

# Selbstgebauter Messsignaloszillator im Gigahertzbereich



Wettbewerb „Jugend Forscht“ 2013

**Lucas Jürgens (17)**

**Simon Haase (15)**

Arbeitsgemeinschaft „Jugend Forscht“  
des Christian-Gymnasiums Hermannsburg  
Leitung: StD Thomas Biedermann

# Inhaltsverzeichnis

<b>1 Grundlagen und Allgemeines</b>	<b>1</b>
1.1 Problemstellung und Zielsetzung	1
1.2 Hochfrequenztechnik	1
1.2.1 Einheit Dezibel	1
1.2.2 Signalleitung	2
1.2.3 Signalcharakterisierung	3
1.2.4 Filter, Abschwächer und Verstärker	3
1.3 Spannungsgesteuerter Oszillator	4
1.3.1 Funktionsweise	4
1.3.2 Kenndaten	5
1.4 Leistungsmessbaustein	5
1.4.1 Funktionsweise	5
<b>2 Hardware</b>	<b>6</b>
2.1 Spannungsversorgung VCO	6
2.2 Digitalelektronik	7
<b>3 Software</b>	<b>7</b>
3.1 Mikrocontroller	8
3.1.1 Programmstruktur	8
3.1.2 Zuordnung der Steuerspannung zur Frequenz	9
3.2 PC-Software	9
<b>4 Praxis</b>	<b>11</b>
4.1 Anwendungs-Messungen	11
4.1.1 Verschiedene Filter	11
4.2 Messgenauigkeit	13
4.2.1 VCO-Frequenz	13
4.2.2 Leistungsmessung	14
4.2.3 VCO Kennlinie	14
<b>5 Ausblick</b>	<b>14</b>
<b>6 Quellen, Literatur, Werkzeuge</b>	<b>15</b>
<b>7 Danksagung</b>	<b>15</b>

# 1 Grundlagen und Allgemeines

## 1.1 Problemstellung und Zielsetzung

Dieses Projekt entsteht im Rahmen einer Radioastronomie-AG, welche sich als langfristiges Ziel gesetzt hat, ein Radioteleskop für radioastronomische Beobachtungen zu Planen und zu Konstruieren. Es handelt sich dabei um ein sehr großes und interdisziplinäres Projekt, welches unter Anderem die Entwicklung einer Hochfrequenzempfangseinheit zum Empfang extraterrestrischer Signale beinhaltet. Es handelt sich hier hauptsächlich um Signale mit einer Frequenz im von 1 bis 3 GHz.

Als Grundstein für die Entwicklung soll mit diesem Projekt ein genauer Messsignaloszillator entwickelt werden, welcher definierte Signale im Hochfrequenzbereich generiert.

Da Hochfrequenzschaltungen aufgrund physikalischer Gegebenheiten, welche im nächsten Kapitel näher erläutert werden, nicht ohne Weiteres im privaten Rahmen entwickelt werden können, sollen für den Hochfrequenzteil fertige Schaltungsbausteine der Firma „Mini-Circuits“ verwendet werden. Kernstücke sind hier ein spannungsgesteuerter Oszillator, welcher das Messsignal generiert und ein „Power-Meter“, welcher die Leistung eines hochfrequenten Signals ermitteln kann. Beide Module werden mithilfe eines Mikrocontrollers und einer Benutzerschnittstelle angesteuert. Mithilfe des Power-Meters sollen neben der Generierung von Messsignalen auch frequenzspezifische Daten über zu prüfende Schaltungen gewonnen werden. Mithilfe einer PC-Schnittstelle können diese Messdaten gespeichert und weiter ausgewertet werden.

Der Apparat ist als Rackeinschub konstruiert, um mit anderer Elektronik wie der Empfangseinheit zu einem Gesamtgerät kombiniert werden zu können.

## 1.2 Hochfrequenztechnik

Die Hochfrequenztechnik beschäftigt sich als Teilgebiet der Elektrotechnik mit hochfrequenten analogen Signalen, von welchen ab einer Frequenz von etwa 3 MHz gesprochen werden kann.

Im Gegensatz zur Digitalelektronik, mit der wir uns in ehemaligen Projekten überwiegend beschäftigt haben, weisen Hochfrequenzsignale (HF-Signale) zusätzliche Eigenheiten auf und müssen auf andere Weise verarbeitet werden. So ergeben sich bei sehr hohen Frequenzen und einer Ausbreitungsgeschwindigkeit von nahezu Lichtgeschwindigkeit in den Signalleitungen relativ kurze Wellenlängen, die bereits im Maßstab der Arbeitsumgebung liegen. Während beispielsweise die Frequenz der Netzspannung mit 50 Hz einer Wellenlänge von ca. 6000 km entspricht, liegt die Wellenlänge eines 1 GHz Signals im Bereich von 30 cm. Hierdurch nehmen Effekte wie Reflexion von Wellen an Leitungsenden und Beeinflussung des Signalausbreitungsverhaltens durch Fehlanpassungen eine nicht zu vernachlässigende Rolle ein.

HF-Signale können mit geeigneten Antennen, deren Dimensionen im Bereich der Wellenlänge liegen, abgestrahlt werden, sodass sie sich im Raum in Form von elektromagnetischen Wellen ausbreiten. Anschließend können sie mit entsprechenden Antennen mit deutlich geringerer Energie wieder empfangen und weiterverarbeitet werden.

Im Folgenden sollen grundsätzliche Aspekte kurz erläutert werden.

### 1.2.1 Einheit Dezibel

Während in der Digitalelektronik hauptsächlich lineare Einheiten benutzt werden, hat man in der HF-Technik das Maß Dezibel als logarithmisches Maß eingeführt. Diese Einheit erleichtert es Werte welche sich über mehrere Zehnerpotenzen unterscheiden, sinnvoll zu vergleichen. Dies ist vorallem in der HF-Technik und Radioastronomie notwendig, da sowohl sehr schwache Signale, wie zum Beispiel bei Empfang mit Antennen, als auch sehr starke Signale, wie beim Senden über Antennen, behandelt werden. Außerdem hat man es mit großen Verstärkungen zu tun, die mit dem Dezibel-Maß recht einfach verrechnet werden können.

Die Einheit Dezibel (dB) beschreibt dabei Verhältnisse von Energiegrößen über den dekadischen Logarithmus und ist über folgende Gleichung definiert:

$$[dB] = 10 \cdot \log \frac{P_2}{P_1}$$

P1 beschreibt hierbei die eine, P2 die andere Vergleichsgröße.

Eine Verzehnfachung der Größe P1 gegenüber P2 resultiert so in einer Erhöhung des logarithmischen Maßes um 10.

Beträgt P1 beispielsweise 1.000 und P2 100.000, so ist das Verhältnis von P1 zu P2 100 und beträgt logarithmisch ausgedrückt somit 20 dB:

$$10 \cdot \log \frac{100.000}{1.000} = 10 \cdot \log 100 = 10 \cdot 2 = 20 \text{ dB}$$

Vertauscht man die Größen für P1 und P2 erhält man ein Verhältnis von 0,01 bzw. -20 dB.

Ein Verhältnis von 0 dB würde einem Verhältnis von 1 entsprechen. Ein weiterer wichtiger Sonderfall ist ein Verhältnis von 3 dB, was einem Verhältnis von 2, also eine Verdopplung der Größe P2 gegenüber P1 entsprechen würde.

Auf diese Weise kann zum Beispiel die Verstärkung eines Verstärkers bequem angegeben werden. Hat das Ausgangssignal eine 1.000.000-fach höhere Leistung als das Eingangssignal beträgt die Verstärkung 60 dB. Ist die Leistung 1.000.000-fach geringer, handelt es sich um ein Dämpfungsglied mit einer Dämpfung von -60 dB.

Die Einheit kann nicht nur Leistungsunterschiede beschreiben, sondern per Festlegung der einen Größe als festen Wert auch absolute Leistungswerte. Beliebt ist hier der Bezug auf 1 mW, wobei die Einheit dann auf dBm ergänzt wird. Hat ein Signal einen Pegel von 1 mW sind dies 0 dBm, bei 1000 mW 30 dBm, 0,001 mW -30dBm oder bei 2 mW 3 dBm usw..

Ein Vorteil bei Verwendung der Einheit ist, dass bei Verstärkung oder Dämpfung eines Pegels die Werte nicht multipliziert bzw. dividiert, sondern addiert bzw. subtrahiert werden können, was die vorallem die grobe Abschätzung von HF-Schaltungen ungemein erleichtert.

Durchläuft ein Messsignal mit einem Pegel von 9 dBm über eine Leitung mit 1 dB Dämpfung einen Verstärker mit 50 dB Verstärkung hat das Signal einen neuen Pegel von 58 dBm.

Nachteil der Einheit ist wiederum, dass überlagerte Pegel nicht einfach addiert werden können. Hier muss vorher wieder auf die lineare Einheit umgerechnet werden.

Bei der Einheit dBm kann es leicht zu Verwechslungen kommen, da sie sowohl als Angabe eines Pegels in Bezug auf 1 mW als auch auf 1 mV stehen kann.

## 1.2.2 Signalleitung

HF-Signale können nicht sinnvoll wie in der Niederfrequenztechnik üblich über einzelne Drahtleitungen geleitet werden, sondern nur über speziellere Kabel wie Koaxialkabel oder Semi-Rigid Leitungen. Diese besitzen einen Innenleiter, welcher von einem Isolierendem Dielektrikum umgeben ist, dem eine Abschirmung folgt. Der Innenleiter überträgt hierbei die Signalspannung, während der Außenleiter das Referenzpotential, also Masse, führt. Es handelt sich um eine asymmetrische Übertragung.

Diese Leitungen sind neben der Dämpfung durch Angaben wie dem Wellenwiderstand charakterisiert. Der Wellenwiderstand beschreibt das Verhältnis zwischen Strom und Spannung einer Welle innerhalb der Leitung und beträgt im verwendeten System 50 Ω. Offene Leitungsenden müssen mit einem Widerstand gleicher Größe abgeschlossen werden und alle anderen HF-Module müssen den selben Wellenwiderstand besitzen. Alles andere bedeutet eine Leistungsfehlanpassung, was zu unerwünschten Reflexionen der Welle an den Leitungsenden und zu stehenden Wellen in der Leitung führt. Das Ausmaß der stehenden Wellen wird mit dem VSWR (Voltage Standing Wave Ratio – Spannungs Stehwellenverhältnis) angegeben. Dadurch wird zum Einen nicht die komplette Leistung übertragen und zum Anderen können vorausgehende Schaltungen in der Funktion beeinträchtigt werden.

Die Leitungen und Module werden im verwendeten System mit sogenannten SMA-Verbindern möglichst verlustfrei verbunden.

Die Dämpfung einer Koaxialleitung entspricht üblicherweise ca. 0,5 dB pro Meter.

Eine dichte Abschirmung aller HF-Schaltkreise ist entscheidend, da diese aufgrund der hohen Frequenzen sonst in andere Systeme einstrahlen würden. Eine Abschirmung verhindert die Ausbreitung des Signals als elektromagnetische Welle im Raum.



Abb. 1: Semi-Rigid-Leitungen und Bandpassfilter mit SMA-Stecker und Buchse

### 1.2.3 Signalcharakterisierung

In der Entwicklung von HF-Schaltungen werden Signale nicht wie in der Digitalelektronik üblich zeitbasiert gemessen. Vielmehr erfasst man statt der Signalamplitude in Abhängigkeit von der Zeit die Signalamplitude in Abhängigkeit von der Frequenz.

Prinzipiell setzt sich ein Signal aus vielen Frequenzen unterschiedlicher Amplitude zusammen. Jedes Signal lässt sich so aus vielen Sinus-Funktionen verschiedener Frequenz und Phase zusammensetzen (Fourier-Reihe). Würde man auf einem normalen Oszilloskop ein Signal beobachten, welches sich aus einer Sinus-Schwingung mit einer Frequenz aus 1 GHz und einer Schwingung von 1,1 GHz 1000-fach kleinerer Amplitude zusammensetzt, würde man ausschließlich erstere Schwingung erkennen und wäre somit zur genaueren Analyse des Signals unbrauchbar.

Bei einer frequenzbasierten Beobachtung des Signals und einer logarithmisch skalierten y-Achse für die Amplitude ließe sich auch der andere Anteil problemlos quantifizieren. Dieser würde im Beispiel um 30 dB tiefer liegen.

Mithilfe eines solchen Frequenzspektrums lassen sich dann weitere Aussagen über das Signal, wie zum Beispiel das Rausch-Signal-Verhältnis oder Phasenrauschen, was einer Verbreiterung des Signalpeaks entspricht, treffen.

### 1.2.4 Filter, Abschwächer und Verstärker

Zur Entwicklung von HF-Verarbeitungssystemen stehen grundsätzliche analoge Schaltungen wie Filter, Dämpfungsglieder und Verstärker zur Verfügung. Im Folgenden soll die grundsätzliche Funktionsweise der Komponenten grob erläutert werden.

#### Filter

Einfache Filter lassen sich aus drei Hauptkomponenten, Widerständen, Kondensatoren und Spulen schalten. Kondensatoren wirken bei Gleichspannung als ein unendlicher Widerstand, bei Wechselspannungen mit unendlich hoher Frequenz wie ein Kurzschluss. Spulen verhalten sich genau umgekehrt. Die Kapazität bei Kondensatoren bzw. die Induktivität bei Spulen bestimmen dabei diesen von der Frequenz abhängigen „komplexen“ Widerstand.

Schaltet man wie in nebenstehender Abbildung zu erkennen einen Widerstand mit einem Kondensator zusammen, ergibt sich ein einfacher Tiefpassfilter. Für Signale niedriger Frequenz am Eingang E stellt der Kondensator einen großen Widerstand dar und das Signal lässt sich nahezu unverändert am Ausgang A abnehmen. Für Signale hoher Frequenz nimmt der Kondensator einen hohen Scheinwiderstand an und fließt über diesen ab. Die Leistung geht im Widerstand verloren. Würde man den Kondensator wie in der Schaltung darunter anschließen, ergibt sich ein Hochpassfilter und kann nach analogen Betrachtungen des komplexen Widerstandes beschrieben werden.

Filter ähnlicher Eigenschaften lassen sich mit einer Spule anstatt des Kondensators erreichen. Durch Hintereinanderschalten von mehreren Hoch- bzw. Tiefpassfiltern ergeben sich Filter höherer Ordnung, welche einen steileren Frequenzgang bei der Grenzfrequenz aufweisen. Schaltet man wiederum Hoch- mit Tiefpassfilter in Reihe, so erhält man einen Bandpassfilter, welche nur einen bestimmten Bereich des Frequenzspektrums passieren lassen.

Filter werden charakterisiert über die jeweiligen Grenzfrequenzen mit den dazugehörigen Dämpfungen in dB.

#### Abschwächer

Während die oben besprochenen Filter frequenzabhängige Elemente, die bestimmte Frequenzbereiche eines Signals abschwächen, dämpfen Abschwächer, auch Dämpfungsglieder genannt, das Signal idealerweise bei allen Frequenzen gleichmäßig ab. Bei niederfrequenten Signalen, zum Beispiel in der Audiotechnik, eignen sich einfache Spannungsteiler um die Leistung des Eingangssignals zu reduzieren. Bei hohen Frequenzen beginnen sich allerdings schon die Zuleitungen als Induktivität und Kondensator auszuwirken, weshalb es einer Impedanzanpassung bedarf, damit die Eingangs- und Ausgangsimpedanz den jeweiligen Wellenimpedanzen der Kabelleitungen entsprechen.

Die Dämpfung wird wie bei den Filtern in dB angegeben und werden oft benötigt um hohe Pegel mit empfindlichen Messgeräten zu messen.

Es gibt sogenannte Dämpfungsuhren, welche durch Drehen ein Einstellen der Dämpfung ermöglichen. Sie eignen sich gut zum Kalibrieren von Leistungsmessgeräten.

#### Verstärker

Verstärker erhöhen die Leistung eines Eingangssignals. Mathematisch gesehen bedeuten sie eine Multiplikation des des Signals mit einem festen Wert. Verstärkerschaltungen können auch in der HF-Technik mit einfachen Transistor-Schaltun-



Abb. 2: Bild eines modularen Bandpassfilters der Marke Mini-Circuits

gen realisiert werden. Ihre Verstärkung wird in dB angegeben und weißt meist einen Frequenzgang auf. Verstärker mit besonders niedrigem Eigenrauschen werden als LNA bezeichnet (Low Noise Amplifier).

### 1.2.5 Messtechnik

Um HF-Signale auszumessen bedarf es spezieller Messtechnik, mit deren Hilfe der Messsignalgenerator kalibriert und abschließend charakterisiert werden kann. Durch Sponsoren und Leihgaben verfügt unsere AG über geeignetes Mess-equipment.

#### AARONIA Spektran

Bei diesem Gerät handelt es sich um einen Spektrumanalysator für HF-Signale. Die Arbeitsweise ist nicht genau offengelegt, aber das Frequenzspektrum eines Signals wird mithilfe intelligenter Software und einem Zusammenspiel aus Signalmischern und Bandpassfilter erreicht. Ein großer Teil der Signalverarbeitung wird softwaremäßig abgewickelt. Das Gerät muss zum Betrieb mit einem Computer verbunden werden. Eine beiliegende Software bietet einen großen Funktionsumfang, welche die Erfassung vieler Messparameter ermöglicht.

#### Infiniium 54845A

Bei diesem Messgerät handelt es sich um ein Oszilloskop mit 4 Kanälen und Abtastrate von bis zu 8 GSa/s. Wie jedes Oszilloskop zeichnet es ein Signal zeitbasiert auf, allerdings verfügt es über eine FFT-Funktion. Die FFT (Schnelle Fourier Transformation) ist ein Algorithmus, der ein zeitbasiertes in ein frequenzbasiertes Signal transformiert und liefert somit auch ein Amplitudenfrequenzspektrum. Die Frequenzauflösung und maximal erfassbare Frequenz ist dabei festgelegt durch die Abtastrate und die Kapazität an Messpunkten die gespeichert werden können. Ein Leistungsdichtespektrum wird im Oszilloskop über das Amplitudenspektrum berechnet unter der Berücksichtigung, dass eine 50  $\Omega$  Kopplung eingestellt ist.



Abb. 3: Spektrum-Analyzer „Spektran“

## 1.3 Spannungsgesteuerter Oszillator

Zur Erzeugung des Messsignals wird ein Spannungsgesteuerter Oszillator (Voltage Controlled Oscillator – VCO) der Firma Mini-Circuits verwendet. Es handelt sich um den Typ „ZX 95-1600W-S +“ mit einem angegebenen Frequenzbereich von 800 – 1600 MHz. Dieser kommt in einem HF-Dichten Gehäuse und besitzt einen HF-Ausgang sowie Anschlüsse für Versorgungsspannung und Steuerspannung, über welche sich die Frequenz des VCO einstellen lässt.



Abb. 4: VCO von Mini-Circuits

### 1.3.1 Funktionsweise

Schaltet man einen Kondensator und eine Spule parallel, so erhält man ein Schwingkreis. Lädt man den Kondensator von außen auf eine Spannung, entlädt sich dieser anschließend über die Spule. Der steigende Stromfluss führt zu einem magnetischem Feld innerhalb der Spule, in dem nun die Energie, die vorher im Kondensator war, gespeichert ist. Ist der Kondensator vollständig entladen hat der Betrag des magnetischen Feldes sein Maximum erreicht und führt nun zu einer Induktionsspannung, die den Kondensator mit entgegengesetzter Polarität wieder auflädt. Der Prozess kann dann wieder in selber Weise ablaufen, sodass eine Schwingung entsteht. Die Frequenz dieser wird durch die Induktivität der Spule und Kapazität des Kondensators bestimmt. Durch den Widerstand der Leitungen würde die Schwingung allerdings sofort gedämpft werden, weshalb man einen Teil der Schwingung auskoppelt und über einen Verstärker wieder zuführt, wodurch am Kondensator dann eine kontinuierliche Wechsellspannung abgenommen werden kann. Um jetzt die Frequenz dieses Oszillators zu beeinflussen, wird meist eine Kapazitätsdiode eingesetzt. Durch Ändern einer in Sperrrichtung angelegten Gleichspannung, der Steuerspannung, kann die Breite der sich so ausbildenden Sperrschicht in der Diode, und somit die Kapazität dieser eingestellt werden, wodurch die Frequenz des Schwingkreise präzise eingestellt werden kann.

## 1.3.2 Kenndaten

VCOs müssen neben dem einstellbaren Frequenzbereich auch mit anderen Kenndaten beschreiben werden.

### Steuerspannung

Der verwendete VCO wird mit einer Steuerspannung von 0.5 – 24 V betrieben. Frequenz und Steuerspannung stehen dabei nicht ganz in linearer Abhängigkeit, weshalb zum korrekten Einstellen einer Frequenz spezifische Stützpunkte aus den Datenblatt verwendet werden müssen. Leider mussten wir feststellen, dass diese bei unserem VCO um bis zu einem Volt abweichen, weshalb eine neue Kalibrationskurve ausgemessen werden musste (siehe Praxis.Kenndaten VCO).

Eine Änderung der Spannung um 1 V resultiert in einer Frequenzänderung von durchschnittlich 50 Mhz, was mit der „Tuning Sensitivity“ angegeben ist.

### Ausgangsleistung

Die Ausgangsleistung von VCOs ist meist von der Steuerspannung und somit der eingestellten Frequenz abhängig. Dies hat die Ursache, dass die Beschaltung von Schwingkreisen schlecht auf mehrere Frequenzen gleich gut abgestimmt werden kann und physikalisch festgelegt sind. Der von uns verwendete VCO hat laut Datenblatt im Bereich der Steuerspannung von 0-12 V eine Ausgangsleistung von ca. 11 dB, welche im weiteren Verlauf absinkt und bei maximaler Steuerspannung von 24V

### Versorgungsspannung

Auch die Versorgungsspannung hat einen Einfluss auf die Schwingfrequenz, welcher allerdings deutlich geringerer als der der Steuerspannung ist. Er wird mit dem „Frequency Pushing“ im Datenblatt beschrieben und beträgt je nach Frequenz bis zu 0.3 Mhz/V. Da die Steuerspannung meist nicht Spannungsstabiler als die Versorgungsspannung ist, muss dieser Aspekt weniger berücksichtigt werden.

### Ausgangsimpedanz

Einen stärkeren Einfluss hat die Impedanz der nachfolgenden HF-Schaltung. Dieser wird im Datenblatt mit dem „Frequency Pulling“ angegeben und beschreibt die Frequenzänderung durch eine nicht-ideale Last mit einer Rückflussdämpfung von 12 dB in MHz. Eine Rückflussdämpfung (auch return-loss) meint hier die durch die Leistungsfehlanpassung der nicht-idealen Last entstehenden Reflexion des Signals. Das „Frequency Pulling“ ist abhängig von der Frequenz und beträgt maximal 15 Mhz.

### Ausgangssignal

Das Ausgangssignal besteht nur im Idealfall aus der Grundschiwingung des VCO, in der Realität lassen sich auch harmonische Schwingungen im Frequenzspektrum finden. Die Leistung der Harmonischen ist in dBc (dB – Carrier) angegeben und beschreibt den Leistungsunterschied in Bezug auf die Grundschiwingung. Diese beträgt beim eingesetzten VCO bis zu -15 dBc und würde bei einer Ausgangsleistung von 9 dBm -6 dBm.

Genauso sind auch nicht-harmonische Schwingungen vorhanden, die im Datenblatt mit -90 dBc angegeben sind.

## 1.4 Leistungsmessbaustein

Mit einem Leistungsmessbaustein von „Mini-Circuits“ vom Typ „ZX47-60+“ kann die Leistung eines Hochfrequenten Signals bestimmt werden. Er liefert eine Ausgangsgleichspannung mit einem Betrag logarithmisch zur Eingangsleistung, wodurch eine große Messdynamik erreicht wird. Die Ausgangsspannung ist also linear zur Eingangsleistung gemessen in dBm.

Er liefert Ausgangswerte für Leistungen im Bereich von -60 und 5 dBm.

### 1.4.1 Funktionsweise

Die Leistung eines Wechselstroms kann allgemein über die Spannung, den Strom und die Phasenverschiebung beider zueinander bestimmt werden. Da die Messung aller drei Größe besonders in der HF-Technik nicht ohne Weiteres möglich ist, wird meist nur die Spannung an einem konstanten Abschlusswiderstand bestimmt und alles weitere über kalibrierte Werte berechnet.

Auch das verwendete Power-Meter arbeitet nach diesem Prinzip und verwendet einen 50  $\Omega$  Abschlusswiderstand, weshalb es mit den anderen Modulen kompatibel ist. Das Modul funktioniert prinzipiell folgendermaßen: Die an diesem Widerstand abfallende Wechselspannung wird über eine HF-Diode gleichgerichtet und lädt so einen Kondensator, an dem nach kurzer Zeit die Effektivspannung anliegt, welche im Idealfall proportional zur Leistung ist. Ein nachfolgender logarithmischer Gleichspannungsverstärker liefert dann den logarithmischen Wert.

## 2 Hardware

Zur Steuerung des Geräts muss eine entsprechende Elektronik angefertigt werden.

Die Aufgaben sind das Herstellen einer präzisen Steuerungsspannung für den VCO, Benutzerschnittstelle über Taster und ein Display, sowie die Digitalisierung der Ausgangsspannung des Power-Meters.

Die einzelnen Bausteine sind auf einer Lochrasterplatine angeordnet und wurden mithilfe der Fädertechnik miteinander verdrahtet. Auf der Frontplatte finden sich ein PC-COM Anschluss, eine 12V-Spannungsversorgungsbuchse zum mobilen Betrieb, ein zweizeiliges Display, ein 4-fach Tasterfeld für die Menüführung sowie der Ausgang des VCO und der Eingang des Powerdetektors.

Über den Verbinder auf der Rückseite des Rackeinschubes, kann die Elektronik mit einem vorhandenen Racksystem verbunden werden, welches eine Spannungsversorgung liefert und später ein Daten-Bussystem zur Erfassung und Steuerung von Betriebszuständen bieten könnte.

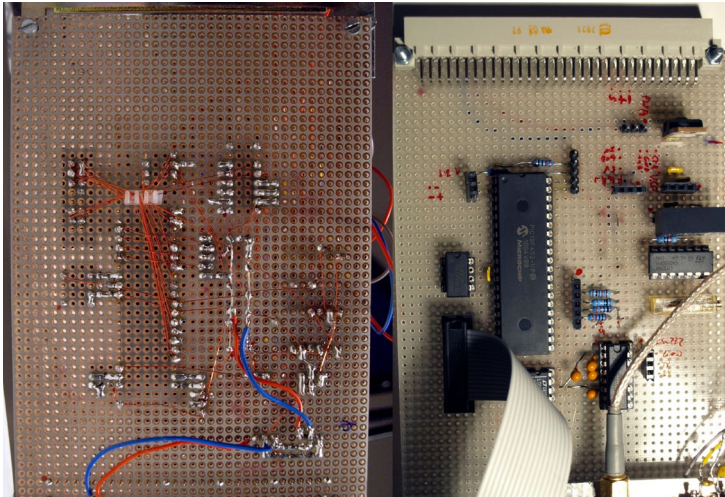


Abb. 6: Ober- und Unterseite der Lochrasterplatine



Abb. 5: Frontplatte des Geräts

### 2.1 Spannungsversorgung VCO

Der VCO benötigt zur einwandfreien Funktion eine Versorgungsspannung von 11,5 V. Da der Oszillator eine maximale Stromaufnahme von 25 mA hat, kann auf eine aufwendigere Spannungsreglung mit einem Spannungsregler-IC verzichtet werden. Hier wird der Spannungsabfall an einer Diode von ca. 0,5 V ausgenutzt, um von der 12 V – Versorgungsspannung der Elektronik die benötigte Spannung zu erreichen.

Das Herstellen der regelbaren Steuerspannung von 0-24V gestaltet sich etwas komplizierter. Um die relativ hohe Spannung zu erreichen wird ein integrierter DC / DC - Wandler (PWS1) verwendet. Dieser benötigt eine 5 V Spannungsversorgung und liefert -12 und 12 V. Aufgrund der Potentialfreiheit dieser Ausgänge kann der -12V Ausgang mit der lokalen 5 V Versorgung verbunden werden, sodass am 12V Ausgang auf Masse bezogene 29 V anliegen, welche als Versorgungsspannung des 4-Fachen Operationsverstärkers (IC1) dienen. Das erste Modul des OPs ist als nicht-invertierender Verstärker beschaltet, dessen Verstärkung mithilfe des Trimpotentiometers R2 eingestellt werden kann. Der Spannungseingang Pin 3 ist mit einem Digital-Analog-Wandler (DAC) verbunden, der eine digital einstellbare Spannung von 0 - 4,096 V liefert. Liegt am Eingang des OPs der volle Pegel an, muss die Verstärkung über R2 so eingestellt werden, dass am Ausgang Pin 2 24V anliegen.

Um Auswirkungen von hochfrequente Einstreuungen in die Steuerleitung und Versorgungsspannung des VCO, die zu

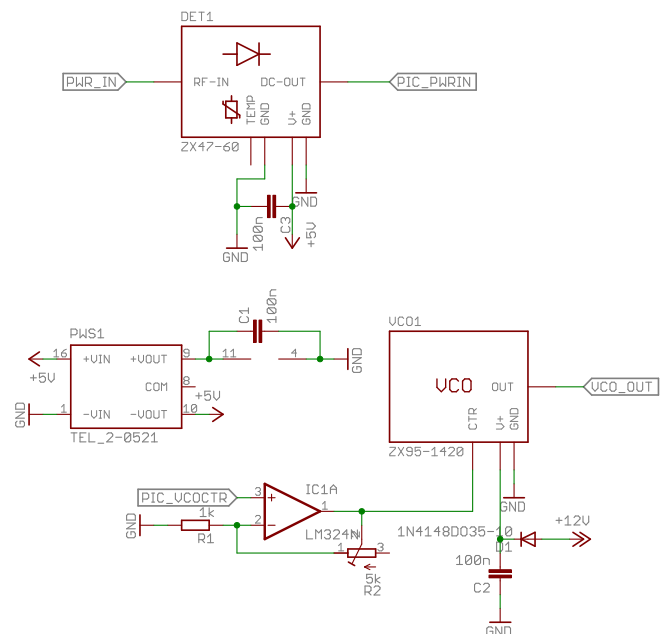


Abb. 7: Schaltplan der VCO-Spannungsversorgung



Frequenzschwankungen oder einer Verbreiterung des Spektrallinie führen würde, zu verhindern, und die Spannung der Diode zu stabilisieren, befinden sich kurz vor den Eingängen des VCO 100 nF Endstörkondensatoren gegen Masse.

## 2.2 Digitalelektronik

Gesteuert wird die gesamte Elektronik von einem PIC Mikrocontroller (PIC1). Es handelt sich hier um den 40-Poligen Typ PIC18F452 der Firma Microchip, welcher über viele digitale Ein- und Ausgänge, sowie analoger Eingänge verfügt.

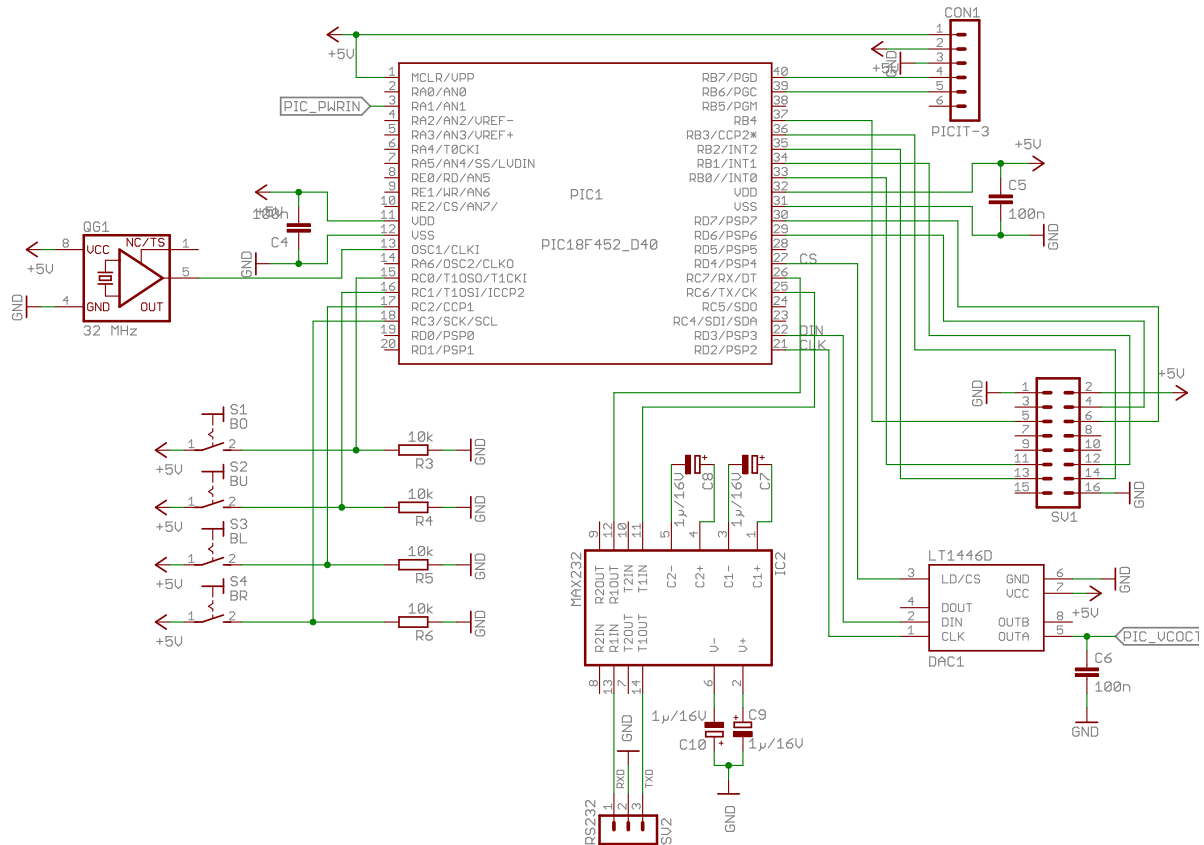


Abb. 8: Schaltplan der Digitalelektronik

Der Baustein kann über einen Computer mit einer Software versehen werden, sodass er verschiedene Signale verarbeiten kann. Zum Betrieb benötigt er eine 5 V – Versorgungsspannung welche er über 4 Pins bezieht und einen Quarzgenerator (QG1) als Taktgenerator.

Der Steckverbinder SV1 ist die Verbindung zum Display, welches über einen eigenen Zeichen-Controller verfügt, und Daten vom PIC über einen parallelen 4-Bit-Datenport bezieht (siehe Leitungs-Beschriftung Schaltplan).

Die 4 Taster (S1-4) liegen an 5 V und sind mit Pull-Up-Widerständen direkt mit 4 digitalen Eingängen verbunden und schalten so zwischen 0 und 5 V.

Der DAC-IC (DAC1) wird seriell über 3 Datenleitungen vom Mikrocontroller angesteuert und liefert eine analoge Spannung, einstellbar mit einer Auflösung von 12 Bit.

An dem Analogeingang Pin 3 des Controllers liegt der Ausgangspegel des Powerdetektors an, welcher aufgrund des Spannungsbereiches innerhalb von 0-5 V direkt mit diesem verbunden werden kann.

Im Gegensatz zum Mikrocontroller verwendet der COM-Port des Computers zur Datenübertragung ein Spannungslevel von -12V und 12V, weshalb Sende- und Empfangsleitung mithilfe eines MAX232-Pegelwandlers auf TTL-Level angepasst werden. Bei moderneren Computern, die nicht mehr über eine solche COM-Schnittstelle verfügen, kann ein preisgünstiger USB-Adapter verwendet werden.

Der Steckverbinderanschluss CON1 führt eine ICSP-(In-Circuit-Serial-Programming) Schnittstelle, über die der Mikrocontroller zu Programmierzwecken mit dem PC verbunden werden kann.

### 3 Software

Im Folgenden soll kurz die selbst entwickelte Software, sowohl für den PC als auch für den Mikrocontroller, beispielhaft erläutert werden. Dies wird im Rahmen dieser Arbeit nur oberflächlich geschehen, da sich bereits in vorhergehenden Jugend-Forscht-Arbeiten ausführlicher mit dem Thema Software auseinander gesetzt wurde.

#### 3.1 Mikrocontroller

Der PIC-Mikrocontroller muss vor Betrieb mit einer geeigneten Software versehen werden, die alle verbundenen Leitungen bedient. Diese wurde von uns mit der Entwicklungsumgebung MPLAB von Microchip und dem MCC18-Compiler in der Programmiersprache C entwickelt. Mithilfe eines USB-Interface „PICKIT 3“ lässt sich der Mikrocontroller über eine Programmierschnittstelle mit einem kompilierten Programm versehen und bietet darüber hinaus einen Debugging-Modus, der ein einsehen und modifizieren des Speicherzustandes, sowie die Kontrolle des Programmablaufes zulässt und so eine vereinfachte Fehlersuche ermöglicht.

Die Aufgaben der Mikrocontoller-Software beinhalten neben einer Menüführung Aufgaben wie die Berechnung der geeigneten Steuerspannung, einstellen des DA-Wandlers, Digitalisierung des Power-Meter-Signals. Ein weiterer Teil der Software ist die Kommunikation mit der PC-Software, welche selbständig fehlerbehaftete Übertragung von Datenpaketen erkennt und eine Übertragungswiederholung einleitet. Zur Ansteuerung des zweizeiligen Standart-Displays wird eine externe Programmbibliothek verwendet.

##### 3.1.1 Programmstruktur

Im nebenstehenden Struktogramm ist der Ablauf des Hauptprogramms vereinfacht dargestellt. Am Programmbeginn findet die Initialisierung statt, bei der Digitale Ein- und Ausgänge festgelegt, Variablen und Display initialisiert und Interrupts eingestellt werden. Danach wird in einem Intro auf dem Display des Geräts die korrekte Funktion angezeigt. In der nachfolgenden Endlosschleife werden sogenannte „Events“ verarbeitet, indem die in eine Event-Variable ausgewertet wird und damit verbundene Funktionen ausgeführt werden. Wurde beispielsweise das Event „Menü aktualisieren“ gesetzt, so wird die Funktion „Menü zeichnen“ im Kontext des Hauptprogramms ausgeführt.

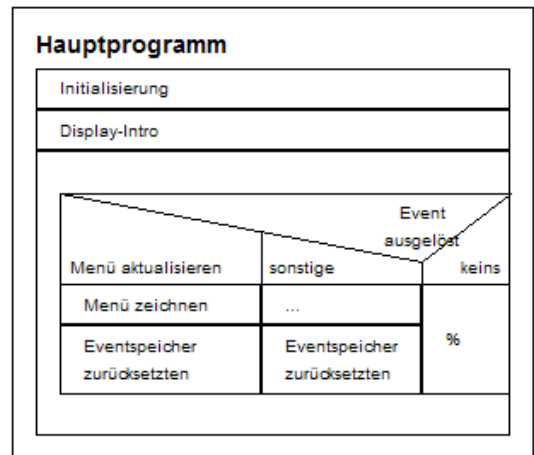


Abb. 9: Struktogramm: Hauptprogramm

Im nächsten Struktogramm ist die Interruptsteuerung (Unterbrechungssteuerung) des PIC-Programms dargestellt. Die Interrupt-Routine wird unabhängig vom Stand des Hauptprogramms und immer dann ausgelöst, wenn ein bestimmtes Ereignis eingetroffen ist. Im Beispiel passiert dies bei einem Timer-Überlauf, ein Ereignis was in regelmäßigen Abständen und einem RS232-Ereignis, welches bei dem erfolgreichen hardware-abgewickelten Empfang eines Übertragungszeichens vom Bediener-PC eintritt. Tritt die Unterbrechung aufgrund eines Timer-Interrupts ein, wird beispielsweise der Zustand der LED geändert und Änderungen an den Tastenzuständen registriert, welche je nach Eintrittszeitpunkt und Art verschiedene Events auslösen. Tritt die Unterbrechung wiederum aufgrund eines RS232-Empfangs ein, werden die Zeichen verarbeitet und auch entsprechende Events ausgelöst.

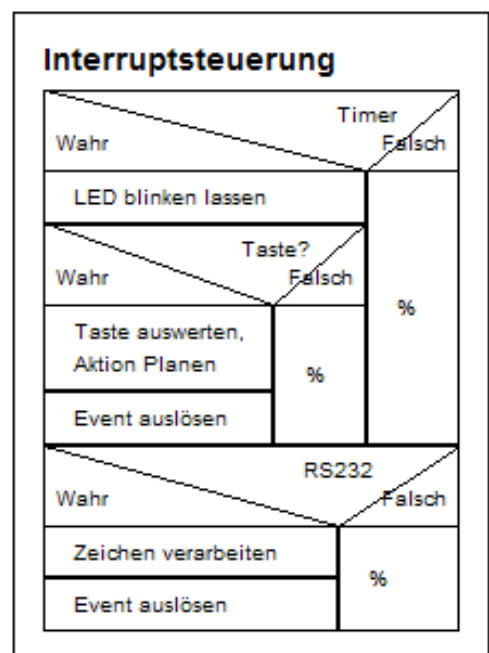


Abb. 10: Struktogramm: Interruptsteuerung

Die Implementierung einer solchen Event-Regelung bietet den Vorteil, dass zeitaufwendige Aufgabe, wie zum Beispiel das Neuzeichnen des Menüs auf dem Display oder das Durchführen einer Messaufgabe nicht innerhalb der Interruptfunktion bewältigt werden. Hierdurch liegt die Arbeitszeit der Interruptroutine weit unter dem Überlauf-Intervall des Timers, sodass eine konstante Zeitbasis entsteht und auch mehrere RS232 Zeichen hintereinander verarbeitet werden können. Solange der Code des Interrupts ausgeführt wird kann zudem kein weiterer Interrupt den Interrupt unterbrechen.

### 3.1.2 Zuordnung der Steuerspannung zur Frequenz

In der rechten Abbildung ist der kommentierte Quellcode der Funktion zu erkennen, welche für das Einstellen der VCO-Frequenz zuständig ist. Hierfür wurden in einer Messreihe die Frequenzen des VCOs in Abhängigkeit von der angelegten Steuerspannung erfasst (siehe 4.2.3 VCO-Kennlinie). Wird eine Frequenz ausgewählt, die zwischen zwei Datenpunkten liegt, so soll eine lineare Funktion angepasst werden, die die für die Frequenz (y-Werte) einzustellende Steuerspannung (x-Werte) besser annähern soll, als eine einfache Rückgabe des nächsten Stützpunktwertes.

Bei der Ausführung der Funktion „setFreq“ wird die einzustellende Frequenz also Gleitkommazahl übergeben. Der Deklaration der benötigten Arbeitsvariablen folgt eine Zählschleife, welche für jeden in dem float-array „x[]“ und „y[]“ gespeicherten Stützpunkt einmal Durchlaufen wird. Die Variable „xyn“ enthält hierbei die Anzahl der Stützpunkte. Ist der y-Wert des in der Schleife behandelten Stützpunktes (y[i]) größer, und der y-Wert des nächsten Stützpunktes (y[i+1]) kleiner als die einzustellende Frequenz, liegt diese genau im Intervall zwischen diesen zwei Stützpunkten, sodass dann eine lineare Interpolation durchgeführt werden kann, bei welcher nach Übernahme der passenden Werte für x1,x2,y1,x2 als Erstes die Steigung m der Funktion und dann der y-Achsenabschnitt b berechnet wird. Darauf wird aufgrund der darüber beschriebenen Funktion der fehlende x-Wert (die Steuerspannung) berechnet, welche nun als Gleitkommazahl in der Variable r enthalten ist. Anschließend wird die Zählschleife mit einem „break“ beendet, da keine weiteren Stützpunkte für eine Regression in Frage kommen.

Liegt die Frequenz nicht zwischen den behandelten Stützpunkten, sondern direkt auf dem y-Wert des ersten bzw. zweiten Stützpunktes, so wird direkt der zugehörige x-Wert des jeweiligen Stützpunktes übernommen und auch hier die Zählschleife sofort beendet.

Abschließend wird der Digital-Analog-Wandler mit der Funktion „setDAC()“ auf den berechneten Spannungswert von 0-24V gesetzt, indem dieser auf einen 12-bit Wert von 0-4096 umgewandelt wurde.

## 3.2 PC-Software

Zur Automatisierung und Auswertung der Messung der Signalleistung in Abhängigkeit von der eingestellten VCO-Frequenz wurde von uns ein geeignetes Computerprogramm entwickelt. Hierfür wurde die Entwicklungsumgebung „Visual C# Express 2010“ von Microsoft verwendet. Hier soll nicht auf den Quellcode und die zu Grunde liegende Struktur, sondern auf die Funktionen eingegangen werden.

### VCO-Steuerprogramm

Dieses Programm ist für die Steuerung einer Messung zuständig. In der Box „Verbindung“ kann die COM-Schnittstelle zum Gerät ausgewählt und über „Verbinden“ eine Verbindung zum Gerät hergestellt werden. In der Box „Messung“ kann der Frequenzbereich, sowie das Frequenzintervall eingestellt werden. Über den Button „Start“ werden diese an den Mikrocontroller übertragen, welcher anschließend selbsttätig die benötigten Schritte durchführt und nach jeder erfolgreichen Messung den zugehörigen Datenpunkt zurück zum PC sendet. Die Software stellt die empfangenden Punkte in einem Diagramm und einer Tabelle dar, welche danach per „Copy & Paste“ aus dieser kopiert und in Tabellenkalkulationsprogrammen eingefügt oder über den Button „Daten Exportieren“ im Standard-\*.csv Tabellenformat exportiert werden und so weiter verarbeitet werden können.

### VCO-Datenansichtsanwendung

Darüber hinaus wurde eine weitere Anwendung entwickelt, mit der Ordner geöffnet und mehrere enthaltene exportierten Messungen aufgelistet werden können. Durch einen Klick auf einen Dateieintrag in der Liste werden die beinhalteten Messpunkte sofort in einem nebenstehenden Diagramm visualisiert. Durch Setzen von Häkchen können mehrere Mes-

```
void setFreq(float freq){
    int i;
    float x1,x2,y1,y2,m,b,r;    //Variablen deklarieren

    float x[] = {0,0.5,1,1.5,2,2.5,3,3.5,4,5 ...
    float y[] = {675.25,700.2,727.54,756.5,7 ...

    //Zählschleife wird
    //für alle Stützpunkte durchlaufen
    for(i=0;i<xyn-1;i++){
        if((y[i]<freq)&&(y[i+1]>freq)){
            x1 = x[i];
            x2 = x[i+1];
            y1 = y[i];
            y2 = y[i+1];

            //Anpassung lineare Funktion
            //Berechnung Steigung
            m = (y2-y1)/(x2-x1);
            //Berechnung y-Achsenabschnitt
            b = y1 - m * x1;
            //Berechnung des x-Wertes
            r = (freq-b)/m;

            break;
        }
        //Übernahme der linken Stützpunktstelle
        else if(y[i]==freq){
            r=x[i];
            break;
        }
        //Übernahme der rechten Stützpunktstelle
        else if(y[i+1]==freq){
            r=x[i+1];
            break;
        }
    }
    //DAC setzen auf einen Wert 0 - 4096
    setDAC(r*(4095/24));
}
```

Abb. 11: Quellcode „setFreq“

sungen zugleich in diesem angezeigt werden, was ein komfortablen Vergleich von Messungen ermöglicht. Mit der Maus kann ein Bereich des Diagramms ausgewählt und näher betrachtet werden. Die Skalierung ändert sich dabei automatisch.

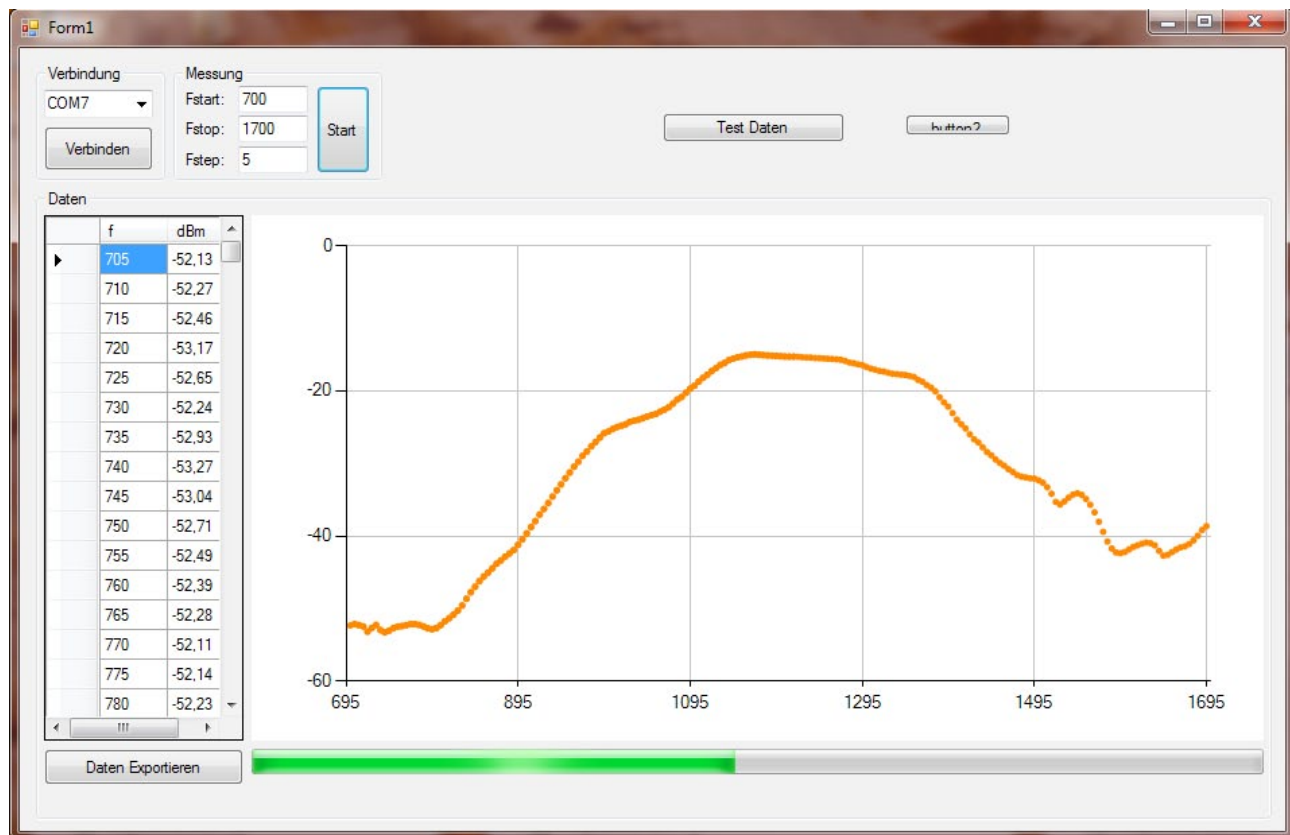


Abb. 12: Bildschirmfoto VCO-Steuerprogramm

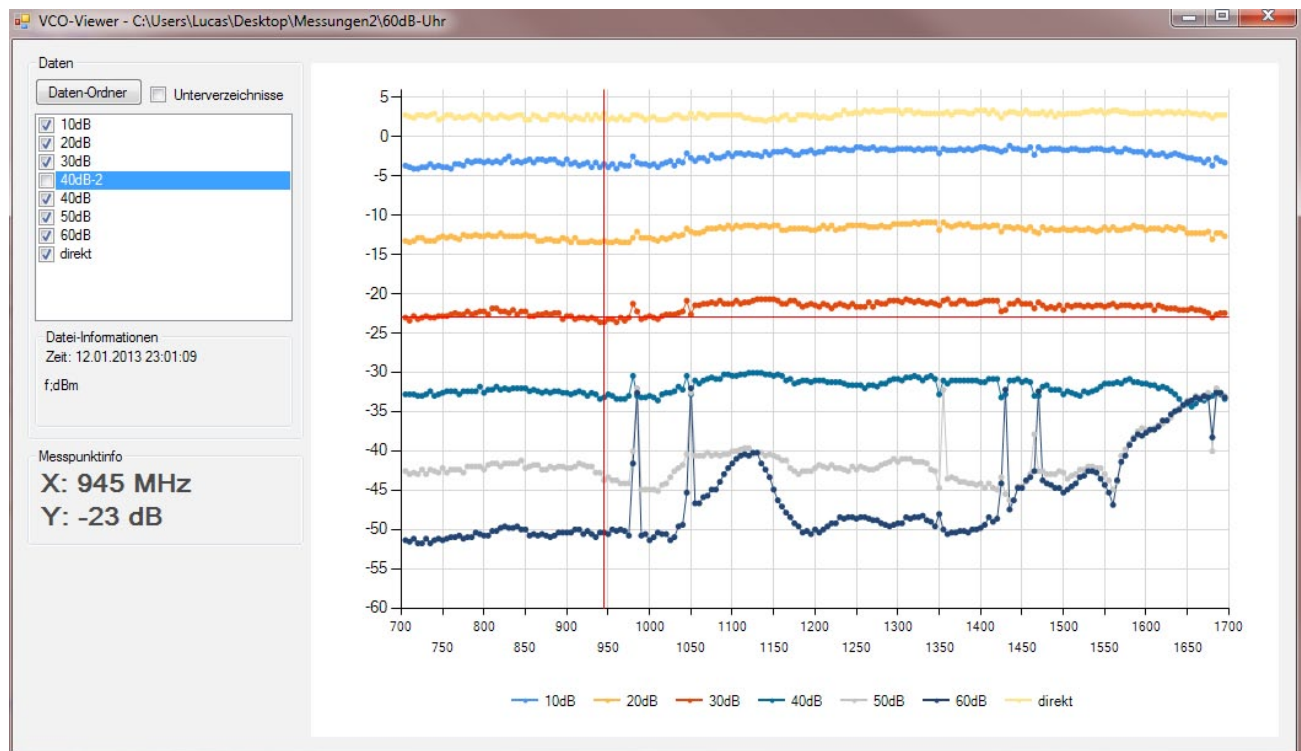


Abb. 13: Bildschirmfoto Datenansichtsanwendung

## 4 Praxis

### 4.1 Anwendungs-Messungen

Anwendung findet das Gerät überall da, wo frequenzabhängige Leistungsabsorptionen bestimmt werden müssen. Dies ist zum Beispiel der Fall bei Filtern, genauso wie bei Sende- und Empfangsdipolen. Bei diesen kann das Ausgangssignal des VCO über Dämpfungsglieder auf einen Versuchsdipol gegeben werden und das Ausgangssignal eines Referenzdipols über einen LNA mit dem Power-Meter beobachtet werden. Hierdurch kann die Resonanzfrequenz des Dipols bestimmt werden, was die Konstruktion dieser erleichtert.

Auch können Frequenzgänge von LNAs oder Leitungen bestimmt werden.

#### 4.1.1 Verschiedene Filter

##### Bandpassfilter VBFZ-1400

Im Folgenden wird ein Bandpassfilter des Typs „VBFZ-1400“ vermessen. Da der VCO eine Ausgangsleistung von ca. 9 dBm liefert und die Obergrenze des Power-Meters bei ca. 5 dBm liegt, wird für die Messung ein Dämpfungsglied mit 20 dB Dämpfung nachgeschaltet, um die volle Dynamik des Power-Meters ausnutzen zu können. Die Frequenz wird von 700 – 1700 MHz mit einer 5 MHz Schrittweite gefahren. Das nebenstehende Diagramm zeigt eine Messung nur mit Attenuator und eine inklusive Bandpassfilter.

Um nur die Charakteristik des Filters zu erfassen, wird Messung 2 von Messung 1 subtrahiert. Auf diese Weise werden Frequenzabhängigkeiten der Leistung des VCO und der Dämpfung des Dämpfungsgliedes, der Leitungen und Anschlüsse kompensiert und man erhält die Dämpfung des Filters in dB. Da hier Pegel in logarithmischer Einheit subtrahiert werden, entspricht dies einer

$$dBm_i = 10 \cdot \log \frac{P_i}{1 \text{ mW}}$$

$$dBm_1 - dBm_2 = 10 \cdot \left( \log \frac{P_1}{1 \text{ mW}} - \log \frac{P_2}{1 \text{ mW}} \right) = 10 \cdot \log \frac{P_1 \cdot 1 \text{ mW}}{1 \text{ mW} \cdot P_2} = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_2} = dB$$

Division der linearen Pegelwerte. Die Einheit der Messpunkte ist vor der Subtraktion dBm, danach dB, da sich die Referenzeinheit in der Logarithmusfunktion rauskürzt:

Nebenstehende Graphik zeigt das Ergebnis und Angaben über die Dämpfung im Datenblatt des Herstellers.

Aufgrund des Messbereiches lässt sich nur die eine Hälfte des Dämpfungsverlaufes des Filters aufzeichnen. Wie man erkennen kann, stimmt der gemessene Verlauf mit dem vom Hersteller angegebenen größtenteils überein.

##### Bandpassfilter VBFZ-925+

Die Dämpfungslinie wurde auf gleiche Weise wie beim ersten Bandpassfilter gemessen und berechnet. Auch hier stimmen die gemessenen Daten mit den im Datenblatt angegebenen grob überein.

Auch hier lässt sich nur ein Teil des Dämpfungsverlaufes ausmessen.

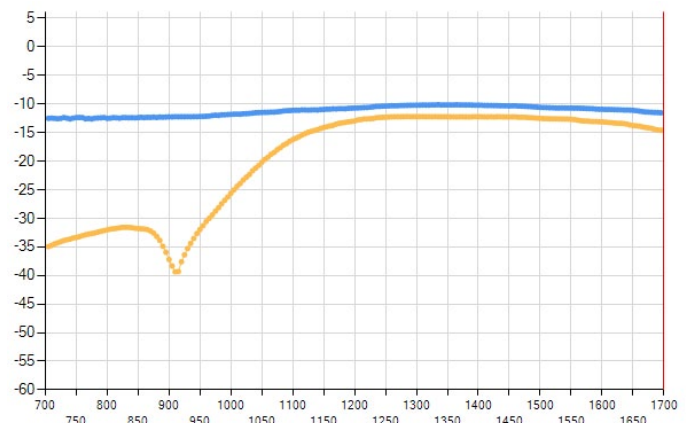


Abb. 14: Messung Bandpassfilter VBFZ-1400 + 20dB Attenuator

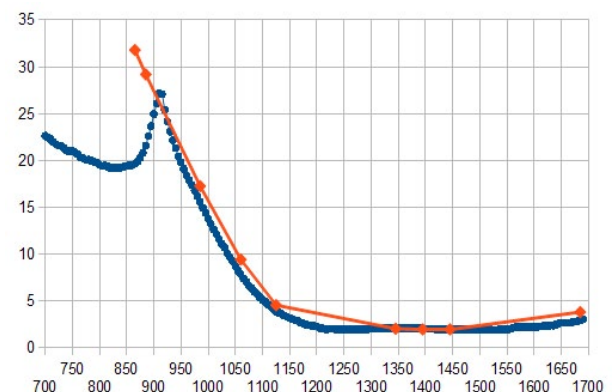


Abb. 15: Gemessene Dämpfung (blau) und Herstellerdaten (Orange)

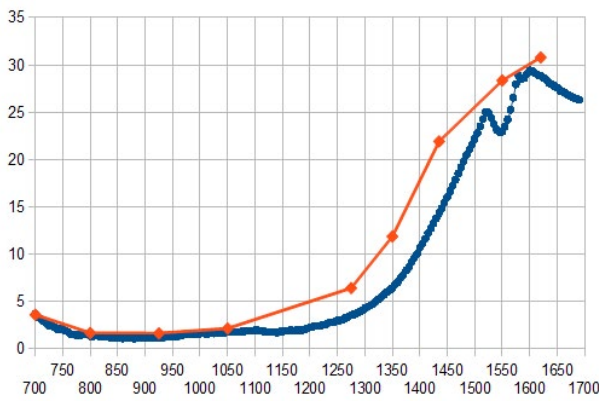


Abb. 16: Dämpfung bandpassfilter VBFZ-925+  
gemessen: blau, Herstellerangaben; orange

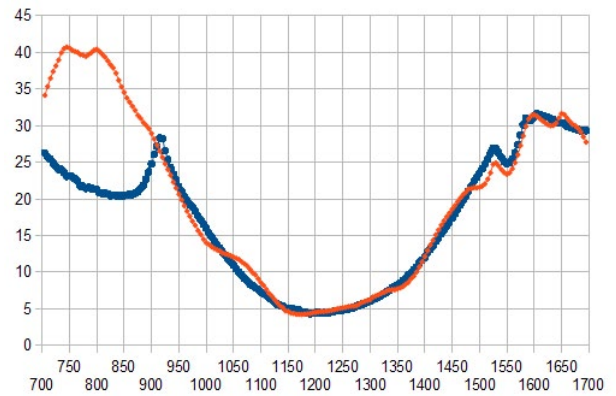


Abb. 17: Kombinationsmessung der Dämpfung beider  
Bandpassfilter (Orange) und Theoretisch Berechnete  
Dämpfung (Blau)

### Kombination beider Filter

Schaltet man zwei Filter in Reihe, addieren sich deren Dämpfungen der jeweiligen Frequenzen. Die blau gefärbte Datenreihe stellt die mathematische Addition der zuvor gemessenen Dämpfungen der beiden Bandpassfilter dar. Die orange Datenreihe zeigt die Messung einer Zusammenschaltung beider Filter in der Realität. Wie sich zeigt, stimmen berechnete und gemessene Dämpfungskurven weitgehend überein, allerdings lässt sich in der Realität im Bereich von 700 bis 900 MHz eine deutlich stärkere Absorption messen, was man auf Wechselwirkungen zwischen den Filtern zurückführen muss. Da die innere Funktionsweise beider Filter nicht bekannt ist muss auf eine Deutung verzichtet werden.

### 4.1.2 Dämpfungsuhr

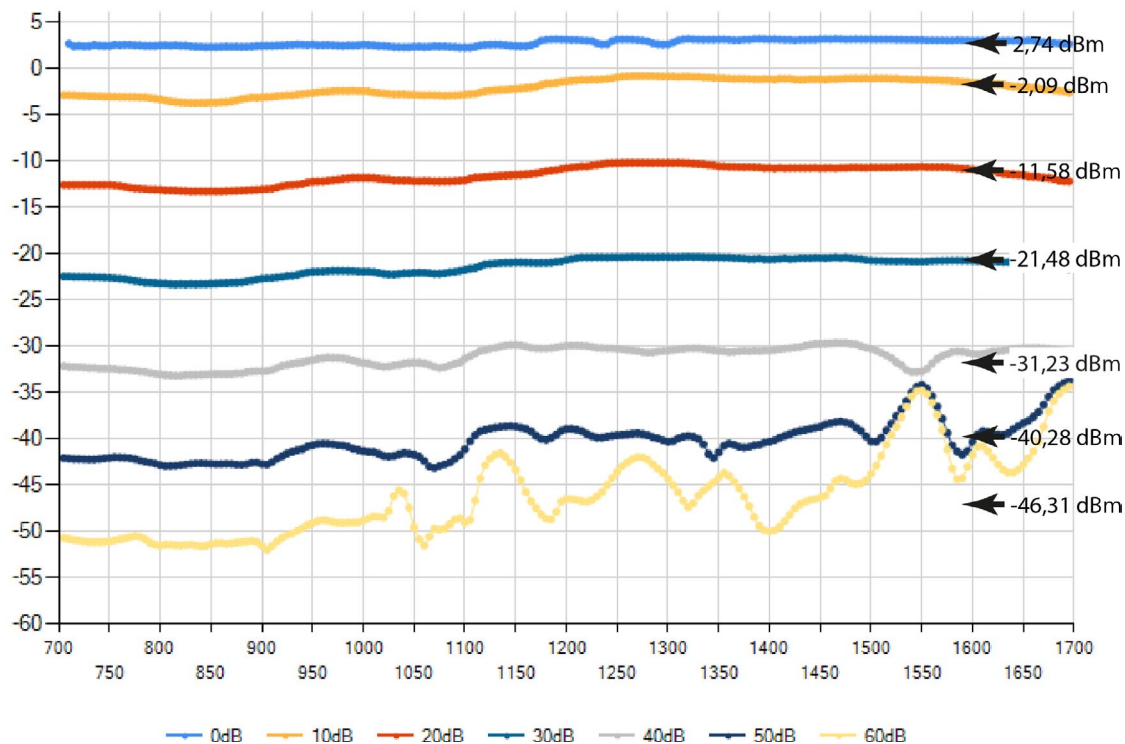


Abb. 18: Messung mit verschiedenen Dämpfungen

Zum Testen des Power-Meters würden mehrere Messungen mit einer Dämpfungsuhr durchgeführt, welche in Abbildung 18 dargestellt sind.

An den Pfeilen ist der Durchschnittspegel der einzelnen Messpunkte der jeweiligen Messung angegeben. Bei der obersten Messung steht die Uhr auf 0 dB und es besteht eine direkte Verbindung zwischen VCO und Power-Meter, weshalb die

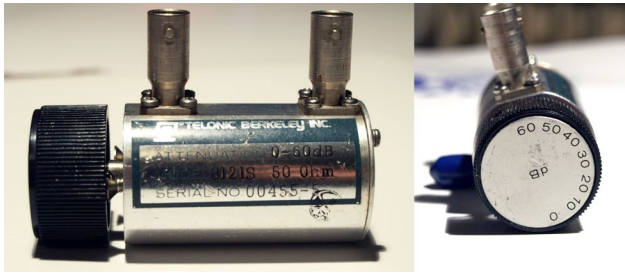


Abb. 19: Bild eines einstellbaren Dämpfungsgliedes

obere messbare Leistungsgrenze des Messbausteins erreicht wird. Der durchschnittliche Abstand der nächsten zur übernächsten und alle weiteren Leistungsabstände bis zur 50 dB Messung betragen ziemlich genau 10 dB.

Diese Messreihe zeigt, dass die Messung der Leistung mit dem Power-Meter keine groben Fehler aufweist.

Bei der letzten Messung mit 60 dB Abschwächung ist der Frequenzgang sehr unregelmäßig und der durchschnittliche Pegel liegt höher als erwartet, da sich bei diesem niedrigen Pegel eine direkte Einstrahlung in das Power-Meter durch den VCO bemerkbar macht und auch

schon in der vorletzten Messung erkennen lässt. Ein sehr ähnlichen Verlauf erhält man bei einem Messdurchlauf, bei welchem VCO-Ausgang und Power-Meter Eingang mit einem 50 Ω Widerstand abgeschlossen sind.

## 4.2 Messgenauigkeit

### 4.2.1 VCO-Frequenz

#### Absolute Genauigkeit

Die absolute Genauigkeit ist vor allem begrenzt durch das in „1.3.2 VCO-Kennlinien“ beschriebene „Frequency-Pulling“. Dadurch, dass jede angeschlossene Komponentenfolge einen nicht genau bekannten Wellenwiderstand besitzt, kann die Frequenz des VCO nicht genau aus dem Frequency-Pulling berechnet werden. Messungen mit verschiedenen Einstellungen einer scheinbar nicht optimal abgestimmten Dämpfungsuhr haben Frequenzänderungen bis zu 20 MHz ergeben. Nach Kalibrierung der VCO-Kennlinie mit dem Spektral-Messgerät lässt sich reproduzierbar eine maximale Abweichung der Frequenz um ca. 2 MHz von der im Gerät eingestellten erreichen, da der Wellenwiderstand der gleichen wie bei der Kalibrierung ist. Da das Frequency-Pulling stark frequenzabhängig ist, würde es nicht reichen für eine Messung an einer Konfiguration anderen Wellenwiderstands ein Offset der Frequenz anzunehmen.

Ein kleinerer Faktor für die Absolute Genauigkeit ist die Temperatur des VCO, welche erst ab einer Änderung von ca. 30°C ähnliche Auswirkungen wie die des Frequency-Pulling erreicht.

#### Relative Genauigkeit

Die Steuerspannung wird durch den DAC mit einer Auflösung von 12 bit eingestellt. Mit einer Tuning-Sensitivity von durchschnittlich 50 MHz/V lässt sich eine theoretische Frequenzauflösung berechnen:

$$\frac{24\text{V}}{2^{12}} \cdot 50 \frac{\text{MHz}}{\text{V}} \approx 0,3 \text{ MHz}$$

Leider lässt sich diese relative Auflösung in der Praxis nicht erreichen aus dem schon oben angegebenen Grund des frequenzabhängigen Frequency-Pulling, welches bei einer meist unvermeidbaren Fehlanpassung eintritt. Desweiteren weisen Filter oftmals auch einen frequenzabhängigen Wellenwiderstand auf. Der im weiteren Verlauf zu vermessende Bandpassfilter VBFZ-925 beispielsweise weist im für uns wichtigen Frequenzbereich laut Datenblatt verschiedene Stehwellenverhältnisse (VSWR) von 1,5 (925 MHz) bis 7 (643) auf. Dies entspricht einem return-loss von 14 dB bis unter 5 dB und bedeuten bei den betroffenen Frequenzen für den VCO laut Datenblatt ein deutlich stärkeres Frequency-Pulling bei den 925 MHz als bei den 643 MHz von bis zu 10 MHz.

Da Filter allgemein vor allem im Bezug auf ein geringes und im Frequenzgang konstantes VSWR entwickelt werden und es sich hier um einen professionell entwickelten Filter handelt, ist davon auszugehen, dass letzterer Aspekt bei vermessen von eigenen HF-Komponenten, wie zum Beispiel Antennendipolen ein größeres Ausmaß annimmt.

#### Erhöhung der Messgenauigkeit

Der erfolgversprechendste Ansatz um sowohl die relative als auch die absolute Messgenauigkeit zu erhöhen wäre es ein Feedback der VCO-Frequenz an den Mikrocontroller einzurichten, sodass ein Regelkreis entsteht. Ist die Frequenz zu hoch wird der Steuerspannung verringert und umgekehrt. Die Auflösung wäre auf diesem Wege durch die Messauflösung der Frequenz begrenzt. Ein genaues Bestimmen der Frequenz wäre allerdings nur mit dem Spektral-Messgerät oder dem Oszilloskop möglich.

## 4.2.2 Leistungsmessung

Zur Leistungsmessung des Signals wird das Power-Meter verwendet, welches laut Datenblatt ein typischen Rauschen von 20mVp-p, dh. Spitzenwert-zu-Spitzenwert aufweist. Das analoge Ausgangssignal beträgt je nach Leistung 0.4 – 2.1 V und wird mit einem im Mikrocontroller integrierten AD-Konverter mit einer Auflösung von 10 bit im Bereich von 0 – 5 V digitalisiert. Da der Wandler mit einer Spannungsauflösung von ca. 5 mV das stärkere Rauschen miterfasst, sollten während der Messung bei einer Frequenz mehrere Messwerte ermittelt und anschließend ein Mittelwert gebildet werden. Da es sich bei den erfassten Werten um eine zeitliche statistisch verteilte Größe handelt, kann so eine sehr hohe Messauflösung erreicht werden, die sogar den Digitalisierungsfehler des AD-Wandlers ausgleichen kann.

Hierzu ermittelt die Software im Mikrocontroller pro Datenpunkt 64 Einzelmessungen des Leistungswertes, was den Frequenzgang sichtbar glättet, wie in Abbildung 20 zu erkennen ist. Der in der Messung ohne Durchschnittsbildung erkennbare schmale Peak ist Auswirkung eines anderen Problems, was inzwischen aber behoben ist.

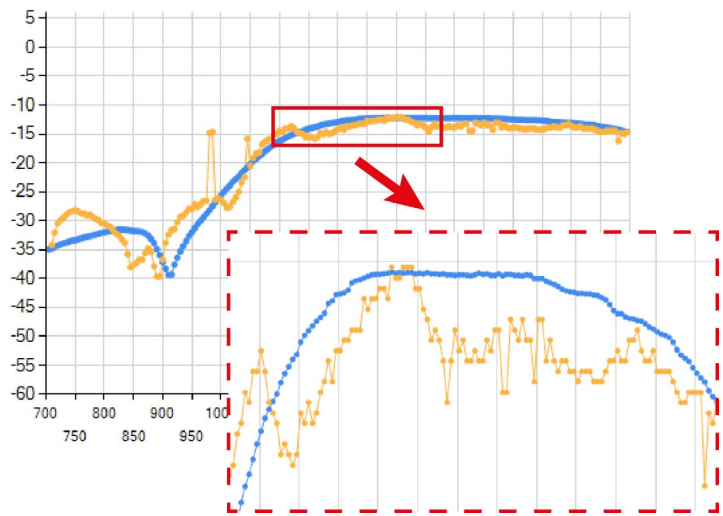


Abb. 20: Messung ohne (gelb) und mit Durchschnittswertbildung über 64 Werte (blau)

## 4.2.3 VCO Kennlinie

Wie sich schnell herausstellte weichen die im Datenblatt angegebenen Kennlinien des VCO grob von der Realität ab, weshalb die Frequenz in Abhängigkeit von der Steuerspannung bestimmt werden musste. Hierzu wurde der HF-Ausgang des VCO direkt mit dem Eingang des Oszilloskops verbunden. Mithilfe der Peaksuchfunktion kann dann in der FFT des zeitbasiertes Signals die Frequenz der Grundschwingung bestimmt werden. Die Steuerspannung wurde dabei schrittweise erhöht. Das nebenstehende Diagramm zeigt die gemessenen (blau) und im Datenblatt angegebenen Werte (orange).

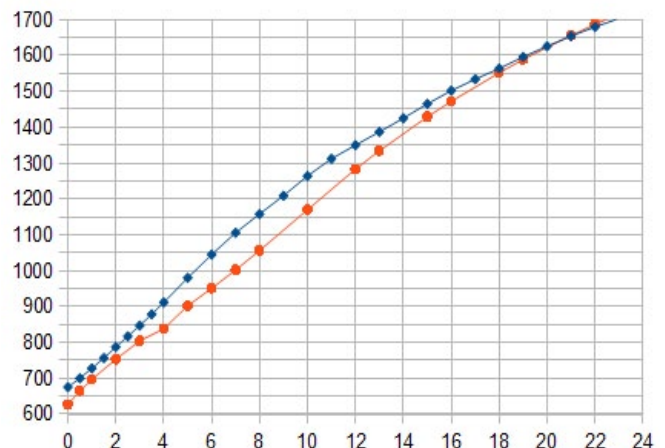


Abb. 21: Abhängigkeit der Frequenz von der Steuerspannung. Gemessen: blau, im Herstellerdatenblatt: orange

## 5 Ausblick

Wie sich zeigte ist der entwickelte Messapparat dazu in der Lage Filter für den Hochfrequenzbereich zu charakterisieren, sodass die automatisch gemessenen Frequenzgänge sogar sehr gut mit den im Herstellerdatenblatt angegebenen übereinstimmen.

Verbesserungspotential lässt sich in der Genauigkeit der VCO-Frequenz erkennen, wobei die momentan erreichte oftmals zur Bestimmung von Kenndaten ausreichend ist.

Für Filter mit größeren Dämpfungen als 40 dB zeichnet sich eine direkte Einstrahlung des VCOs in das Power-Meter ab, sodass es bei der betroffenen Messung etwas mehr Interpretation bedarf. Nach bestimmen der genauen Ursache kann dieses Problem bis zum Wettbewerb eventuell noch behoben werden.

Ein etwas ferneres Ziel ist es, einen größeren Frequenzbereich mit gleicher Messgenauigkeit abzudecken, was durch die Zusammenschaltung mehrerer VCOs mit unterschiedlichen Frequenzbereichen über HF-Relais oder Koppler erreicht werden könnte.



## 6 Quellen, Literatur, Werkzeuge

### Relevante Datenblätter und Dokumente

PIC18F452.pdf (Datenblatt des verwendeten Mikrocontrollers)

MPLAB\_C18\_Libraries.pdf (Handbuch zum MCC18-Compiler)

### Mini-Circuits Datenblätter (mini-circuits.com)

ZX95-1600W (VCO)

ZX47-60+ (Power-Meter)

VBFZ-1400+ (Bandpassfilter)

VBFZ-925+ (Bandpassfilter)

„return loss Vs. VSWR“ (Umrechnungstabelle return loss und VSWR)

### Verwendete Software

Eagle 6.2.0 Light (Erstellen der Schaltpläne)

MPLAB IDE 8.66.00.00 von Microchip (Programmierungsumgebung für Mikrocontroller)

MPLAB MC18 C Compiler v3.37.01 von Microchip (C-Compiler für Mikrocontroller)

Libre Office 3.4.5.2 (Auswerten der Messdaten, Erstellen der Diagramme)

## 7 Danksagung

Besonders möchten wir uns bei unserem Betreuungslehrer Thomas Biedermann bedanken, der uns bei unserem Projekt mit Rat und Tat zur Seite stand. Unser Dank gilt auch Frau Susanne Biedermann für das leckere Essen, Kuchen und Kaffee! Auch bedanken wir uns bei unseren Eltern für das häufige Fahren zur AG auch an Wochenenden.