

Fachhochschule Deggendorf

Fachbereich Elektrotechnik und Medientechnik

Studiengang Elektrotechnik

# Aufbau eines einfachen Spektrumanalysators



Diplomarbeit zur Erlangung des akademischen Grades:  
Diplom-Ingenieur für Elektrotechnik (FH)  
an der Fachhochschule Deggendorf

vorgelegt von: Daniel Hageneder

Erstprüfer:  
Prof. Dr. Peter Sperber

am: 24. Januar 2005

Zweitprüfer:  
Dr. Josef Kölbl

## Erklärungen

1. Ich erkläre hiermit, dass ich diese Diplomarbeit gemäß § 31 Abs. 7 RaPO ( Rahmenprüfungsordnung für die Fachhochschulen in Bayern, BayRS 2210-4-1-4-1-K ) selbständig verfaßt, noch nicht anderweitig für andere Prüfungszwecke vorgelegt, keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benützt sowie wörtliche und sinngemäße Zitate als solche gekennzeichnet habe.

Deggendorf, den 24. Januar 2005

\_\_\_\_\_  
(Unterschrift des Diplomanden)

2. Ich bin damit einverstanden, daß die von mir angefertigte Diplomarbeit über die Bibliothek der Fachhochschule einer breiteren Öffentlichkeit zugänglich gemacht wird.

Nein

Ich erkläre und stehe dafür ein, daß ich alleiniger Inhaber aller Rechte an der Diplomarbeit, einschließlich des Verfügungsrechts über Vorlagen an beigefügten Abbildungen, Plänen o.ä., bin und durch deren öffentliche Zugänglichmachung weder Rechte und Ansprüche Dritter noch gesetzliche Bestimmungen verletzt werden.

Deggendorf, den 24. Januar 2005

\_\_\_\_\_  
(Unterschrift des Diplomanden)

---

Beim Einverständnis des Verfassers mit einer Zugänglichmachung der Diplomarbeit vom Betreuer auszufüllen

Eine Aufnahme eines Exemplars der Diplomarbeit ind den Bestand der Bibliothek und die Ausleihe des Exemplars wird

befürwortet.

nicht befürwortet.

Deggendorf, den 24. Januar 2005

\_\_\_\_\_  
(Unterschrift des Betreuers)

---

# INHALTSVERZEICHNIS

<b>1. Einführung</b>	<b>1</b>
<b>2. Theoretische Aspekte der Spektralanalyse</b>	<b>3</b>
2.1. Der Frequenzbereich . . . . .	3
2.2. Messmethoden für die Analyse im Frequenzbereich . . . . .	4
2.3. Das Heterodyn-Prinzip und der Überlagerungsempfänger . . . . .	6
2.4. Verwendung des Überlagerungsempfängers für die Spektralanalyse . .	9
<b>3. Praktische Umsetzung des Spektrumanalysators</b>	<b>14</b>
3.1. Aufgabenstellung und Konzeptdarstellung . . . . .	14
3.2. Lösungsansätze in bezug auf das Gesamtsystem . . . . .	16
3.2.1. Schaltungsteile im Blockschaltbild . . . . .	16
3.3. Hochfrequenz-Schaltung . . . . .	18
3.3.1. Erste Mischung mit variablem Oszillator . . . . .	19
3.3.2. Erster Zwischenfrequenzfilter . . . . .	22
3.3.3. Zweite Mischung mit feststehendem Lokaloszillator . . . . .	25
3.3.4. Zweiter Zwischenfrequenzfilter und Verstärker . . . . .	26
3.3.5. Dritte Mischung mit Quarzoszillator . . . . .	28
3.3.6. Logarithmische Verstärker mit Zwischenfrequenzfilter . . . . .	29
3.3.7. Integrierte Detektorschaltung . . . . .	30
3.4. Niederfrequenz-Schaltung . . . . .	31
3.4.1. Steuerungsteil für Benutzereinstellungen . . . . .	31
3.4.2. Bildschirm für die spektrale Darstellung . . . . .	34
<b>4. Bewertung der Leistungsfähigkeit des Spektrumanalysators</b>	<b>36</b>
4.1. Amplitudenlinearität . . . . .	36
4.2. Frequenzauflösung . . . . .	37
4.3. Dynamikbereich . . . . .	38
<b>5. Möglichkeiten der Verbesserung</b>	<b>39</b>
<b>6. Zusammenfassung</b>	<b>41</b>
<b>A. Dimensionierung eines HF-Bandpassfilters für 38 MHz</b>	<b>43</b>
<b>B. Anpassung der Eingangsschaltung des SA 605</b>	<b>49</b>

---

<b>C. Entwurf eines HF-Oszillators für 433 MHz</b>	<b>53</b>
<b>D. Schaltpläne</b>	<b>56</b>
<b>E. Layoutgestaltung der Platine</b>	<b>63</b>
<b>F. Informationen über verwendete Bauteile</b>	<b>68</b>
F.1. Liste der verwendeten Bauteile . . . . .	68
F.2. Bezugsquellen und Bestelllisten . . . . .	72
<b>G. Literaturverzeichnis</b>	<b>75</b>

---

# Abbildungsverzeichnis

2.1. Spektrumanalysator mit abstimmbarem Bandpassfilter . . . . .	5
2.2. Prinzip der Frequenzmischung . . . . .	6
2.3. Abwärtsmischung im Frequenzbereich . . . . .	8
2.4. Prinzip eines Überlagerungsempfängers als Spektrumanalysator . . .	9
3.1. Fertig aufgebauter Spektrumanalysator . . . . .	15
3.2. Allgemeines Blockschaltbild des Spektrumanalysators . . . . .	16
3.3. Spezifisches Blockschaltbild mit Komponentendetails . . . . .	18
3.4. Prinzip der hohen ersten Zwischenfrequenz . . . . .	20
3.5. Ausgangsspektrum des ersten Mischers . . . . .	21
3.6. Frequenzgang des 470 MHz Helixfilters SM-H82 . . . . .	23
3.7. Frequenzgang des 470 MHz Helixfilters um die Mittenfrequenz . . . .	24
3.8. Spektrum nach der ersten Zwischenfrequenz-Filterung . . . . .	24
3.9. Prinzip der zweiten Frequenzumsetzung . . . . .	26
3.10. Schaltplan des Bandpassfilters für 38 MHz . . . . .	27
3.11. Signal am Ausgang des zweiten Zwischenfrequenzfilters . . . . .	28
3.12. Freilaufender Sägezahngenerator . . . . .	32
3.13. Seitenansicht der nachgebauten Bildröhreneinheit . . . . .	34
A.1. Schaltung des 36 MHz-Filters (RFSim99) . . . . .	47
A.2. 38 MHz-Bandpass-Filter um die Mittenfrequenz (RFSim99) . . . . .	47
A.3. 38 MHz-Bandpass-Filter simuliert und gemessen . . . . .	48
B.1. Eingangsschaltung des SA 605 . . . . .	49
B.2. Eingangsanpassung für den SA 605 (RFSim99) . . . . .	52
C.1. Allgemeines Blockschaltbild eines Oszillators . . . . .	53
C.2. Oszillator mit SAW-Resonator für 433,92 MHz . . . . .	54
D.1. Originalschaltplan der Philips Bildröhreneinheit . . . . .	60
D.2. Modifikation für die Heizspannung der Anzeigeröhre . . . . .	61
D.3. Modifikation der Hochspannungserzeugung . . . . .	62

# Tabellenverzeichnis

3.1. Frequenzen des Ausgangsspektrum des ersten Mischers . . . . .	22
A.1. Verwendete Filterkenngrößen . . . . .	44
F.1. Bauteilliste: Widerstände . . . . .	69
F.2. Bauteilliste: Potentiometer . . . . .	69
F.3. Bauteilliste: Kondensatoren . . . . .	70
F.4. Bauteilliste: Induktivitäten . . . . .	70
F.5. Bauteilliste: Schwingelemente . . . . .	70
F.6. Bauteilliste: Integrierte Schaltungen . . . . .	71
F.7. Bauteilliste: Halbleiter . . . . .	71
F.8. Bauteilliste: Sonstiges . . . . .	71
F.9. Bestellung bei Bürklin OHG München . . . . .	72
F.10. Bestellung bei Andy's Funkladen . . . . .	73
F.11. Bestellung bei Reichelt e.Kfr. . . . .	74
F.12. Bestellung bei Industrial Electronics GmbH . . . . .	74

# Kapitel 1.

## Einführung

In Zeiten moderner High-Tech-Spielsachen ist es nicht verwunderlich, warum gerade Lernsysteme nach dem Baukastenprinzip nicht mehr sonderlich gefragt sind. Im physikalischen Bereich sind die Elektronik-Experimentierkästen, EE-Reihe, der Firma Philips (Abt. Technische Spielwaren, Hamburg) aus den 70er Jahren in Sammlerkreisen dennoch sehr beliebt. Diese erweiterbaren Elektroniksysteme bieten zudem auch heute noch eine sehr gute Basis für Experimente sowie durchaus ernsthafte Kleinprojekte.

Die optional erhältliche Bildröhreneinheit EE1007 sowie EE2007 erweiterte die Spitzenmodelle sogar dahingehend, dass neben weiteren Experimenten mitunter der Aufbau eines Oszilloskops und ein funktionierender Monochrom-Fernseher samt Ton möglich war. Eben genau diese Bildröhre soll als Basis für den Aufbau eines einfachen Spektrumanalysators dienen, der in dieser Diplomarbeit behandelt wird. Die in der Nachrichtentechnik häufig benötigte Betrachtung von Signalen im Frequenzbereich erweitert und vervollständigt die Baukastenreihe von Philips. Die erforderliche Zusatzbeschaltung, die zu der verwendeten Anzeigeeinheit kompatibel ist, soll keineswegs in Konkurrenz zu bestehenden kommerziellen Geräten stehen. Dennoch soll die Funktionsweise eines derartigen Gerätes anhand transparenter Technik dargestellt werden. Um zudem eine sinnvolle Verwendbarkeit zu gewährleisten, sollen durchaus ernsthafte Messungen möglich sein. Das Ergebnis dieses Projektes ist ein funktionsfähiger Spektrumanalysator, dessen Frequenzbereich sich von 5 MHz bis 390 MHz erstreckt und eine Dynamik von etwa 60 dB besitzt. Das Gerät deckt rundfunktechnisch den gesamten Kurzwellenbereich von 5,950 MHz bis 26,1 MHz, UKW-Radio, sowie das 2m-Band ab und ermöglicht auch Messungen im Bereich

von VHF-Fernsehskanälen in den Bändern I - III von 41 bis 230 MHz<sup>1</sup>.

Zunächst soll in Kapitel 2 ein Überblick über wesentliche theoretische Aspekte der Signalbetrachtung im Frequenzbereich als Einführung dienen. Detailliertere Beschreibungen finden sich dann im anschließenden Kapitel 3 (ab Seite 14). Nach einer Betrachtung der Leistungsfähigkeit in Kapitel 4 werden zudem Verbesserungsvorschläge in Kapitel 5 (ab Seite 36) eingebracht. Die Arbeit wird abschliessend in Kapitel 6 zusammengefasst. Im Anhang befinden sich zudem Kapitel, die sich mit ausgewählten Details über Bandpassfilter (Anhang A) Eingangsimpedanzanpassung (Anhang B) und HF-Oszillatoren (Anhang C) befassen. Schaltpläne (Anhang D), Layout (Anhang E) und Bauteilinformationen (Anhang F) zum vorgestellten Gerät können daraus ebenfalls entnommen werden.

---

<sup>1</sup>entsprechende Antenne bzw. Signalquelle vorausgesetzt

## Kapitel 2.

# Theoretische Aspekte der Spektralanalyse

### 2.1. Der Frequenzbereich

In der Elektrotechnik gibt es im wesentlichen zwei Betrachtungsarten von Signalen, mit denen die Mehrheit der Aufgabenstellungen bearbeitet werden können. Zum einen können im Zeitbereich transiente und periodische Vorgänge betrachtet werden. Als Referenz gilt die Zeitachse, womit eine Darstellung mittels oszilloskopischer Geräte möglich ist. Im Gegensatz dazu interessiert im Frequenzbereich oder Spektralbereich nur die spektrale Zusammensetzung eines Signales zu einem bestimmten Zeitpunkt. Als Bezug wird hierbei die Frequenzachse verwendet. Die beiden Bereiche werden über Fourier-Reihenentwicklung bzw. Fourier-Transformation und Fourier-Rücktransformation mathematisch miteinander verknüpft. Mathematische Berechnungen werden in der gängigen Grundlagenliteratur behandelt, zudem finden sich in [1] Beispiele aus der Messpraxis. Was in der Mathematik je nach Signalkomplexität beschreibbar ist, führt in der Praxis zu verschiedenen Ansätzen für die Entwicklung von Messgeräten. Beim Oszilloskop, dem gängigen Messinstrument für den Zeitbereich, erzeugt ein sich zeitlich verändernder Amplitudenausschlag einen in vertikaler Richtung versetzten Punkt, der zeitlich wiederholend in horizontaler Richtung abgelenkt wird. Der Zeitverlauf des Signals kann direkt als graphische Darstellung auf einem Bildschirm betrachtet werden. Für die Spektralanalyse, die im Frequenzbereich stattfindet, benötigt man eine andere Technik, die eine aufwendigere Signalauswertung ermöglicht. Die spektrale Verteilung von Frequenzen kann

nur durch mathematische Berechnung oder Filterung indirekt aus dem vorhandenen zeitlichen Signalverlauf ermittelt werden.

## 2.2. Messmethoden für die Analyse im Frequenzbereich

Im wesentlichen gibt es zwei verschiedene Ansätze Signale frequenzmäßig zu untersuchen. An erster Stelle steht die Fast Fourier Transformation (Abk. FFT), eine digitale Analyseform, die eine mathematische Berechnung des Spektrums aus dem Zeitverlauf des Signals darstellt. Diese hauptsächlich im NF-Bereich (bis ca. 1 MHz) angewandte Methodik benötigt schnelle Analog-Digital-Wandler, deren Abtastrate mindestens den doppelten Wert der Eingangsbandbreite aufweisen (Abtasttheorem von SHANNON). Zudem richtet sich die Rechenleistung für die mathematischen Algorithmen zur spektralen Analyse maßgeblich nach geforderter Auflösung und Geschwindigkeit, ist jedoch nicht unerheblich. Auf diese Form wird aber hier nicht näher eingegangen, da sich diese im HF und Mikrowellenbereich bisher nur in Verbindung mit analoger Technik nutzen lässt. Als eigenständige Methode konnte sie sich aber bisweilen technologisch nicht durchsetzen. Rechenleistung ist hier weniger ausschlaggebend als die Tatsache, dass ausreichend schnelle und gut auflösende Bausteine zur AD-Wandlung nicht verfügbar sind. Dennoch Interessierten wird die Mathematische Formelsammlung [2, S. 588ff] als weiterführende Literatur empfohlen, da dort neben den mathematischen Grundlagen auch Verfahrenstechniken für die Praxis präsentiert werden. Diese Technik wird hier nicht weiter beschrieben, weil sie in der reinen Hochfrequenztechnik nur eine untergeordnete Rolle spielt. Sie wird nur als Erweiterung zur klassischen Frequenzanalyse eingesetzt, um eine erweiterte Leistungsfähigkeit zu realisieren.

Die hochfrequenztechnisch interessanteren Lösungswege entspringen der analogen Schaltungstechnik. Im Grunde ist ein Spektrumanalysator nämlich nichts anderes, als ein in weitem Bereich abstimmbarer Rundfunkempfänger. Die Analogtechnik bietet zwei im Grunde sehr ähnliche Ausführungen, die im Gegensatz zur FFT, nur kleine Teilstücke des Frequenzbereiches nacheinander betrachtet und auswertet; der Zeitverlauf des Signales spielt keine Rolle.

Zur Betrachtung eines Frequenzspektrums können einzelne kleine Teilbereiche durch Filterung separat voneinander betrachtet werden. Dies geschieht durch Filter die nur

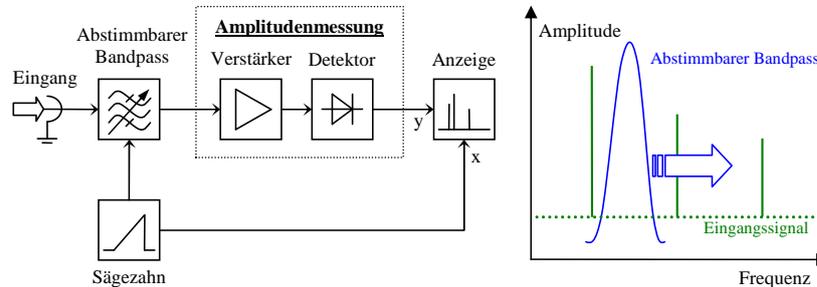


Abbildung 2.1.: Spektrumanalysator mit abstimmbarem Bandpassfilter

ein möglichst schmales Frequenzband passieren lassen. Zur Vermeidung einer unnötig großen, sog. Filterbank<sup>1</sup>, führt man Bandpassfilter nun variabel aus, d.h. sie können kontinuierlich in der Durchlassfrequenz verstimmt werden. Somit ergeben sich je nach eingestellter Frequenz, messbare Amplitudenwerte, die mit den zugehörigen Durchlassfrequenzen ein Spektrum bilden. Nach dem Bandfilter werden die Filterverluste mit einem Verstärker kompensiert und ein Detektor bestimmt die Amplituden des Wechsellspannungsamplituden des Hochfrequenzsignales. Abbildung 2.1 verdeutlicht diese Anordnung und zeigt ein repräsentatives Frequenz-Amplituden-Diagramm. Bildlich gesprochen schiebt man die Bandpass-Filterkurve entlang des spektral verteilten Eingangssignals und trägt die gemessenen Amplitudenwerte auf, was mittels Bildschirm grafisch dargestellt werden kann. Wenn Komponenten des Eingangssignals in den aktuellen Durchlassbereich des Filters fallen werden diese gemessen. Als Referenzsignal für die Einstellung des Bandpasses und die zugehörige Frequenzachse in x-Richtung wird wie für die Zeitbasis eines Oszilloskopes, ein Sägezahnsignal verwendet. Die Anordnung wird somit ständig linear verstimmt bis sie der der Sägezahn wieder zur Anfangsfrequenz zurückkehren lässt.

Die Filtercharakteristik bestimmt die Auflösung der Anordnung und genau hierbei entsteht ein nicht unwesentliches Problem. Filter besitzen immer eine begrenzte Güte  $Q$ , die dazu führt, dass deren relative 3 dB-Bandbreite  $B$  bezogen auf die Mittenfrequenz  $f_m$  als konstant angenommen werden kann:

$$Q = \frac{f_m}{B} = \text{konstant} \quad (2.1)$$

Die absolute Bandbreite  $B$  nimmt daher mit steigender Frequenz  $f_m$  zu. Die Filterdurchlasskurve wird somit bei höheren Frequenzen breiter, wodurch die Frequenzauflösung sinkt. Diese Eigenschaft ist für eine sinnvolle Verwendung in der Spektral-

<sup>1</sup>parallele Anordnung von vielen unterschiedlichen Filtern

analyse nicht akzeptabel. Variable, schmalbandige Filter sind zudem aufwendig und teuer. Sie kommen daher nur für Spezialanwendungen zum Einsatz, wie beispielsweise als Eingangs-Preselektoren für EMV-Messempfänger. Spektrumanalysatoren für den extrem hohen Mikrowellenbereich verwenden spezielle, abstimmbare YIG<sup>2</sup>-Filter fast ausschliesslich zur Vorselektion.

Da auch die vorhergehende Technik aus dem Bereich der Nachrichtentechnik stammt, liegt die Anwendung eines anderen Prinzips sehr nahe. Spektrumanalysatoren arbeiten speziell im HF-Bereich und Mikrowellenbereich meist nach dem Prinzip des Überlagerungsempfängers (Heterodyn-Prinzip). Dieses Prinzip bietet einige Vorteile im Vergleich zum sog. „Geradeaus-Empfänger“, der mit Hilfe von Filtern abgestimmt wird.

### 2.3. Das Heterodyn-Prinzip und der Überlagerungsempfänger

Dem Überlagerungsempfänger liegt das Prinzip der Frequenzmischung zugrunde. Durch Mischung können hochfrequente Signale in niedrige Bereiche umgesetzt werden. Erst dadurch entstehen schaltungstechnische Möglichkeiten einer sinnvollen Signalauswertung, die im HF-Bereich Schwierigkeiten verursachen oder gar unmöglich sind. Hochwirksame Filterschaltungen können beispielsweise erst in niedrigeren Frequenzbereichen mit ausreichender Selektivität aufgebaut werden. Auch für FFT-Analysatoren ist eine Herabsetzung der Frequenz notwendig, die mit einer analogen Umsetzung im sog. Frontend stattfindet.

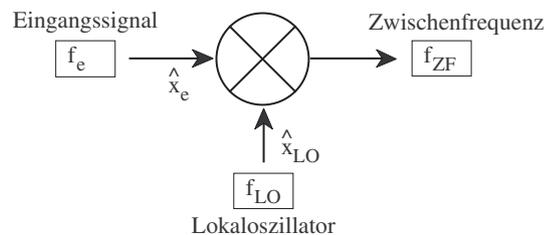


Abbildung 2.2.: Prinzip der Frequenzmischung

Eine Frequenzmischung ist im Grunde mit einer Multiplikation von zwei unterschiedlichen Wechselspannungen vergleichbar, was im Schaltsymbol eines Mischers durch

<sup>2</sup>Yttrium Iron Garnet

das Kreuz auch angedeutet wird. Im Mathematischen kommt dafür eine Produktformeln der trigonometrischen Funktionen nach Gleichung (2.2) zum Einsatz [3, S. 97].

$$\sin \omega_{LO} t \cdot \sin \omega_e t = \frac{1}{2} [\cos(\omega_{LO} t - \omega_e t) - \cos(\omega_{LO} t + \omega_e t)] \quad \text{mit } \omega = 2\pi f \quad (2.2)$$

Durch die Mischung zweier unterschiedlicher Signale an einer nichtlinearen Kennlinie entstehen am Ausgang einer Mischerschaltung diverse Mischprodukte beider Eingangssignale.

$$f_{ZF} = |\pm \nu f_e \pm \mu f_{LO}| \quad \text{mit } \nu, \mu = 0, 1, 2, 3, \dots \quad [4, G2, 1.1] \quad (2.3)$$

Als Eingangssignal  $f_e$  wird nicht nur eine Frequenz zugelassen, es kann auch ein Frequenzbereich, ein sog. Spektrum, anliegen. Die Mischung in Überlagerungsempfängern hat nun die Aufgabe, ein Spektrum schwacher Nutzsignale aus der HF-Ebene in die ZF-Ebene umzusetzen. Nur im Kleinsignalfall  $\hat{x}_{1,e} \ll \hat{x}_{2,LO}$  ist eine verzerrungsfreie Frequenzumsetzung nach Gleichung (2.4) möglich. Es werden so zumindest Oberschwingungen  $\nu$ . Ordnung des Eingangssignales in der Zwischenfrequenz vermieden, Oberschwingungen des Lokaloszillators  $\mu$ . Ordnung und damit verbundene Mischeffekte mit der Eingangsfrequenz  $f_e$  bleiben jedoch erhalten.

$$f_{ZF} = |\pm f_e \pm \mu f_{LO}| \quad \text{mit } \mu = 0, 1, 2, 3, \dots \quad [4, G2, 1.2] \quad (2.4)$$

Von den zwei Arten der Mischung wird in der Regel nicht die Aufwärtsmischung, sondern nur die Abwärtsmischung verwendet. Je nach Lage des Lokaloszillatorsignals  $f_{2,LO}$  oberhalb bzw. unterhalb des umzusetzenden Frequenzbereiches spricht man von Abwärtsmischung in Frequenzgleichlage ( $f_{ZF} < f_e$ ) bzw. Frequenzkehrlage ( $f_{ZF} > f_e$ ) [4, G3].

$$f_{ZF} = |f_e - \mu f_{LO}| = \begin{cases} f_e - \mu f_{LO} & \text{für } f_{ZF} < f_e \\ -(f_e - \mu f_{LO}) = -f_e + \mu f_{LO} & \text{für } f_{ZF} > f_e \end{cases} \quad (2.5)$$

Für einfachere Betrachtung kann in den Gleichungen (2.3) bis (2.5)  $\mu = 1$  gesetzt werden, die Existenz von Harmonischen des Lokaloszillators samt Mischprodukten im Abstand der Zwischenfrequenz darf dabei aber nicht vergessen werden.

Abbildung 2.3 auf der nächsten Seite zeigt die Lage der Frequenzen bzw. Frequenzbänder bei Abwärtsmischung. Der Einsatz von Bandfiltern für die Zwischenfrequenz

bestimmt, ob Mischung in Gleichlage (rot) oder Kehrlage (grün) stattfindet. Harmonische des Lokaloszillators mischen ebenfalls Signale die sich im Abstand  $\Delta f = f_{ZF}$  von diesem befinden zum Zwischenfrequenzsignal hinzu. Repräsentativ ist die Harmonischenmischung 1.Ordnung eingezeichnet, wobei sich dieser Effekt im Frequenzbereich nach oben hin fortsetzt. Die Eindeutigkeit ist also in jedem Fall nicht ohne entsprechende Filterung gewährleistet.

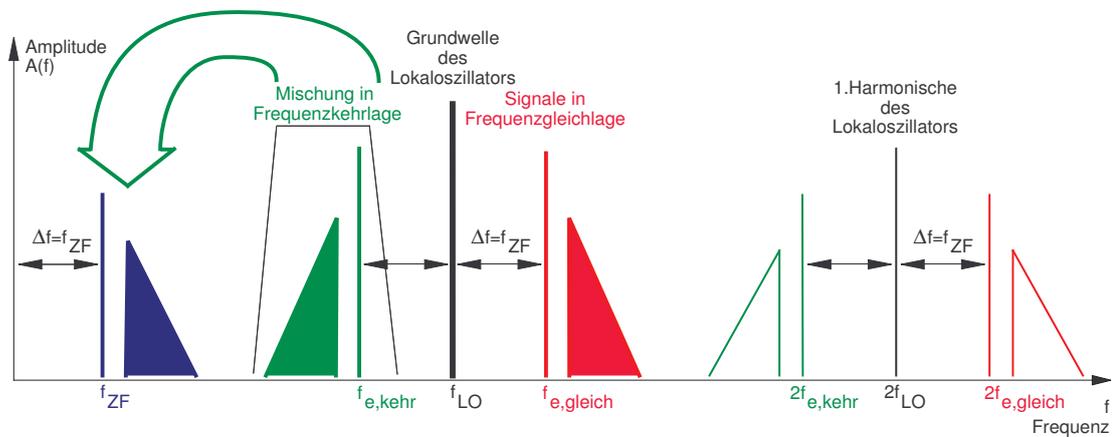


Abbildung 2.3.: Abwärtsmischung im Frequenzbereich

Da die Mischung nach (2.3) und (2.4) diverse Kombinationsfrequenzen, sog. Mischprodukte hervorbringt, muss das Ausgangssignal  $f_{ZF}$  nach der Mischung gefiltert werden. Dies ist in Abbildung 2.3 durch den schwarzen Rahmen bei  $f_{1,e\ kehr}$  in Kehrlage unterhalb des Lokaloszillators angedeutet. Dieser Zwischenfrequenzfilter ist als Bandpass ausgeführt, dessen Mittenfrequenz  $f_m$  der Zwischenfrequenz  $f_{ZF}$  entspricht und eine dem Eingangssignal entsprechende Bandbreite aufweist. Diese Filter sind notwendig um eine eindeutige Abbildung der Eingangsfrequenz auf einem niedrigeren Frequenzniveau zu erhalten. Anschliessend kann das Signal mit geeigneten Schaltungen weiterverarbeitet werden. In der Nachrichtentechnik folgt meist eine Demodulation, die eine Rückgewinnung eventuell enthaltener Information ermöglicht. Es können aber auch Signalpegelmessungen wie in der Spektralanalyse durchgeführt werden. In jedem Fall arbeiten erforderliche Schaltungen in niedrigeren Frequenzlagen wesentlich effektiver.

Das Heterodyn-Prinzip kann je nach Anwendungsfall kaskadiert werden um eine weitere schrittweise Verringerung der Frequenz zu erreichen. Ein Frequenzband samt eventueller, modulierter Information wird mehrmals und soweit in einen tieferen Bereich versetzt, in dem eine ausreichende Demodulation stattfinden kann. Typische

Standards für endgültige ZF-Frequenzen sind 455 kHz für AM (LMK<sup>3</sup>) und 10,7 MHz bei FM (UKW<sup>4</sup>) im Rundfunkbereich, sowie 5,5 MHz und 5,74 MHz für die Tondemodulation in Fernsehgeräten. Diese Werte haben sich im Laufe der Jahre in der Nachrichtentechnik etabliert und korrespondieren mit üblichen Übertragungsstandards. Sie hängen hauptsächlich vom Frequenzbereich, der Modulationsart und Übertragungsbandbreiten ab und können sich mit fortschreitender Technik auch weiterentwickeln oder verlagern.

## 2.4. Verwendung des Überlagerungsempfängers für die Spektralanalyse

In der Spektralanalyse wird vorzugsweise das Prinzip des Überlagerungsempfängers verwendet. Dies liegt hauptsächlich am kostengünstigerem Aufbau und besserer Beherrschbarkeit der Schaltungstechnik. Die Nachteile des verstellbaren Filters beim Geradeaus-Empfängers werden hierbei vermieden. Wird der Lokalszillator als variabler Oszillator (VCO) ausgeführt, kann die Frequenz elektronisch gesteuert werden.

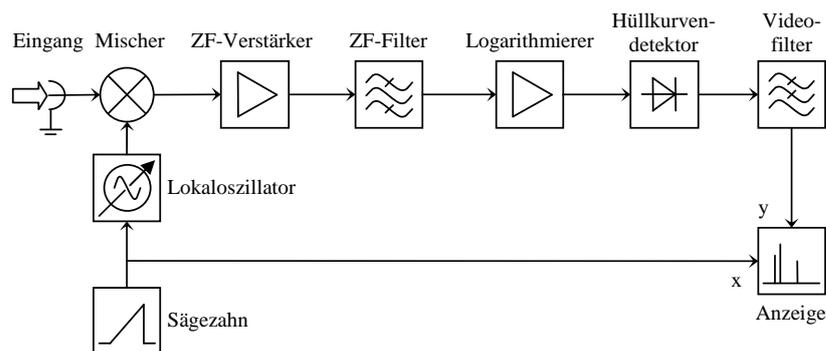


Abbildung 2.4.: Prinzip eines Überlagerungsempfängers als Spektrumanalysator

Abbildung 2.4 zeigt das Prinzip eines Spektrumanalysators, der nach dem Überlagerungsprinzip funktioniert. Nachdem das Eingangssignal mittels Mischung in der Frequenz herabgesetzt wird, werden entstehende Mischverluste mit einem ZF-Verstärker ausgeglichen. Anschliessend wird das Zwischenfrequenzsignal gefiltert und einem

<sup>3</sup>LMK = Langwelle: 148,5...283,5kHz | Mittelwelle: 526,5...1605,5kHz | Kurzwelle: 5,95...26,1MHz

<sup>4</sup>UKW = Ultra Kurz Welle: 87,5...108MHz

Logarithmierer zugeführt. Durch die Logarithmierung des Signals kann ein großer dynamischer Bereich dargestellt werden. Die so erhaltene dB-Skalierung bewirkt eine größere Empfindlichkeit kleiner Signalamplituden, wobei gleichzeitig auch sehr große Amplituden noch im Darstellungsbereich liegen. Bei einer Empfindlichkeit von  $10 \text{ dB} / \text{V}$  beispielsweise kann mit einem Spannungsbereich von  $0 \dots 6 \text{ V}$  ein Dynamikbereich von  $60 \text{ dB}$  dargestellt werden, was einem Faktor von  $10^6$  oder 1 Million zwischen kleinster und größter Amplitude entspricht. Der vor allem in der Nachrichtentechnik gebräuchliche Dezibelmaßstab ermöglicht unter anderem eine effiziente Betrachtung von sehr kleinen Signalstörungen oder unerwünschten Verzerrungseffekten. Der nachfolgende Hüllkurvendetektor dient der Signalgleichrichtung und Messung einer mittleren Amplitude der Wechselspannung. Es gibt verschiedene Arten von Detektoren, die realisiert werden können. Neben Detektoren, die den quadratischen Mittelwert erfassen (sog- RMS<sup>5</sup>-Detektoren), werden oft Maximalwert<sup>6</sup>- und Minimalwert<sup>7</sup>-Detektoren eingesetzt. Ein nachfolgender Videofilter dient der Glättung des erhaltenen Signals und verbessert die Darstellung der Anzeige. Die Anzeigeeinheit erhält die so gefilterte Amplitudeninformation auf dem vertikalen Y-Kanal. Die Frequenzinformation wird mittels eines Sägezahns bzw. einer Rampenspannung generiert, der direkt an den horizontalen X-Kanal geführt wird. Dies bewirkt einen stetigen Durchlauf des Punktes von links nach rechts am Bildschirm. Zusammen mit der Amplitudeninformation für die horizontale Ablenkung ergibt dies das gewünschte Frequenz-Amplituden-Diagramm, auch Spektrum genannt. Gleichzeitig wird mit der Sägezahnspannung auch indirekt der Lokaloszillator versorgt, der die momentan auszuwertende Eingangsfrequenz bestimmt. Da der Lokaloszillator eine spannungsabhängig einstellbare Frequenz liefert, bewirkt eine Modifikation der Amplitude und des Gleichspannungs-Offsets des Sägezahns für den Lokaloszillator eine Variation des dargestellten Analysebereiches. Die Amplitude der Steuerspannung für den Lokaloszillator beeinflusst dessen Frequenzvariation und bestimmt somit die gesamte Darstellungsbandbreite<sup>8</sup>. Der Mittelwert bzw. der Gleichspannungsanteil in der Steuerspannung legt die Mittenfrequenz<sup>9</sup> des dargestellten Spektrums fest. Die Modifikation dieser Größen erfolgt benutzerdefiniert, und erlaubt eine individuelle Anpassung des gewünschten Anzeigebereichs.

Durch die Steuerung des Lokaloszillators und Verwendung einer feststehenden Zwi-

---

<sup>5</sup>engl. root mean square

<sup>6</sup>engl. maximum peak

<sup>7</sup>engl. minimum peak

<sup>8</sup>engl. span

<sup>9</sup>engl. center frequency

schenfrequenz wird im Gegensatz zur in Abbildung 2.3 auf Seite 8 bildlich gesprochen, das Eingangssignal am ZF-Filter vorbeigeschoben. Das erhaltene Ergebnis ist vergleichbar, der Unterschied besteht in der einfacheren Anwendung des Heterodyn-Prinzips. Zwischenfrequenzfilter für Festfrequenzen sind wesentlich einfacher aufzubauen und haben bessere Leistungsdaten.

Im Gegensatz zur FFT erfolgt die Analyse des Signales nicht für alle Frequenzen gleichzeitig. Vielmehr wird ein als Heterodyn-Empfänger konzipierter Analysator kontinuierlich von der kleinsten bis zur größten darzustellenden Frequenz durchgestimmt. Das Bild eines Durchlaufes<sup>10</sup> wird idealerweise so lange angezeigt bis es vom darauffolgendem Sweep erneut überschrieben wird. Mit der Einstellbarkeit des Lokaloszillators, der die momentane Eingangsfrequenz bestimmt, entstehen Anforderungen bezüglich der Änderungsgeschwindigkeit der Abstimmung. Die Geschwindigkeit der Durchstimmung hat maßgeblichen Einfluss auf die Qualität des spektralen Ergebnisses. Je schneller die Frequenzänderung vorgenommen wird desto ungenauer wird eine Messung der Signalamplitude. Dieser Effekt liegt hauptsächlich an der Einschwingzeit der verwendeten Filter in der Signalkette. Das Einschwingverhalten der Signalamplitude besitzt Tiefpass-Charakter. Bei zu schneller Frequenzänderung sind die gemessenen Amplitudenwerte zu gering, weil der Wert des eingeschwungenen Zustandes nicht mehr erreicht wird. Je schmalbandiger die Zwischenfrequenzfilter, desto besser die endgültige Auflösung. Aber je schmaler deren Durchlassbereich ist, desto länger muss das Signal anliegen, bevor die Ausgangsamplitude ihren Endwert erreicht. Um fehlerhafte Werte zu vermeiden muss die Messzeit also erhöht werden.

Wird der Analysator in der Zeit  $\Delta t$  um den Frequenzbereich  $\Delta f$  durchgestimmt, so ist die Wobbelgeschwindigkeit<sup>11</sup>  $\Delta f/\Delta t$  und der Empfänger verweilt die Zeitdauer  $t_1 = B/(\Delta f/\Delta t)$  im Durchlassbereich  $B$  des Bandfilters. Mit der Näherung  $t_E \approx 1/B$  für die Einschwingzeit und daß die Verweilzeit  $t_1 > t_E$  sein muss ergibt sich, dass  $\Delta t > T_{Sweep}$  sein muss [4, I26,5.4]. Minimale Sweepzeit und korrespondierende maximale Sweepfrequenz berechnen sich zu [1, S. 80]:

---

<sup>10</sup>engl. sweep

<sup>11</sup>engl. sweep time

$$T_{Sweep} = k \cdot \frac{\Delta f}{B_{ZF}^2} \quad \rightarrow \quad f_{Sweep} = \frac{B_{ZF}^2}{k \cdot \Delta f} \quad (2.6)$$

mit	$T_{Sweep}$	minimal erforderliche Durchlaufzeit (bei gegebenem Span und Auflösungsbreite) (s)
	$f_{Sweep}$	maximale Wiederholrate <sup>12</sup> (Hz)
	$B_{ZF}$	Auflösungsbreite <sup>13</sup> (Hz), z.B. 180 kHz
	$\Delta f$	darzustellender Frequenzbereich (Hz)
	$k$	Proportionalitätsfaktor

Durch die Mehrfachverwendung des Hetrodyn-Prinzips zur Frequenzumsetzung aus höheren Frequenzbereichen tauchen verschiedene Bandbreiten der Stufen auf. Die schrittweise Umsetzung wird mit stetiger Verringerung der Bandbreite pro zusätzlicher Stufe realisiert. Der Abstand der Eingangsfrequenz zur Lokaloszillatorfrequenz sinkt mit kleiner werdendem Frequenzbereich. Die Zwischenfrequenz ist dabei von ungewünschten Frequenzen zu separieren, die mit niedrigerer Lage im Frequenzbereich immer enger zusammen liegen.

Als insgesamte Auflösungsbreite  $B_{ZF}$  des Systems wird die geringe Bandbreite der letzten Zwischenfrequenz verwendet, auf der die eigentliche Signalverarbeitung bzw. Messung erfolgt. Die größeren Bandbreiten vorhergehenden Stufen erlauben ohnehin schnellere Frequenzwechsel und sind damit keiner Begrenzung unterworfen. Nach Gleichung (2.6) ist es ratsam für eine möglichst große Messgenauigkeit die Abstimmfrequenz  $f_{Sweep}$  so gering bzw. die Abstimmzeit  $T_{Sweep}$  so lange wie möglich zu machen. Die Frequenz sollte aber zweckmäßigerweise nicht zu gering sein, da sonst die Darstellung eines einzelnen Frequenzdurchlaufs zu lange in Anspruch nimmt. Die Anzeige eines stehenden Bildes bei zu langer Sweepzeit ist nur mit Signalspeicher oder Speicherbildschirme möglich. Eventuelle schnelle Signaländerungen im Spektrum können zudem verloren gehen oder das Spektrum zeitlich inkonsistent machen. Diese Inkonsistenz hat zur Folge, dass kurzzeitige Störungen, die im jeweiligen Sweepzustand, d.h. bei der aktuelle Empfangsfrequenz dargestellt werden könne, die beim nächsten Durchlauf nicht mehr vorhanden sind. Eine Aussage über das tatsächliche Spektrum wird kann somit mitunter schwierig, wenn nicht sogar unmöglich werden. Für einen Darstellungsbereich von 390 MHz ist mit angenommener Auflösungsbreite  $B_{ZF} = 180$  kHz nach Gleichung (2.6) eine minimale

<sup>12</sup>engl. sweep rate

<sup>13</sup>engl. resolution bandwidth

---

Sweepzeit von 12 ms bzw. eine maximale Durchlauffrequenz von 83 Hz erlaubt. Die Werte gelten für eine in guter Näherung gültige Proportionalitätskonstante  $k = 1$ , die abhängig vom verwendeten Filtertyp etwas abweichen kann. Bei der Dimensionierung des Sägezahngenerators sind die errechneten Werte möglichst einzuhalten, um keine Anzeige verfälschung zu haben. Wird die darzustellende Bandbreite  $\Delta f$  für genauere Untersuchung im Spektrum verringert, kann die Durchstimmung allerdings auch schneller vonstatten gehen, ohne dem Auftreten vorher beschriebener Effekte. In kommerziellen Analysatoren ist die Abstimmfrequenz meist mit der Auflösungsbandbreite  $B_{ZF}$  gekoppelt um mit ausreichender Genauigkeit eine schnelle und flüssige Darstellung zu ermöglichen [1, S. 33].

## Kapitel 3.

# Praktische Umsetzung des Spektrumanalysators

### 3.1. Aufgabenstellung und Konzeptdarstellung

Ziel dieser Diplomarbeit ist es, einen möglichst einfachen, aber dennoch brauchbaren Spektrumanalysator aufzubauen. Hintergrund des Projektes ist eine Integration der fertigen Schaltung in die Versuchsreihe des studentischen Praktikums im Studiengang Elektrotechnik an der Fachhochschule Deggendorf. Eine Berücksichtigung didaktischer Aspekte ist somit erwünscht. Einfache Anwendbarkeit und Betriebssicherheit spielen dabei eine ähnliche Rolle wie beispielsweise die Transparenz der Technik durch strukturierten Aufbau im Platinenlayout. Darüber hinaus sollen die Rahmenbedingungen auch für Amateurfunker und interessierte Hobbyelektroniker ausreichen, um die Schaltung nachzubauen, zu nutzen und mit einem gewissen Maß an Verständnis der Technik auch Verbesserungen vorzunehmen. Auch für einfache Testmessungen in EMV-Umgebungen könnte das Gerät durchaus brauchbar sein. Das bedeutet, dass folgende Voraussetzungen erfüllt werden müssen:

- hohe Nachbausicherheit mit möglichst einfacher Schaltungstechnik:
  - ⇒ Ausführung der Schaltung komplett in analoger Technik. Auf digitale Technik (z.B. FFT, PLL<sup>1</sup>) und Mikrocontroller zu Steuerungszwecken wird komplett verzichtet.
  - ⇒ Verzicht auf schwer beschaffbare Spezialteile.
  - ⇒ Verwendung des üblichen 50Ω-Impedanzniveaus der HF-Technik im Signalpfad ermöglicht Kompatibilität für HF-Messgeräte.

---

<sup>1</sup>Abk. Phase Locked Loop

- netzunabhängiger, transportabler Betrieb:  
⇒ Die einheitliche Betriebsspannung wird auf 12 V festgelegt, so dass handelsübliche 12 V-Blei(gel)akkus verwendet werden können.
- kompaktes, platzsparendes Gerät:  
⇒ Die komplette, betriebsfertige Schaltung soll auf einer Platine im Europakartenformat (100 x 160 mm) Platz finden. Dadurch kann sie auch in passende Gehäuse für dieses genormte Platinenformat untergebracht werden.  
⇒ Verwendung von integrierten Schaltungen und SMD-Bauteilen.
- Verwendung preiswerter Bauteile:  
⇒ Die Summe der Bauteilkosten soll 200 € möglichst nicht übersteigen.

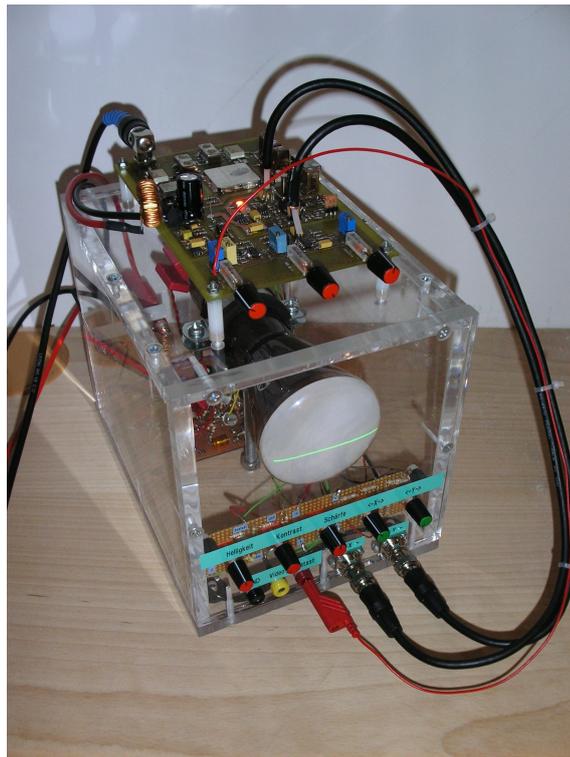


Abbildung 3.1.: Fertig aufgebauter Spektrumanalysator

Genaue technische Spezifikationen, wie Dynamikumfang und Frequenzbereich spielen nur eine untergeordnete Rolle. Es geht hierbei nicht um besonders hohe Leistungsfähigkeit, doch soll das Gerät dennoch für ernsthafte Messungen durchaus verwendbar sein. Eine Konkurrenz zu kommerziellen Produkten wird nicht angestrebt, weil ohnehin vergleichbare Geräte nicht existieren und komplexe, professionelle Geräte in weit höheren Preisregionen angesiedelt sind. Die aufgeführten Rahmenbedingungen sollen dem interessierten Anwender die Möglichkeit bieten, sich möglichst

schnell und unproblematisch mit der Technik der Spektralanalyse zu beschäftigen. Die Einfachheit eines derartigen Gerätes bietet dazu einen erschwinglichen Zugang zu diesem wichtigen Messprinzip, das vorzugsweise im Bereich der Nachrichtentechnik Anwendung findet. Um bereits jetzt eine Vorstellung zu bekommen, wie ein derartiges Gerät aussehen kann, ist im Bild 3.1 bereits der fertig aufgebaute Analysator mitsamt der Bildröhreneinheit dargestellt.

## 3.2. Lösungsansätze in bezug auf das Gesamtsystem

### 3.2.1. Schaltungsteile im Blockschaltbild

Für die Realisierung eines Spektrumanalysators nach dem Überlagerungsprinzip ist es zunächst wichtig, ein wegweisendes Blockschaltbild zu entwerfen. Dabei werden bereits Systemarchitektur mit grundlegenden Kenngrößen eindeutig festgelegt, die als Referenz für detaillierte Schaltungsentwürfe notwendig ist. Vorgegebene Bauteilstandards und die Realisierbarkeit einzelner Schaltungen sind von entscheidender Bedeutung und nicht jede beliebige Lösung kann technisch auch einfach realisiert werden.

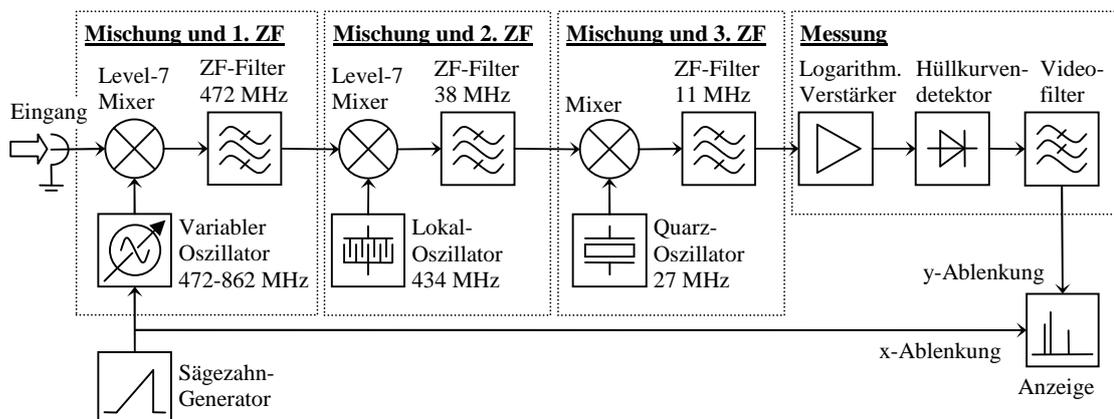


Abbildung 3.2.: Allgemeines Blockschaltbild des Spektrumanalysators

Prinzip der Frequenzumsetzung wird, wie das Blockschaltbildes in Abbildung 3.2 zeigt, dreifach angewendet um schließlich eine endgültige Zwischenfrequenz von

10,7 MHz auszuwerten. Die Frequenz von 10,7 MHz stellt einen gebräuchlichen ZF-Standardwert dar, der eine Verwendung integrierter Schaltungen für die Signalauswertung ermöglicht. Zur Vereinfachung findet sich in Abbildung 3.2 ein Wert von 11 MHz. Um mittels Mischung auf diesen Wert zu gelangen, müssen geeignete Stufen mit lokalen Oszillatoren und weitere Zwischenfrequenzen gewählt werden. Mehrfachumsetzung auf eine niedrige Zwischenfrequenz ist für hohe Eingangsbandbreite bzw. Eingangsfrequenzen aufgrund niedriger ZF-Filtergüten und ZF-Bandbreiten im vorderen Teil der Schaltung sinnvoll. Nur so wird eine ausreichende Separation erreicht, die für eine Trennung der gewünschten Zwischenfrequenzen vom unerwünschten Rest notwendig ist.

Um die Anordnung abstimmbare zu gestalten, wird das Eingangssignal in der ersten Stufe mit einem variablen Oszillator gemischt. Dieser spannungsgesteuert einstellbare Oszillator muß dabei einen möglichst großen relativen Abstimmbereich aufweisen um später ein breites Spektrum darzustellen. Bei einem Weitbereichs-VCO<sup>2</sup> für den Hochfrequenzbereich ist ein relativer Abstimmbereich von bis zu 1:2 realistisch, d.h. erreichbare Frequenzen erstrecken sich von etwa halber Maximalfrequenz bis an die Obergrenze (typ. Beispiel: 500 MHz...1000 MHz  $\hat{=}$  1:2).

$$\text{relativer Abstimmbereich} = \frac{\text{veränderbarer Frequenzbereich}}{\text{maximale Ausgangsfrequenz}} = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max}} \quad (3.1)$$

mit  $f_{max}$  minimale Ausgangsfrequenz (Hz)  
 $f_{min}$  maximale Ausgangsfrequenz (Hz)

Die Abstimmweite des VCO gibt den maximal darzustellenden Spektralbereich wieder. Bei der Abwärtsmischung in Kehrlage (d.h. obenliegender Oszillator) ist weiterhin eine möglichst hohe insgesamt Frequenzlage anzustreben, da die unterste Lokaloszillatorfrequenz mit dem maximalen Eingangsfrequenzbereich verknüpft ist.

Der ersten Mischerstufe folgt eine weitere Stufe, die das Signal auf die bereits verträgliche Zwischenfrequenz von 38 MHz herabsetzt. Die Mischung erfolgt mittels feststehenden Lokaloszillator, der bei 434 MHz schwingt. Schließlich folgt eine dritte Stufe, um die gewünschte, endgültige Zwischenfrequenz von 11 MHz mit einem 27 MHz-Quarzoszillator zu erhalten. Diese Zwischenfrequenz kann mit geeignetem logarithmischen Verstärker und zugehörigem Detektor zur Amplitudenmessung herangezogen werden. Ein anschließender Videofilter glättet das Messergebnis, um das

<sup>2</sup>VCO=Voltage Controlled Oscillator

Anzeigergebnis zu verbessern. Ein variabler Sägezahngenerator sorgt für die Abstimmung des Hochfrequenzteils (Stufe 1-3) und versorgt die Anzeige mit benötigter Spannung für die horizontale Ablenkung in X-Richtung.

### 3.3. Hochfrequenz-Schaltung

Für eine sinnvolle Umsetzung des Hochfrequenzteils muss das allgemein gehaltene Blockschaltbild nach Abbildung 3.2 auf Seite 16 noch etwas erweitert werden. Im erweiterten Blockschaltbild nach Abbildung 3.3 sind bereits Hinweise auf verwendete Komponenten sowie weitere Erkenntnisse über zusätzlich notwendige Bauteile enthalten. Ein Schaltplan der vollständigen Schaltung findet sich im Anhang D wieder. Wichtige Auszüge daraus werden an geeigneten Stellen zur Veranschaulichung von Teilaspekten herangezogen.

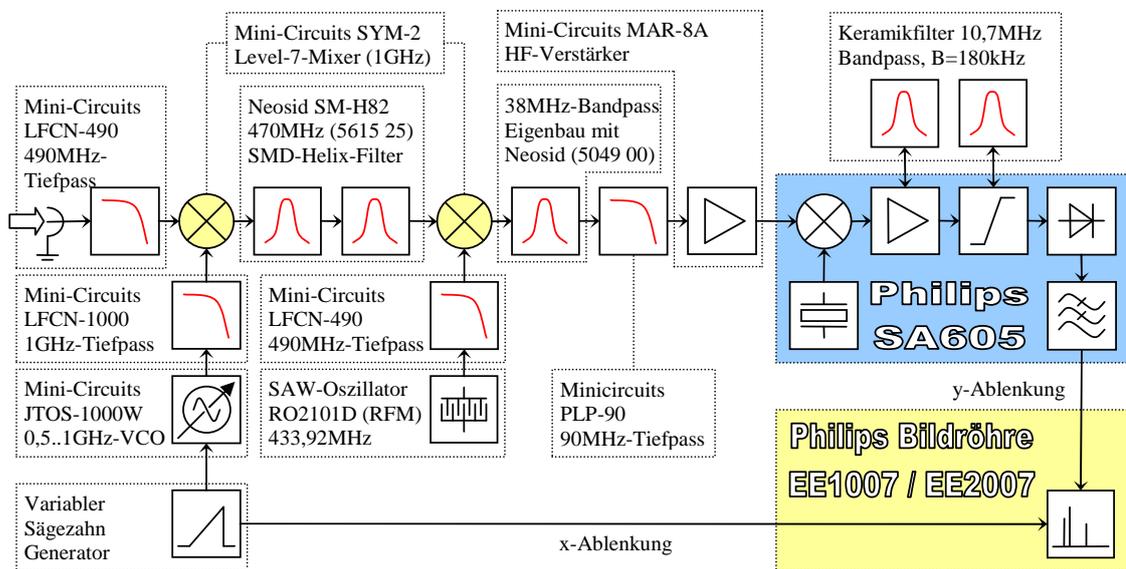


Abbildung 3.3.: Spezifisches Blockschaltbild mit Komponentendetails

Der Sinn der zusätzlich vorhandenen Komponenten wird erst bei der Betrachtung der zugehörigen Signalverarbeitungsstufen erkennbar. Die einzelnen Teile werden in den folgenden Abschnitten in Reihenfolge des Signalflusses vom Eingang bis zum darzustellenden Bildschirm näher erläutert.

### 3.3.1. Erste Mischung mit variablem Oszillator

Durch den Einsatz eines VCOs von 472 MHz bis 862 MHz als lokalen Oszillator für die erste Mischung, kann eine erste Zwischenfrequenz von 472 MHz gewählt werden. Für die Umsetzung des Eingangssignals mit obenliegendem Oszillator (d.h.  $f_{LO} > f_{ZF} > f_{e_{max}}$ ) resultiert nach Gleichung (2.5) für den Eingangsfrequenzbereich:

$$f_{ZF} = f_{LO} - f_e \quad \rightarrow \quad f_e = f_{LO} - f_{ZF} = \begin{cases} 0 \text{ MHz für } f_{LO} = 470 \text{ MHz} \\ \vdots \\ 390 \text{ MHz für } f_{LO} = 860 \text{ MHz} \end{cases} \quad (3.2)$$

Für den ebenfalls empfangenen, ungewollten Spiegelfrequenzbereich gilt:

$$f_{ZF} = f_{sp} - f_{LO} \quad \rightarrow \quad f_{sp} = f_{LO} + f_{ZF} = \begin{cases} 940 \text{ MHz für } f_{LO} = 470 \text{ MHz} \\ \vdots \\ 1330 \text{ MHz für } f_{LO} = 860 \text{ MHz} \end{cases} \quad (3.3)$$

Wie anhand der Gleichungen (3.2) und (3.3) ersichtlich ist, ermöglicht ein obenliegender Oszillator die einfache Verhinderung von Mehrdeutigkeiten beim Empfang. Mittels einfacher Tiefpassfilterung am Eingang kann eine Mischung und Weiterverarbeitung von unbrauchbaren Spiegelfrequenzen wirkungsvoll verhindert werden. Die entsprechende Lage im Frequenzbereich findet sich in Abbildung 3.4 wieder.

Für die zweite Alternative eines untenliegenden Oszillators sei nur erwähnt, dass dieser einen abstimmbaren Bandpassfilter am Eingang erfordert, weil der Lokaloszillator samt Spiegelfrequenzen im Eingangsfrequenzbereich liegen kann.

Die Mischung zweier Signale verläuft in der Praxis nicht verlustlos. Es existieren Randbedingungen für eine optimale Mischung, die unnötige Signalverzerrungen weitgehend vermeiden soll. Dass hierfür  $f_{ZF} = |\pm f_e \pm \mu f_{LO}|$  aus Gleichung (2.4) auf Seite 7 für den Kleinsignalfall gilt, muss die Amplitude des Eingangssignal  $\hat{x}_e$  deutlich kleiner als die Amplitude des Lokaloszillators  $\hat{x}_{LO}$  sein. Nur so können Harmonische zum Eingangssignal und daraus resultierende unerwünschte Mischprodukte vermieden werden. Mischer werden dazu nach Lokaloszillatorpegeln eingeteilt. Ein Level-7 Mischer benötigt für optimale Umsetzung eine Leistung von mindestens +7 dBm,

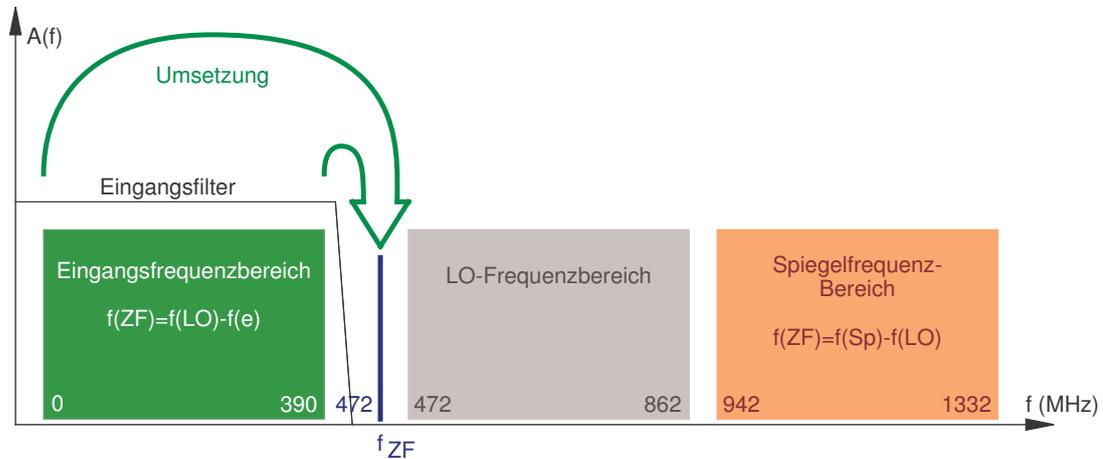


Abbildung 3.4.: Prinzip der hohen ersten Zwischenfrequenz

die vom Lokaloszillator geliefert wird. Wenn ein bestimmter Lokaloszillatorpegel gewünscht ist, soll der am nächsten unter diesem Wert liegende Mischertyp verwendet werden [5, S. 3]. Die Mischverluste, auch Umsetzdämpfung<sup>3</sup> genannt, beschreibt die Effizienz der Frequenzumsetzung quantitativ. Sie nimmt für einen spezifizierten Pegel des Lokaloszillators einen günstigen Minimalwert an, weil sich das Verhältnis von Nutz- zu Verzerrungsleistungen in Grenzen hält. Anderenfalls steigt der Verlust für das Nutzsignal zugunsten höherwertiger Vielfacher der Grundfrequenz.

Weil in der Spektralanalyse in der Regel mit kleinen Eingangspegeln gearbeitet wird, kann ein (Low)Level-7 Mischer gewählt werden. Der Kompressionspunkt gibt das maximale Eingangslevel an, bis zu welchem der Mischerauszgang dem Signalanstieg linear folgen kann. Steigt das Eingangssignal über diese Schwelle, komprimiert der Mischer und erzeugt durch die Nichtlinearität unerwünschte Verzerrungen. Bei einem Level-7 Mischer ist der 1dB-Kompressionspunkt etwa bei einem maximalen Eingangspegel von +1 dBm erreicht [5, S. 3, Fig. 2] und somit für diese Anwendung ausreichend. Falls höhere Pegel gemessen werden sollten, können entsprechende Dämpfungsglieder vorgeschaltet werden, damit keine ungünstig hohen Pegel an den Eingang des Analysators gelangen.

Für die erste Frequenzumsetzung in diesem Spektrumanalysator wird der SMD-Standardmischer SYM-2 von Minicircuits verwendet, der für einen Frequenzbereich bis 1 GHz ausgelegt ist und ansonsten gute technische Daten aufweist. Der zugehörige Lokaloszillator dieser Stufe muss abstimmbar sein und auch genügend Pegel

<sup>3</sup>engl. Conversion Loss, in [dB]

für die Mischung liefern. Ein zum Mischer SYM-2 passender integrierter VCO ist demnach JTOS-1000. Dieser VCO hat einen Frequenzbereich von etwa 500...1000 MHz und liefert bei 12 V Betriebsspannung am Ausgang bis zu +7 dBm, was dem Optimalpegel für den verwendeten Mischertyp entspricht. Eine zusätzliche Verstärkerstufe zwischen VCO und Mischer wird demnach nicht benötigt, was Aufwand und Kosten spart. Stattdessen wird ein Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von 1000 MHz (LFCN-1000 von Mini-Circuits) zwischengeschaltet, um auftretende Harmonische der Oszillatorfrequenz zu mindern. Diese Harmonischen des Lokaloszillators mit Frequenzen  $n \cdot f_{LO}$  (mit  $n = 1, 2, 3, \dots$ ) bewirken eine zusätzliche Frequenzmischung. Es entstehen weitere gemischte Frequenzlinien  $f_{ZF_n} = n \cdot f_{LO} \pm f_e$ , die im Abstand von  $f_e$  neben den Harmonischen des LO auftauchen. Diese Mischprodukte gilt es, möglichst gut zu unterdrücken, da sie sich vor allem bei mehrfachen, aufeinanderfolgenden Mischvorgängen ungünstig auswirken, vor allem wenn sie sich mit dem Nutzsignal überlagern. Prinzipiell findet man in der Praxis zwar beide Varianten der Mischung, Grundwellenmischung und Harmonischenmischung. Bei der Harmonischenmischung wird ein Signal im ZF-Abstand zu einer ganzzahligen Vielfachen der Oszillatorfrequenz zur Weiterverarbeitung herangezogen. Dennoch ist die Grundwellenmischung vorzuziehen, um eine geringe Umsetzdämpfung und ein besseres Rauschmaß des Spektrumanalysators zu erreichen [1, S. 44]. Abhängig von der Ordnung  $m$  der LO-Harmonischen erhöht sich die Umsetzdämpfung des Mixers gegenüber dem Grundwellenmischbetrieb um  $\Delta a_m = 20 \cdot \log m$  [1, Gl. 4-6, S. 45]

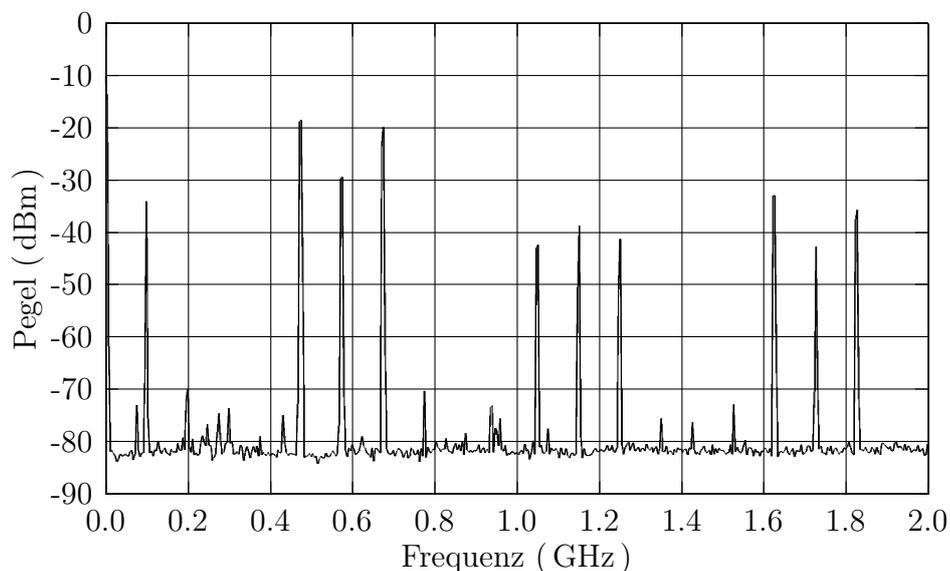


Abbildung 3.5.: Ausgangsspektrum des ersten Mixers ( $f_e = 100$  MHz,  $P_e = -10$  dBm)

Frequenz	Pegel	Bemerkung	
100 MHz	-34,10 dBm	$f'_e$	Durchschlag der Eingangsfrequenz
470 MHz	-18,64 dBm	$f_{LO} - f_e$	Signal in Kehrlage gemischt
570 MHz	-29,45 dBm	$f_{LO}$	Lokaloszillator, Grundschwingung
670 MHz	-20,00 dBm	$f_{LO} + f_e$	Signal $f_e$ in Gleichlage gemischt
1040 MHz	-43,70 dBm	$2 \cdot f_{LO} - f_e$	Signal in Kehrlage (harmonisch)
1140 MHz	-39,10 dBm	$2 \cdot f_{LO}$	Lokaloszillator, 1.Oberschwingung
1240 MHz	-42,45 dBm	$2 \cdot f_{LO} + f_e$	Signal in Gleichlage (harmonisch)
1610 MHz	-30,30 dBm	$3 \cdot f_{LO} - f_e$	Signal in Kehrlage (harm.)
1710 MHz	-41,10 dBm	$3 \cdot f_{LO}$	Lokaloszillator, 2.Oberschwingung
1810 MHz	-33,30 dBm	$3 \cdot f_{LO} + f_e$	Signal in Gleichlage (harm.)

Tabelle 3.1.: Frequenzen des Ausgangsspektrum des ersten Mischers ( $f_e$  bei -10 dBm)

In Abbildung 3.5 ist das Ausgangsspektrum der ersten Mischung darstellt. Es wurde repräsentativ eine Eingangsfrequenz von 100 MHz bei einem Eingangspegel von -10 dBm am Eingang angelegt, um den Mischer nicht zu übersteuern. Für andere Eingangsfrequenzen befinden sich die seitlichen Mischfrequenzen entsprechend. Der Lokaloszillator steht hier bei 570 MHz, sodass die Mischfrequenz in Kehrlage bei  $f_{ZF} = f_{LO} - f_e = 570 \text{ MHz} - 100 \text{ MHz} = 470 \text{ MHz}$  zu finden ist. Der nachfolgende Zwischenfrequenzfilter mit 470 MHz würde also die 100 MHz-Spektrallinie abbilden und einen entsprechenden Amplitudenwert messbar machen. Die Umsetzdämpfung<sup>4</sup> liegt bei  $P_a/P_e = P_a \text{ [dB]}(470 \text{ MHz}) - P_e \text{ [dB]}(100 \text{ MHz}) \approx -8,6 \text{ dB}$ . Das Pegelniveau der Zwischenfrequenz ist um diesen Wert gegenüber dem Eingangspegel abgesenkt. Ein Verlust von 3 dB ( $0,5 \cdot P_e$ ) ist bei einer gleichmäßigen Aufteilung der Eingangsfrequenz auf die im Abstand der Eingangsfrequenz neben der Lokaloszillatorfrequenz liegenden Zwischenfrequenzen aus der Trigonometrie ersichtlich (siehe (2.2)). Die weitere Absenkung wird durch nichtlineare Effekte verursacht, die eine Leistungsverlagerung in höhere Harmonische bewirken. Die Effektivität der Umsetzung leidet dementsprechend mit zunehmenden Nichtlinearitäten und den daraus resultierenden Signalverzerrungen.

### 3.3.2. Erster Zwischenfrequenzfilter

Um Signalverzerrungen entgegenzuwirken und den Zusammenhang  $f_{ZF} = f_{LO} - f_e$  eindeutig zu machen, bedarf es einer Filterung des gemischten Zwischenfrequenzsignals. Dazu werden Bandpassfilter verwendet, die ausreichend gute Selektions-

<sup>4</sup>engl. conversion loss

eigenschaften besitzen. Den zuvor beschriebenen Nebeneffekt der Harmonischenmischung wird entgegengewirkt und sichergestellt, dass nur die gewünschte erste Zwischenfrequenz von 470 MHz möglichst verlustlos passieren kann. Andere Frequenzen werden bestmöglich unterdrückt. Für diesen Zweck kommt ein 2-kreisiger Helix-Bandpassfilter SM-H82 von Neosid mit einer Mittenfrequenz von 470 MHz zum Einsatz. Dieser fertig integrierte Filter besitzt intern 2 Kreise, die ihm eine gute Gesamtselektivität verleihen. Zudem ist dieser Typ bereits auf eine Abschluss-Impedanz von  $50\ \Omega$  dimensioniert und dadurch optimal für eine einfache Integration in ein Standard-HF-System geeignet. Mit zwei Abgleichschrauben, eine pro Kreis, lässt sich die Mittenfrequenz um wenige MHz nach oben und unten verschieben. Die Durchlasskurve eines einzelnen Filters zeigt Abbildung 3.6. Die deutlich erkennbare Welligkeit in den abgebildeten Kurvenverläufen ist dabei auf Einflüsse der verwendeten Messkabel zwischen Messobjekt und dem Netzwerk-Analysator zurückzuführen. Die in der Übertragungskennlinie sichtbaren Maxima bei ca. 1,5 und 2,5 GHz sind als ungeradzahlige Harmonische zu identifizieren. Sie treten auf, weil die Kopplung zwischen den beiden Kreisen bei Helixfilter über ein Fenster in der Abschirmung stattfindet, das Oberwellen mit ungerader Ordnung bevorzugt passieren lässt.

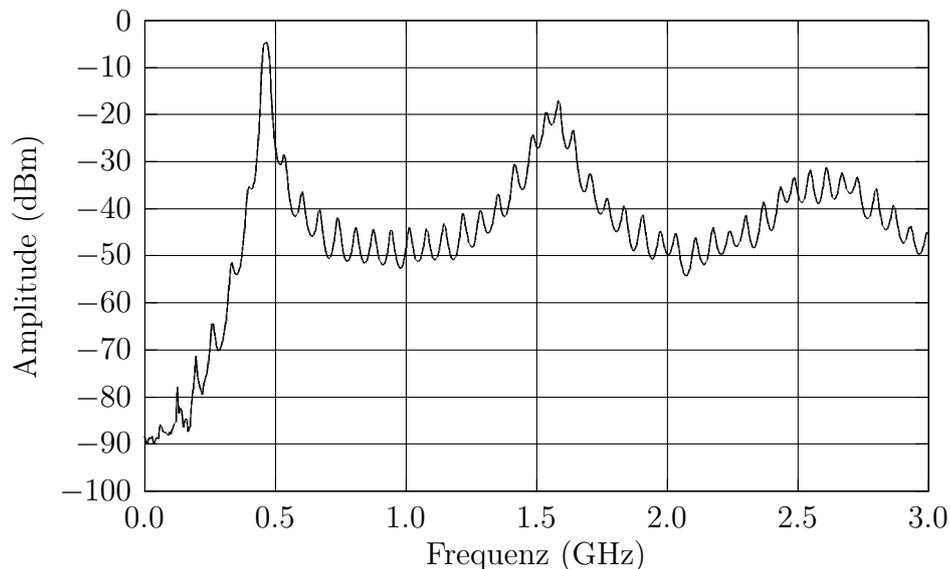


Abbildung 3.6.: Frequenzgang des 470 MHz Helixfilters SM-H82

Da in Spektrumanalysatoren ohnehin vier Filterkreise üblich sind [1, S. 54] werden für bessere Selektivität zwei dieser Filter nacheinander kapazitiv über einen Kondensator mit 330 pF gekoppelt. Abbildung 3.6 täuscht drüber hinweg, dass die Selektivität mit dem Einsatz von zwei aufeinanderfolgenden, gekoppelten Filtern ausreicht. Im Gegensatz dazu zeigt Abbildung 3.8 auf der nächsten Seite das Ausgangssignal

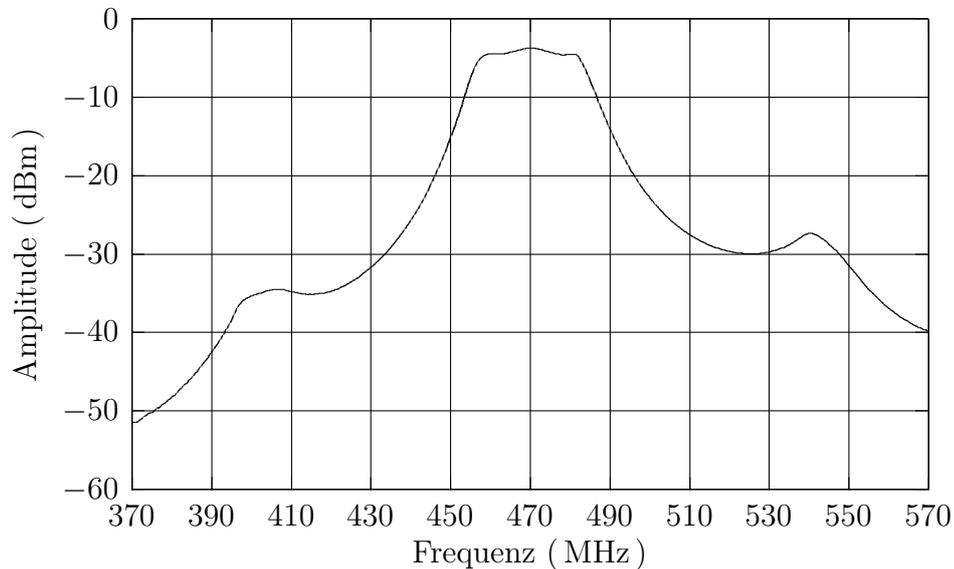


Abbildung 3.7.: Frequenzgang des 470 MHz Helixfilters um die Mittenfrequenz

des 470 MHz-Filters. Die Bedingungen für die Messung nach Abbildung 3.5 auf Seite 21 wurden übernommen. Als Eingangssignal dient wiederum eine Frequenz  $f_e = 100$  MHz mit einem Pegel von  $-10$  dBm. Unerwünschte Frequenzen sind bis auf wenige Ausnahmen gut gedämpft.

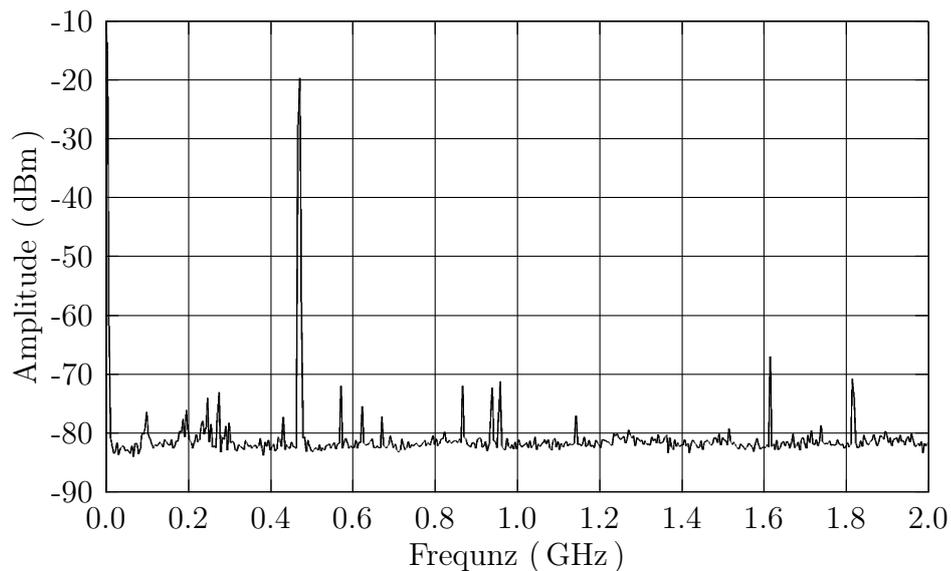


Abbildung 3.8.: Spektrum nach der ersten Zwischenfrequenz-Filterung

Der gemessene Pegel von  $-19,62$  dBm der 470 MHz-Spektrallinie, lässt auf Filterverluste von etwa 1 dB schliessen, der sich zur Umsetzdämpfung des ersten Mischers addieren.

### 3.3.3. Zweite Mischung mit feststehendem Lokaloszillator

Für die zweite Mischung ist es notwendig, die hohe erste Zwischenfrequenz von 470 MHz weiter herabzusetzen. Die Stabilität und Frequenzgenauigkeit des Festfrequenzlokaloszillators für die zweite Mischung hat Einfluss auf die Leistungsfähigkeit des Analysators. Trotz schmalbandiger Filter verursacht ein instabiler Oszillator, der für eine Mischung herangezogen wird, unkontrollierte Frequenzverschiebungen und verfälscht das Gesamtergebnis. Darum wurde eine Lokaloszillatorfrequenz von 433,92 MHz gewählt, die mit einem SAW-Resonator quarzähnliche Genauigkeit bzw. Stabilität erreicht. Ausschlaggebend für die Verwendung dieses Resonatortyps ist die Tatsache, dass sich Quarze mit Schwingfrequenzen über 30 MHz schlecht herstellen lassen. Benötigt man dagegen höhere Frequenzen mit ausreichender Stabilität muss entweder eine PLL<sup>5</sup> verwendet werden oder es wird ein Schwingquarz auf einer Oberwelle angeregt. Oberwellenquarze werden bis auf Ausnahmen nur bis etwa 100 MHz gefertigt. SAW-Resonatoren dagegen schwingen bei Ihrer definierten Resonanzfrequenz auch für sehr hohe Frequenzen in der Grundschiwingung. Schaltungstechnische Maßnahmen für Oberwellen-Betrieb, wie bei Quarzen, sind hier nicht erforderlich.

Der nötige Einsatz von zusätzlichen Mischstufen wird durch die hohe Lokaloszillatorfrequenz von 433,92 MHz ( $\approx 434$  MHz) vermieden. Durch die gegebene Frequenz des Lokaloszillators ergibt sich eine zweite Zwischenfrequenz von  $f_{ZF2} = f_{ZF1} - f_{LO} = 472 \text{ MHz} - 434 \text{ MHz} = 38 \text{ MHz}$ , die für die nachfolgende endgültige Mischung vor der Detektorschaltung akzeptabel ist. Das Prinzip der zweiten Umsetzung von 472 MHz auf 38 MHz ist in Abbildung 3.9 auf der nächsten Seite zu sehen.

Der entwickelte SAW<sup>6</sup>-Oszillator muss wie bei der ersten Mischung mindestens +7 dBm liefern, da der gleiche Mischertyp SYM-2 von Minicircuits auch für die zweite Mischstufe Verwendung findet. Die als Colpitts-Oszillator aufgebaute Schaltung, deren Dimensionierung in Anhang C zu finden ist, erreicht den geforderten Signalpegel von +7...8 dBm. Wie bei der ersten Mischung, wird zwischen Lokaloszillator und Mischerbaustein ebenfalls ein Tiefpassfilter eingefügt, um die Harmonischen des Lokaloszillators zu dämpfen. Dazu wird ein LFCN-490 mit einer Grenzfrequenz von 490 MHz verwendet, der die Lokaloszillatorfrequenz von  $\approx 434$  MHz nur wenig dämpft ( $< 1$  dB für  $f < 490$  MHz [6, 197a]).

<sup>5</sup>engl. phase locked loop

<sup>6</sup>engl. surface acoustic wave, siehe [4, L65ff]

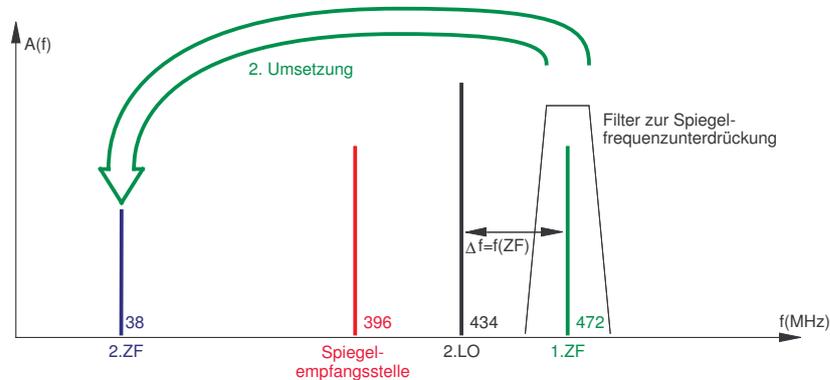


Abbildung 3.9.: Prinzip der zweiten Frequenzumsetzung

Am Ausgang des zweiten Mixers findet sich idealerweise nur eine einzige Zwischenfrequenz von 38 MHz wieder. Aufgrund Nichtlinearitäten und Streueffekte finden sich in der Praxis aber zusätzliche Frequenzen wieder (Abbildung 3.9), die ein nachfolgender zweiter Zwischenfrequenzfilter mit geringer Bandbreite unterdrücken wird.

### 3.3.4. Zweiter Zwischenfrequenzfilter und Verstärker

Die Zweite Zwischenfrequenz beträgt genau 37,7 MHz und muss im Anschluss der Mischung, aus der sie resultiert, ebenfalls gefiltert werden. Zwar wurde bis jetzt vereinfachend von einer zweiten Zwischenfrequenz von 38 MHz ausgegangen, ein genaues Abgleichen der Mittenfrequenz um 300 kHz auf 37,7 MHz ist durch den Einsatz abgleichbarer Spulen jederzeit möglich. Die geringfügige Verschiebung, die sich bis zum Eingang fortsetzt ist jedoch ohne Bedeutung, weil der Durchlassbereich des zweiten Zwischenfrequenzfilters ohnehin deutlich breiter ist (siehe Abbildung 3.7). Für die Filterung der zweiten Zwischenfrequenz kommt ein mehrkreisiger Bandpassfilter aus konzentrierten Bauelementen zum Einsatz. In der Hochfrequenz-Technik werden im Gegensatz zu herkömmlichen Bandpassfiltern gerne andere Filtertopologien angewendet. Die Anordnung gekoppelter Schwingkreise hat gute technische Eigenschaften im hochfrequenten Bereich, weshalb sie auch für diesen Teil des Projektes angewendet wird.

Die detaillierte Berechnung des 3-kreisigen Filters mit Butterworth-Charakteristik findet sich in Anhang A wieder. Abbildung 3.10 zeigt den zugehörigen Schaltplan des realisierten Filters.

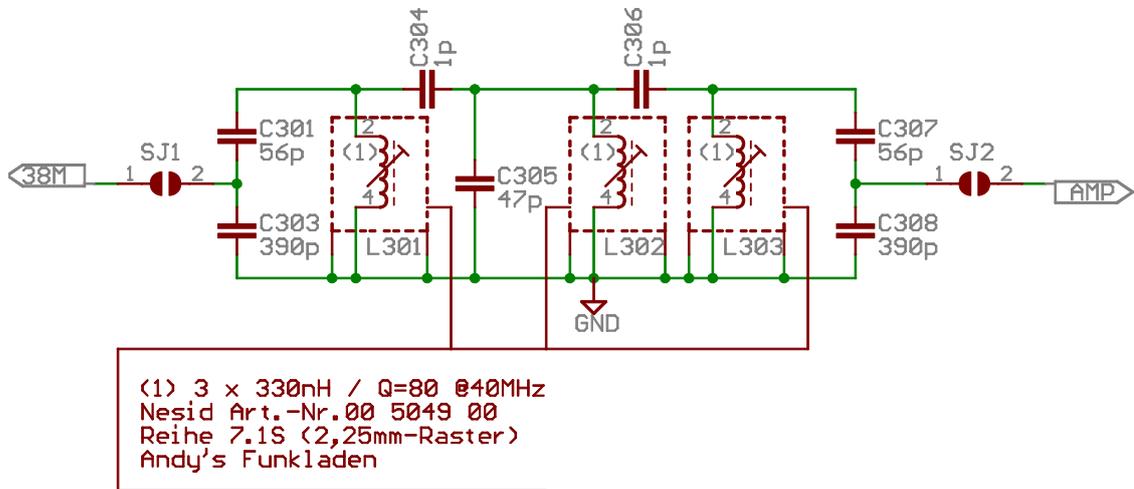


Abbildung 3.10.: Schaltplan des Bandpassfilters für 38 MHz

Das eingespeiste Signal (100 MHz mit  $-10$  dBm) erscheint am Ausgang des zweiten Zwischenfrequenzfilter wie in Abbildung 3.11 zu sehen ist. Der Pegel des Zwischenfrequenzsignals bei 37,7 MHz liegt bei  $-41,05$  dBm. Dieser niedrige Wert resultiert aus den gegebenen Verlusten der vorhergehenden Stufen. Angefangen von der Umsetzdämpfung der ersten Mischung von  $\approx 9$  dB über ZF-Filterverluste von  $\approx 4$  dB zur Umsetzdämpfung der zweiten Mischung von  $\approx 5$  dB. Der 37,7 MHz-Bandpass für die zweite ZF fügt dem noch eine zusätzliche Dämpfung von  $\approx 7,5$  dB bei. Der resultierende Gesamtsignalverlust von rund 31 dB muss spätestens hier ausgeglichen werden, um das Signal wieder auf Eingangsniveau zu bringen. Der hier anliegende Signalpegel soll nämlich mit der nachfolgenden Mischer- / Detektorschaltung auf richtigem Pegel genau ausgewertet werden.

Als Verstärkerschaltung dient der MMIC-Verstärker *MAR8A* von Minicircuits, der im angegebenen Frequenzbereich eine Verstärkung von 31,5 dB aufweisen kann. Der Baustein ist bereits für 50  $\Omega$ -Systemniveau am Eingang und Ausgang angepasst und benötigt nur eine Minimalbeschaltung für die Spannungsversorgung. Der Widerstand *R301* sorgt bei einer Betriebsspannung von 12 V mit einem Wert von 120  $\Omega$  für ein Gleichstromniveau von 3,7 V am Ausgang des Verstärkers, der einen Strom von 36 mA aufnimmt [7]. Zur Entkopplung der Hochfrequenz von der Betriebsspannung (12 V) dient die Spule *L304*. Sie besitzt bei der Zwischenfrequenz von  $f_{ZF2} = 37,7$  MHz mit einer Impedanz von  $X_L = \omega \cdot L = 2\pi \cdot 37,7 \text{ MHz} \cdot 2,2 \text{ } \mu\text{H} = 521\Omega$  etwa den 10-fachen Wert des Systemniveaus von 50  $\Omega$ . Für die betreffende Frequenz stellt dies einen ausreichend hohen Widerstand dar, sodass das Signal nahezu

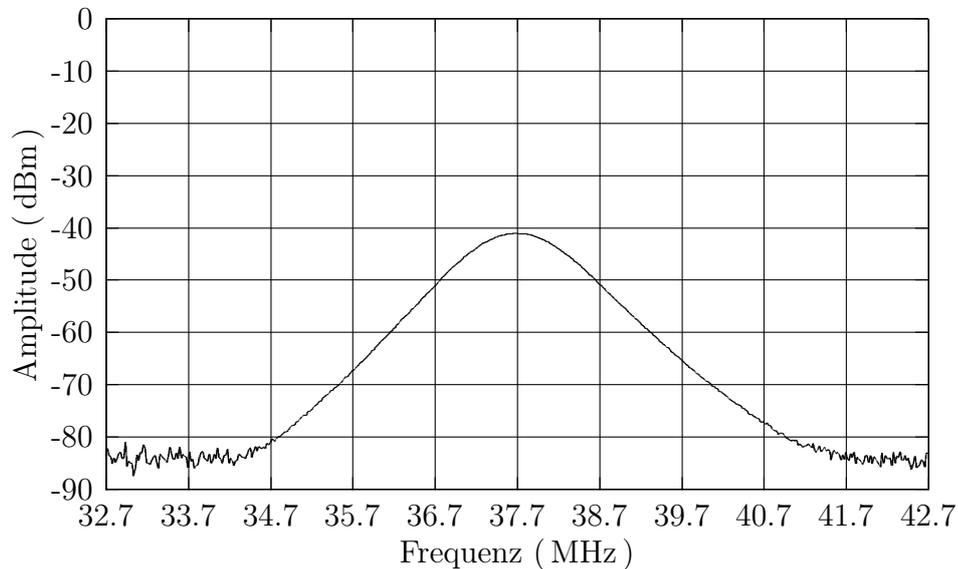


Abbildung 3.11.: Signal am Ausgang des zweiten Zwischenfrequenzfilters

vollständig am Ausgang des Verstärkers auftaucht und nicht über die niederohmige Betriebsspannungsquelle aus der Signalkette entweichen kann.

### 3.3.5. Dritte Mischung mit Quarzoszillator

Die gefilterte und auf Eingangslevel verstärkte zweite Zwischenfrequenz muss nun letztmalig von 37,7 MHz auf die schmalbandig detektierbare Zwischenfrequenz von 10,7 MHz gemischt werden. Hierfür wird eine mit Standard-Bauteilen realisierbare Lokaloszillatorfrequenz von 27 MHz gewählt. Die integrierte Schaltung SA605 von Philips besitzt bereits eine geeignete Eingangstufe mit Mischer und Oszillator, die eine weitere Frequenzumsetzung vornimmt. Der interne Mischer, der als Gilbert-Zelle ausgeführt ist, besitzt symmetrische, d.h. potentialfreie Eingänge mit hoher Impedanz. Deshalb muss die Spannung des ursprünglichen, massebezogenen 50  $\Omega$ -Systems an den Eingang des Gilbert-Mischers angepasst werden. Die Anpassung wird mittels LC-Parallelkreis ( $L$  305,  $C$  310,  $C$  311) mit aufgeteilten<sup>7</sup> Kapazitäten ( $C$  310,  $C$  311) vorgenommen, der mit  $C$  312 wechselstrommäßig nach Masse verbunden ist. Für die Eingangersatzschaltung des SA605 wird im Datenblatt eine Parallelschaltung von 4,5 k $\Omega$  mit 2,5 pF bei 45 MHz angegeben [8, 6-4]. Damit ergeben sich die im Schaltplan (D auf Seite 59) angegebenen Werte der Bauteile. Die genaue Berechnung für das Anpassnetzwerk für den Eingang des Bausteins findet sich im Anhang

<sup>7</sup>engl. tapped = mit Mittenanzapfung versehen

B wieder.

Die im Schaltplan auf Seite 59 dargestellte Detektorschaltung besitzt zwei Anschlüsse (Pin 3, Pin 4) über die ein interner Treibertransistor mit geeigneter Außenbeschaltung als Oszillator nutzbar ist. Bei der als Colpitts-Oberwellen-Oszillator (siehe [8, 6-6, Figure 8]) dimensionierten Schaltung dienen C 314 und C 315 neben dem Quarz Q 301 als kapazitive Spannungsteiler in der frequenzselektiven Rückkopplung des verstärkenden Transistors. Bei der Verwendung von Oberwellenquarzen (ab  $\approx 25$  MHz) besteht die Schwierigkeit darin, einen Oszillator mit derartigen Bauteilen tatsächlich auf der jeweiligen harmonischen Frequenz anschwingen zu lassen. Dass der eingesetzte 27 MHz-Quarz nicht fälschlicherweise mit seiner Grundwellenfrequenz von 9 MHz schwingt sorgt ein geeignet dimensionierter LC-Kreis parallel zum Schwingungselement. Die verantwortliche Parallelschwingkreis von  $L\ 306 = 2,7\ \mu\text{H}$  mit Kondensator C 315 sorgt für eine Resonanzstelle  $f_r \approx 14$  MHz, die deutlich zwischen der Grundwellenfrequenz und dem gewünschten Oberton von 27 MHz liegt [9, Kapitel 6.3.1]. Der so dimensionierte Colpitts-Oszillator schwingt somit nur bei der nächstmöglichen, ungeradzahligen 3. Harmonischen von 27 MHz, die auch als Bauteilwert auf dem Quarz aufgedruckt sind.

### 3.3.6. Logarithmische Verstärker mit Zwischenfrequenzfilter

Die eigentliche ZF-Signalverarbeitung erfolgt auf der letzten Zwischenfrequenz, die hier 10,7 MHz beträgt. Das ZF-Signal wird hierzu verstärkt, mit einem ZF-Filter wird ein begrenzter Ausschnitt des in die ZF-Lage umgesetzten Eingangssignals festgelegt und anschliessend erfolgt eine Detektion der Amplitude [1, S. 46].

Das auf 10,7 MHz gemischte Signal verlässt den ebenfalls im IC befindlichen Mischer an Pin 20. Das Signal durchläuft dann den schmalbandigen ZF-Filter FLT 302. Als Filter dient ein keramischer Bandpassfilter vom Typ SFE 10,7M3 mit einer 3 dB-Bandbreite von 180 kHz. Diese Bandbreite legt die erreichbare maximal erreichbare Frequenzauflösung des gesamten Spektrumanalysators fest. Das nun gefilterte ZF-Signal wird anschliessend mit einem internen ZF-Verstärker<sup>8</sup> um 40 dB verstärkt [8, 6-10, Figure 18]. Anschliessend erfolgt eine erneute Filterung mit FLT 303; ebenfalls

<sup>8</sup>engl. Intermediate Frequency Amplifier, IF-Amplifier, IF-Amp

mit keramischem Bandpassfilter gleichen Typs. Mit der folgenden internen Signalbegrenzungs<sup>9</sup>-Schaltung und dem zuvor durchlaufenen ZF-Verstärker wird die Signalstärke gemessen und ausgegeben. Diese Messschaltung wird für die Ermittlung des Signalpegels herangezogen.

### 3.3.7. Integrierte Detektorschaltung

Die Information über den Pegel des Eingangssignals ist im Pegel des ZF-Signals, also wie bei amplitudenmodulierten Signalen in dessen Hüllkurve enthalten. Bei Verwendung von analogen (wie auch digitalen) ZF-Filtern wird daher nach der ZF-Filterung auf der letzten Zwischenfrequenz die Hüllkurve dieses ZF-Signals ermittelt. Es kann hierfür z. B. ein analoger Hüllkurvendemodulator (Hüllkurvendetektor) verwendet werden. Das ZF-Signal wird damit gleichgerichtet und die hochfrequenten Signalbestandteile durch einen Tiefpass beseitigt. Am Ausgang liegt dann die sogenannte Videospannung an.[1, S. 58]

Da der SA 605 als kompletter Empfängerschaltkreis entwickelt wurde, fehlt auch nicht an einen passenden Detektor zur Ermittlung des ZF-Pegels. Als Detektorschaltung kann die interne sog. RSSI<sup>10</sup>-Schaltung des Philips-ICs benutzt werden. Um eine gleichzeitige Darstellung von Signalen mit einem so großen Pegelunterschied zu ermöglichen, erfolgt die Pegeldarstellung auch beim SA 605 im logarithmischen Maßstab. Die Dynamik des Hüllkurvendetektors ist dabei entscheidend für den maximal möglichen Dynamikbereich des gesamten Spektrumanalysators. In modernen Analysatoren werden etwa 100 dB erreicht [1, S. 60], der SA 605 kann maximal 90 dB mit einer Genauigkeit von  $\pm 1,5$  dB darstellen [10, S. 4]. Bei einer noch möglichen Verarbeitung von 10,7 MHz, die im Applikationsbeispiel vorgestellt wird [8], wäre dafür allerdings eine Erweiterungsschaltung (RSSI-Expander) nötig, die aber in der Praxis Probleme mit Streusignalen der Platine zeigt. Ohne diese erweiterte Schaltung hat der Baustein in der umgebenden Analysator-Platine trotz allem einen großen dynamischen Messbereich und verhilft dem fertigen Analysator zu einer Dynamik von ca. 60 dB. Das so gemessene Signal verläßt den Baustein an Pin 7, wo vor einem Puffer-Verstärker IC 303 A noch eine Videosignal-Filterung mit C 327 vorgenommen werden kann. Anschliessend wird das Signal direkt an den Y-Kanal der Anzeige weitergeleitet. Die Video-Bandbreite resultiert aus der Parallelschaltung des

---

<sup>9</sup>engl. Limiter

<sup>10</sup>engl. receive signal strength indicator = Schaltung zur Messung der Signalstärke

Kondensators  $C\ 323$  mit dem Widerstand  $R\ 304$ :

$$f_{g,video} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(R\ 304)(C\ 327)} = \frac{1}{2\pi(100\ \text{k}\Omega)(100\ \text{nF})} \approx 16\ \text{Hz} \quad (3.4)$$

Durch die relativ niedrigen Video-Bandbreite im Vergleich zur Auflösebandbreite erhält man eine ruhige, geglättete Bildschirmdarstellung. Durch die Glättung wird der Spektrumanalysator aber unempfindlicher gegenüber schnellen Frequenzänderungen und scharf abgegrenzter Signalbestandteile. Wird eine größere Detailtreue gefordert muss  $C\ 323$  entsprechend vergrößert werden.

## 3.4. Niederfrequenz-Schaltung

### 3.4.1. Steuerungsteil für Benutzereinstellungen

Um den zuvor behandelten Hochfrequenzteil für die Spektralanalyse einzusetzen, wird ein weiterer Schaltungsteil benötigt. Ein variabler Sägezahngenerator sorgt für eine kontinuierliche Frequenzabstimmung. Dieser stellt eine Steuerspannung die erste Mischung bereit und bestimmt zudem die Ablenkspannung für die horizontale x-Richtung auf dem Bildschirm. Ein Sägezahngenerator ermöglicht einen linearen Frequenzdurchlauf und lässt den Elektronenstrahl nach Durchlauf der Anzeige wieder zum Ursprung zurückspringen, um wieder vom Anfang an zu starten. Zentraler Bestandteil der Signalerzeugung ist ein freilaufender Sägezahngenerator, der mit Operationsverstärkern aufgebaut in Abbildung 3.12 auf der nächsten Seite zu sehen ist. Es handelt sich dabei um einen Integrator ( $IC\ 101\ B$ ), der mittels eines Schmitt-Triggers ( $IC\ 101\ A$ ) rückgekoppelt ist.

Der Operationsverstärker  $IC\ 101\ B$  integriert durch ständiges Laden und Entladen von  $C\ 101$  die vom Schmitt-Trigger  $IC\ 101\ A$  gelieferte konstante Spannung. Erreicht die Ausgangsspannung des Integrators den Trigger-Pegel des Schmitt-Triggers ändert die zu integrierende Spannung (Pin 1) ihr Vorzeichen. Dadurch läuft der Ausgang des Integrators (Pin 7) in umgekehrte Richtung, bis der andere Triggerpegel erreicht ist [11, S. 924]. Für eine einwandfreie Funktion wird der Schmitt-Trigger am invertierenden Eingang (Pin 2 des LM 2904) mit einer leicht von der symmetrischen Mittenspannung  $+6\ \text{V}$  abweichenden Spannung vorgespannt.

Die gewünschte Sägezahnspannung liegt am Ausgang des Integrators (Pin 7) an. Die Amplitude hängt von der Konfiguration des nicht-invertierenden Schmitt-Triggers

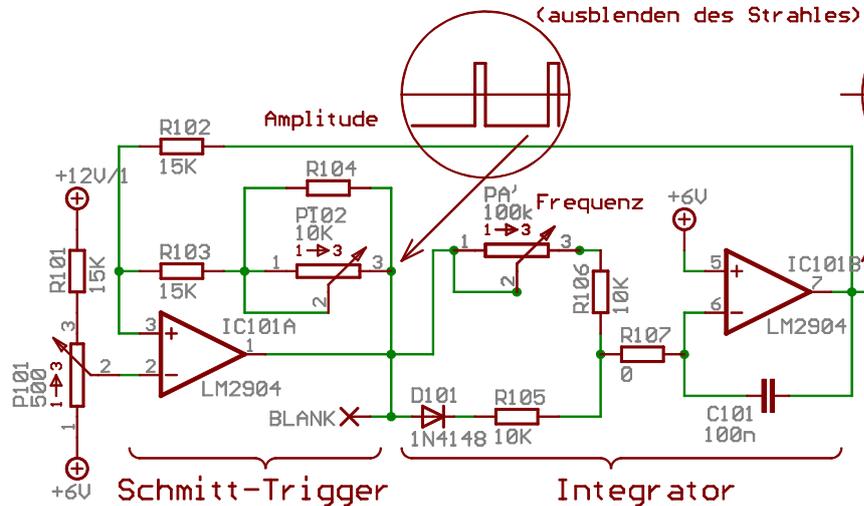


Abbildung 3.12.: Freilaufender Sägezahn-generator

IC 101 A ab. Der Schmitt-Trigger ändert das Vorzeichen seiner Ausgangsspannung nur bei überschreiten einer Minimalspannung  $U_{a \min}$  bzw. unterschreiten einer Maximalspannung  $U_{a \max}$  [11, S. 613f]. Die Ausgangsamplitude berechnet sich aus der maximalen symmetrischen Ausgangsspannung  $\pm U_{R \max}$  des Schmitt-Triggers demnach zu:

$$\hat{U}_A = \frac{R_{102}}{R_{103} + R_{104} \parallel P_{102}} \cdot U_{R \max} \quad (3.5)$$

Die Frequenz der Anordnung wird durch die Zeitkonstante  $\tau$  des RC-Gliedes vom Integrator festgelegt. Das RC-Glied besteht aus Kondensator  $C_{101}$  und der Summe der am Pin 6 anliegenden Widerstände  $R_{106} + P A$  und  $R_{105}$ . Es wird hier die Summe der Widerstände verwendet, weil der Sägezahn asymmetrisch schwingt. Die längere Anstiegszeit  $t_r = (P A + R_{106}) \cdot C_{101}$  ist mit dem Potentiometer  $P A$  variabel einstellbar, während die fallende Flanke die feste Abfallzeit  $t_f = R_{105} \cdot C_{101}$  besitzt. Zusammen mit dem Schmitt-Trigger ergibt sich für die Frequenz  $f$  des Sägezahns:

$$f = \frac{R_{103} + R_{104} \parallel P_{102}}{4 R_{102}} \cdot \frac{1}{(R_{105} + R_{106} + P A) \cdot C_{101}} \quad (3.6)$$

Mit  $C_{101} = 100 \text{ nF}$  ergibt sich ein einstellbarer Frequenzbereich von etwa 83 Hz bis 500 Hz. Mit  $P A' = 1 \text{ M}\Omega$  und  $C_{101} = 10 \text{ nF}$  ergäbe sich ein Bereich von etwa 100 Hz bis 5 kHz. Die Amplitude (gleichzeitig auch die Frequenz) lässt sich mit  $P_{102}$  justieren, liegt aber im Bereich von 2 V um die definierte Mittenspannung

von +6 V. Das Sägezahnsignal befindet sich demnach zwischen +4 V und +8 V bevor weitere Stufen folgen. An dieser Stelle wird das Signal zum einen über den einstellbaren Puffer IC 102 B an die X-Ablenkung des Bildschirms geführt, der mit P105 einzustellen ist. Zum anderen folgt diesem Punkt auch die Einstellschaltung für den Lokaloszillator.

Die nachfolgende Schaltung, die für weitere Signalanpassung zuständig ist, kann Abbildung D auf Seite 57 entnommen werden. Das Signal kann mit Potentiometer *PB* in der Amplitude verändert werden, was einer Variation der darzustellenden Bandbreite bewirkt. Die Amplitude kann bis zu 0 V eingestellt werden, sodass auch Nullbandbreiten<sup>11</sup>-Messung möglich ist. Der Oszillator wird dann mit Gleichspannung gesteuert, entsprechende Pegel sind als Gleichspannung mit einem Multimeter am Y-Ausgang der Schaltung zu messen.

Zwischen den beiden Invertern *IC 102 C* und *IC 102 D* wird eine Gleichspannung von 0 . . . 12 V hinzugefügt um die Mittenfrequenz zu verändern. Schliesslich wird das Signal über *IC 103 A* ausgekoppelt, der mit einer Versorgungsspannung von +20 V versorgt wird, um mit einer Verstärkung  $V = 1 + R119/R120 > 1$  den folgenden VCO aussteuern zu können, welcher eine maximale Steuerspannung von 18 V benötigt. Die Schaltung um den Schaltregler IC 105 kann aber auch weggelassen werden, wobei die maximal mögliche Frequenz von 390 MHz bei Verbinden der Betriebsspannung  $+Ub = 12\text{ V}$  mit der ursprünglichen +20 V-Seite der Spule L 103 erreicht wird. Wird jedoch der Schaltregler IC 105 mit seinen zugehörigen Komponenten bestückt, wird eine noch größere Maximalfrequenz des Analysators bis zu 450 MHz möglich. Jedoch treten bei der Verwendung einer höheren Spannungsversorgung für IC 103 Störungen auf, die vor allem die Funktion des empfindlichen Detektors und weitere Elemente im Signalweg negativ beeinflussen können.

Ist die Amplitude der Steuerspannung zu groß eingestellt, wird das Sägezahnsignal bei zu hohem Gleichspannungsanteil von der maximalen Ausgangsspannung des Ausgangstreibers *IC 103 A* nach oben und Masse<sup>12</sup> nach unten hin hart begrenzt. Die Begrenzung macht sich in der Messpraxis nicht bemerkbar. Es wird lediglich ein Minimalwert bzw. Maximalwert in der Darstellung erreicht, der auch bei Weiterdrehen des Potentiometers erhalten bleibt.

Da die komplette Schaltung mit einer einfachen Betriebsspannung von +12V versorgt wird müssen die nicht invertierenden Eingänge von *IC 101*, die bei symmetrischer/±

---

<sup>11</sup>engl. zero span

<sup>12</sup>Massepotential, das um die Offsetspannungen der Operationsverstärker erhöht ist

Versorgung auf Masse liegen mit halber Betriebsspannung versorgt werden. Wie im Schaltplan D auf Seite 57 zu sehen ist, dient *IC 102 A* als entkoppelnder Puffer, der vom Spannungsteiler *R 129/R 130* bereitgestellten, künstlichen Mitte von +6 V.

Ein Nebeneffekt der Schaltung besteht in der Bereitstellung eines Austastsignals für die Bildschirmdarstellung. Das am Ausgang von *IC 101 A* auftretende Rechtecksignal liefert für die fallende Sägezahnflanke eine positive Spannung. Diese Spannung, die während des Strahlrücklaufes vom rechten zum linken Ende auftritt kann zur Austastung des Bildschirmes dienen. Ohne Austastung der Darstellung, würde während der Rückstellung das Spektrum noch einmal rückwärts durchlaufen, gemessen und dargestellt. Wegen der Verschiedenheit von Anstiegszeit  $t_r$  und Abfallzeit  $t_s$  entstünde durch Abweichende Darstellung ein störendes Phantombild, das durch eine Verdunklung des Strahles während des Rücklaufes vermieden wird.

### 3.4.2. Bildschirm für die spektrale Darstellung

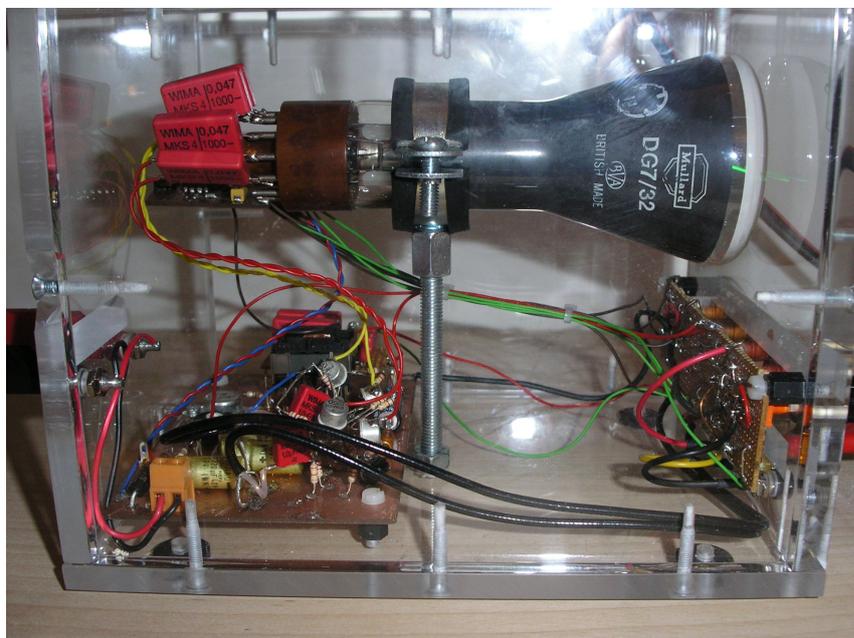


Abbildung 3.13.: Seitenansicht der nachgebauten Bildröhreneinheit

Wie bereits zu Anfang erwähnt, erfolgt die Darstellung des Frequenzspektrums auf einem Bildschirm, der bereits in den 70er-Jahren in den Elektronik-Baukästen der Firma Philips enthalten war. Die in den Erweiterungssystemen EE1007 bzw. EE2007 enthaltenen analoge Bildröhreneinheit basiert auf der Elektronenstrahlröhre

DG7/32<sup>13</sup>. Sie stammt aus dem Hause Mullard bzw. Philips und wurde auch vielfach als Oszillographen-Bildschirm benutzt. Zusammen mit einer Ansteuerungselektronik, die einen ungefährlichen Betrieb an +12V ermöglicht, wurde die Bildröhre bereits fertig montiert in einem transparenten Kunststoffgehäuse geliefert. Falls die ursprünglich verwendete, historische Röhre auch nicht gebraucht erhältlich ist, kann die Schaltung alternativ zur Ansteuerung vergleichbarer Ersatztypen<sup>14</sup> dienen.

Genauere Informationen zur Bildröhreneinheit von Philips sind in Form einer Nachbau-Anleitung auf der Internet-Seite von Oliver Scholz<sup>15</sup> zu finden. Allgemeine Informationen zu den Philips-Baukästen finden sich auf den Internet-Seiten von Norbert Schneider<sup>16</sup> und Tor Gjerde<sup>17</sup>, die sich ausgiebig mit den Philips Baukasten-Systemen beschäftigen. Der Vollständigkeit wegen findet sich der Original-Schaltplan aus dem Anleitungsbuch zu den Elektronik-Experimentierkästen EE1007 EE1008 [12] in Anhang D in Abbildung D.1 auf Seite 60 wieder. Bild 3.13 zeigt die daraus nachgebaute Anzeigeeinheit, die „fliegend verdrahtet“ und deshalb berührungssicher (Hochspannung) in ein Gehäuse aus Plexiglas gebaut wurde. Aus kosmetischen Gründen kann der Schaltplan auch mit einem geeigneten Layoutprogramm weiterverarbeitet werden. Die Funktion ist jedoch auch so bereits gegeben.

Alternativ zur eingesetzten Anzeigeeinheit steht natürlich der Verwendung eines normalen Oszilloskops mit XY-Betrieb nichts entgegen. Man kann sich dabei den zusätzlichen Aufwand für die Beschaffung oder den Selbstbau eines Bildschirms sparen. Durch Variation der Empfindlichkeit der beiden Kanäle am Oszilloskop und zusätzlichen Anpassungen an den Ausgangsstufen IC 102 B (X-Ablenkung) und IC 303 A (Y-Ablenkung) kann sogar die vorhandene Skalierung des Oszilloskop-Bildschirmes genutzt werden. Erforderliche Modifikationen sind jedoch auf den jeweiligen Einzelfall abzustimmen.

---

<sup>13</sup>einzeln bei Schuricht erhältlich, Best.-Nr. 621075, Preis 106,34 € zzgl. Versand

<sup>14</sup>preiswerte, russische Oszillographenröhren bei:

Oppermann elektronische Bauelemente GbR, Postfach 1144, 31595 Steyerberg,  
[http://www.oppermann-electronic.de/Roehren/Osz\\_\\_Roehren/osz\\_\\_roehren.html](http://www.oppermann-electronic.de/Roehren/Osz__Roehren/osz__roehren.html)

<sup>15</sup><http://www.fieros.de/philips/EE2007.html>

<sup>16</sup><http://norbert.old.no/exp/philips.html>

<sup>17</sup><http://ee.old.no/>

## Kapitel 4.

# Bewertung der Leistungsfähigkeit des Spektrumanalysators

Im Verlauf dieses Kapitel sollen ergänzend zur schaltungstechnischen Umsetzung charakteristische Leistungsdaten des Spektrumanalysators qualitativ betrachtet werden. Da es sich bei der Schaltung lediglich um ein Demonstrationsobjekt für die Technik der Spektralanalyse, wurde auf eine Skalierung der Anzeige völlig verzichtet, da auch die kontinuierlichen Einstellmöglichkeiten des Sägezahngenerators keine Referenzwerte zulassen. Werden genauere Messwerte benötigt empfiehlt sich eine vergleichende Messung mit einer bekannten Referenzquelle. Definierte Pegelwerte oder Frequenzen können am Bildschirm markiert werden. Die Einstellung des Sägezahngenerators ist für nachvollziehbare Vergleich beizubehalten. Ansonsten kann eine Änderung der Durchlaufgeschwindigkeit („Sweep“), der darzustellenden Bandbreite („Span“) oder Mittenfrequenz („Center/Tune“) zu nicht mehr nachzuvollziehenden Darstellungsabweichungen führen.

### 4.1. Amplitudenlinearität

Die Linearität des gemessenen Pegels ist über der Frequenz im Rahmen der Anzeigegenauigkeit der verwendeten Röhre sehr gut. Wird stellvertretend ein Pegel von  $-10$  dBm am Analysator-Eingang angelegt, bewirkt eine Frequenzdurchstimmung über den gesamten nutzbaren Bereich ( $5 \dots 390$  MHz) kaum merkliche Unterschiede in der Höhe der angezeigten Spektrallinie. Die Abweichungen betragen ungefähr  $\pm 1 \dots \pm 2$  dB.

Unterhalb 5 MHz tritt der bekannte Effekt des Lokaloszillator-Durchschlages auf. Angenommen die Lokaloszillatorfrequenz des VCOs in der ersten Stufe  $f_{LO}$  beträgt genau den Wert  $f_{ZF} = 472$  MHz der ersten Zwischenfrequenz, dann beträgt die zu messende Eingangsfrequenz in diesem Fall  $f_e = f_{LO} - f_{ZF} = 0$  Hz. Da der Eingang aber über Kondensatoren wechselstromgekoppelt ist, kann definitiv keine Gleichspannung gemessen werden. Die große Empfindlichkeit der Komponenten im Signalpfad würde ohnehin keine Gleichspannungsmessung zulassen und zu deren Zerstörung führen. Die begrenzte Isolation des Lokaloszillator-Eingangs zum Ausgang des Mixers<sup>1</sup> lässt die Lokaloszillatorfrequenz durchtreten, die im Anschluss daran weiter umgesetzt und ausgewertet wird. Darum tritt im Bereich von Frequenzen kleiner 5 MHz unter anderem dieser Effekt auf und eine sinnvolle Messung von derartig kleinen Frequenzen ist nicht mehr möglich. Auch bei Frequenzen  $> 390$  MHz tritt kann eine begrenzende Erscheinung auf dem Bildschirm sichtbar werden. Dazu wird die steuernde Sägezahnspannung so eingestellt, dass diese an dem Maximalwert, der Versorgungsspannung von IC 103 A, hart begrenzt wird. Eine Eingangsfrequenz  $f_e = 390$  MHz wird am oberen Ende der Frequenz-Amplituden-Darstellung nur noch als waagrechte Linie von 390 MHz aufwärts dargestellt. Diese Darstellung entspricht der Einstellung einer 0 Hz-Bandbreite<sup>2</sup> mit dem Potentiometer PB oder „Span“. Dabei können Pegel bestimmter (Mitten-)Frequenzen, die mit Potentiometer PC einstellbar sind, gemessen werden. Die resultierenden Gleichspannungswerte am Ausgang des Detektors werden aber durch die Wechselstromkopplung der Anzeige nicht mehr dargestellt.

## 4.2. Frequenzauflösung

Die Frequenzauflösung ist durch die verbauten Filter der letzten Zwischenfrequenz festgelegt. In diesem Fall sind in der Schaltung keramische Typen vorhanden, die ein 3 dB-Bandbreite von 180 kHz besitzen. Dies bewirkt, dass Frequenzanteile, die sich innerhalb der Filterkurve befinden, nicht dargestellt werden können. Eine Aussage über Spektralanteile kann nur mit einer Frequenzgenauigkeit  $> 180$  kHz stattfinden. Unterscheiden sich die Signalkomponenten im Pegel deutlich voneinander, so müssen die Signale eventuell sogar noch weiter auseinander liegen, um sie unterscheidbar

---

<sup>1</sup>engl. LO-IF Isolation, siehe Datenblatt des Mixers [13]

<sup>2</sup>engl. zero span

darzustellen. Ansonsten gibt es wegen einer kontinuierliche Durchstimmung des ersten VCOs keine Einschränkungen oder gar Lücken im Frequenzgang.

### 4.3. Dynamikbereich

Der nutzbare Dynamikbereich des aufgebauten Gerätes erstreckt sich von  $-70$  dBm bis maximal  $-10$  dBm. Diese eingeschränkte Spanne von immerhin 60 dB mit der Dimensionierung des Hochfrequenzteils fest vorgegeben. Nach oben hin spielt die Begrenzung der Mischer der ersten (U2) und zweiten (U3) Umsetzung nicht die Hauptrolle. Sie verkräften Eingangsspiegel bis zum 1 dBm-Kompressionspunkt, der bei  $+1$  dBm liegt [5, Fig. 2]. Der integrierte Mischer des SA 605 dagegen macht bereits viel früher merkbare Übersteuerungserscheinungen beobachtbar. Wird der Spektrumanalysator übersteuert, kommen in der Anzeige diverse Mischprodukte charakteristischer Signale der Schaltung (Eingangsfrequenz, Lokaloszillator, Zwischenfrequenz, SAW-Oszillator,... und deren Harmonische) zum Vorschein. Daher ist es für diesen Fall äußerst schwierig die genauen Zusammenhänge zu ergründen, weil teilweise auch Oberwellenmischung in hohen Frequenzbereichen ( $\gg 1$  GHz) stattfindet, die sich später wieder dem Nutzsignalbereich hinzufügen kann. Liegt am Analysator hingegen kein Eingangssignal an, können sogenannten Eigenempfangsstellen auftreten, deren Ursache ebenfalls in der Harmonischenmischung und auch Nichtlinearitäten in der Signalkette begründet ist. Es ist daher an diesen wenigen Stellen (beispielsweise bei  $f \approx 340$  MHz) wichtig, auf eine Aussage bezüglich Pegelwerten zu verzichten, da dort die Darstellung eine Mischung aus Eigensignal und Komponenten des Eingangssignales sein können.

## Kapitel 5.

# Möglichkeiten der Verbesserung

Der aufgebaute Spektrum-Analysator weist mit einem Frequenzbereich von 5 . . . 390 MHz und einer Dynamik von ca. 60 dB ( $-70 \dots -10$  dBm) bereits gute technische Daten aufweisen. Es gibt aber in jedem Fall Verbesserungsmöglichkeiten, die ein derartiges Gerät in bezug auf Leistungsfähigkeit und Variationsmöglichkeiten seitens des Benutzers erweitern können.

Beispielsweise lässt der Hochfrequenzteil mit seinem festen Dynamikbereich keine besonders große Flexibilität zu. Der nutzbare Dynamikbereich des Detektors SA 605 lässt zwar laut Datenblatt eine Dynamikspanne von 90 dB zu [10, S. 4], doch die Umsetzungen im vorhergehenden Hochfrequenzteil mit fester ZF-Verstärkung (MAR8A, IC 301 mit 31 dB) schränken diesen optimistischen Wert deutlich ein. Die mit der Frequenzumsetzung einhergehenden ungewünschten Restkomponenten im Signal (siehe Kapitel 2.3) führen wegen unvollkommener Filter teilweise zu Darstellung schaltungsintern erzeugter Spektralanteile, die nicht dem Eingangssignal zuzuordnen sind. Die ständig vorhandene Rest-Spektrallinie bei ca. 340 MHz, die auch ohne anliegendes Eingangssignal vorhanden ist, wäre ein Beispiel dafür.

Zwar eine deutliche Verbesserung der Effekte mittels geeigneter Masseführung im Platinenlayout erreicht, doch eine fehlende gegenseitige Abschirmung der Stufen wäre dennoch sinnvoll. Vor allem der empfindliche Detektor birgt diesbezüglich layout- und abschirmtechnische Verbesserungsmöglichkeiten und könnte letztlich mit vergleichbaren, leistungsfähigeren Bausteinen ersetzt werden.

Um den Dynamikbereich des Spektrumanalysators flexibler zu machen, kann am Eingang eine Dämpfungsstufe in Form einer Eichleitung<sup>1</sup> vorgesehen werden. Dadurch kann auch eine Betrachtung von Signalen mit größerer Leistung erfolgen. Da

---

<sup>1</sup>auch als Stufen-Abschwächer, (engl. step-attenuator) bekannt

die nutzbare Dynamik des Detektors trotzdem gleich bleibt, muss die Verstärkung in den Zwischenfrequenzstufen variabel ausgeführt werden, um den Darstellungsbereich zu maximieren bzw. den Detektor nicht zu übersteuern. Eine Verstärkerstufe in der ersten Zwischenfrequenzstufe (ca. 10 dB) wäre vorteilhaft, die bereits bis dorthin auftretende Verluste ausgleicht. Der Verstärker der zweiten Zwischenfrequenz IC 301 kann mit integrierten Bausteinen (beispielsweise mit einem RF 2637 der Firma RF-Microdevices) variabel gestaltet werden. Ein derartige integrierte Schaltung ist als dämpfende Eingangstufe anstatt der Eichleitung ebenfalls denkbar.

Schließlich kann eine Verbesserung hinsichtlich erweiterter Einstellmöglichkeiten in digitaler Form an moderne Gegebenheiten professioneller Geräte angeglichen werden. Dazu gehört eine Umgestaltung der kontrollierenden Sägezahnschaltung oder die Bildschirmdarstellung des Spektrums, die vorzugsweise mit Mikrocontroller aufzubauen ist. Dies macht aber erst mit ausreichend ausgereiftem Hochfrequenzteil wirklich Sinn und sollte daher als letzte Optimierungsmöglichkeit in Betracht kommen. In diesem Projekt hingegen liegt die Konzentration ohnehin auf der grundsätzlichen Funktion der Spektralanalyse. Die für die eigentliche Frequenzbetrachtung nötige Signalumsetzung bleibt in jedem Fall im Bereich der analogen HF-Technik. An dieser Tatsache wird sich grundsätzlich auch in nächster Zukunft mit voranschreitender Technik nichts ändern.

## Kapitel 6.

# Zusammenfassung

Abschließend kann man feststellen, dass die geforderte Aufgabenstellung dieser Diplomarbeit erfüllt wurde. Trotz des experimentellen Charakters wurde in einfacher Art und Weise ein funktionsfähiger Spektrumanalysator geschaffen, der in dieser Form eine gewisse Einzigartigkeit besitzt. Der Benutzer kann unter Kenntnisnahme der Unvollkommenheit, die auch professionelle Produkte aufweisen, durchaus verschiedene Messaufgaben bewältigen. Dem Betrachter kann auf überraschend kompakte Weise zum Einblick in professionelle Messtechnik verholfen werden. Die Philips EE-Baukastenreihe aus den 70er-Jahren, die didaktischen Gesichtspunkten gehorchen, ist mit diesem Gerät sinnvoll erweitert worden. Wo man damals mit dem vorgestellten Oszilloskop für den Zeitbereich stehen geblieben ist, kommt man hier mit dem Spektrumanalysator für den Frequenzbereich als zweiten zentralen Bereich der Elektrotechnik zu einem umfassenden Abschluss der Versuchsreihe. Der Charakter der Greifbarkeit von grundsätzlichen, essentiellen Vorgängen in der Elektrotechnik ist dabei erhalten geblieben. Durch den Blick hinter die Kulissen kann sich beim interessierten Anwender ein Bezug zwischen Theorie und Praxis ausprägen. Bei aktuellen Messgeräten, die ausschliesslich professionellen Anforderungen nach Leistung und Bedienkomfort genügen, bleibt dagegen die eigentliche Technik bedauerlicherweise oft im Verborgenen. Das hier behandelte Gerät wird im Rahmen des studentischen Praktikums an der Fachhochschule Deggendorf seine Einsatzfähigkeit beweisen und Studenten zu besserem Verständnis wichtiger Zusammenhänge der Elektrotechnik verhelfen. Dabei können weitere Bemühungen unternommen werden, um ein komplettes, marktfähiges Demonstrationsobjekt für den Ausbildungssektor bereitzustellen, für das es zweifellos genügend interessierte Abnehmer gibt. Dieses Projekt wird demnach in Zukunft weitergeführt werden, wobei auch noch mit anderen praktischen Dingen, wie der Neuauflage des von Philips in EE1007 vorgestellten

Oszilloskops zu rechnen ist.

## Anhang A.

# Dimensionierung eines HF-Bandpassfilters für 38 MHz

In der HF-Technik werden bis einige 100 MHz meist passive Filernetzwerke mit konzentrierten Schaltungselementen, also Kapazitäten (Kondensatoren) und Induktivitäten (Spulen) verwendet [4, C15]. Dabei gibt es unterschiedliche Realisierungsmöglichkeiten in der Anordnung der Bauelemente. Eine oft verwendete Tiefpass-Bandpass-Transformation<sup>1</sup> aus herkömmlichen LC-Tiefpässen ist wegen nicht ausreichender Bauteilgüten ungeeignet [14, S. 229]. Hier wird die Berechnung von einem 3-kreisigen kapazitiv gekoppeltem Resonanzbandfilter mit Butterworth-Karakteristik vorgestellt, der in Kapitel 3.3.4 Verwendung findet. Die Anpassung an den Abschlusswiderstand von  $50 \Omega$  erfolgt über kapazitive Spannungsteiler. Die Berechnungen basieren auf einer von Uli Eschmann (HB 9 CEJ) vorgeschlagenen Methode, die als Artikel in UKW-Berichte veröffentlicht wurde [14].

Der Filter soll für eine Mittenfrequenz  $f_m = 38 \text{ MHz}$  ausgelegt werden:

$$f_m = 38 \text{ MHz} \rightarrow \omega_m = 2 \cdot \pi \cdot = 2,2619 \cdot 10^8 \frac{1}{s} \quad (\text{A.1})$$

Für einen 3-kreisigen ( $N = 3$ ) Butterworth-Filter ergeben sich folgende normierte Güten  $\bar{Q}$  der Einzelkreise:

$$\bar{Q}_{L1} = \bar{Q}_{L3} = 1; \quad \bar{Q}_{L2} = 2 \quad (\text{A.2})$$

<sup>1</sup>Kapazitäten werden durch Parallel-Schwingkreise, Induktivitäten durch Serien-Schwingkreise ersetzt

Symbol	Erklärung	Berechnung
$N$ :	Anzahl der Kreise	
$Q_{Ln}$ :	Güte des n-ten Kreises	
$\epsilon$ :	Güte des letzten Kreises $Q_{LN}$	$\epsilon = \sqrt{10^{\frac{L_p}{10}} - 1}$
$L_p$ :	Dämpfung an der Bandgrenze in [dB]	
$f_o$ :	Obere Grenze des Durchlassbereiches	
$f_u$ :	Untere Grenze des Durchlassbereiches	
$f_m$ :	Mittenfrequenz	$f_m = \sqrt{f_o \cdot f_u}$
$\omega_m$ :	Mitten-Kreisfrequenz	$\omega_m = 2 \cdot \pi \cdot f_m$
$f_p$ :	Normierte Bandbreite	$f_p = \frac{f_o - f_u}{f_m}$

Tabelle A.1.: Verwendete Filterkenngrößen

Die Realisierung von schmalbandigen Filtern mit steilen Flanken erfordert Resonatoren hoher Schwinggüte [4, L59]. Als Induktivität wird die Spule 5049 von Neosid verwendet, die für einen Frequenzbereich von 5...50 MHz ausgelegt ist und mit  $L_{(max)} = 0,33 \mu\text{H}$  eine hohe Güte von  $Q_L = 80$  bei 40 MHz aufweist. Der aus der Spulengüte resultierend Parallelwiderstand berechnet sich zu:

$$X_L = \omega_m \cdot L = 74,64 \Omega \quad (\text{A.3})$$

Für eine Parallelresonanzfrequenz von  $f_m = 38 \text{ MHz}$  erhält man für die Schwingkreis-Kapazität:

$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \rightarrow C = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_m^2 \cdot L} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (38\text{MHz})^2 \cdot 0,33\mu\text{H}} = 59 \text{ pF} \quad (\text{A.4})$$

Für die Güte eines LC-Parallelkreis gilt allgemein:

$$Q_L = \frac{R}{X_L} \rightarrow R = Q_L \cdot X_L \quad (\text{A.5})$$

Womit sich die Lastwiderstände (Widerstansniveau der Zwischenkreise) der einzelnen Kreise mit den gewünschten Güten ergeben:

$$R_1 \stackrel{(\text{A.2})}{=} R_3 = Q_{L1} \cdot X_L = 40 \cdot 74,6 \Omega = 3,152 \text{ k}\Omega \quad (\text{A.6})$$

$$R_2 = Q_{L2} \cdot X_L = 80 \cdot 74,6 \Omega = 6,304 \text{ k}\Omega \quad (\text{A.7})$$

Die Koppelkapazitäten zwischen den Kreisen  $\nu$  und  $\mu$  ergeben sich aus:

$$X_{CK_{\nu\mu}} = \sqrt{R_\nu \cdot R_\mu} \quad (\text{A.8})$$

Die Impedanzen der Kopplungselemente führen wegen Schaltungssymmetrie (A.2) und (A.6) zu gleichen Werten:

$$X_{CK_{12}} = X_{CK_{23}} = \sqrt{3,152 \text{ k}\Omega \cdot 6,304 \text{ k}\Omega} = \sqrt{19870208 \text{ }\Omega} = 4,458 \text{ k}\Omega. \quad (\text{A.9})$$

Für die beiden Koppelkondensatoren  $C_K$  erhält man also einen Wert von:

$$CK_{12} = CK_{23} = C_K = \frac{1}{\omega_m \cdot X_{CK}} = \frac{1}{2,2619 \cdot 10^8 \text{ Hz} \cdot 4,458 \text{ k}\Omega} = 992 \text{ fF} \stackrel{2}{\approx} 1 \text{ pF} \quad (\text{A.10})$$

Die Schwingkreis­kapazitäten müssen dabei um die Werte der angrenzenden Koppel­kapazitäten verringert werden, um die Resonanzfrequenz nicht zu verändern.

$$C_1 = C_3 = C - C_K = 59 \text{ pF} - 1 \text{ pF} = 58 \text{ pF} \quad (\text{A.11})$$

$$C_2 = C - 2 \cdot C_K = 59 \text{ pF} - 2 \cdot 1 \text{ pF} = 57 \text{ pF} \quad (\text{A.12})$$

Da die Widerstandslevel an Eingang, sowie Ausgang zu groß sind tritt in einem 50  $\Omega$ -System eine Fehlanpassung auf, die die erwünschten Filtereigenschaften erheblich beeinträchtigt. Darum muss eine Anpassung des hochohmigen Filters an das Impedanzniveau des Systems erfolgen. Neben LC-Anpassgliedern (siehe [14, S. 232]) kann auch die hier verwendete Anpassung mittels kapazitive Spannungsteiler erfolgen.

Das Übersetzungsverhältnis wird aus dem Verhältnis aus Widerstandsniveau des anzukoppelnden Kreises  $R_t$  (hier:  $R_1$  bzw.  $R_3$  aus (A.6)) zum Systemimpedanzwert  $R_0 = 50 \text{ }\Omega$  gebildet.

$$N_1 = \sqrt{\frac{R_t}{R_0}} = \sqrt{\frac{3,152 \text{ k}\Omega}{50 \text{ }\Omega}} = 7,9 \quad (\text{A.13})$$

Die Güte des abschliessenden Kreises  $Q_t$  und die transformierte Güte  $Q_p$ :

$$Q_t = \frac{R_t}{\omega_m \cdot L} \stackrel{!}{=} 40; \quad Q_p = \sqrt{\frac{Q_t^2 + 1}{N_1^2} - 1} = \sqrt{\frac{40^2 + 1}{7,93977^2} - 1} = 4,9 \quad (\text{A.14})$$

<sup>2</sup>Kapazitätswerte  $< 1 \text{ pF}$  sind als Standard-Bauteile nicht realisierbar

Die Berechnung der Kapazitätswerte für den Spannungsteiler:

$$C_{11} = \frac{Q_p}{\omega_m \cdot R_0} = \frac{4,9}{2,2619 \cdot 10^8 \frac{1}{s} \cdot 50 \Omega} = 437 \text{ pF} \quad (\text{A.15})$$

$$C_{se} = \frac{C_{11} \cdot (Q_p^2 + 1)}{Q_p^2} = 455 \text{ pF} \quad (\text{A.16})$$

$$C_{12} = \frac{C_{se} \cdot C}{C_{se} - C} \stackrel{Q_p^2 \gg 1}{\approx} \frac{C_{11} \cdot C}{C_{11} - C} = 64 \text{ pF} \quad (\text{A.17})$$

Für den Aufbau des Bandpassfilters stehen trotz ideal berechneter Werte nur Standard-Kondensatoren der E12-Reihe zur Verfügung. Mann kann diese durch Kombination mit abgleichbaren Trimm-Kondensatoren auf erforderliche Werte bringen. Dieser Aufwand erscheint aber wegen parasitärer Effekte, Bauteiltoleranzen und Temperaturdrift alles andere als gerechtfertigt. Stattdessen werden Standardwerte für Kondensatoren verwendet, der Abgleich erfolgt ohnehin mit den 3 Spulenkernen. Folgende Bauteilwerte sollen verwendet werden:

$$\boxed{L = 0,33 \mu\text{H} (Q_L = 80 @ 40 \text{ MHz})}$$

$$\boxed{C = 56 \text{ pF}; \quad C_K = 1 \text{ pF}; \quad C_{11} = 470 \text{ pF}; \quad C_{12} = 56 \text{ pF}}$$

Test der berechneten Schaltung zeigen aber, dass die Resonanzfrequenz  $f_m$  niedriger ist als erwünscht. Die Resonanzfrequenz liegt bei ca. 34,9 MHz was mit dem anzunehmenden Wert des Schwingkreiskondensators  $C_2 = 56 \text{ pF}$  eine höhere Spuleninduktivität bedeutet, als vom Hersteller angegeben:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \quad \rightarrow \quad L = \frac{1}{\omega^2 C} = 371 \text{ nH}$$

Neuberechnung von (A.3) bis (A.17) und Rundung auf Normwerte ergeben korrigierte Bauteilwerte, die bessere Ergebnisse liefern:

$$\boxed{L = 0,37 \mu\text{H} (Q_L = 80 @ 40 \text{ MHz})}$$

$$\boxed{C = 47 \text{ pF}; \quad C_K = 1 \text{ pF}; \quad C_{11} = 390 \text{ pF}; \quad C_{12} = 56 \text{ pF}}$$

Die erhaltene Schaltungsdimensionierung wird sinnvollerweise per Simulation verifiziert. Zu diesem Zwecke wurde das Programm RFSim99 verwendet, das als Freeware kostenlos erhältlich ist und sich im Verzeichnis

... \programme \rfsim99 auf der beiliegenden CD befindet.

Die Schaltung wird mit den korrigierten Bauteilwerten in den Schaltungsektor von RFSim99 eingetragen. Der somit erzeugte Schaltplan ist in Abbildung A.1 zu sehen.

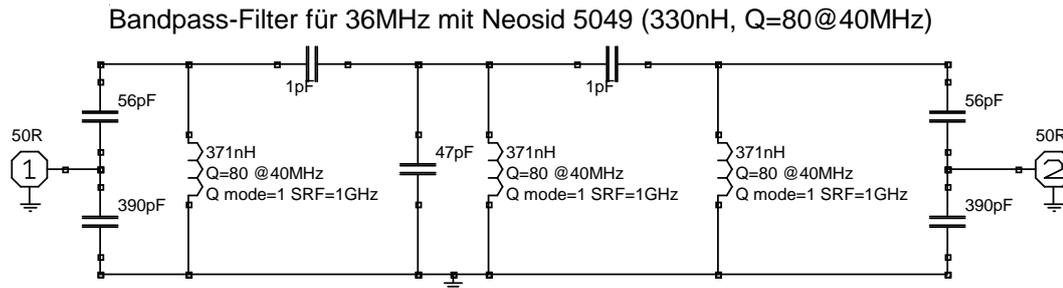


Abbildung A.1.: Schaltung des 36 MHz-Filters (RFSim99)

Ein detailliertes Ergebnis der Simulation im Bereich der interessierenden Mittenfrequenz kann in Abbildung A.2 betrachtet werden.

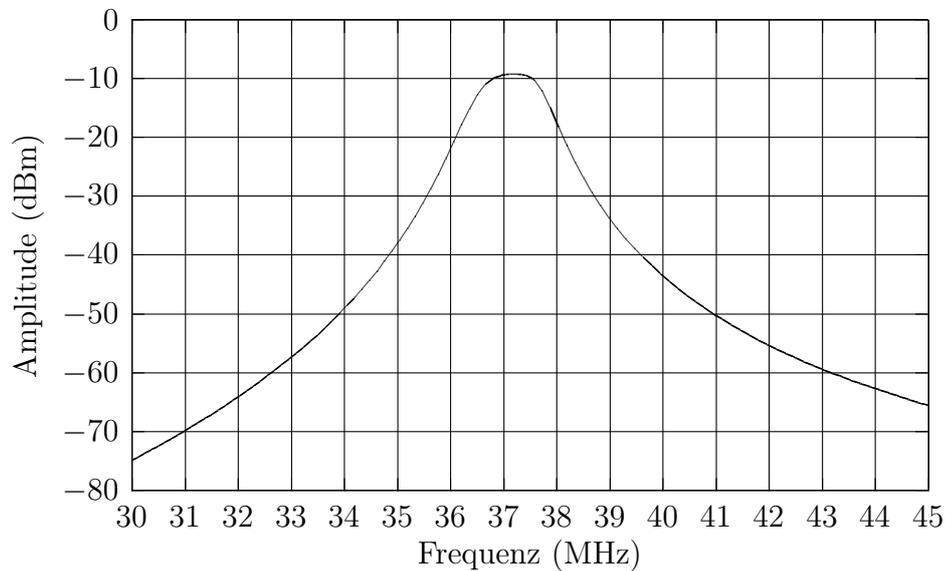


Abbildung A.2.: 38 MHz-Bandpass-Filter um die Mittenfrequenz (RFSim99)

Vergleichend zur Simulation wird in Abbildung A.3 auch der tatsächlich gemessene Filter betrachtet. Im Amplitudenfrequenzgang ist bis etwa 80 MHz kein wesentlicher Unterschied erkennbar. In höherrn Bereichen  $> 80$  MHz bis 1 GHz steigt die Kurve hingegen deutlich zur weiterhin abfallenden Kurve der Simulation. Dieses Verhalten resultiert aus den Hochfrequenz-Ersatzschaltungen konzentrierter Bauelemente, die sich dann nicht mehr rein ohmsch, induktiv oder kapazitiv verhalten, sondern eine Mischform darstellt.

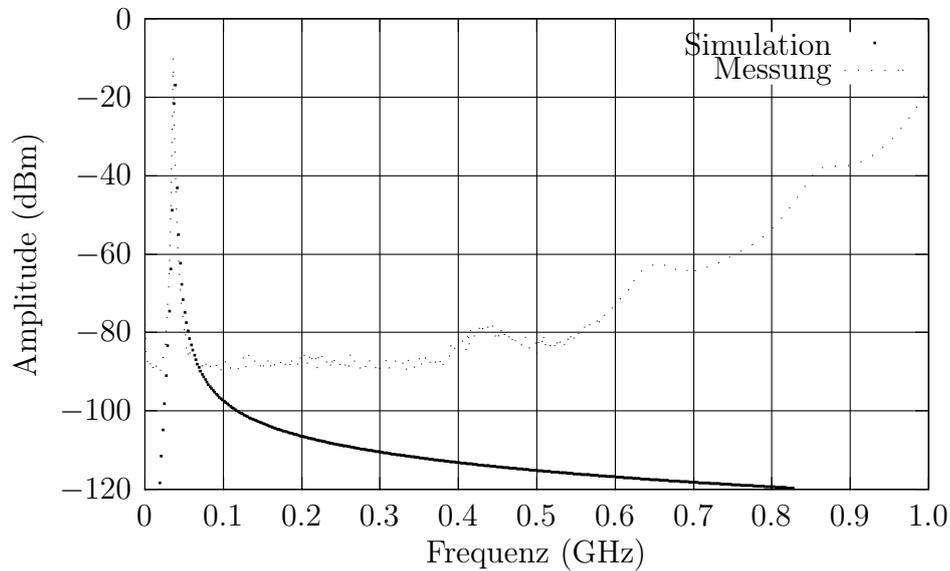


Abbildung A.3.: 38 MHz-Bandpass-Filter simuliert und gemessen

Meist können berechnete Werte nicht direkt in der aufzubauenden Schaltung übernommen werden, weil parasitäre Effekte, die in der Praxis oft auftreten, in der Theorie nicht beachtet wurden. Parasitäre Eigenschaften der Bauteile sind zudem abhängig vom ausgeführten Layout der Platine und können das Verhalten der Schaltung wesentlich verändern. Vor allem im Hochfrequenzbereich spielen Anschlußinduktivitäten bei Kondensatoren und Windungskapazitäten bei Spulen eine große Rolle. Filter können als Bandpass berechnet mit parasitär veränderter Topologie durchaus Hochpassverhalten in höheren Bereichen zeigen. Für die zuvor durchgeführten Berechnungen stimmt aber Theorie und Praxis letztlich doch ausreichend gut zusammen, dass der Bandpassfilter mit den zuvor berechneten Werten der Bauteile auch in der Schaltung gut funktioniert. Lediglich der schwindenden Dämpfung im Sperrbereich muss mit zunehmender Frequenz Rechnung getragen werden. Sinnvollerweise wird deswegen dem Bandpassfilter ein zusätzlicher Tiefpassfilter nachgeschaltet, um für höhere Frequenzen wieder vernünftige Dämpfungswerte der gesamten Anordnung zu erreichen.

## Anhang B.

# Anpassung der Eingangsschaltung des SA 605

Um den Philips Baustein *SA 605* in einem  $50\ \Omega$ -System zu integrieren muss der Eingang des internen Mixers an diese Impedanz angepasst werden. Dazu wird ein LC-Netzwerk an den Eingang geschaltet, das die hohe Impedanz von  $4,5\ \text{k}\Omega \parallel 2,5\ \text{pF}$  auf  $50\ \Omega$  transformiert. Die Eingangsschaltung ist in Abbildung B.1 zu sehen. Da die Eingangsschaltung in dieser Anordnung frequenzselektiv ist, müssen die Bauteilwerte für eine Frequenz  $f = 37,7\ \text{MHz}$  dimensioniert werden. Die zusätzliche Selektivität der Schaltung dient der Empfindlichkeit des *SA 605*-Empfängersystems, der zur Pegelbestimmung im Spektrumanalysator eingesetzt wird.

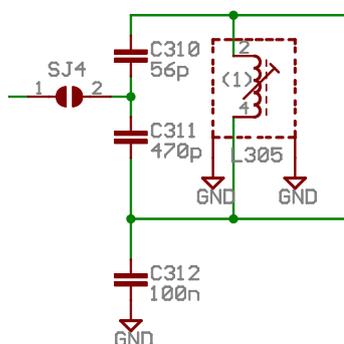


Abbildung B.1.: Eingangsschaltung des SA 605

Aufgrund der anzupassenden Frequenz von  $f = 37,7\ \text{MHz}$  kommt als Spule wieder der Typ 5049 von Neosid zum Einsatz, der schon für den vorhergehenden ZF-Bandpassfilter benutzt wird. Die gewählte Spule besitzt den Wert  $L = 371\ \text{nH}$  mit

einer angegebenen Güte  $Q = 80$ . Für die Reaktanz der Spule resultiert:

$$X_L = 2\pi L = 2\pi(37,7 \text{ MHz})(0,37 \text{ }\mu\text{H}) \approx 88 \text{ }\Omega \quad (\text{B.1})$$

Der equivalente Parallelwiderstand bei der Eingangsfrequenz beträgt:

$$R_P = Q_P \cdot X_L = 80 \cdot 88 \text{ }\Omega = 7040 \text{ }\Omega \quad (\text{B.2})$$

Daraus resultiert eine Güte der Spule, die auch für die fertige Gesamtanordnung des Anpassnetzwerkes gültig ist.

$$Q = \frac{R_{total}}{X_L} = \frac{R_{S'} || R_L || R_P}{X_L} \quad (R_{S'} = R_L) \quad \frac{4,5 \text{ k}\Omega || 4,5 \text{ k}\Omega || 7 \text{ k}\Omega}{84 \text{ }\Omega} = \frac{1702}{84} = 20 \quad (\text{B.3})$$

- mit  $R_S$  Quellimpedanz ( $50 \text{ }\Omega$ )  
 $R_L$  Lastimpedanz  
 $R_{S'}$  transformierter Quellwiderstand ( $4,5 \text{ k}\Omega$ )  
 $R_p$  paralleler Verlustwiderstand der Spule

Die Kapazität, die mit der angegebenen Spule einen Parallelschwingkreis bildet, errechnet sich zu:

$$C_P = \frac{1}{\omega X_L} = \frac{1}{2\pi(37,7 \text{ MHz}) \cdot 84} = 48 \text{ pF} \quad (\text{B.4})$$

Diese Kapazität kann um die Eingangskapazität von  $2,5 \text{ pF}$  geringer ausfallen. Sie beträgt damit  $45,5 \text{ pF}$ . Im nächsten Schritt wird das Teilverhältnis der aufgeteilten Kapazität des Parallelschwingkreises berechnet:

$$\frac{C_{311}}{C_{310}} = \sqrt{\frac{R_{S'}}{R_S}} - 1 = 8,49 \quad (\text{B.5})$$

Die Reihenschaltung der beiden Kondensatoren  $C_{311}$  und  $C_{310}$  bildet die Schwingkreiskapazität:

$$C_P = \frac{C_{311} \cdot C_{310}}{C_{311} + C_{310}} \stackrel{!}{=} 45,5 \text{ pF} \quad (\text{B.6})$$

Somit berechnen sich die Kondensatoren wie folgt:

$$C_{311} = C_P \left( \frac{C_{311}}{C_{310}} + 1 \right) = (45,5 \text{ pF}) \cdot 9,49 = 432 \text{ pF} \quad (\text{B.7})$$

$$C_{310} = \frac{C_{311}}{8,49} = 51 \text{ pF} \quad (\text{B.8})$$

Als Normwerte werden somit folgende Werte verwendet:

$$C_{311} = 470 \text{ pF}$$

$$C_{310} = 56 \text{ pF}$$

Zur Kontrolle kann der tatsächliche Wert der Reihenschaltung mit Gleichung B.6 nachgerechnet werden:

$$C_p = \frac{C_{311} \cdot C_{310}}{C_{311} + C_{310}} = \frac{(470 \text{ pF}) \cdot (56 \text{ pF})}{(470 \text{ pF}) + (56 \text{ pF})} = 50 \text{ pF}$$

Dieser geringfügig erhöhte Gesamtwert von 52,5 pF erniedrigt die Resonanzfrequenz des selektiven Anpassungsnetzwerkes rechnerisch auf:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(371 \text{ nH}) \cdot (52,5 \text{ pF})}} = 36 \text{ MHz} \quad (\text{B.9})$$

In der Praxis kann jedoch die Spule mittels Abgleichkern wieder auf die gewünschte Frequenz abgeglichen werden. Als Ausgangspunkt der Rechnung wurde ohnehin von einem Maximalwert  $L = 371 \text{ nH}$  ausgegangen. Eine Verringerung der Induktivität durch Herausdrehen des Kerns kann die ursprünglichen Anpassung für 37,7 MHz leicht wieder herstellen. Die Simulation mit RFSim99 liefert für  $L = 340 \text{ nH}$  folgende Ergebnisse:

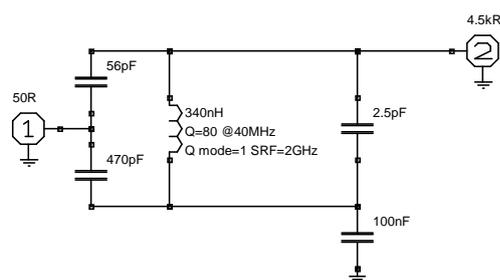
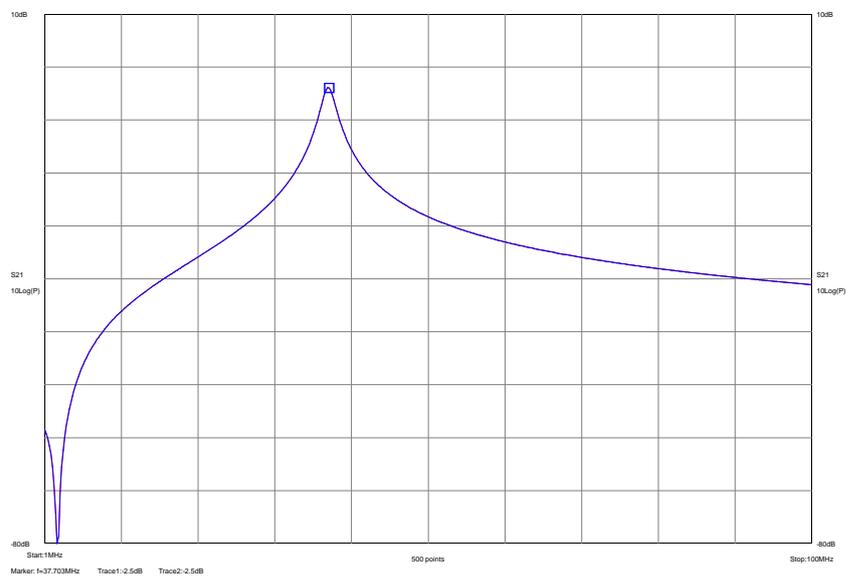


Abbildung B.2.: Eingangsanpassung für den SA 605 (RFSim99)

## Anhang C.

# Entwurf eines HF-Oszillators für 433 MHz

Ein Oszillator besteht generell aus einer aktiven Stufe, die über eine frequenzselektive Stufe rückgekoppelt wird. Ein entsprechendes Blockschaltbild ist in Abbildung C.1 dargestellt.

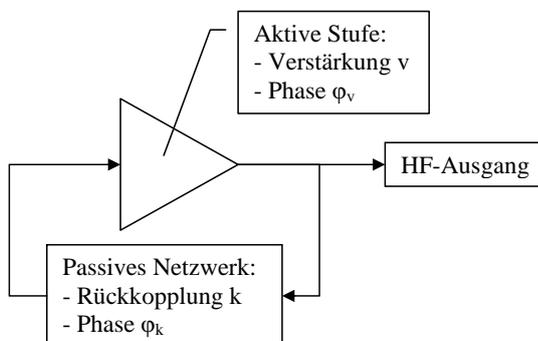


Abbildung C.1.: Allgemeines Blockschaltbild eines Oszillators

Damit diese Schaltungsanordnung eine entstehende Schwingung aufrechterhalten kann, sind zwei zentrale Bedingungen zu erfüllen. Die Erfüllung der Amplitudenbedingung

$$G = v \cdot k \geq 1 \quad (\text{C.1})$$

sorgt für eine Aufrechterhaltung der Schwingungsamplitude. Der Wert von  $G$  muss in der Regel deutlich  $>1$  sein, um auftretende ohmsche Verluste der Schaltung auszugleichen. Die zusätzliche erforderliche Einhaltung der Phasenbedingung

$$\varphi_{ges} = \varphi_v + \varphi_k = n \cdot 360^\circ \quad \text{mit } n = 0, 1, 2, \dots \quad (\text{C.2})$$

sorgt dafür, dass sich der rückgekoppelte Anteil der Ausgangsspannung konstruktiv zum Signal addiert. Folgt die Anordnung den beiden Bedingungen (C.1) und (C.2), so kann sich eine kontinuierliche Schwingung aufbauen. Dabei stellt sich eine entsprechende Frequenz ein, bei der die beiden Bedingungen gültig sind. Kommt es zu Abweichungen in den Gleichungen, stellt sich das System in gewissen Grenzen selbst zurück. Als aktive Elemente werden normalerweise einstufige Transistorschaltungen verwendet. Diese haben die Eigenschaft, durch nichtlineares Verhalten für eine Amplitudenstabilisierung zu sorgen, sodass die Amplitudenbedingung einzuhalten ist. Für die Phasenbedingung ist das rückkoppelnde Netzwerk von entscheidender Bedeutung.

Unter anderem geht aus einer Applikationsschrift für SAW-Resonatoren hervor, dass als aktives Element für HF-Oszillatoren die Basischaltung bevorzugt angewendet wird [15]. Die dazu passende Schaltung, die im Spektrumanalysator für die Realisierung des zweiten Lokaloszillators gewählt wurde, ist in Abbildung C.2 zu sehen.

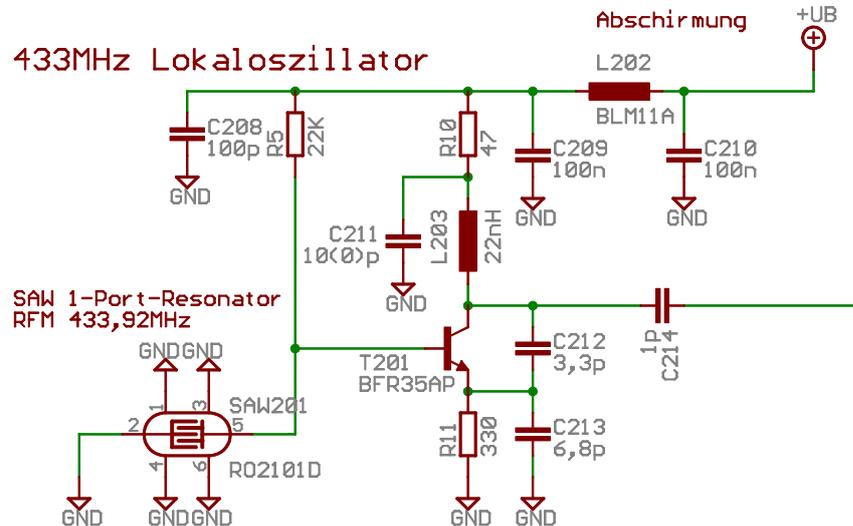


Abbildung C.2.: Oszillator mit SAW-Resonator für 433,92 MHz

Eine derartige Schaltung mit Rückkopplung über eine kapazitive Dreipunktschaltung (C 212–C 213) ist auch unter dem Namen Colpitts-Oszillator bekannt. Um die Schwingung der Schaltung zu ermöglichen, sollte die Parallelresonanzfrequenz  $f_p$  aus  $L 203 \parallel (C 212, C 213)$  zumindest in der Nähe der Frequenz des SAW-Resonators sein:

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L 203 \cdot \left( \frac{C 212 \cdot C 213}{C 212 + C 213} \right)}} \quad (\text{C.3})$$

Die eingesetzten Werte der Bauteile ergibt rein rechnerisch:

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{22 \text{ nH} \cdot \left( \frac{3,3 \text{ pF} \cdot 6,8 \text{ pF}}{3,3 \text{ pF} + 6,8 \text{ pF}} \right)}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{22 \text{ nH} \cdot 2,22 \text{ pF}}} = 720 \text{ MHz}$$

Bei derartig kleinen Kondensatorwerten haben Einflüsse wie die Anschlusskapazitäten des Transistors und Leiterbahnkapazitäten, wie auch umliegende Schaltungskomponenten bereits erhebliche Bedeutung. Der Existenz parasitärer Kapazitäten ist es zuzuschreiben, dass die Gleichung (C.3) deshalb nur als Ausgangspunkt für eine erforderliche weitere Optimierung zu werten ist. Die Schaltung kann somit nur in der tatsächlichen Umgebung auf der Platine getestet und optimiert werden.

Für die grundsätzliche experimentelle Abstimmung des Transistoroszillators wird anstatt des SAW-Resonators als Ersatzschaltung ein Widerstandes von  $22 \Omega$  in Reihe mit einem Abblockkondensator von  $33 \dots 100 \text{ pF}$  betrieben. In dieser Schaltung stellt sich mit den angegebenen Werten der Bauteile, entgegen den Erwartungen, eine Frequenz nahe der SAW-Frequenz ein. In der Praxis ist eine Abweichung von etwa  $\pm 100 \text{ MHz}$  von der Normfrequenz tolerierbar. Eine deutlich größere Frequenzfehlage kann durch Hinzufügen des Resonators nicht mehr ausgeglichen werden. Die Schaltung schwingt in diesem Fall mit einer ungewollten Frequenz  $f \neq 433 \text{ MHz}$  weiter. Der Rückkopplungsfaktor  $k$  bestimmt sich aus dem Verhältnis  $C_1/C_2$ . Die Widerstände R5, R10 und R11 legen den DC-Arbeitspunkt der Stufe fest. Dadurch beträgt die Spannung an der Basis etwa  $5 \text{ V}$ , am Kollektor liegen ca.  $11,5 \text{ V}$  an. Je kleiner der Basisspannungsvorwiderstandes R5 ist, desto höher ist der DC-Arbeitspunkt. Ein höherer Arbeitspunkt führt zu größerer Verstärkung, solange der Transistor nicht in Sättigung betrieben wird. Nachdem der SAW-Resonator wieder in die Schaltung eingebaut wird, stellt sich die gewünschte Frequenz von  $433 \text{ MHz}$  ein. Durch Variation des DC-Arbeitspunktes des Transistors kann die Verstärkung und somit der Ausgangspegel etwas variiert werden. Die Ausgangsspannung wird über C214 abgegriffen. Mit der angegebenen Dimensionierung erreicht man am Ausgang, gemessen am  $50 \Omega$ -Abschluss eines Messgerätes, etwa  $+7 \dots 8 \text{ dBm}$ . Somit sind die Rahmenbedingungen für den Betrieb als Lokaloszillator eines Level 7-Mischers erfüllt.

## Anhang D.

# Schaltpläne

Auf den folgenden Seiten befinden sich die Schaltpläne zum Spektrumanalysator-Projekt. Die Pläne wurden mit dem Platinen-CAD-Programm Eagle erstellt, das in der Version 4.03 vorlag. Die Dateien des Projektes befinden sich im zudem auf der beiliegenden CD:

... \Platine\Eagle4.03\...

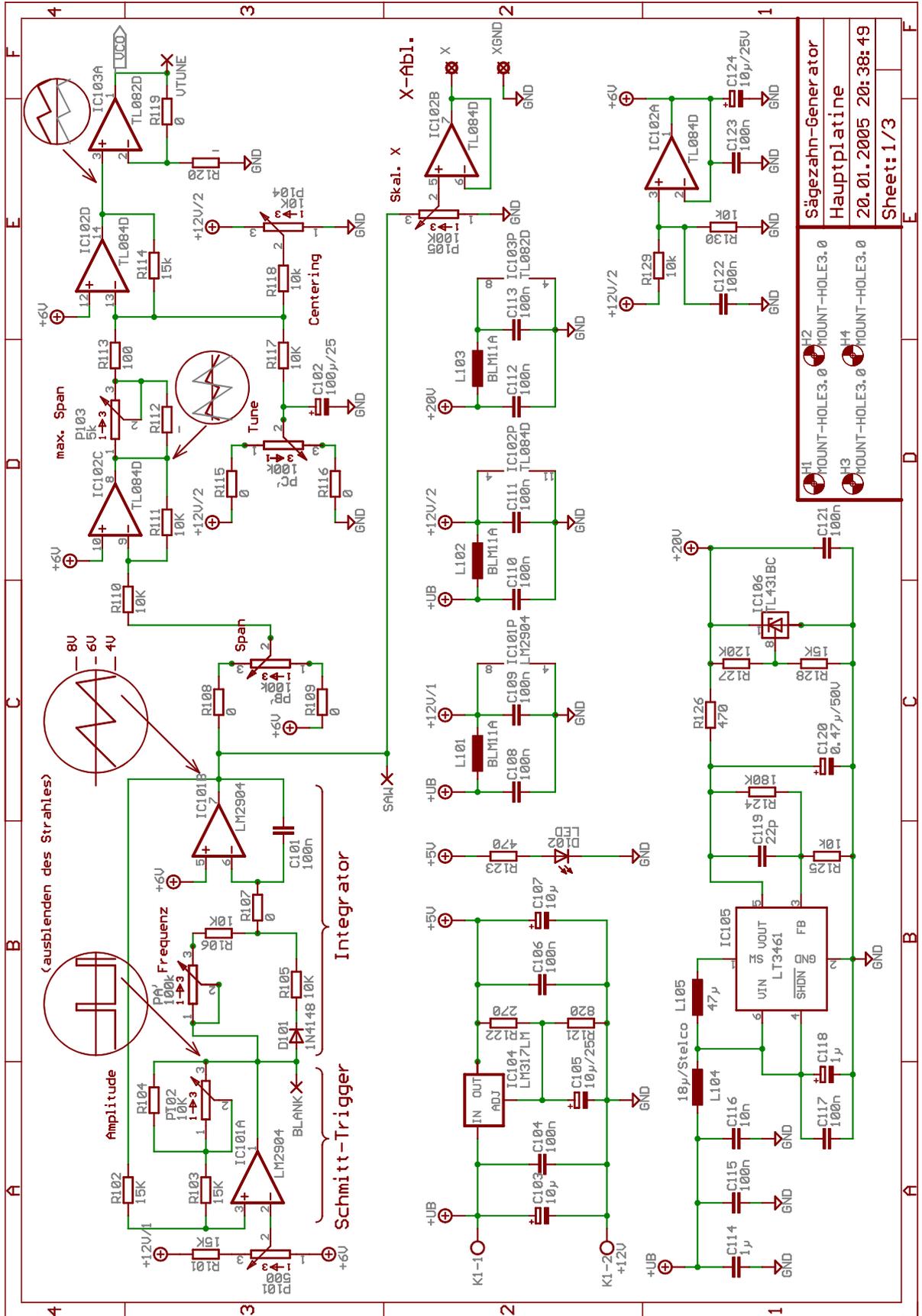
Die Schaltung wurde auf mehrere Seiten verteilt und gliedert sich im folgenden:

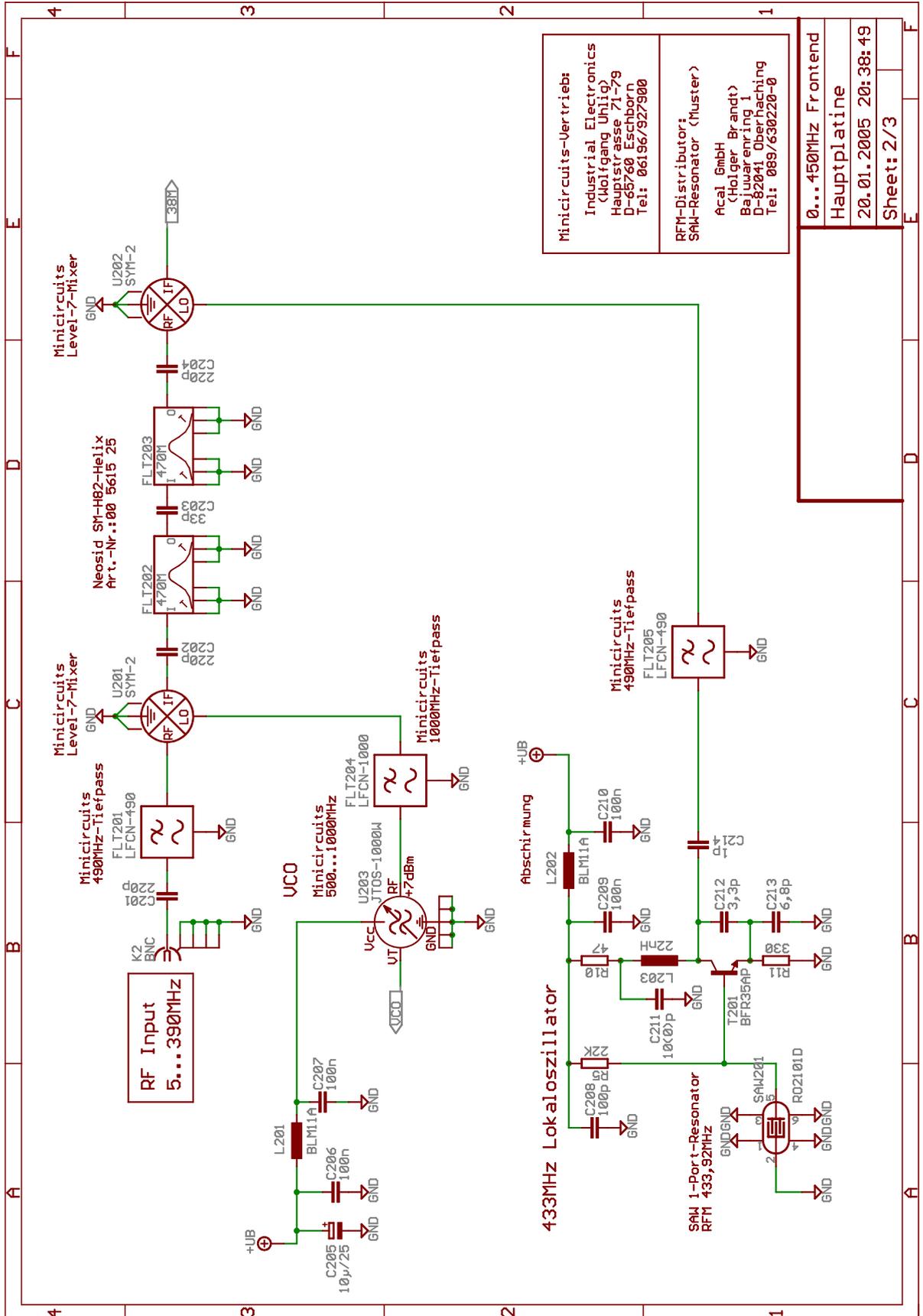
- Seite 1/3, Abbildung D auf der nächsten Seite zeigt den Sägezahngenerator und Teile der Spannungsversorgung.
- Seite 2/3, Abbildung D auf Seite 58 zeigt den HF-Eingangsteil mit zwei Mischerstufen, den 1. Zwischenfrequenzfilter und die beiden Lokaloszillatoren.
- Seite 3/3, Abbildung D auf Seite 59 zeigt den 2. Zwischenfrequenzfilter, den ZF-Verstärker und die Schaltung um den integrierten Detektor SA605 von Philips.

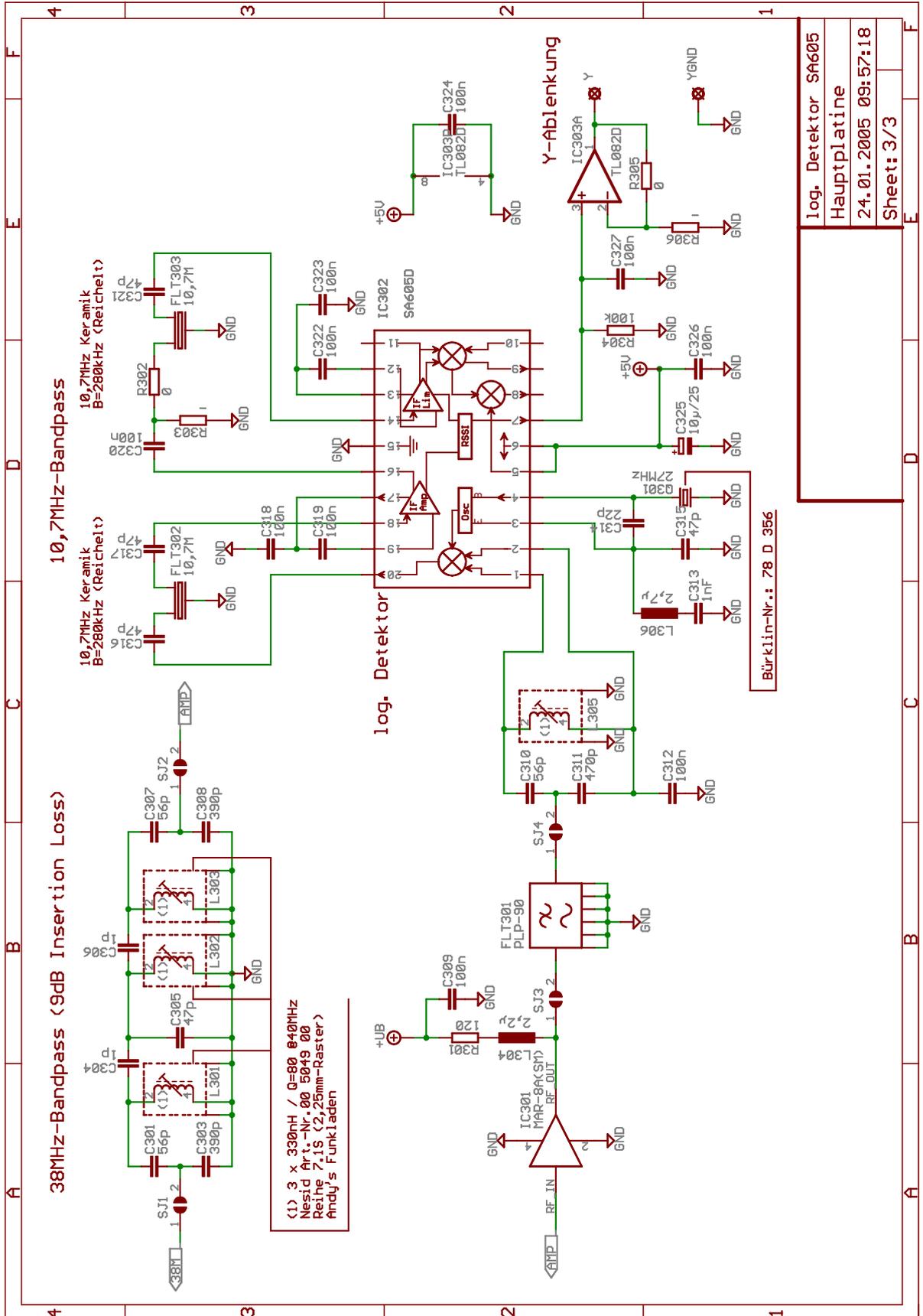
Wegen besserer Lokalisierbarkeit richtet sich die Namen der Bauteile nach Seitenzahlen. Die Bauteile werden nach folgendem Schema benannt:

<Art des Bauteiles><Seite im Schaltplan><laufende, zweistellige Nummer>

C101 bedeutet demnach, dass es sich um einen Kondensator C handelt, der sich auf Schaltplan, Seite 1 befindet und die laufende Nummer 01 besitzt.







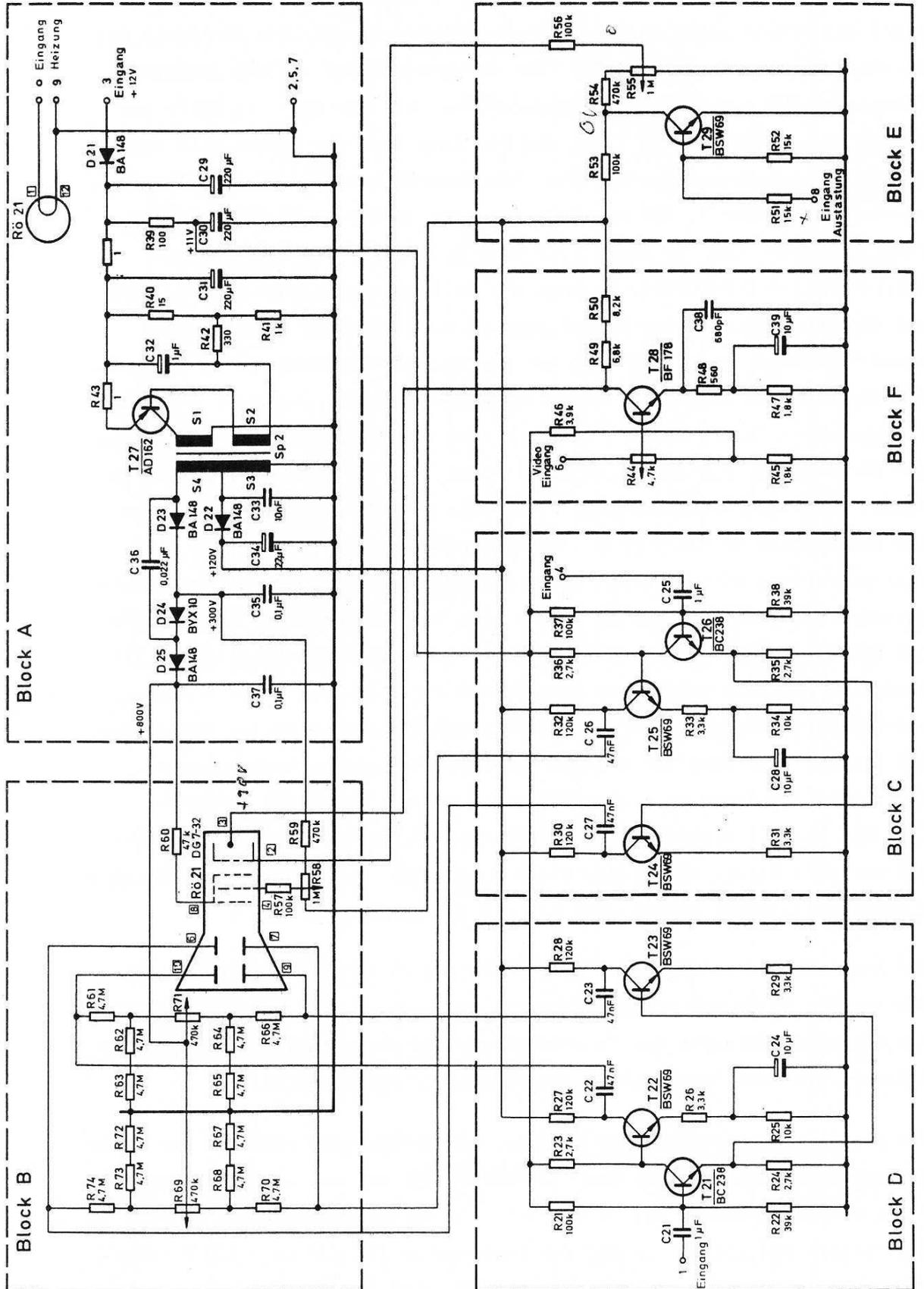
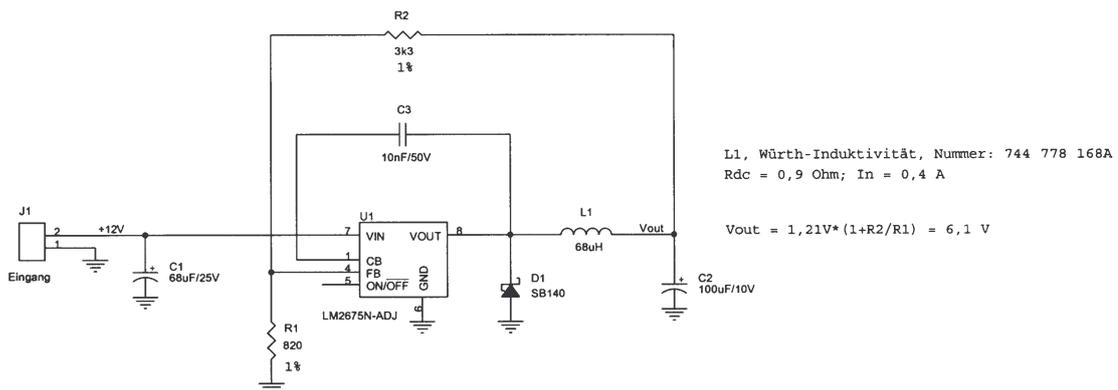


Abbildung D.1.: Originalschaltplan der Philips Bildröhreneinheit

In Abbildung D.1 auf der vorherigen Seite ist der Schaltplan der Bildröhreneinheit von Philips zu sehen, der aus der Originalanleitung zum Baukasten EE1007 [12] entnommen wurde [12, 2-5-]. Ausgehend davon musste die Schaltung den aktuellen Gegebenheiten angepasst werden,

Die Spannung für die Röhrenheizung der verwendeten DG7-32 (Rö21, Pin 1 und 12 in Abbildung D.1) wird vernünftigerweise mit einem Tiefsetzsteller anstatt einer separaten Versorgung durch eine zusätzliche Batterie realisiert. Abbildung D.2 zeigt eine derartige Schaltung, die aus einer Betriebsspannung von 12 V eine Heizspannung von 6,1 V erzeugt, ohne große Verlustleistung zu erzeugen. Der maximale Ausgangsstrom des verwendeten LM2675 reicht mit 1 A aus, da die Bildröhre einen Heizstrombedarf von 300 mA (bei 6,3 V) besitzt.



Pin 2 und 3 vom LM2675 sind im Layout mit Masse verbunden

Abbildung D.2.: Modifikation für die Heizspannung der Anzeigeröhre

Da der im Original verwendete Übertrager (Sp2 aus Abbildung D.1) leider nicht mehr erhältlich ist und es sind zudem keine Windungszahlen bekannt sind, muss dieses Bauteil geeignet ersetzt werden. Eine Überarbeitung ergab für den Hochspannungsteil die Schaltung nach Abbildung D.3 auf der nächsten Seite, in der auch technische Einzelheiten für einen Ersatz-Transformator vermerkt sind. Der nachträglich veränderbar ausgelegte Widerstand R42 kann dabei zur Einstellung der Hochspannung verwendet werden.

Zur Bildröhreneinheit gehörende Schaltungsteile sind nicht per CAD-Programm aufbereitet. Aus diesem Grund gibt es auch kein Leiterplatten-Layout. Die Schaltung wurde stattdessen „fliegend“ verdrahtet in einem Plexiglas-Gehäuse untergebracht.

Hinweise zum Übertrager:

S1 bis S4 haben gleichen Wicklungssinn, Punkt im Schaltbild ist Wicklungsbeginn

S1 = 60 Wdg., CuL = 0,22 mm Drahtdurchmesser (z. B. von Bürklin Best.-Nr. 89 F 266)

S2 = 10 Wdg., CuL = 0,22 mm

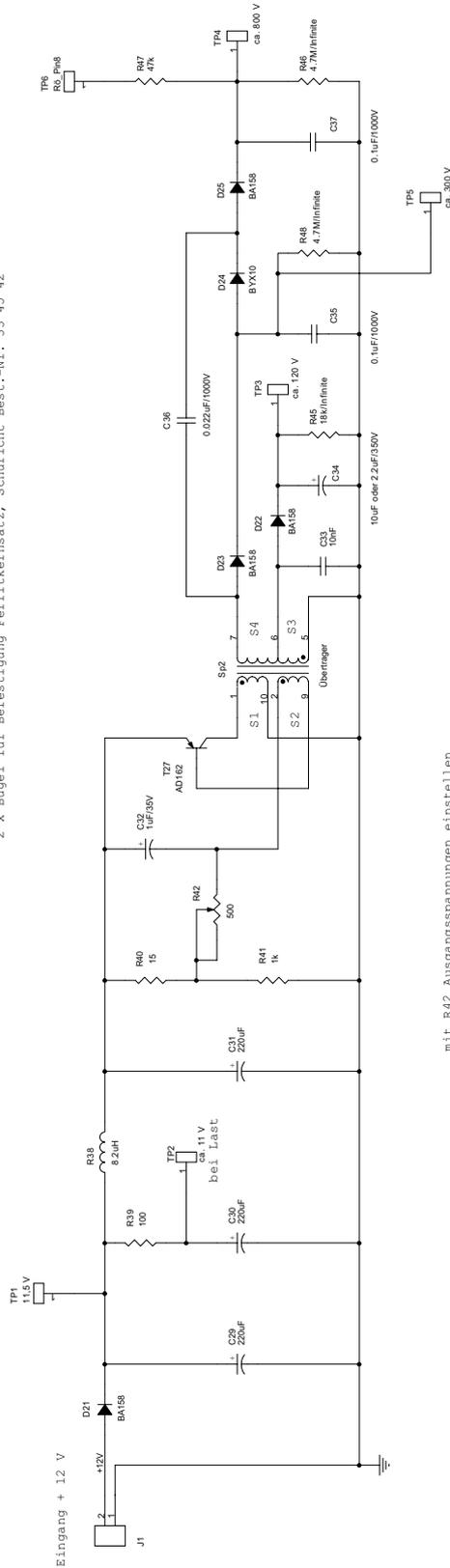
S3 = 300 Wdg., CuL = 0,08 mm

S4 = 450 Wdg., CuL = 0,08 mm (z. B. von Bürklin, Best.-Nr. 89 F 260)

2 x Ferritkern EF25/7, AL = 150 nH: Epcos-Nr. BB66317-G500-X127, Schuricht Best.-Nr. 33 23 37

1 x Spulenkörper 10polig, liegend: B66208-N1110-T1, Schuricht Best.-Nr. 33 45 40

2 x Bügel für Befestigung Ferritkernsatz, Schuricht Best.-Nr. 33 45 42



mit R42 Ausgangsspannungen einstellen

Transistor AD162 z. B. von Bürklin, Best.-Nr. 10 S 3350

Abbildung D.3.: Modifikation der Hochspannungserzeugung

## Anhang E.

# Layoutgestaltung der Platine

Auf den folgenden Seiten befinden sich die Layouts zum Spektrumanalysator-Projekt. Die Layouts wurden aus den Schalplänen in Kapitel D ebenfalls mit dem Platinen-CAD-Programm Eagle erstellt. Die Dateien des Projektes befinden sich im zudem auf der beiliegenden CD:

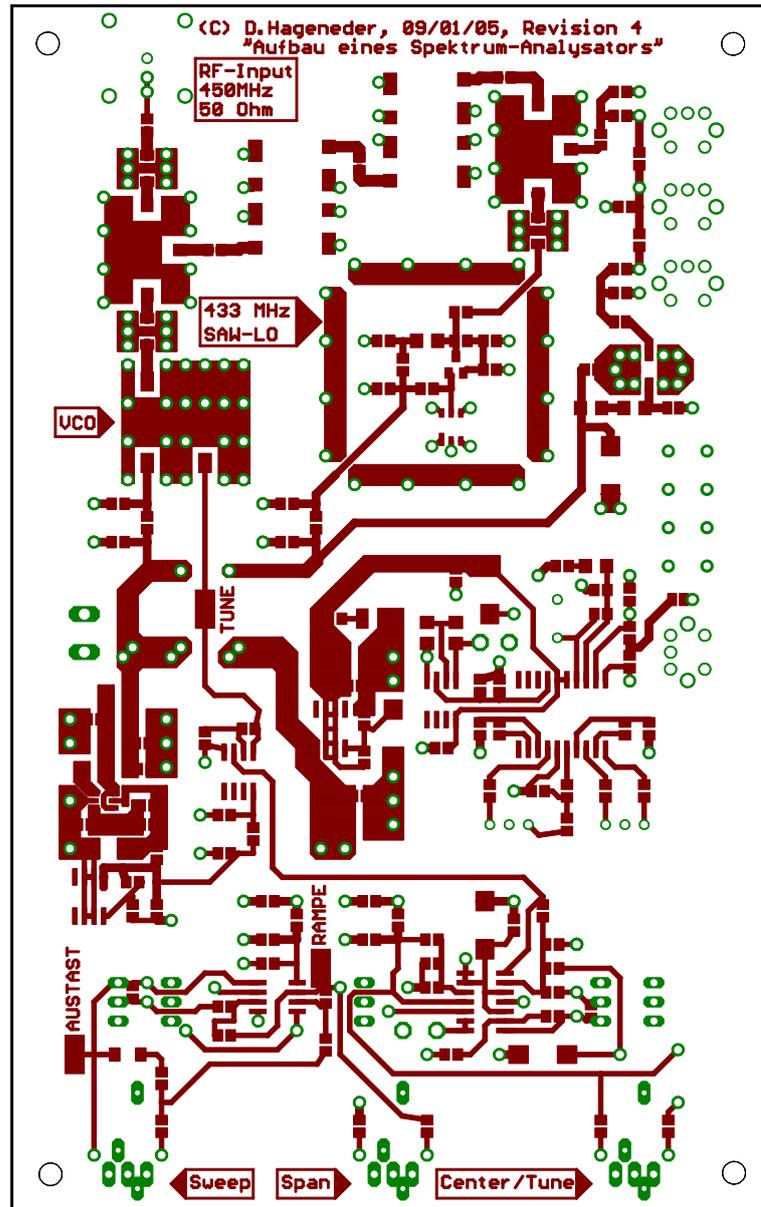
```
... \Platine\Eagle4.03\...
```

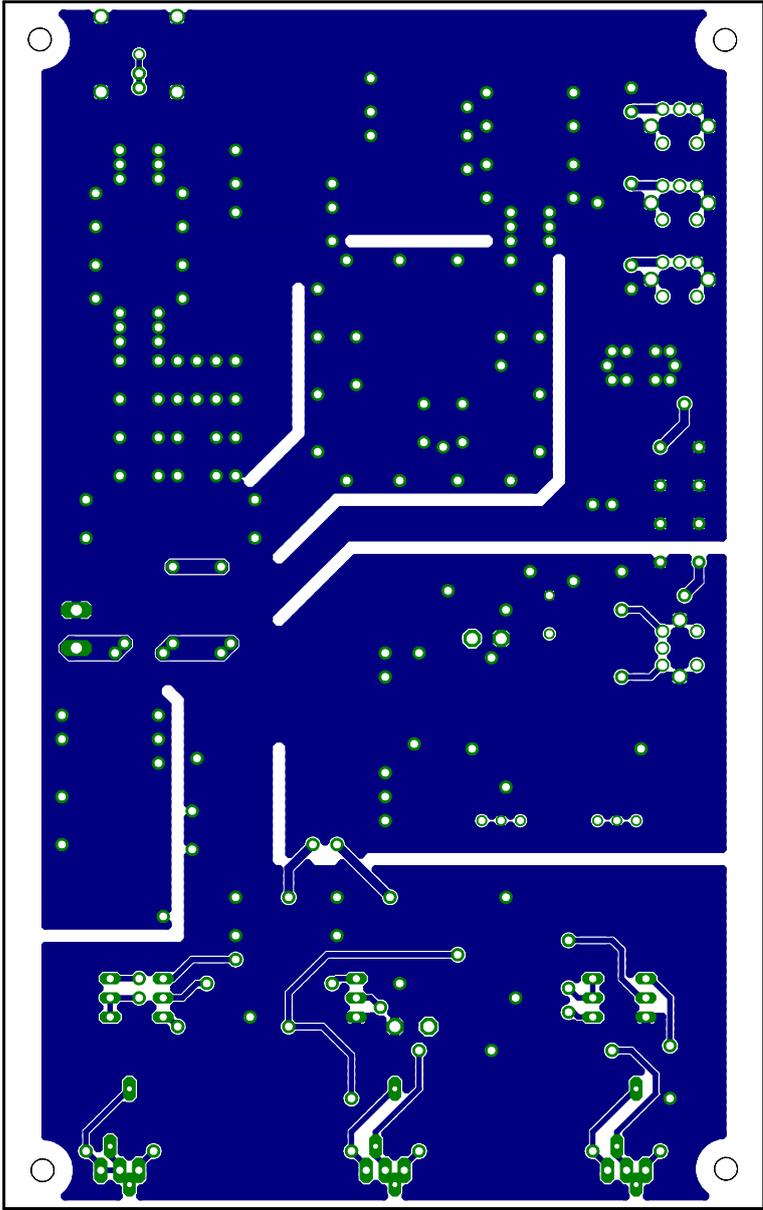
Aus den Layout-Dateien können Gerber-Daten erzeugt werden, die für eine professionelle Fertigung der Platine erforderlich sind. Die Platine kann so beispielsweise mit einer LPKF-Fräsmaschine erstellt werden. Eine Anleitung für die dazu nötigen Schritte findet sich in:

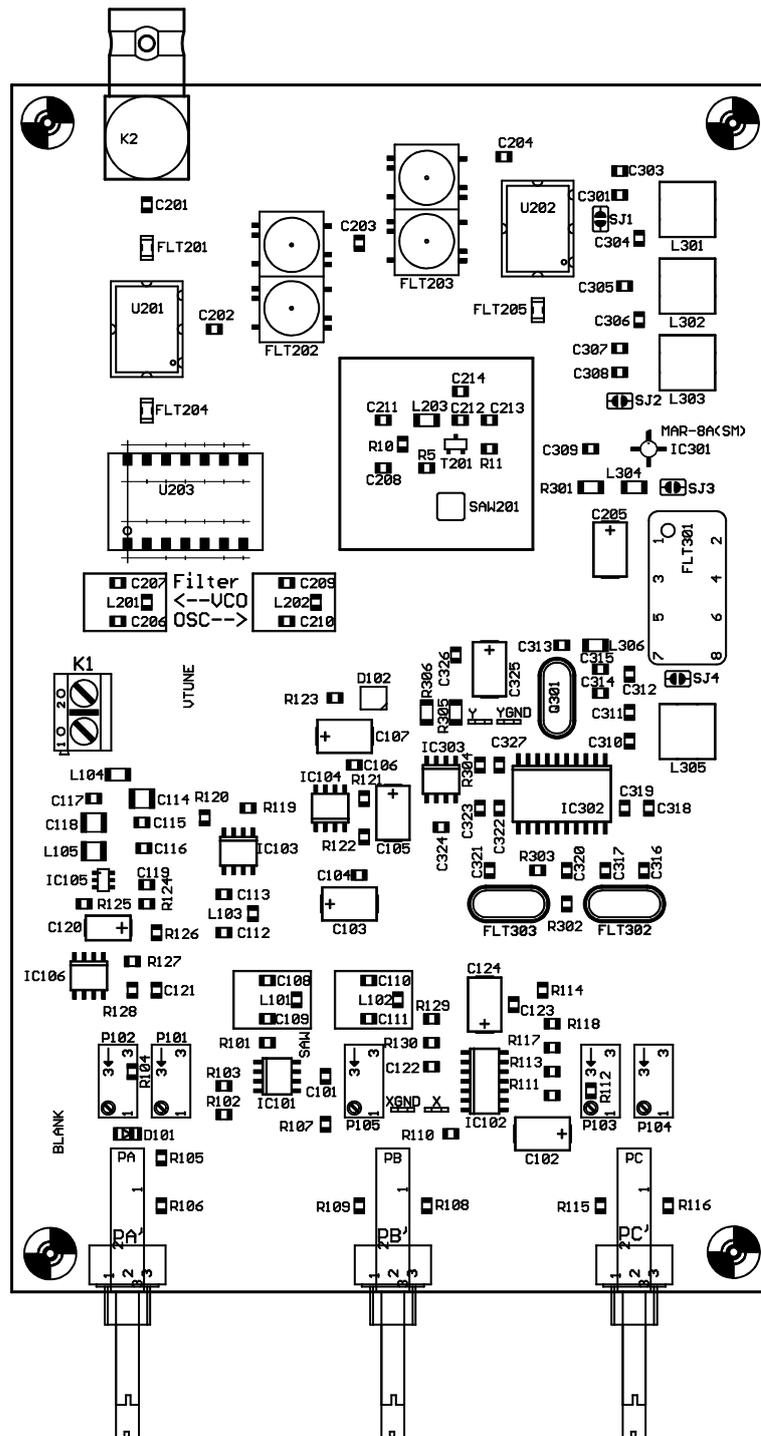
```
... \Platine\EAGLE_to_gerber.doc
```

Für die Schaltung des Spektrumanalysators kommen, wie in der HF-Technik üblich, möglichst SMD-Bauteile zum Einsatz. Nur wenige, unkritische Teile sind als Standardkomponenten verbaut. Bei der Erstellung des Layouts wurde darauf geachtet, dass die Teilbereiche HF-Teil, Detektor, Sägezahngenerator voneinander getrennt sind. Zur räumlichen Abgrenzung kommen noch Ausfräsungen auf der Platinenunterseite, die neben wenigen anderweitigen Verbindungen als einheitliche Massefläche dient. Die Trennung der Masseflächen zwischen den einzelnen Funktionsgruppen soll gegenseitiger Verkopplung und Störsignalen vorbeugen. Vor allem die Hochfrequenz-Oszillatoren können so wirksam entkoppelt werden. Die empfindliche Detektorschaltung um den SA605 von Philips erhält so auch eine eigene Bezugsfläche. Der Betriebsspannungs-Anschluss ist seitlich als Schraubverbindung ausgeführt. Die vom Benutzer einzustellenden Potentiometer befinden sich nebeneinander auf der Platinenvorderseite und sind für zwei unterschiedliche Typen ausgelegt. Der HF-Anschluss ist auf der nach hinten gewandten Seite der Platine zu finden. Somit ist

die Schaltung gut für den Einbau in ein passendes Gehäuse geeignet, welche für die standardisierten Europakarten des Formates 100x160mm erhältlich sind.







## Anhang F.

# Informationen über verwendete Bauteile

### F.1. Liste der verwendeten Bauteile

#### Widerstände

Anzahl	Wert	Bauform	Bezeichnung
4	0/Jumper		SJ1, SJ2, SJ3, SJ4
5	-/frei	0805	R104, R112, R120, R303, R306
8	0/Jumper	0805	R107, R108, R109, R115, R116, R119, R302, R305
1	47 $\Omega$	0805	R10
1	100 $\Omega$	0805	R113
1	120 $\Omega$	0805	R301
1	270 $\Omega$	0805	R122
1	330 $\Omega$	0805	R11
2	470 $\Omega$	0805	R123, R126
1	820 $\Omega$	0805	R121
9	10 k $\Omega$	0805	R105, R106, R110, R111, R117, R118, R125, R129, R130
5	15 k $\Omega$	0805	R101, R102, R103, R114, R128
1	22 k $\Omega$	0805	R5
1	100 k $\Omega$	0805	R304
1	120 k $\Omega$	0805	R127
1	180 k $\Omega$	0805	R124

Anzahl	Wert	Bauform	Bezeichnung
--------	------	---------	-------------

Tabelle F.1.: Widerstände

**Potentiometer**

Anzahl	Wert	Bauform	Bezeichnung	Hersteller (Bezugsquelle)
3	100 k $\Omega$	Typ 185	PA, PB, PC	(Bürklin ①)
3	100 k $\Omega$	Typ P41	PA', PB', PC'	(Bürklin ①)
1	500 $\Omega$	Typ 64Y	P101	(Bürklin ①)
1	5 k $\Omega$	Typ 64Y	P103	(Bürklin ①)
2	10 k $\Omega$	Typ 64Y	P102, P104	(Bürklin ①)
1	100 k $\Omega$	Typ 64Y	P105	(Bürklin ①)

Tabelle F.2.: Potentiometer

**Kondensatoren**

Anzahl	Wert	Bauform	Bezeichnung
3	1 pF	0805	C214, C304, C306
1	3,3 pF	0805	C212
1	6,8 pF	0805	C213
1	10(0) pF	0805	C211
2	22 pF	0805	C119, C314
1	33 pF	0805	C203, C317, C321
8	47 pF	0805	C301, C305, C307, C310, C315, C316, C317, C321
3	56 pF	0805	C301, C307, C310
3	220 pF	0805	C201, C202, C204
1	100 pF	0805	C208
2	390 pF	0805	C303, C308
1	470 pF	0805	C311
1	1 nF	0805	C313
1	10 nF	0805	C116
28	100 nF	0805	C101, C104, C106, C108, C109, C110, C111, C112, C113, C115, C117, C121, C122, C123, C206, C207, C209, C210, C309, C312, C318, C319, C320, C322, C323, C324, C326, C327
2	1 $\mu$ F/25 V	1210	C118, C114

Anzahl	Wert	Bauform	Bezeichnung
1	0.47 $\mu\text{F}/50\text{ V}$	6032	C120
6	10 $\mu\text{F}/25\text{ V}$	7343	C103, C105, C107, C124, C205, C325
1	100 $\mu\text{F}/25\text{ V}$	7343	C102

Tabelle F.3.: Kondensatoren

### Induktivitäten

Anzahl	Wert	Bauform	Bezeichnung	Hersteller (Bezugsquelle)
5	BLM11A	0805	L101, L102, L103, L201, L202	
1	22 nH	1206	L203	Stelco (Bürklin ①)
1	2, 2 $\mu\text{H}$	1206	L304	Stelco (Bürklin ①)
1	2, 7 $\mu\text{H}$	1206	L306	Stelco (Bürklin ①)
1	18 $\mu\text{H}$	1206	L104	Stelco (Bürklin ①)
1	47 $\mu\text{H}$	3225	L105	
4	330 nH	7.1 S(2-4)	L301, L302, L303, L305	Neosid (Andy's Funkladen ②)

Tabelle F.4.: Induktivitäten

### Schwingelemente

Anzahl	Wert	Bauform	Bezeichnung	Hersteller (Bezugsquelle)
1	27 MHz	HC49/U	Q301	(Bürklin ①)
1	RO2101D <sup>1</sup>	SM3838-6	SAW201	RFM (Acal ③)
2	10, 7 MHz	HC49/U	FLT302, FLT303	(Reichelt ④)

Tabelle F.5.: Schwingelemente

### Integrierte Schaltungen

Anzahl	Wert	Bauform	Bezeichnung	Hersteller (Bezugsquelle)
1	PLP-90	A01	FLT301	Minicircuits (IE ⑤)
2	LFCN-490	FV1206	FLT201, FLT205	Minicircuits (IE ⑤)
1	LFCN-1000	FV1206	FLT204	Minicircuits (IE ⑤)
2	SYM-2	TTT166	U201, U202	Minicircuits (IE ⑤)

<sup>1</sup>433, 92 MHz

Anzahl	Wert	Bauform	Bezeichnung	Hersteller (Bezugsquelle)
1	JTOS-1000W	BK377	U203	Minicircuits (IE ⑤)
2	470 MHz	SMH82	FLT202, FLT203	Neosid (Bürklin ①)

Tabelle F.6.: Integrierte Schaltungen

**Halbleiter**

Anzahl	Wert	Bauform	Bezeichnung	Hersteller (Bezugsquelle)
1	1N4148	D-SOD80	D101	
1	LED	PLCC2	D102	
1	BFR35AP	SOT23	T201	(Bürklin ①)
1	LT3461	TSOT-23	IC105	
1	LM2904D	SO8	IC101	(Bürklin ①)
1	TL431CD	SO8	IC106	(Bürklin ①)
2	TL082CD	SO8	IC103, IC303	(Bürklin ①)
1	TL084	SO8	IC102	(Bürklin ①)
1	LM317LM	SO8	IC104	(Bürklin ①)
1	MAR-8ASM	WW107	IC301	Minicircuits (IE ⑤)
1	SA605D	SOT163-1	IC302	Analog Devices

Tabelle F.7.: Halbleiter

**Sonstiges**

Anzahl	Wert	Bauform	Bezeichnung	Hersteller (Bezugsquelle)
1	BNC	-	K2	(Bürklin ①)

Tabelle F.8.: Sonstiges

## F.2. Bezugsquellen und Bestelllisten

- ① Bürklin OHG München  
 Schillerstr. 41 / Postfach  
 80336 München  
 Internet: [www.buerklin.com](http://www.buerklin.com)  
 Telefon: (089) 558 75-0

Anzahl	Best.-Nr.	Artikelbezeichnung	Einzel	Gesamt
3	65 E 2372	Cermet-Trimmer Typ P41, 100 k $\Omega$	1,82 €	5,46 €
3	64 E 2312	Cermet-Trimmer Typ 185, 100 k $\Omega$	1,41 €	4,23 €
1	64 E 8130	Cermet-Trimmer Typ 64Y, 500 $\Omega$	1,28 €	1,28 €
1	64 E 8136	Cermet-Trimmer Typ 64Y, 5 k $\Omega$	1,28 €	2,56 €
2	64 E 8138	Cermet-Trimmer Typ 64Y, 10 k $\Omega$	1,28 €	1,28 €
1	64 E 8146	Cermet-Trimmer Typ 64Y, 100 k $\Omega$	1,28 €	1,28 €
1	76 D 402	SMD-Drossel Typ Stelco, 22 nH	0,33 €	0,33 €
1	76 D 454	SMD-Drossel Typ Stelco, 2, 2 $\mu$ H	0,33 €	0,33 €
1	76 D 456	SMD-Drossel Typ Stelco, 2, 7 $\mu$ H	0,33 €	0,33 €
1	76 D 476	SMD-Drossel Typ Stelco, 18 $\mu$ H	0,37 €	0,37 €
2	78 D 8582	Neosid-Filter SM-H 82, 470MHz	6,80 €	13,60 €
1	78 D 356	Quarz Typ HC-49/U27, 27 MHz	0,42 €	0,42 €
1	16 S 9100	Transistor BFR 35 AP	0,38 €	0,38 €
1	41 S 5865	Integrierte Schaltung LM 2904 D	0,29 €	0,29 €
1	49 S 6740	Integrierte Schaltung TL 431 CD	0,21 €	0,21 €
2	49 S 5790	Integrierte Schaltung TL 082 CD	0,36 €	0,82 €
1	49 S 5890	Integrierte Schaltung TL 084 CD	0,45 €	0,45 €
1	41 S 2440	Integrierte Schaltung LM 317 LM	0,35 €	0,35 €
1	78 F 2473	BNC-Buchse Typ A1948, 50 $\Omega$	4,27 €	4,27 €
Gesamtpreis zzgl. Versandkosten				38,14 €

Tabelle F.9.: Bestellliste Bürklin

- ② Andy's Funkladen  
 Admiralstraße 117+119  
 28215 Bremen  
 Internet: [www.andyfunk.com](http://www.andyfunk.com)  
 Telefon: (0421) 353 060

Anzahl	Best.-Nr.	Artikelbezeichnung	Katalog	Einzel	Gesamt
4	-	Neosid 5049		1,94 €	7,76 €
		Porto und Verpackung			5,00 €
		Gesamtkosten			12,76 €

Tabelle F.10.: Bestellliste Andy's Funkladen

- ③ Acal GmbH  
 Bajuwarenring 1  
 82041 Oberhaching  
 Internet: [www.acal.de](http://www.acal.de)  
 Telefon: (089) 630 220 0

Eine Nachfrage ergab die Möglichkeit einer Musterbestellung (10 Stück) des ansonsten schwer beschaffbaren 433,92 MHz-SAW-Resonators RO 2101 D der Herstellerfirma RF Monolithics, Inc. (Internet: [www.rfm.com](http://www.rfm.com))  
 Ansprechpartner: Herr Holger Brandt  
 Alternativ dazu können direkt bei der Firma EPCOS ([www.epcos.de](http://www.epcos.de) ... Produktkatalog ... Oberflächenwellen-Komponenten) vergleichbare 1-Port-Resonatoren (R 806, R 820, R 880, R 900, R 980) in Mustermengen bezogen werden ([www.epcos.de](http://www.epcos.de) ... Produkt-Anfrage/Musterbestellung)  
 Die Modelle der Firma Epcos wurden nicht getestet. Somit sind eventuell erforderliche Modifikationen in der Schaltung des Spektrumanalysators nicht auszuschließen.

- ④ Reichelt Elektronik e.Kfr.  
 Elektronikring 1  
 26452 Sande  
 Internet: [www.reichelt.de](http://www.reichelt.de)  
 Telefon: (04422) 955 333

Anzahl	Best.-Nr.	Artikelbezeichnung	Einzel	Gesamt
2	SFE 10,7MA	Keramik-ZF-Filter 280 kHz	0,54 €	1,08 €
2	SFE 10,7M2	Keramik-ZF-Filter 230 kHz	0,69 €	1,38 €
2	SFE 10,7M3	Keramik-ZF-Filter 180 kHz	0,82 €	1,64 €
2	SFE 10,7MJ	Keramik-ZF-Filter 150 kHz	0,82 €	1,64 €
Gesamtpreis zzgl. Versandkosten				5,74 €

Tabelle F.11.: Bestellliste Reichelt

- ⑤ IE - Industrial Electronics GmbH  
 Hauptstrasse 71-79  
 65760 Eschborn  
 Internet: [www.industrialelectronics.de](http://www.industrialelectronics.de)  
 Telefon: (06196) 927 900

Anzahl	Best.-Nr.	Artikelbezeichnung	Katalog	Einzel*	Gesamt*
1		Minicircuits PLP-90		1,12 \$	1,12 \$
2		Minicircuits LFCN-490		2,99 \$	5,98 \$
1		Minicircuits LFCN-1000		1,99 \$	1,99 \$
2		Minicircuits SYM-2		11,95 \$	23,90 \$
1		Minicircuits JTOS-1000W		21,95 \$	21,95 \$
Gesamtpreis zzgl. Versandkosten					54,94 \$
* unverbindliche Preise aus dem aktuellen Minicircuits-Katalog es gelten die allgemein gültigen Umrechnungskurse US\$ — €					

Tabelle F.12.: Bestellliste Industrial Electronics

---

## Anhang G.

### Literaturverzeichnis

- [1] CHRISTOPH RAUSCHER (VOLKER JANSSEN, Roland M.: *Grundlagen der Spektrumanalyse*. 1. Auflage. Mühldorfstraße 15, 81671 München : Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, 2000. – <http://www.ate.uni-duisburg.de/Rohde&Schwarz%20Spektrumanalyse/Spektrumanalyse.pdf> 2.1, 2.4, 2.4, 3.3.1, 3.3.2, 3.3.6, 3.3.7
- [2] STÖCKER, Horst: *Taschenbuch mathematischer Formeln und moderner Verfahren*. 4., korrigierte Aufl. Thun und Frankfurt am Main : Verlag Harri Deutsch, 1999. – ISBN 3-8171-1572-5 2.2
- [3] PAPULA, Lothar: *Mathematische Formelsammlung*. 6., durchgesehene Auflage 2000. Braunschweig/Wiesbaden : Friedr. Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft mbH, 2000. – ISBN 3-528-54442-2 2.3
- [4] MEINKE, H. ; GRUNDLACH, F. W. ; LANGE, K. (Hrsg.) ; LÖCHERER, K.-H. (Hrsg.): *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. 5., überarb. Auflage. Berlin, Heidelberg : Springer-Verlag, 1992. – ISBN 3-540-54717-7 2.3, 2.4, 2.3, 2.4, 6, A, A
- [5] Mini-Circuits: *How to select a mixer*. September 1999. – <http://www.minicircuits.com/appnote/mixer1-5a.pdf> 3.3.1, 4.3
- [6] Mini-Circuits: *Ceramic Lowpass Filters, DC to 6700 MHz (LFCN models)*. September 1999. – <http://www.minicircuits.com/dg03-197A.pdf> 3.3.3
- [7] Mini-Circuits: *Monolithic Amplifiers, Broadband DC to 6 GHz (MAR, MAV, RAM, VAM)*. – <http://www.minicircuits.com/dg03-170.pdf> 3.3.4

- 
- [8] Philips Semiconductors: *Application Note AN1994, Reviewing key areas when designing with the SA605*. November 1997. – <http://www.semiconductors.philips.com/acrobat/applicationnotes/AN1994.pdf> 3.3.5, 3.3.6, 3.3.7
- [9] NEUBIG, Bernd ; BRIESE, Wolfgang: *Das Grosse Quarkochbuch*. unbekannte Auflage, da leider ausverkauft. Feldkirchen : Franzis-Verlag, 1997. – <http://www.qsl.net/dk1ag/buch.html>. – ISBN 3-7723-5853-5 3.3.5
- [10] Philips Semiconductor: *Data Sheet SA605, High performance low power mixer FM IF system*. November 1997. – <http://www.semiconductors.philips.com/acrobat/datasheets/SA605.pdf> 3.3.7, 5
- [11] TIETZE, Ulrich ; SCHENK, Christoph: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 11., neubearb. Auflage. Berlin, Heidelberg : Springer-Verlag, 1999. – ISBN 3-540-64192-0 3.4.1
- [12] Deutsche Philips GmbH, Abt. Technische Spielwaren: *Anleitungsbuch zu den Elektronik-Experimentierkästen EE 1007 EE 1008*. 1973. – <http://ee.old.no/library/EE1007-de.pdf> 3.4.2, D
- [13] Mini-Circuits: *Frequency Mixers, Level 7, 150 kHz to 7 GHz*. – <http://www.minicircuits.com/dg03-88.pdf> 1
- [14] UELI ESCHMANN, HB9CEJ: Der Entwurf von Bandpassfiltern. In: *UKW-Berichte 4/97* (1997), April, S. 223 – 236 A, A
- [15] GLAS, Alexander: *Principles of SAWR-stabilized oscillators and transmitters. App: Note #1*. Bayerwaldstraße 11, 81737 München, Tel:+49 89 627-06100: Siemens Matsushita Components, Oktober 1998. – [http://www.epcos.de/inf/40/ap/notes/app\\_note\\_1.pdf](http://www.epcos.de/inf/40/ap/notes/app_note_1.pdf) C