wird eine Messkurve am Display ausgegeben. Dabei wird das Entstehen von unerwünschten Frequenzanteilen im gemessenen Spektrum untersucht. Verbesserungsvorschläge zum Unterdrücken dieser Signalanteile werden erarbeitet.

Durch Ergänzung des Aufbaus mit einem Richtkoppler und einer Schleifenantenne wird schließlich die eigentliche Messaufgabe praktisch anhand der Resonanzfrequenzbestimmung von RFID-Transpondern durchgeführt.

7.1 Aufbau Spektrumanalysator

Durch den durchgängigen Aufbau der einzelnen Module mit Koaxialbuchsen und Stecker vom Typ N, können diese einfach aneinander gereiht werden. Zur Spannungsversorgung der aktiven Bauelemente werden die Versorgungsleitungen von den einzelnen Modulen an einer zentralen Stelle verbunden und mit einem Labornetzteil verbunden. Die Verbindungen zwischen Mikrocontrollerplatine, Display und ADF4351-Evaluationskit erfolgen über Schallitzen. Der gesamte Aufbau ist in Abb. 94 dargestellt.

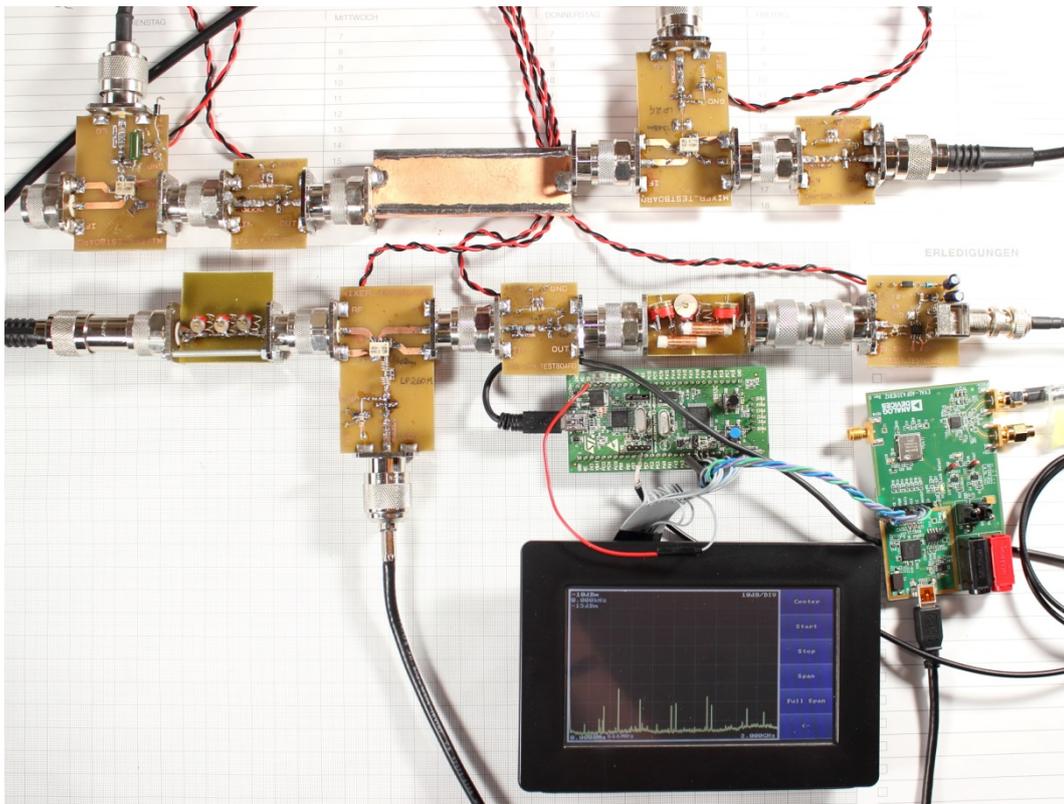


Abb. 94: Funktionsmuster Spektrumanalysator, Quelle: Eigene Darstellung

Als erster Lokaloszillator dient das ADF4351-Evaluationskit. Als zweiter Lokaloszillator wird ein Signalgenerator HP8657B verwendet und als dritter Lokaloszillator dient der Ausgang vom Netzwerkanalysator HP8753A, der als einfacher Signalgenerator fungiert. Die Werte der Frequenzen

weichen bei den folgenden Experimenten vom Frequenzplan in 5.1.1 ab, da der Signalgenerator HP8657B mit 2080 MHz beschränkt ist und nicht die erforderliche Zwischenfrequenz liefern kann. Die Filter sind entsprechend abgestimmt.

Somit ergeben sich folgende Frequenzen für das Funktionsmuster:

HF-Eingangsbereich:	0 - 2000 MHz
Erste Lokaloszillatorfrequenz f_{LO1}	2400 MHz – 4400 MHz
Erste Zwischenfrequenz f_{ZF1} :	2400 MHz
Zweite Lokaloszillatorfrequenz f_{LO2}	2038,8 MHz
Zweite Zwischenfrequenz f_{ZF2} :	361,2 MHz
Dritte Lokaloszillatorfrequenz f_{LO3}	339,8 MHz
Dritte Zwischenfrequenz f_{ZF3}	21,4 MHz

Ein Blockschaltbild des gesamten Aufbaus ist in Abb. 95 gegeben.

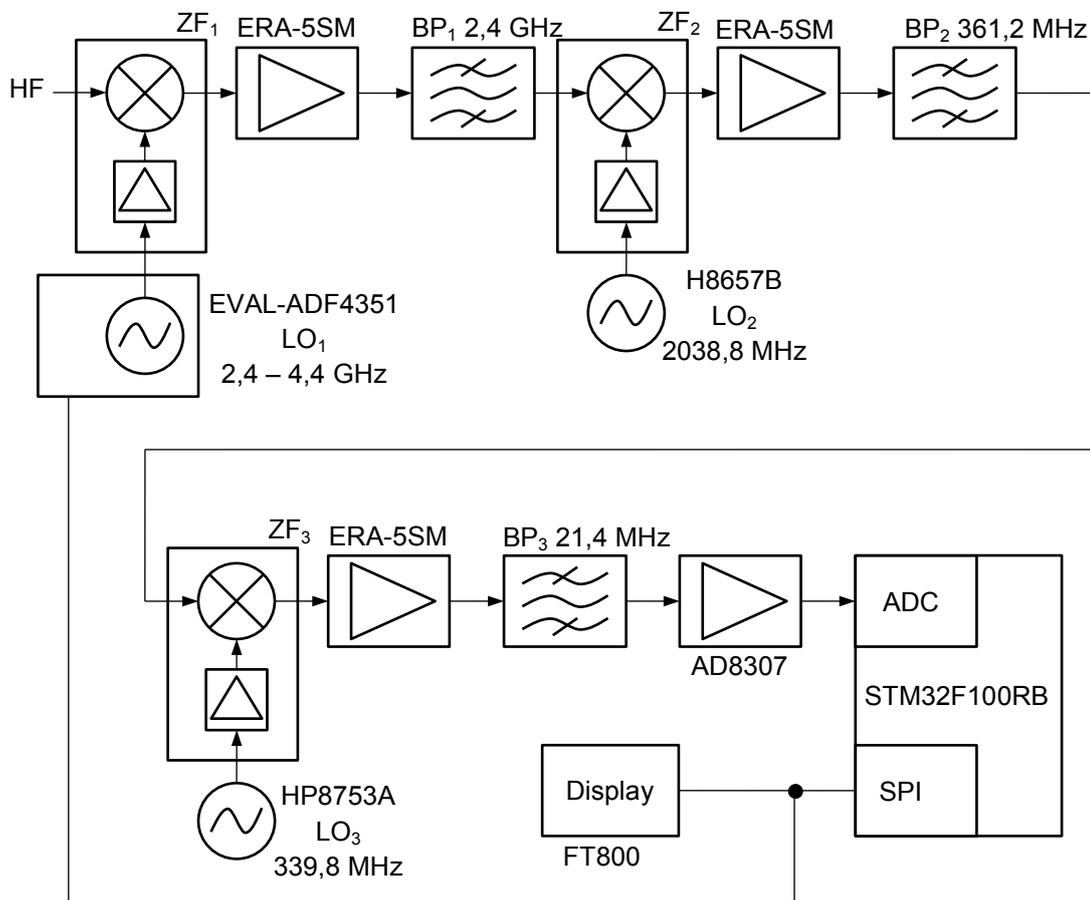


Abb. 95: Blockschaltbild des Funktionsmusters, Quelle: Eigene Darstellung

7.1.1 Firmware

Das Programmablaufdiagramm in Abb. 96 zeigt den Aufbau der Firmware. Nach einem Neustart werden der Mikrocontroller selbst und die angeschlossene Peripherie initialisiert. Dazu werden die SPI-Schnittstelle, GPIO-Pins, der ADC und diverse Timer konfiguriert. Ist die SPI-Schnittstelle aktiv, können

der Synthesizer-IC und das Display konfiguriert werden. Nach dieser Startphase gelangt das Programm in eine Hauptschleife.

Diese Hauptschleife wird durch zwei Timervariablen getriggert, die in der Interrupt-Serviceroutine in konstanten Zeitabständen dekrementiert werden. Für den Messablauf wird die Variable SweepTimer verwendet, die zu definierten Zeiten den Wert null erreicht. Dies löst das Inkrementieren der Frequenz und das Einlesen des gefilterten ADC-Wertes aus. Danach wird die neue Frequenz an das Synthesizer-Board übertragen. Die Glättung des Messwertes wird erreicht, indem der ADC, über einen eigenen Timer getriggert, im Hintergrund läuft und in dessen Interrupt-Routine ein einfacher digitaler Tiefpassfilter auf die ADC-Werte angewendet wird.

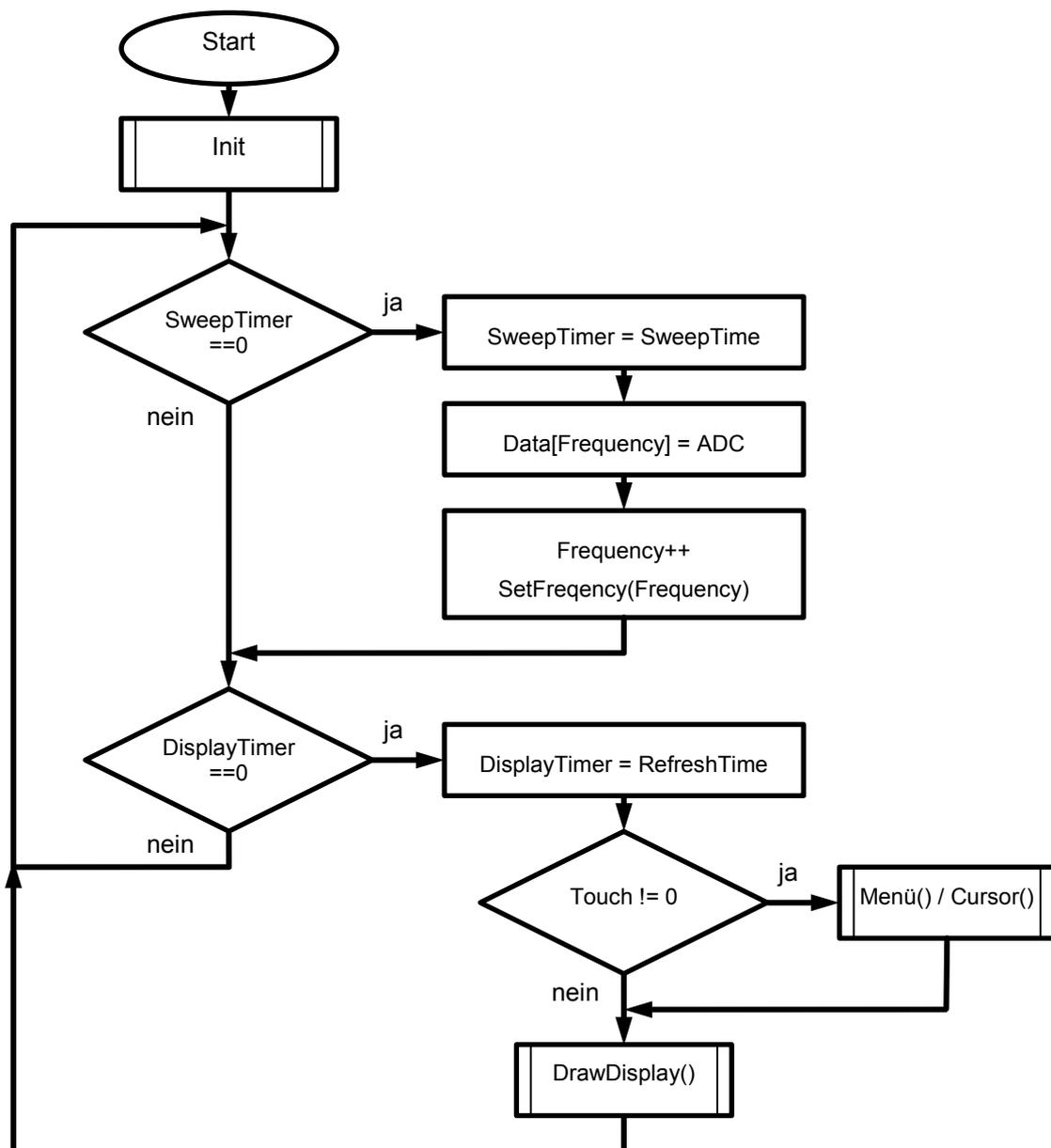


Abb. 96: Programmablaufdiagramm, Quelle: Eigene Darstellung

Zur Darstellung am Display wird eine weitere Variable DisplayTimer verwendet. Damit wird in regelmäßigen Abständen der Displaycontroller auf Touch-Events abgefragt und entsprechend darauf reagiert. In diesem Teil des Programmcodes wird auch die Bedienung des Menüs realisiert. Im weiteren

Ablauf erfolgt die Ausgabe der Messkurve und des Menüs am Display durch Aufrufen eines entsprechenden Unterprogramms.

7.1.2 Messung des Signalspektrums

Mit dem bisherigen Aufbau kann das Frequenzspektrum am Eingang gemessen werden. Eine erste Messung mit offenem Eingang ergibt die Ausgabe in Abb. 97. Die angegebenen dB-Werte sind noch nicht kalibriert, können aber als Vergleichswert dienen.

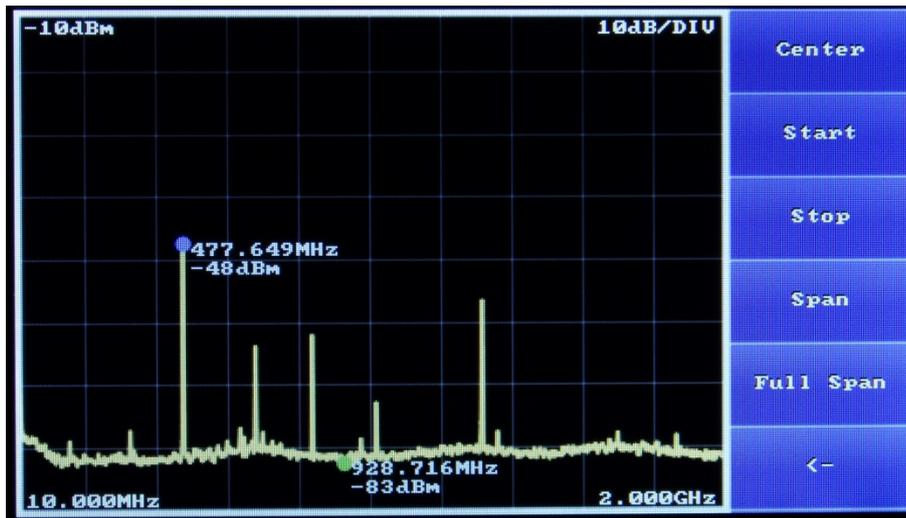


Abb. 97: Frequenzspektrum, Quelle: Eigene Darstellung

In der Messkurve sind unerwünschte Signalanteile vorhanden, die nicht am Eingang anliegen. Diese entstehen durch Mischprodukte höherer Ordnung mit Lokaloszillatorsignalen und deren Harmonischen. Im Datenblatt der verwendeten Mischer sind die Signalpegel, die durch unerwünschte Mischprodukte entstehen, angegeben. Ein Beispiel mit ähnlichen Eingangssignalen wie im Funktionsmuster ist in Tabelle 4 zu finden. Die Werte beziehen sich relativ zum erwünschten umgesetzten Signal, das selbst in der Tabelle in Zeile 1 und Spalte 1 mit 0 dBc zu finden ist.

	(-dBm)											
			+5	12	14	27	17	36	33	48	34	43
0	-	-	+5	12	14	27	17	36	33	48	34	43
1	-	16	+0	31	17	38	27	33	36	61	56	48
2	84	60	49	51	69	57	73	59	47	65	66	69
3	>100	70	59	69	60	68	65	70	72	65	70	>85
4	91	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	82	>85
5	>100	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85
6	>100	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85
7	>100	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85
8	>100	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85
9	>100	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85
10	>100	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85	>85
	RF CAL	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10

LO HARMONICS ORDER

Test conditions: RF IN: 2100.1 MHz; -6.00 dBm. LO IN: 2130.01 MHz; +13.00 dBm. IF OUT: 29.91 MHz; -14.55 dBm. Notes: 1. All Harmonics are in (dBc) relative to IF OUTPUT. 2. + entry denotes harmonics are in (dBc) above IF OUTPUT. 3. RF Cal represent the Harmonics level of the RF input signal to the mixer.

Tabelle 4: Mischprodukte ADE-42MH, Quelle: Mini-Circuits (o.J.), Online-Quelle [29.August.2014]

Um die Herkunft der unerwünschten Mischprodukte zu klären, können in einem Experiment die Lokaloszillatorfrequenzen verändert und die damit verbundene Auswirkung auf das Zwischenfrequenzsignal bei 21,4 MHz aufgezeichnet werden. Für die größte Störung bei etwa 477,6 MHz können folgende Werte ermittelt werden:

Veränderung LO-Signal	Auswirkung auf Zwischenfrequenzsignal
LO1 2877,6 MHz +1 MHz	ZF3 21,4 MHz -2 MHz
LO2 2038,8 MHz +1 MHz	ZF3 21,4 MHz +3 MHz
LO3 339,8 MHz +1 MHz	ZF3 21,4 MHz -1 MHz

Somit ergibt sich als Erklärung, dass aus der Differenz der zweiten Harmonischen des ersten Lokaloszillators und der dritten Harmonischen des zweiten Lokaloszillators ein Mischprodukt entsteht, dass bei 361,2 MHz liegt ($-2 f_{ZF1} + 3 f_{ZF2}$). Dieses wird durch den dritten Lokaloszillator auf 21,4 MHz gemischt und liegt somit im Durchlassbereich des Filters. Das Signal bei 361,2 MHz kann durch einen Spektrumanalysator gemessen werden und bestätigt das Vorhandensein dieses Mischproduktes. Die Amplituden der Harmonischen des ersten und zweiten Lokaloszillators können mit der vorhandenen Messausrüstung nicht gemessen werden, da diese mit etwas unter 6 GHz über dem abdeckbaren Messbereich liegen.

Als Abhilfe kann die zweite Harmonische des ersten Lokaloszillatorsignals nach dem ersten Mischer unterdrückt werden. Um das Auslegen eines Filters zu ersparen, wird eine einfache offene Leitung mit der Länge $\lambda/4$ verwendet, die als Leiterbahn ausgeführt für die entsprechende Frequenz als Kurzschluss erscheint. Versuche mit einer Kupferfolie entsprechender Geometrie, die direkt auf die Leiterplatte aufgeklebt und angelötet werden, bringen aber keinen Erfolg bei der Unterdrückung des unerwünschten ZF-Signals. Ob mit diesem Versuch überhaupt die gewünschte Frequenz bei etwa 6 GHz gedämpft wird kann allerdings mit dem vorhanden Messplatz auch nicht überprüft werden und erschwert somit die Fehlersuche.

Als alternative Lösung wird angedacht, in den Bereichen in denen Störungen auftreten, die Lokaloszillatorfrequenzen leicht zu verändern und damit ein Verschieben der Störungen zu erwirken, nicht jedoch des zu messenden Signals. Der Nachteil ergibt sich in der etwas höheren Dämpfung bei den entsprechenden Zwischenfrequenzfiltern, da diese nicht mehr exakt bei der Mittenfrequenz betrieben werden. Da bei diesem Aufbau der zweite und dritte Lokaloszillator nicht durch den Mikrocontroller angesteuert werden, kann der Erfolg dieser Methode nur manuell erprobt werden. Entsprechende Versuche zeigen, dass das Verschieben der Störungen dadurch möglich ist.

Als weitere Maßnahme wird als dritter Mischer ein Level 7 Mischer mit der Bezeichnung ADE-1 eingesetzt. Sein Frequenzbereich ist mit 500 MHz ausreichend, bietet aber bessere Werte bei Isolation und Unterdrückung unerwünschter Mischprodukte.

7.1.3 Dynamik

Mithilfe eines Signalgenerators werden definierte Signalpegel am Eingang angelegt und die entsprechende Displayausgabe geprüft. Bei einem ersten Versuch wird die SFDR (spurious free dynamic range) untersucht. Dazu wird mit dem Signalgenerator HP8657B ein Eingangssignal mit 250 MHz und -20 dBm angelegt. Die Ausgabe in Abb. 98 zeigt das Hauptsignal mit einem angezeigten Pegel

von -18 dBm. Da der Aufbau noch nicht kalibriert ist weicht dieser Wert vom realen Wert ab. Ein unerwünschtes Signal bei 240 MHz weist -64 dBm auf. Bei einer Erhöhung des Eingangspegels um 10 dB erhöht sich dieses Signal um 30 dB was einer Steigung von 3 entspricht. Dies weist darauf hin, dass es sich um ein Intermodulationsprodukt dritter Ordnung handelt. Der in Abschnitt 5.1.2 errechnete Intermodulationsabstand dritter Ordnung von 60 dB bei einem Eingangspegel von -20 dBm kann somit nicht eingehalten werden. Stattdessen wird bei einer Eingangsleistung von -20 dBm ein IMA3 von 46 dB festgestellt, beziehungsweise rechnerisch ein IMA3 von 60 dB erst bei einem Eingangspegel von -25 dBm erreicht. Der Frage, weshalb dieses Intermodulationsprodukt bei 240 MHz entsteht, wird nicht weiter nachgegangen, weil sie für die eigentliche Messaufgabe dieser Arbeit von untergeordneter Bedeutung ist. Zum Entstehen von Intermodulationsprodukte dritter Ordnung müssten theoretisch am Eingang zwei Signale anliegen.

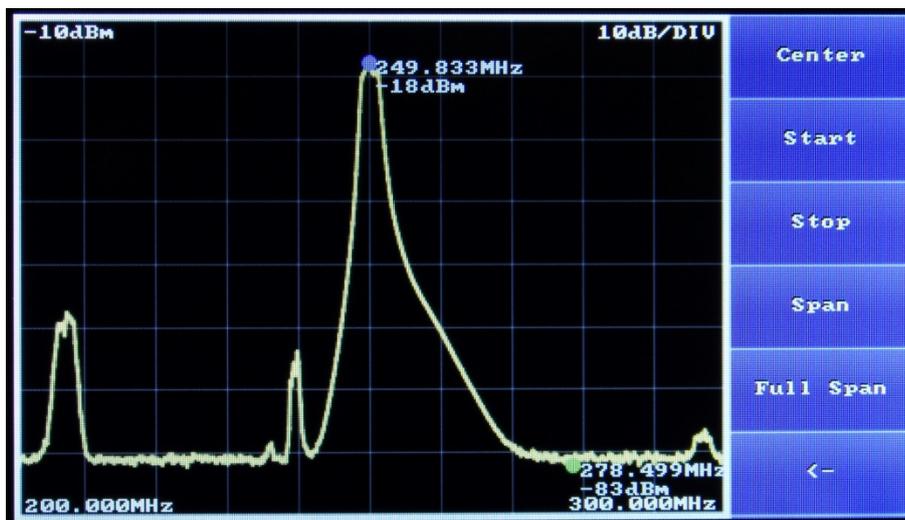


Abb. 98: SFDR bei Übersteuerung, Quelle: Eigene Darstellung

Das Signal bei 207,2 MHz ist das Spiegelsignal, dass durch die dritte Mischung entsteht. Auch hier ist der Abstand zum Hauptsignal mit etwa 40 dB geringer als angenommen. Erklärt werden kann das durch die Änderung des Frequenzplans des Funktionsmusters gegenüber den Berechnungen im Blockschaltbild. Dabei erhöht sich die Durchlassfrequenz des zweiten ZF-Filters von 281,4 auf 361,2 MHz. Bei der Verstimmung des Filters auf höhere Frequenzen werden auch die Filterflanken flacher, was eine geringere Dämpfung der Spiegelfrequenz mit sich bringt.

Wird am Signalgenerator eine Amplitude von -88 dBm eingestellt, kann das Signal in der Ausgabe gerade noch vom Rauschen unterschieden werden. Somit ergibt sich ein Dynamikbereich von -88 dBm bis -25 dBm. Der nutzbare Dynamikumfang beträgt somit 63 dB.

7.1.4 Anwendungsmöglichkeiten im ISM-Band (Industrial, Scientific and Medical Band)

Der Spektrumanalysatorteil des Funktionsmusters soll auch für einfache Messungen im lizenzfreien ISM-Band eingesetzt werden können. Da Funkmodule häufig bei 434 MHz arbeiten, werden exemplarisch zwei Kfz-Schlüssel mit Funkfernbedienung getestet.

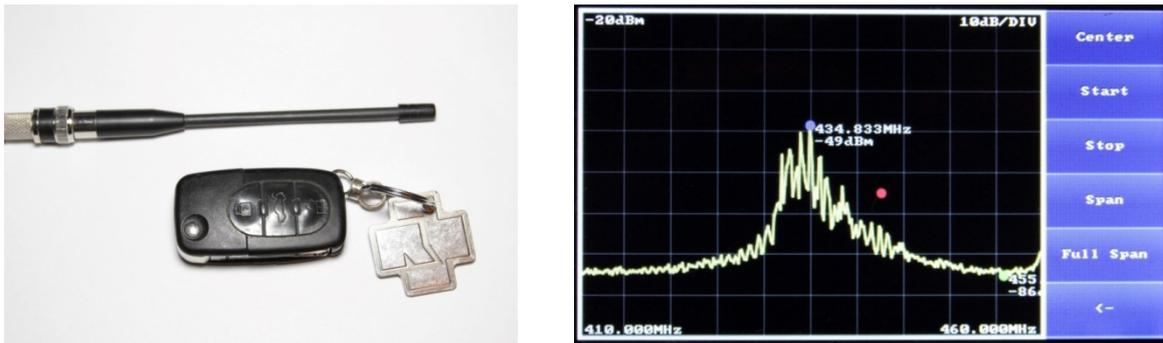


Abb. 99: Spektrum Funkfernbedienung, Quelle: Eigene Darstellung

In Abb. 99 wird das Frequenzspektrum eines Funkschlüssels gezeigt. Damit können die grundlegende Funktion, die Frequenz und die Leistung einfach überprüft werden. Die gezackte Messkurve entsteht durch die Modulation des Signals. Eine Erweiterung in der Firmware um eine Max-Hold-Funktion kann hier zu einem besseren Ergebnis führen.

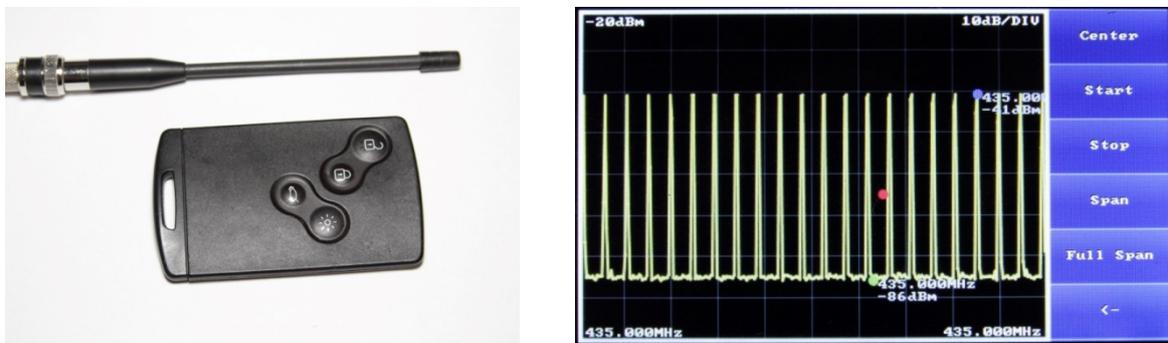


Abb. 100: Demoduliertes Signal einer Funkfernbedienung, Quelle: Eigene Darstellung

Wird der Spektrumanalysator mit einer feststehenden Frequenz betrieben, kann das Funksignal demoduliert werden. Grundsätzlich entsteht eine Amplitudendemodulation, wie in Abb. 100 gezeigt. Allerdings kann die Mittenfrequenz so gewählt werden, dass das Signal auf die Flanke des letzten ZF-Filters fällt. Damit ändert sich die Amplitude in Abhängigkeit der Frequenz, was einer Frequenzdemodulation entspricht.

7.2 Aufbau Nachlaufgenerator

Zur Messung der Resonanzfrequenz von Transpondern wird der bisherige Aufbau um einen Nachlaufgenerator erweitert. Dieser entspricht vom Aufbau dem Blockschaltbild aus Abb. 43. Das damit generierte Signal wird einem Richtkoppler zugeführt, der hin- und rücklaufendes Signal trennt. Der Richtkoppler ist ein fertiges Modul der Firma Mini-Circuits mit der Bezeichnung ZFDC-20-5. Der Richtkoppler besitzt drei Anschlüsse mit den Beschriftungen IN, OUT und CPL. Dabei entsteht am Anschluss CPL ein Signal, das dem vorlaufenden Signal von IN nach OUT entspricht, aber um 20 dB abgeschwächt ist. Da das rücklaufende Signal von der Antenne zur Messung notwendig ist, wird die Antenne mit dem Anschluss IN verbunden und der Ausgang des Nachlaufgenerators mit dem Anschluss OUT. Die Antenne besteht aus einer einfachen Schleife aus Semirigid-Koaxialkabel. Der Aufbau dieser Schleifenantenne ist in Abb. 101 gezeigt und ist ursprünglich als magnetische Nahfeldsonde gedacht.

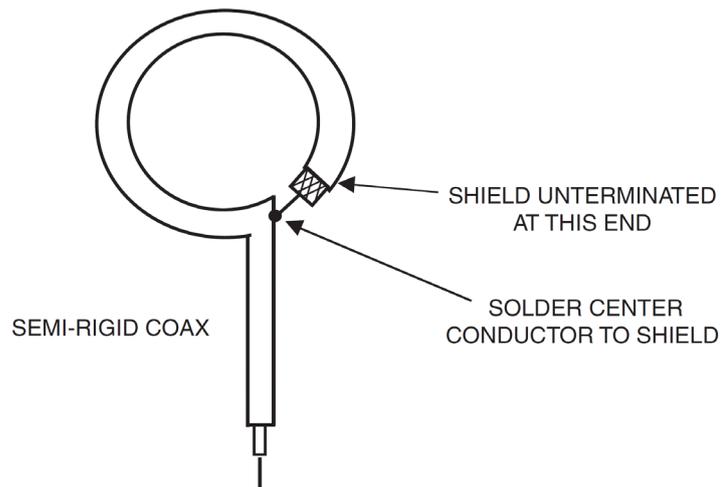


Abb. 101: Einfache magnetische Nahfeldsonde, Quelle: Ott (2009), S. 696.

Das rücklaufende Signal, das nun am Anschluss CPL des Richtkopplers anliegt, wird dem Eingang des Spektrumanalysatorteils zugeführt. Die Module des Nachlaufgenerators mit Antenne sind in Abb. 102 dargestellt.

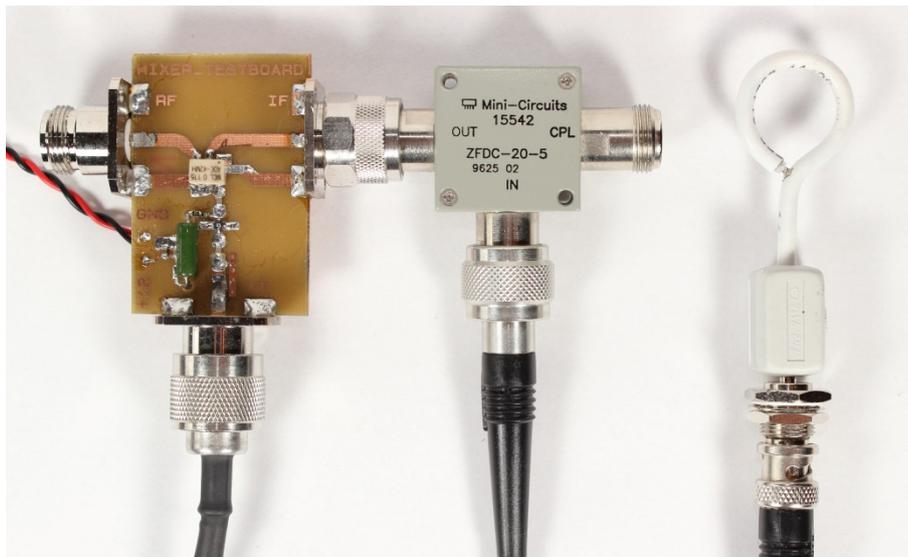


Abb. 102: Nachlaufgenerator: Module mit Schleifenantenne, Quelle: Eigene Darstellung

7.3 Messung der Resonanzfrequenz

Durch das Menü am Display des Funktionsmusters kann ein entsprechender Frequenzbereich von 10 MHz bis 20 MHz eingestellt werden, in dem die Resonanz des Transponders erwartet wird. Die entstehenden Messkurven sind in Abb. 103 gezeigt.

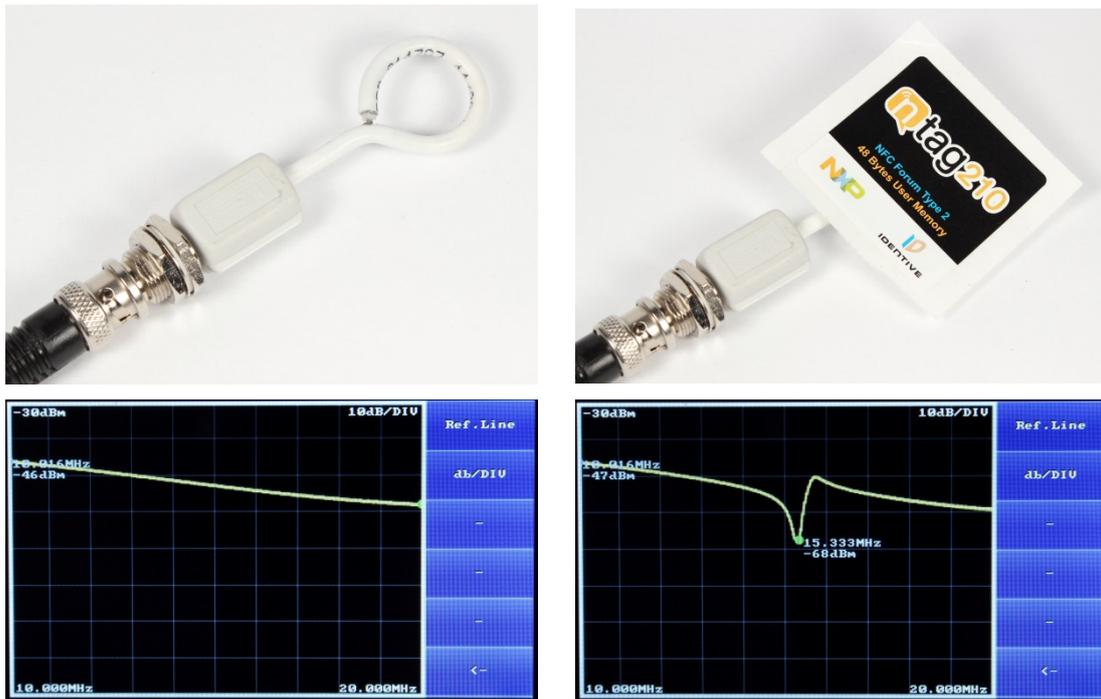


Abb. 103: Messkurve mit und ohne Transponder, Quelle: Eigene Darstellung

Durch Annähern eines RFID-Transponders entsteht ein Einbruch bei 15,333 MHz. Dies zeigt die Resonanzfrequenz des Transponders an. Die Messkurve in Abb. 104 zeigt eine Vergleichsmessung durch einen Netzwerkanalysator. Hier kann die Frequenz mit 15,351 MHz abgelesen werden und zeigt die gute Übereinstimmung mit der vorigen Messung.

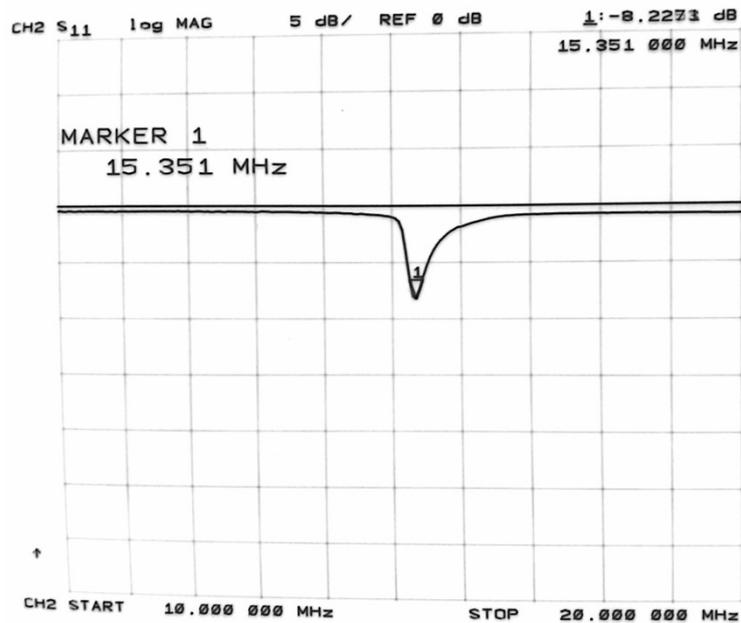


Abb. 104: Vergleichsmessung mit NWA, Quelle: Eigene Darstellung

Dieses Kapitel demonstriert, dass mit dem aufgebauten Funktionsmuster das Ziel dieser Arbeit in Form der Resonanzfrequenzmessung von RFID-Transpondern erfüllt wird. Des Weiteren kann der Spektrumanalysator für Messungen an Funkmodulen, die häufig das ISM-Band nutzen, verwendet werden.

8 ERGEBNISSE

Im theoretischen Teil dieser Arbeit wurde auf die Möglichkeiten der Resonanzfrequenzmessung von Transpondern mittels Reflexionsfaktormessung eingegangen. Dazu wurde ein Blockschaltbild erstellt, das die Funktion eines Spektrumanalysators nach dem Überlagerungsprinzip bereitstellt. Nachdem alle Blöcke dimensioniert, simuliert und praktisch realisiert wurden, konnten sie zu einem Funktionsmuster zusammengefügt werden. Dieses Funktionsmuster konnte praktisch nachweisen, dass die Resonanzfrequenzmessung nach dem vorgestellten Prinzip möglich ist.

Es konnte auch die Verwendbarkeit des Aufbaus als Spektrumanalysator demonstriert werden, um beispielsweise die Funktion von Funkmodulen, die das ISM-Band bei 434 MHz nutzen, überprüfen zu können.

Ferner wurden ausschließlich Standardmaterialien und leicht zu beschaffende Bauteile verwendet. Dementsprechend betragen die voraussichtlichen Herstellkosten unter 300 €. Im Vergleich dazu werden Spektrumanalysatoren in den letzten Jahren zwar auch vermehrt von Herstellern in einem günstigeren Preissegment angeboten, bleiben aber preislich dennoch über 1450 €⁴⁵. Entsprechend zeigt diese Arbeit, dass ein Messsystem entwickelt werden kann, das im Vergleich zu herkömmlichen Spektrumanalysatoren wesentlich günstiger ist.

8.1 Ausblick

Bevor die Schaltungsteile des Funktionsmusters auf eine Leiterplatte integriert werden können, müssen noch einige Verbesserungen hinsichtlich Unterdrückung unerwünschter Modulationsprodukte durchgeführt werden. Dazu zählt vor allem eine weitere Optimierung der Filter.

In weiterer Folge muss ein Schirmungskonzept erstellt werden, damit das Übersprechen der einzelnen Teile auf der Leiterplatte minimiert werden kann. Dabei muss ein Kompromiss hinsichtlich Kosten und Platzbedarf gefunden werden, der auch für Einzelfertigung anwendbar ist. Oft werden dazu Aluminiumteile in der Größe der Leiterplatte verwendet, in denen Ausfräsungen für die einzelnen Schaltungsteile vorgesehen sind.

Auch die Firmware muss noch vervollständigt werden, damit ein einfacher Messablauf sichergestellt wird.

In Bezug auf den Messaufbau soll im fertig entwickelten Gerät die Norm ISO/IEC 10373 – „Test Methods for Smart Cards“ berücksichtigt werden, damit die Ergebnisse auch den Standard anderer Messsysteme erfüllen. In diesem Schritt müssen auch Überlegungen zur Ausgangsleistung angestellt werden, da der Transponderchip ab einer bestimmten Leistung aktiviert wird und sich damit ebenfalls auf die Resonanzfrequenzmessung auswirkt.

⁴⁵ Vgl. RIGOL (o.J.), Online-Quelle [4.11.2014]

LITERATURVERZEICHNIS

Gedruckte Werke (13)

Bahl, Inder; Bhartia, Prakash (2003): *Microwave Solid State Circuit Design*, 2. Auflage, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey

Chang, Kai (2000): *RF and Microwave Wireless Systems*, 1. Auflage, John Wiley & Sons, Inc., New York

Dimopoulos, Hercules G. (2012): *Analog Electronic Filters*, 1. Auflage, Springer Science+Business Media B.V., Athen

Finkenzeller, Klaus (2010): *RFID HANDBOOK*, 3. Auflage, John Wiley & Sons Ltd, United Kingdom

Geißler, Rainer (1993): *Berechnungs- und Entwurfsverfahren der Hochfrequenztechnik 1*, 1. Auflage, Friedr. Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft mbH, Braunschweig/Wiesbaden

Ott, Henry (2009): *Electromagnetic Compatibility Engineering*, 1. Auflage, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey

Pozar, David M. (1998): *Microwave Engineering*, 2. Auflage, John Wiley & Sons, Inc., Crawfordsville

Rauscher, Christoph (2000): *Grundlagen der Spektrumanalyse*, 1. Auflage, Rohde & Schwarz GmbH & Co.KG, München

Tietze, Ulrich; Schenk, Christoph (2002): *Halbleiter-Schaltungstechnik*, 12. Auflage, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg

Vendelin, Gerge D.; Pavio, Anthony M.; Rohde, Ulrich L. (2005): *Microwave Circuit Design using Linear and Nonlinear Techniques*, 2. Auflage, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey

Williams, Arthur; Taylor, Fred (2006): *Electronic Filter Design Handbook*, 4. Auflage, McGraw-Hill books, New York

Zhu, Lei; Sun, Sheng; Li, Rui (2012): *Microwave Bandpass Filters for Wideband Communications*, 1. Auflage, Hoboken, New Jersey

Zinke, Otto; Brunswig, Heinrich (1987): *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Band 2*, 3. Auflage, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg

Online-Quellen (10)

Agilent Technologies (2013): *Low Frequency RFID Tag Characterization*
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5991-2061EN.pdf> [Stand: 11.Juli.2014]

Analog Devices (2012): *Wideband Synthesizer with Integrated VCO*
http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADF4351.pdf [Stand: 17.August.2014]

Analog Devices (2008): *Low Cost, DC to 500 MHz, 92 dB Logarithmic Amplifier*
http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8307.pdf [Stand: 19.August.2014]

AVX (o.J.): *Air Core RF Inductors*
www.avx.com/docs/catalogs/alaircore.pdf [Stand: 10.August.2014]

AVX (o.J.): *Surface Mount Ceramic Capacitor Products*

<http://www.avx.com/docs/masterpubs/Surface%20Mount%2014.4.pdf> [Stand: 10.August.2014]

Dellsberger, Fritz (o.J.): *Fritz Dellsberger*

http://www.fritz.dellsperger.net/Downloads/eq_IM.pdf [Stand: 28.07.2014]

Mini-Circuits (o.J.): *RF/IF & Microwave Components*

http://www.minicircuits.com/pages/s-params/ADE-42MH_VIEW.pdf [Stand: 29.August.2014]

Philips Semiconductors (2002): *mifare(R)(14443A) 13.56 MHz RFID Proximity Antennas*

http://www.nxp.com/documents/application_note/AN78010.pdf [Stand: 15.Juli.2014]

Texas Instruments (2005): *High-Speed DSP System Design*

<http://www.ti.com/lit/ug/spru889/spru889.pdf> [Stand: 30.7.2014]

RIGOL (o.J.): *DSA815-TG 1.5 GHz Spectrum Analyzer*

<http://www.eu.rigolna.com/products/spectrum-analyzers/dsa800/dsa815-tg/> [Stand: 4.11.2014]

ABBILDUNGSVERZEICHNIS

Abb. 1: Übersicht über die wichtigsten Auto-ID-Systeme, Quelle: Finkenzeller (2010), S. 2.	2
Abb. 2: Hauptelemente eines RFID-Systems, Quelle: Finkenzeller (2010), S. 8.....	3
Abb. 3: Energieversorgung durch den Reader, Quelle: Finkenzeller (2010), S. 41.....	4
Abb. 4: Koppelfaktor bei unterschiedlichen Antennengrößen: $r_{\text{Transp}}=2$ cm, Antennengröße Reader $r_1=10$ cm, $r_2=7,5$ cm, $r_3=1$ cm, Quelle: Finkenzeller (2010), S. 70.	5
Abb. 5: Ersatzschaltbild magnetisch gekoppelter Antennenspulen, Quelle: Finkenzeller (2010), S. 73.	6
Abb. 6: Simulation magnetisch gekoppelter Spulen , Quelle: Finkenzeller (2010), S. 74.....	6
Abb. 7: Prinzipieller Messaufbau zur Resonanzfrequenzbestimmung, Quelle: Finkenzeller (2010), S. 102.	7
Abb. 8: Einfaches Ersatzschaltbild eines RFID-Systems, Quelle: Eigene Darstellung.....	7
Abb. 9: Realteil und Imaginärteil der Eingangsimpedanz, Quelle: Eigene Darstellung	8
Abb. 10: Messaufbau zur Resonanzfrequenzbestimmung mittels Reflexionsfaktor, Quelle: Agilent Technologies (2013), Online-Quelle [11.Juli.2014], S. 3.....	9
Abb. 11: Eingangsreflexionsfaktor S_{11} , Quelle: Eigene Darstellung	9
Abb. 12: Einfluss von Ferrit auf den magnetischen Feldlinienverlauf, Quelle: Philips Semiconductors (2002), Online-Quelle [15.Juli.2014], S. 17. (leicht modifiziert).....	10
Abb. 13: Betrachtung von Signalen im Zeit- und Frequenzbereich, Quelle: Rauscher (2000), S. 11.....	11
Abb. 14: Aufbau eines FFT-Analysators, Quelle: Rauscher (2000), S. 27.	12
Abb. 15: Blockschaltbild eines Spektrumanalysators mit abstimmbaren Bandpass-Filter, Quelle: Rauscher (2000), S. 29.	13
Abb. 16: Blockschaltbild eines Spektrumanalysators nach dem Überlagerungsprinzip, Quelle: Rauscher (2000), S. 30.....	14
Abb. 17: Beispielmessung an einem Sinussignal mit Oberwellen im Frequenzbereich, Quelle: Rauscher (2000), S. 18.....	15
Abb. 18: Frequenzen bei einem Aufwärtsmischer, Quelle: Tietze/Schenk (2002), S. 1408. (leicht modifiziert)	16
Abb. 19: Betragsspektren beim Aufwärtsmischer, Quelle: Tietze/Schenk (2002), S. 1409. (leicht modifiziert)	17
Abb. 20: Spiegelfrequenz , Quelle: Tietze/Schenk (2002), S. 1410. (leicht modifiziert)	17
Abb. 21: Frequenzpyramide die bei Mischung von f_{LO} und f_{ZF} entsteht, Quelle: Zinke/Brunswig (1987), S. 427. (leicht modifiziert)	19

Abb. 22: Signale bei einer Mischung mit einem Ringmodulator, Quelle: Geißler (1993), S. 97. (leicht modifiziert)	20
Abb. 23: Betragsspektren beim Ringmodulator, Quelle: Geißler (1993), S. 96. (leicht modifiziert).....	20
Abb. 24: Intercept-Punkte und Intermodulationsabstände, Quelle: Dellsberger (o.J.), Online-Quelle [28.07.2014], S. 52.	21
Abb. 25: Einfacher passiver Tiefpass, Quelle: Eigene Darstellung.....	24
Abb. 26: Bode-Diagramm eines Tiefpasses 1.Ordnung, Quelle Tietze/Schenk (2002), S. 1533.	25
Abb. 27: Vergleich des Amplituden-Frequenzganges der verschiedenen Filtertypen, Quelle Tietze/Schenk (2002), S. 817. (modifiziert)	26
Abb. 28: Filter mit konzentrierten Bauteilen. (b) Tiefpass-Prototyp (c) Hochpass (d) Bandpass (e) Bandstopp, Quelle: Zhu/Sun/Li (2012), S. 69. (leicht modifiziert)	27
Abb. 29: Einsatzbereich verschiedener Filtertypen, Quelle: Dimopoulos (2012), S. 15.	28
Abb. 30: Konzentrierte und verteilte Elemente bei der Richards-Transformation, Quelle: Williams/Taylor (2006), S. 721. (leicht modifiziert)	28
Abb. 31: Microstrip Topology, Quelle: Texas Instruments (2005), Online-Quelle [30.7.2014], S. 55.	29
Abb. 32: Stripline Topology, Quelle: Texas Instruments (2005), Online-Quelle [30.7.2014], S. 55.....	29
Abb. 33: Kuroda-Identität, Quelle: Williams/Taylor (2006), S. 724.	29
Abb. 34: Lamda/4 Transformation (a) Impedanz-Inverter (b) Admittanz-Inverter, Quelle: Zhu/Sun/Li (2012), S. 70. (leicht modifiziert)	30
Abb. 35: Einsatz eines Impedanz-Inverters, Quelle: Zhu/Sun/Li (2012), S. 73. (modifiziert).....	30
Abb. 36: Bandpass mit Admittanz-Inverter, Quelle: Zhu/Sun/Li (2012), S. 75. (modifiziert).....	30
Abb. 37: Parallel gekoppelte Streifenleitung und Ersatzschaltbild, Quelle: Zhu/Sun/Li (2012), S. 77. (modifiziert).....	31
Abb. 38: Parallel gekoppelte Streifenleitungen als Bandpassfilter, Quelle: Zhu/Sun/Li (2012), S. 77.....	31
Abb. 39: Prinzip der hohen Zwischenfrequenz, Quelle: Rauscher (2000), S. 38.....	32
Abb. 40: Blockschaltbild erste und zweite Zwischenfrequenz, Quelle: Eigene Darstellung	33
Abb. 41: Blockschaltbild mit drei Frequenzumsetzungen, Quelle: Eigene Darstellung	34
Abb. 42: Blockschaltbild mit Verstärkern, Quelle: Eigene Darstellung.....	37
Abb. 43: Blockschaltbild Nachlaufgenerator, Quelle: Eigene Darstellung	38
Abb. 44: Filter Design Wizard, Quelle: Eigene Darstellung.....	40
Abb. 45: Tiefpassfilter: Schaltplan mit idealen Elementen, Quelle: Eigene Darstellung.....	41
Abb. 46: Tiefpassfilter: Simulation mit idealen Elementen, Quelle: Eigene Darstellung.....	41

Abb. 47: Auszug aus dem Datenblatt zu AVX-Luftspulen, Quelle: AVX (o.J.), Online-Quelle [10.August.2014] 42

Abb. 48: Typischer äquivalenter Serienwiderstand von Chip-Kondensatoren, Quelle: AVX (o.J.), Online-Quelle [10.August.2014] 42

Abb. 49: Typische Resonanzfrequenz von Chip-Kondensatoren, Quelle: AVX (o.J.), Online-Quelle [10.August.2014] 43

Abb. 50: Tiefpassfilter: Schaltplan mit parasitären Elementen, Quelle: Eigene Darstellung 43

Abb. 51: Tiefpassfilter: Simulation mit parasitären Elementen, Quelle: Eigene Darstellung 44

Abb. 52: Tiefpassfilter: Layout, Quelle: Eigene Darstellung 45

Abb. 53: Tiefpassfilter: Schaltplan mit Co-Simulation, Quelle: Eigene Darstellung 45

Abb. 54: Tiefpassfilter: Co-Simulation, Quelle: Eigene Darstellung 46

Abb. 55: Tiefpassfilter: Simulation nach manueller Optimierung, Quelle: Eigene Darstellung 46

Abb. 56: Tiefpassfilter: Endgültige Bauteilwerte, Quelle: Eigene Darstellung 46

Abb. 57: Microstrip-Filterstrukturen, Quelle: Chang (2000), S. 126. (leicht modifiziert) 47

Abb. 58: Erster Zwischenkreisfilter: Schaltplan mit parallel gekoppelten Elementen, Quelle: Eigene Darstellung 47

Abb. 59: Erster Zwischenkreisfilter: Layout, Quelle: Eigene Darstellung 48

Abb. 60: Erster Zwischenkreisfilter: Simulation S21 und S11, Quelle: Eigene Darstellung 48

Abb. 61: Erster Zwischenkreisfilter: Simulation mit FR-4 Material, Quelle: Eigene Darstellung 49

Abb. 62: Erster Zwischenkreisfilter: Simulation mit Schirmblech, Quelle: Eigene Darstellung 49

Abb. 63: Erster Zwischenkreisfilter: Simuationsmodell in HFSS, Quelle: Eigene Darstellung 50

Abb. 64: Erster Zwischenkreisfilter: Simulation mit HFSS, Quelle: Eigene Darstellung 50

Abb. 65: Erster Zwischenkreisfilter: Realer Aufbau, Quelle: Eigene Darstellung 51

Abb. 66: Erster Zwischenkreisfilter: Messung S21, Quelle: Eigene Darstellung 51

Abb. 67: Zweiter Zwischenkreisfilter: Schaltplan mit idealen Elementen, Quelle: Eigene Darstellung 52

Abb. 68: Zweiter Zwischenkreisfilter: Simulation mit idealen Elementen, Quelle: Eigene Darstellung 52

Abb. 69: Zweiter Zwischenkreisfilter: Ersatzschaltbild Trimmer, Quelle: Eigene Darstellung 53

Abb. 70: Zweiter Zwischenkreisfilter: Schaltplan mit Ersatzschaltbild der Trimmer, Quelle: Eigene Darstellung 53

Abb. 71: Zweiter Zwischenkreisfilter: Simulation mit Ersatzschaltbild der Trimmer, Quelle: Eigene Darstellung 53

Abb. 72: Zweiter Zwischenkreisfilter: Realer Aufbau, Quelle: Eigene Darstellung 54

Abb. 73: Zweiter Zwischenkreisfilter: Messung S21, Quelle: Eigene Darstellung	54
Abb. 74: Dritter Zwischenkreisfilter: Schaltplan mit Ersatzschaltbild der Luftspulen, Quelle: Eigene Darstellung	55
Abb. 75: Dritter Zwischenkreisfilter: Simulation mit Ersatzschaltbild der Luftspulen, Quelle: Eigene Darstellung	56
Abb. 76: Dritter Zwischenkreisfilter: Realer Aufbau, Quelle: Eigene Darstellung	56
Abb. 77: Dritter Zwischenkreisfilter: Messung S21, Quelle: Eigene Darstellung	57
Abb. 78: Blockschaltbild ADF4351, Quelle: Analog Devices (2012), Online-Quelle [17.August.2014], S. 1.	58
Abb. 79: Evaluation Board ADF43551, Quelle: Eigene Darstellung	58
Abb. 80: Verstärkermodul: Schaltplan, Quelle: Eigene Darstellung	59
Abb. 81: Verstärkermodul: Realer Aufbau, Quelle: Eigene Darstellung	59
Abb. 82: Verstärkermodul: Messung S21, Quelle: Eigene Darstellung	60
Abb. 83: Übersicht Diodenmischer: (a) Eintaktmischer (single ended), (b) Gegentaktmischer (single balanced), (c) Ringmischer (double balanced), Quelle: Vendelin/Pavio/Rohde (2005), S. 727.	61
Abb. 84: Mischmodul: Schaltplan, Quelle: Eigene Darstellung	62
Abb. 85: Mischmodul: Realer Aufbau, Quelle: Eigene Darstellung	62
Abb. 86: Interner Aufbau eines logarithmischen Verstärkers, Quelle: Analog Devices (2008), Online-Quelle [19.August.2014], S. 12.	63
Abb. 87: Blockschaltbild AD8307, Quelle: Analog Devices (2008), Online-Quelle [19.August.2014], S. 1.	64
Abb. 88: LogAmp-Modul: Schaltplan (ohne Versorgung), Quelle: Eigene Darstellung	64
Abb. 89: LogAmp-Modul: Realer Aufbau, Quelle: Eigene Darstellung	65
Abb. 90: LogAmp-Modul: Messung S11, Quelle: Eigene Darstellung	65
Abb. 91: Display-Modul mit FT800-Controller mit 480 x 272 Pixel Auflösung, Quelle: Eigene Darstellung	66
Abb. 92: EVE Screen Editor, Quelle: Eigene Darstellung	67
Abb. 93: Evaluierungsboard STM32VLDISCOVERY, Quelle: Eigene Darstellung.....	69
Abb. 94: Funktionsmuster Spektrumanalysator, Quelle: Eigene Darstellung	70
Abb. 95: Blockschaltbild des Funktionsmusters, Quelle: Eigene Darstellung.....	71
Abb. 96: Programmablaufdiagramm, Quelle: Eigene Darstellung	72
Abb. 97: Frequenzspektrum, Quelle: Eigene Darstellung	73
Abb. 98: SFDR bei Übersteuerung, Quelle: Eigene Darstellung.....	75

Abb. 99: Spektrum Funkfernbedienung, Quelle: Eigene Darstellung	76
Abb. 100: Demoduliertes Signal einer Funkfernbedienung, Quelle: Eigene Darstellung	76
Abb. 101: Einfache magnetische Nahfeldsonde, Quelle: Ott (2009), S. 696	77
Abb. 102: Nachlaufgenerator: Module mit Schleifenantenne, Quelle: Eigene Darstellung	77
Abb. 103: Messkurve mit und ohne Transponder, Quelle: Eigene Darstellung	78
Abb. 104: Vergleichsmessung mit NWA, Quelle: Eigene Darstellung	78

TABELLENVERZEICHNIS

Tabelle 1: Kalkulation Systemparameter ohne Verstärker	35
Tabelle 2: Kalkulation Systemparameter mit Verstärker	37
Tabelle 3: Übersicht Diodenmischer, Quelle: Vendelin/Pavio/Rohde (2005), S. 728.	61
Tabelle 4: Mischprodukte ADE-42MH, Quelle: Mini-Circuits (o.J.), Online-Quelle [29.August.2014].....	73

ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS

ADC	Analog-to-Digital-Converter
ARM	Advanced RISC Machines
AUTO-ID	Automatische Identifizierung
CPL	Couple
CPU	Central Processing Unit
DAC	Digital-to-Analog Converter
DC	Direct Current
DDS	Direct Digital Synthesis
DFT	Diskrete Fourier-Transformation
DIV	Division
EEPROM	Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory
ESR	Equivalent Series Resistance
EVE	Embedded Video Engine
FEM	Finite Elemente Methode
FFT	Fast-Fourier-Transformation
FPGA	Field Programmable Gate Array
GPIO	General-Purpose Input / Output
HF	High Frequency
HFSS	High Frequency Structure Simulator
HMI	Human Machine Interface
I2C	Inter-Integrated Circuit
IC	Integrated Circuit
IIP	Input-Intercept-Punkt
IMA	Intermodulationsabstand
IP	Intercept-Punkt
ISM	Industrial, Scientific and Medical
LF	Low Frequency
LO	Lokaloszillator
LSB	Least Significant Bit
MDK	Microcontroller Development Kit
MOS	Metal-Oxide-Semiconductor
OIP	Output-Intercept-Punkt
P1dB	1 dB-Kompressionspunkt
PLL	Phase Locked Loop
RBW	Resolution Bandwidth
RF	Radio Frequency
RFID	Radio-Frequency Identification
SFDR	Spurious Free Dynamic Range

Abkürzungsverzeichnis

SMA	Sub-Miniature-A
SMD	Surface-Mounted Device
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SPI	Serial Peripheral Interface
SRAM	Static Random-Access Memory
UE	Unit element
USART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
USB	Universal Serial Bus
VCO	Voltage Controlled Oscillator
ZF	Zwischenfrequenz

INDEX

1 dB-Kompressionspunkt	21	FEM	
1/f Rauschen	23	Finite Elemente Methode.....	44
Abtasttheorem	12	Fensterfunktion.....	12
Abwärtsmischung	16	Fensterung	11
Additive Mischung	18	Ferritmaterial	10
Admittanz-Invertern	31	FFT	
Admittanztransformator	31	Fast-Fourier-Transformation.....	12
Aliasing	12	FFT-Analysatoren.....	12
Antennengrößen.....	5	Filter.....	24
Auflösungsbandbreite.....	14	Fourier-Analysatoren.....	11
Aufwärtsmischung	16	Fourier-Transformation.....	11
Bandpassfilter	26	Frequenzbereich	11, 14
Bandsperren	26	Frequenzplan	35
Bessel.....	25	Frequenzpyramide	19
Bode-Diagramm	24	Frequenzumsetzung.....	16
Butterworth	25	Gesamtrauschzahl	24
Chebyshev	25	Gesamtverstärkung.....	35
conversion loss.....	35	Gleichlage	17
DDS		Grenzfrequenz.....	24
direct digital synthesis.....	38	harmonischen Verzerrungen.....	22
detektieren	13	HFSS	
DFT		High Frequency Structure Simulator	50
diskrete Fourier-Transformation.....	11	Hochfrequenz	16
Diodenmischer.....	61	Hochfrequenzsignal.....	17
Dynamikumfang.....	35	Hochpassfilter.....	26
Eingangsimpedanz	7	IIP	
Empfindlichkeit	35	Input-Intercept-Punkt	22
EVE		IMA	
Embedded Video Engine	66	Intermodulationsabstand	22

Index

Induktive Kopplung	4	Phasenregelkreis.....	34
Intercept-Punkte	22	PLL	
Intermodulationsprodukte	22	phase locked loop.....	34
ISO 10536.....	3	Rauschen	23
ISO 14443.....	3	Rauschzahl.....	24, 36
ISO 15693.....	3	RBW	
Kehrlage	17	resolution bandwidth.....	14
Kleinsignalparameter.....	21	Reader.....	3
Kleinsignalverstärkung	21	Rechteckfenster	12
Koppelement.....	3	Referenzpegel	14
Koppelfaktor	4	Reflexion	3
Koppelspulen.....	4	Reflexionsdämpfung.....	8
Kuroda-Identitäten	29	Reflexionsfaktor.....	8
Lastmodulation	3	Resonanz	5
logarithmischer Verstärker.....	63	Resonanzfrequenzbestimmung	6
Lokaloszillatorsignal	17	Resonanzkreis.....	4
Microstrip	28	RFID	2
Mikrowellenfilter.....	28	Richards-Transformation.....	28
Mischelement	19	Richtkoppler	9
Mischer	16	Ringmischer	61
Mischverluste.....	35	Ringmodulator	20
Multiplikative Mischung.....	19	Sättigungsleistung.....	21
Nachlaufgenerator	76	Schrotrauschen	23
Nahfeld	4	Shannon	12
NF		Signal-Rausch-Abstand	23
noise factor.....	24	SNR	
Nichtlinearitäten.....	21	signal-to-noise-ratio	23
Oberband.....	17	spannungsgesteuerter Oszillator	34, 38
OIP		Spektrumanalysator	11
Output-Intercept-Punkt.....	22	Spiegelfrequenz	17
parallel coupled filter.....	47	Spiegelfrequenzfilter.....	18

Index

Stripline.....	29	Umsetzdämpfung	35
Sweep-Zeit	15	Unterband.....	17
Synthesizer	57	VCO	
Taylor-Reihe	18	voltage controlled oscillator	34
Thermisches Rauschen.....	23	Wirbelströme	10
Transformationen	26	Zeitbereich.....	11
Transponder	3	Zwischenfrequenz	14, 16
Überlagerungsempfänger.....	14	Zwischenfrequenzsignal.....	17
Übertragungsfunktion	24		