

# Konstruktion eines SSB Transceivers

Ist die Konstruktion eines Funkgerätes mit einfachen Mitteln  
machbar?\*

Maturaarbeit, Prima 3, FreiGymer Bern

Pionczewski Benjamin

26. August 2022

---

\*unter Betreuung von Herrn Peter Abegglen

# Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung . . . . .	2
2	Motivation . . . . .	4
3	Wie funktioniert ein Funkgerät? . . . . .	6
4	Funkgerät im Eigenbau . . . . .	10
4.1	Mikrofonmodul . . . . .	13
4.2	Oszillator . . . . .	15
4.3	Mischer . . . . .	18
4.4	Bandpassfilter . . . . .	19
4.5	Empfang . . . . .	24
4.6	Verstärker . . . . .	27
4.7	Antenne . . . . .	29
4.8	Betrieb . . . . .	30
4.8.1	Empfang . . . . .	30
4.8.2	Senden . . . . .	31
5	Verbesserungsvorschläge . . . . .	32
6	Schlusswort . . . . .	33
7	Danksagung . . . . .	34
8	Abbildungsverzeichnis . . . . .	35
9	Tabellenverzeichnis . . . . .	36
10	Literatur . . . . .	37
11	Anhang . . . . .	38
11.1	Code . . . . .	38
11.2	Berechnungen . . . . .	39

# 1 Einleitung

Ich möchte mein Wissen in den Bereichen Elektrotechnik und Hochfrequenztechnik ständig erweitern. Mit dieser Maturaarbeit beschreibe ich den Entwurf und Aufbau eines Funkgerätes mit einfachen Mitteln.

Die Herangehensweise erfolgte systematisch. Nach der Definition der Aufgabenstellung begannen Recherche und Studium der verschiedenen Fachthemen, detailliertere Planung der Schaltungen, und Simulation, Aufbau, Fehleranalyse und -beseitigung der individuellen Blöcke. Dann ging es an die schrittweise Zusammenschaltung der Module, wiederum begleitet von Fehlerbehebung. So manches funktionierte nicht auf Anhieb, da blieb auch einiges Material auf der Strecke und bekundete manches Mal sein Ableben durch Rauchzeichen. Mögliche Verbesserungen und Erweiterungen dürfen nicht fehlen und sind ebenfalls Teil meiner Arbeit.

Für Schaltungsentwurf und -simulation benutze ich die Software LTSpice, Filter wurden mit Elsie berechnet. Analysesoftware ist SPRuno, ein Software-Defined-Radio zur Frequenzanalyse. Unterstützende Hardware sind ein ArduinoUNO mit einer von mir angepassten Software in C++ zur Ansteuerung des Microcontrollers. Als Laborequipment zum Messen nutze ich ein Fluke Multimeter, ein Gould 2-Kanal Oszilloskop, einen Vektornetzwerkanalysator (NanoVNA) und verschiedenes anderes. Ein Labornetzteil von BASETech liefert eine stabile Spannung. Mein Mobiltelefon mit passender App dient als Frequenzgenerator. Als Lötstation kam ein Toolcraft ST-80D zum Einsatz. SMD-Bauteile mit zu breiten Lötpitzen sind übrigens schwer sauber zu verarbeiten.

Spulen und Transformatoren wickelte ich grösstenteils selbst, um die nötigen Werte zu erhalten. Auch die Antenne dimensionierte und baute ich.

Die Dokumentation entstand fortlaufend und ich versuchte durch viele Fotos und Bilder das Thema noch interessanter und verständlicher zu präsentieren. In Summe investierte ich in mein Projekt ca. 400 Arbeitsstunden.

Meine Arbeit setzt ein grundlegendes Verständnis der Elektrotechnik und seiner Bauelemente, sowie der Funktechnik voraus. Dieses Wissen erarbeitete ich

mir über die Jahre durch verschiedene kleine Projekte selbst. Insbesondere durch die Qualifizierungen zum Amateurfunker machte ich grosse Fortschritte. Auch der gymnasiale Physikunterricht half mir. Diese Grundlagen werden nicht erläutert, können jedoch in der im Anhang angegebenen Literatur nachgelesen werden.

Ich möchte auch anmerken, dass ich mir das notwendige Wissen eigenständig erarbeitet und diese Arbeit selbständig durchgeführt habe.

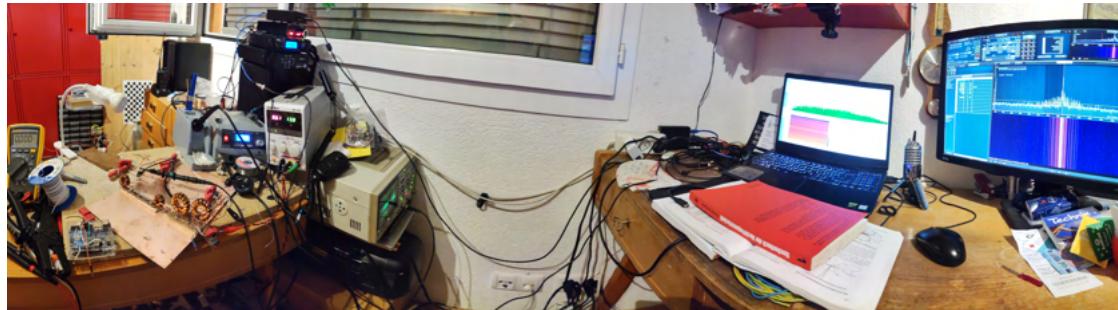


Abbildung 1: Arbeitsplatz im Zimmer

## 2 Motivation

Eines meiner grössten Hobbies ist die Funktechnik. Nach der erfolgreichen Zertifizierung als Amateurfunker der Klasse HB3 und nachfolgend HB9, siehe Abbildung 3, welche mit einer Bewilligung zur Konstruktion und zum Betrieb eines Funkgerätes in bestimmten Frequenzbändern einher geht, entschied ich mich, als Maturaarbeit ein solches zu entwerfen und zu bauen.

Die Kurse, die ich zur Vorbereitung auf die Amateurfunkprüfung besuchte, bauten ein grundlegendes elektrotechnisches Wissen auf, das es ermöglicht, sicher und unter Einhaltung aller Richtlinien ein Funkgerät zu konstruieren. Diese Theorie wollte ich mit meiner Maturaarbeit in der Praxis anwenden. Obwohl fertige Funkgeräte ohne Probleme erworben werden können, interessierte mich an dieser Funker-Prüfung noch nie, dass weitere Bänder und höhere Leistungen zur Verwendung freigegeben werden, sondern schon immer die Möglichkeit, diese Welt ganz eigenständig zu entdecken und allerlei Dinge selbst zu bauen. Denn nur so kann ich dieses Thema als Hobby-Funker vollumfänglich erkunden.



Abbildung 2: SOTA Aktivierung

Amateurfunk ist und war schon immer geprägt durch das eigenständige Lösen von Problemen. Leider geht dieser praktische Teil durch die immer grösseren Kaufmöglichkeiten, welche das Internet zu Verfügung stellt, mehr und mehr verloren. So fragen sich viele bereits, wieso sie diese, dann doch recht umfangreiche Prüfung ablegen müssen.

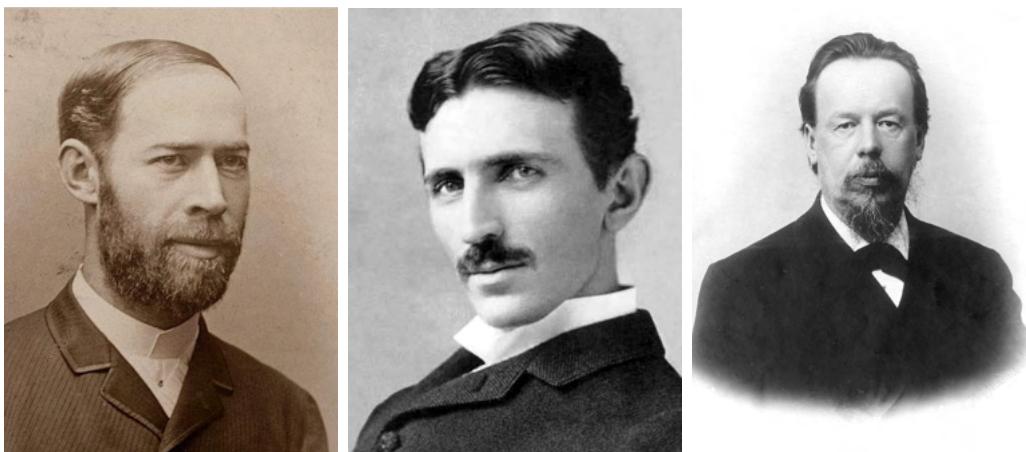
Die Entwicklung eines Funkgerätes ist ausserdem eine sehr interdisziplinäre Arbeit. Mich reizt es, verschiedenste Aufgaben aus den Bereichen Funk- und Hochfrequenztechnik, Schaltungsdesign, -simulation und -aufbau, Fehleranalyse, Softwareentwicklung, sowie die Nutzung vielfältiger Programme (z.B. Software Defined Radio) zu kombinieren. Das Kennenlernen neuer Bereiche und das anschliessende Vertiefen begeisterte mich schon immer. Dies ist nun die Gelegenheit, diese Faszination in einer konkreten Arbeit umzusetzen.



Abbildung 3: Konzessionen und Fähigkeitsausweise

### 3 Wie funktioniert ein Funkgerät?

Basierend auf den von Heinrich Hertz im Jahre 1886 beschriebenen elektromagnetischen Wellen und der Vorarbeit von Nikola Tesla gelang es Alexander Popow 1896 erstmals, Sprache über eine Distanz von 250 m drahtlos zu übertragen.<sup>1</sup>



(a) Heinrich Hertz

(b) Nikola Tesla

(c) Alexander Popow

Abbildung 4: Teilhaber der Entwicklung des ersten Funkgerätes

Dies war technisch gesehen das erste Funkgerät. Doch was ist das eigentlich genau? Ein Funkgerät dient dazu, Informationen drahtlos zu übertragen, entweder analog oder digital. Das können Sprachinformationen oder sonstige Daten wie Bilder sein. Bei der digitalen Übertragung werden die Informationen zuerst durch einen Algorithmus kodiert. Aber wie funktioniert eine drahtlose Übertragung? Vereinfacht dargestellt wird dazu Wechselspannung auf eine Antenne geleitet, die diese dann als elektromagnetische Wellen abstrahlt. Treffen diese Wellen nun auf eine andere Antenne, so induzieren sie hier erneut eine Wechselspannung, die dann verstärkt und ausgelesen werden kann. Um Informationen zu übertragen, können die Wellen moduliert werden. Mithilfe der Modulation kann durch das gezielte Verändern ihrer Eigenschaften Information mitgegeben werden. Eine solche Modulationsart ist die Amplitudenmodulation (AM). Diese wandelt (“kodiert”) die Sprachinformationen, die nichts anderes sind als eine Folge von Frequenzänderungen

<sup>1</sup>URL: [https://de.wikipedia.org/wiki/Geschichte\\_des\\_H%C3%B6rfunks](https://de.wikipedia.org/wiki/Geschichte_des_H%C3%B6rfunks), 13.08.2022.

(tiefe Töne haben eine niedrige Frequenz von ungefähr 20 Hz bis 200 Hz- das menschliche Gehör nimmt Frequenzen von ca. 20 Hz bis 18'000 Hz war) in eine Änderung in der Amplitude (“Höhe”) der Welle.<sup>2</sup>

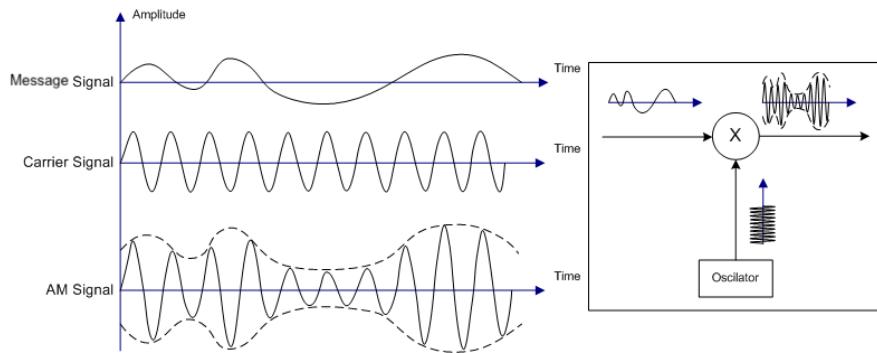


Abbildung 5: Amplitudenmodulation

Das ist perfekt geeignet, um Sprache zu übertragen. Denn diese liegt, aufgenommen mit einem Mikrofon, bereits als frequenzabhängige Amplitude vor. Damit dieses Mikrofonsignal effektiv abgestrahlt werden kann, muss es erst auf eine höhere Frequenz gebracht werden. Dies geschieht durch das Mischen mit einer Trägerfrequenz. Dabei entstehen zwei neue Signale, eines bei der Summe der beiden Frequenzen und das andere bei deren Differenz.

Wird zum Beispiel am Mikrofon ein 1 kHz Signal empfangen und dieses dann mit einer Trägerfrequenz bei 7 MHz gemischt, so entsteht ein neues Signal mit einem um die 7 MHz gespiegelten Mikrofonsignal, also einer Amplitudenanhebung bei 7.001 MHz und bei 6.999 MHz um die Trägerfrequenz. Dies nennt man das obere und das untere Seitenband.

Es ergibt sich folgendes FFT-Diagramm, siehe Abbildung 6: Fast Fourier Transformation. Dies ist eine Methode, um aus der Zeitdomäne in die Frequenzdomäne überzugehen und ein Frequenz-Amplituden-Diagramm zu erhalten. Ich nutzte FFT-Diagramme bei meiner Entwicklung zusammen mit spezifischer Software,<sup>3</sup> um Signale und deren Qualität darzustellen.<sup>4</sup>

<sup>2</sup>Vgl. MOLTRECHT 2016, S. 118.

<sup>3</sup>SDRuno von SDRplay in Kombination mit einem RSPduo, <https://www.sdrplay.com/>, 13.08.2022

<sup>4</sup>Vgl. LANGE LÖCHERER 1986, Band 1, S. D4.

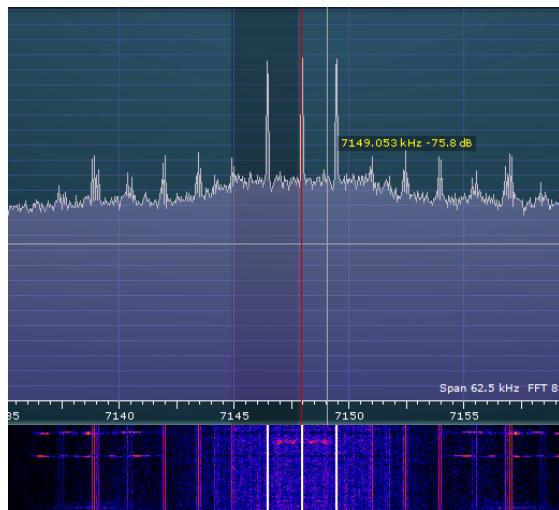


Abbildung 6: FFT Diagramm eines AM Signals

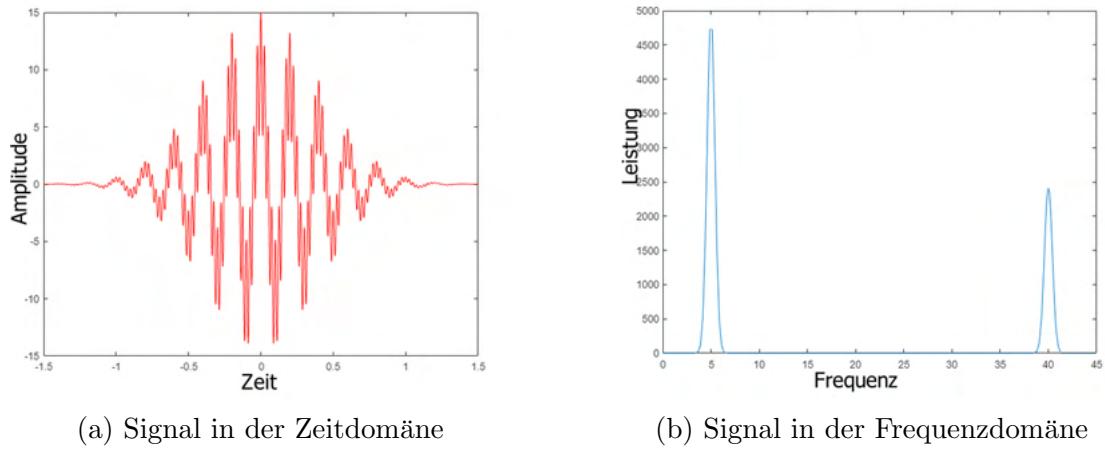


Abbildung 7: Beispiel einer Fouriertransformation

Eine Weiterentwicklung der Amplitudenmodulation ist die Frequenzmodulation (FM), wobei hier nicht die Amplitude, sondern die effektive Frequenz des Trägersignals entsprechend dem Mikrofonsignal verändert wird. Die Frequenzmodulation bietet im Gegensatz zur Amplitudenmodulation eine höhere Störresistenz, weshalb sie bei den meisten UKW-Rundfunksendern zur Verwendung kommt. Sie ist jedoch in der Modulation und Demodulation komplexer.<sup>5</sup>

<sup>5</sup>Vgl. MOLTRECHT 2016, S. 121.

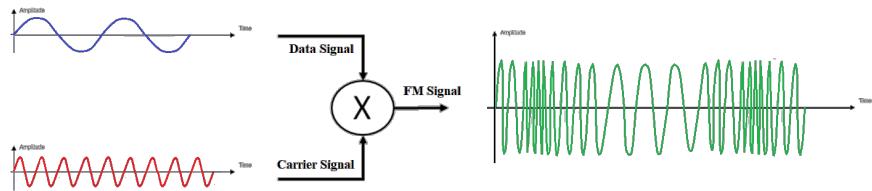


Abbildung 8: Frequenzmodulation

Aber welche Trägerfrequenz ist am geeignetsten, um das Signal effektiv übertragen zu können? Das hängt von vielen Faktoren ab. Elektromagnetische Wellen breiten sich hauptsächlich über zwei Wege aus: Bodenwellen und Raumwellen. Bodenwellen folgen durch die elektrische Leitfähigkeit der Erde ihrer Krümmung und können so auch über den Horizont hinweg empfangen werden. Durch Interaktion mit dem Erdboden und Hindernissen wie zum Beispiel Bergen werden sie hingegen gedämpft. Deswegen werden für grosse Distanzen sehr hohe Leistungen benötigt. Die Raumwelle folgt nicht dem Boden, sondern strahlt in den Raum. Sie wird an der Ionosphäre, einer Schicht der Atmosphäre, wieder zurück zur Erde gebogen und von der Erdoberfläche dann reflektiert. Das Signal kann mehrere Male zwischen Ionosphäre und Erdoberfläche "pendeln" und so weite Distanzen überbrücken. Die Eigenschaften der Ionosphäre, welche in mehrere Schichten unterteilt ist, schwanken jedoch, z.B. in Abhängigkeit der Sonnenwinde. Der Nachteil der Raumwellen ist, dass bei zu geringer Leistung das Signal vor dem erneuten Erreichen des Erdbodens vollständig im Rauschen untergehen kann, so dass überhaupt keine Verbindung mehr möglich ist. Teils werden die Signale nicht einmal weit genug gebogen und erreichen den Erdboden nie.

Die jeweiligen Ausbreitungsbedingungen von Raum- und Bodenwellen sind ausserdem stark frequenzabhängig. Oberhalb von etwa 30 MHz werden Bodenwellen von der Umgebung sehr stark absorbiert und sind nahezu unbrauchbar. Raumwellen bis 3 MHz werden von der Ionosphäre absorbiert, oberhalb von 30 MHz durchdringen sie die Ionosphäre und strahlen ins Weltall ab. Nur zwischen 3 MHz und 30 MHz werden sie zur Erdoberfläche gebeugt. Deshalb ist ab Frequenzen von 30 MHz fast nur noch Sichtfunk möglich. Empfänger und Sender müssen einander also sehen.

Unterhalb von 30 MHz bis etwa 3 MHz, dem Kurzwellenbereich (KW), können durch Raumwellen sehr grosse Reichweiten überwunden werden und auch die Ausbreitung über Bodenwellen beginnt bereits. Ab 3 MHz und tiefer ist die Absorption der Ionosphäre so gross, dass dieser Ausbreitungsweg fast vollständig blockiert ist und mit sehr hohen Leistungen die Bodenwelle genutzt werden muss. Deshalb fokussiert sich der Amateurfunk für regionale Kommunikation auf den Frequenzbereich von 30 MHz - 600 MHz und zum internationalen Austausch fast ausschliesslich auf die Kurzwelle.<sup>6</sup>

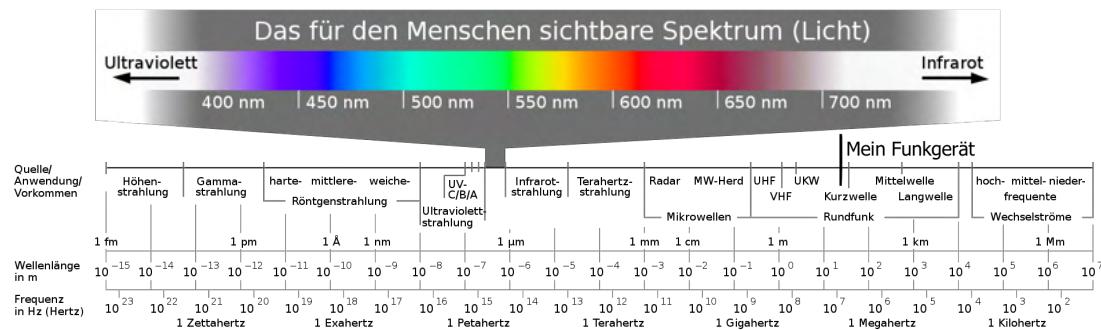


Abbildung 9: Das elektromagnetische Spektrum

## 4 Funkgerät im Eigenbau

Da mich vor allem der elektrotechnische Teil interessiert, konzentrierte ich mich voll und ganz auf die analoge Übertragung. Hier wählte ich als Modulationsart die Single-Side-Band-Modulation. Diese bietet als Weiterentwicklung der Amplitudenumulation neue Fähigkeiten bei einer weiterhin einfachen Umsetzung. Durch die effiziente Leistungsverteilung und Auslastung des Spektrums ist sie zudem im aktiven Betrieb sehr beliebt.

Im Gegensatz zur AM, bei der alle Produkte des Mischers abgestrahlt werden, die Trägerfrequenz sowie Summe als auch Differenz, wird zur SSB-Modulation

<sup>6</sup>Vgl. MOLTRECHT 2016, S. 65.

bereits im Mischer der Träger unterdrückt und dann mithilfe eines Bandpassfilters entweder die Summe oder Differenz, welche die beiden Seitenbänder darstellen, herausgefiltert. So bleibt nur noch ein Seitenband übrig. Die Funktion des Mischers als Teil eines Funkgerätes wird nachfolgend noch detaillierter beschrieben.<sup>7</sup>

Für die Trägerfrequenz entschied ich mich für das 40-Meter Band, 7 MHz – 7.2 MHz, und speziell für die Frequenz 7.15 MHz. Das 40-Meter Band bietet in Jahren höherer Sonnenaktivität einen guten Kompromiss zwischen Funktionsvielfalt von Übertragungsmöglichkeiten und der Reichweite von Funkgeräten, und geringerer Komplexität bei deren Konstruktion. Bei grösseren Wellenlängen (niedrigeren Trägerfrequenzen) sinkt das Potenzial der Interaktionen zwischen Komponenten und hochfrequenten Störquellen. Bei höheren Frequenzen (kürzeren Wellenlängen) müssen Leitungslängen sehr kurz sein und die verwendeten Komponenten eine höhere Genauigkeit aufweisen.

Durch die Wahl nur einer festen Trägerfrequenz bei genau 7.15 MHz konnten sämtliche Komponenten fix auf diese Frequenz abgestimmt werden. Zudem ermöglicht dies den Aufbau mit nur einem Mischer. Denn üblicherweise geschieht das Mischen des Nutzsignals mit der Trägerfrequenz in zwei Schritten. Zuerst wird das Nutzsignal mit einer festen Zwischenfrequenz gemischt. Danach wird ein Filter geschaltet, der durch die feste Zwischenfrequenz einfach aufgebaut und für hohe Trennschärfe und Dämpfung optimiert werden kann. Ein nachgeschalteter zweiter Mischer mischt dann das Nutzsignal mit einer zweiten Trägerfrequenz, der Hochfrequenz (HF), um so die Radiofrequenz (RF), also das fertige Signal zu erzeugen, welches abgestrahlt wird. Durch Variieren der HF wird nun die Frequenz der RF geändert, ohne den Filter verschieben zu müssen, da die Zwischenfrequenz unverändert bleibt. Dieser Schritt über eine Zwischenfrequenz mit einem zweiten Mischer konnte bei einer Auslegung auf eine feste Trägerfrequenz entfallen.

So kam ich zu folgendem Blockschaltbild, bestehend aus einem Modulator, welcher auch als Mischer fungiert, einem Mikrofonmodul, Oszillator und Bandpassfilter sowie nachgeschaltetem Verstärker.

---

<sup>7</sup>Vgl. MOLTRECHT 2016, S. 120.

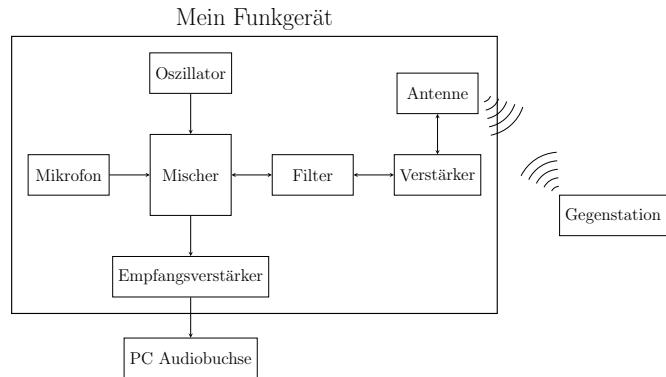


Abbildung 10: Blockschaltbild meines Funkgerätes

Die einzelnen Blöcke sind auf Lochrasterplatten aufgebaut, die auf einer durchgängig mit Kupfer beschichteten Platine (Masseebene) aufliegen. Über diese sind dann alle Komponenten auf kürzestem Weg mit Masse verbunden. Dies hilft deutlich bei der Störungsbeseitigung und generellen Stabilität. Die Spannungsversorgung ist sicher gestellt durch ein geregeltes Netzteil (BASETech BT-155), welches 13.8 V liefert und im Vergleich zu einem einfachen Schaltnetzteil eine sehr reine Spannungsversorgung bietet. Hierdurch können besonders im niederfrequenten Teil Störungen minimiert werden.

Sehr hilfreich war bei der Fehlersuche und Verifizierung das Oszilloskop (GOULD 450), als auch der RSPduo, ein Software-Defined-Radio (SDR, Programm auf dem Computer), welches zur Frequenzüberwachung ein FFT-Diagramm generieren kann. So konnte ich die Effektivität des Filters sowie die Frequenzstabilität und die Güte meiner Schaltungsteile feststellen. Außerdem verwendete ich ein Multimeter (FLUKE 115), um speziell Widerstände und Spannungen punktuell in meiner Schaltung zu messen. Kapazitäten ließen sich mit diesem nicht gut bestimmen, da die Empfindlichkeit nicht ausreichte. Nebenbei war ein Vektornetzwerkanalysator (NanoVNA) äußerst hilfreich, um Impedanzen und die Dämpfung des Filters zu bestimmen.

## 4.1 Mikrofonmodul

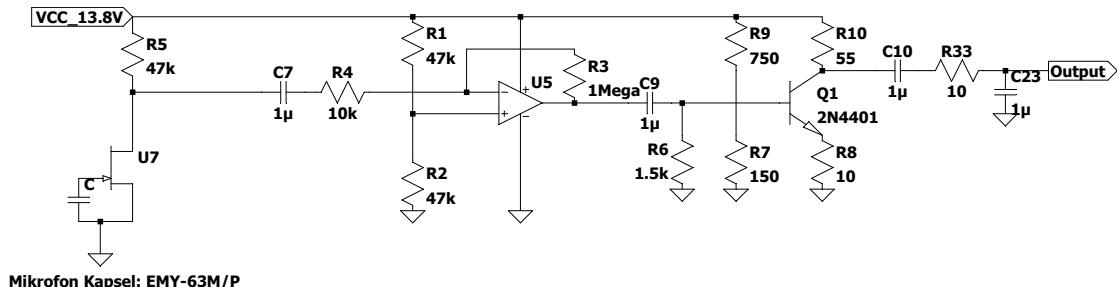


Abbildung 11: Schaltbild des Mikrofonmoduls

Der Grundbaustein der Mikrofonschaltung ist ein Elektret-Kondensator-Mikrofon, welches durch seinen internen Verstärker bei passender Stromversorgung ein bereits akzeptables Ausgangslevel liefert. Elektret-Kapseln sind nicht bidirektional, müssen also korrekt angeschlossen werden. Da ich dies erst später bemerkte, ging meine erste Ladung fast vollständig kaputt und der Aufbau musste wiederholt werden.

Das Ausgangslevel konnte dann mithilfe eines Operational Amplifier (OpAmp), verstärkt werden, ohne dass Störungen auftreten. Dieser ist in invertierender Bauweise ausgelegt<sup>8</sup> und mit einem  $1\ \mu\text{F}$  Kondensator an seinem Ein- und Ausgang eingekoppelt. Durch die Kondensatoren wird nur der Wechselstromanteil übertragen, da sie bei Gleichstrom sperren. Dadurch kann vermieden werden, dass der OpAmp durch den Gleichstromanteil in Sättigung gerät.

Da eigentlich eine Versorgungsspannung von plus und minus 10 V - 15 V vorausgesetzt wird, das Netzteil jedoch nur +12 V liefert, muss, um eine gleichmässige Verstärkung beider Teile des Signals zu erhalten, der nichtinvertierende Eingang auf die Mitte zwischen 0 V und 13.8 V gezogen werden. So kann das verstärkte Signal gleichmässig um plus und minus 6.9 V pendeln. Dies geschieht durch einen einfachen Eins-zu-eins-Spannungsteiler, welcher eine virtuelle Masse erzeugt. Dann werden durch einen einfachen RC-Hochpassfilter, bestehend aus einem  $1\ \mu\text{F}$  Kondensator in Reihe und  $1.5\ \text{k}\Omega$  Widerstand zur Masse mit einem  $-3\text{ dB}$  Punkt bei

<sup>8</sup>Vgl. MOLTRECHT 2016, S. 82.

106 Hz, berechnet durch  $f_0 = 1/\pi\sqrt{LC}$ , die niederfrequenten Störsignale, wie z.B. der 50 Hz Sinus der Netzspannung, herausgefiltert. Das resultierende Signal ist jedoch für den nachfolgenden Mischer noch zu schwach und wird mithilfe eines Transistorverstärkers (Emitterfolger)<sup>9</sup> der Pegel weiter angehoben. Hier entspricht der Kollektorwiderstand in etwa der Ausgangsimpedanz, so kann eine einfache Impedanz-Anpassung für den danach folgenden Mischer erreicht werden. Hier wurden  $50\Omega$  gewählt, dies ein etablierter Standard, der sich auch eignet, um Antennen zu speisen. Wichtig hierbei ist es, die Verstärkung und die Transistorvorspannung richtig einzustellen, um eine gleichmässige Übersetzung des Signales zu erreichen, ohne dass es abgeschnitten wird. Nach den theoretischen Berechnungen musste vor allem der Verstärkfaktor durch das Ersetzen einiger Widerstände angepasst werden. Auch half eine stabile Stromversorgung eines qualitativ hochwertigen Labornetzteils, die Störungen soweit zu minimieren, dass sie die Nutzung nicht mehr einschränkten.

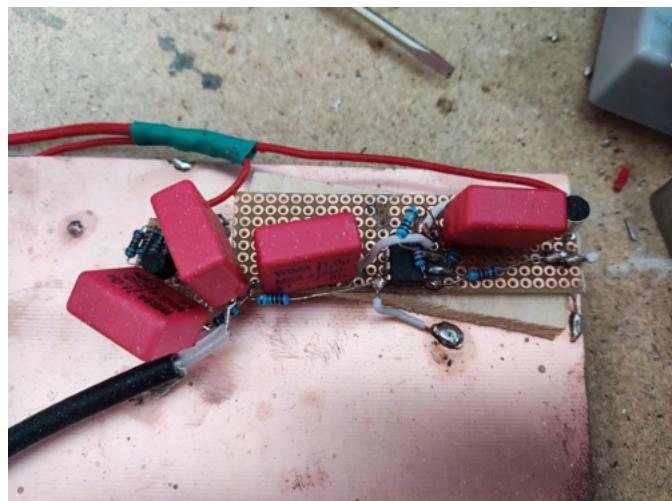


Abbildung 12: Fertiges Mikrofonmodul

---

<sup>9</sup>Vgl. TIETZE SCHENK 1989, S. 511.

## 4.2 Oszillator

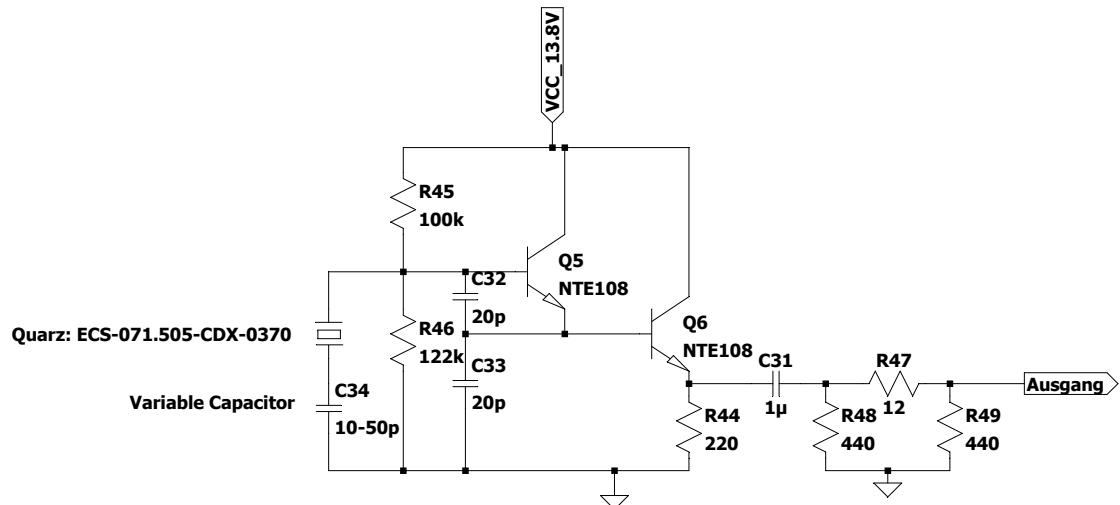
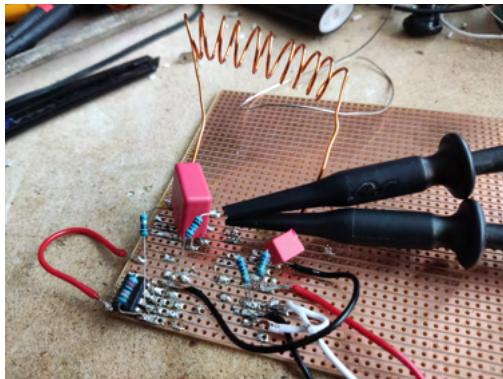


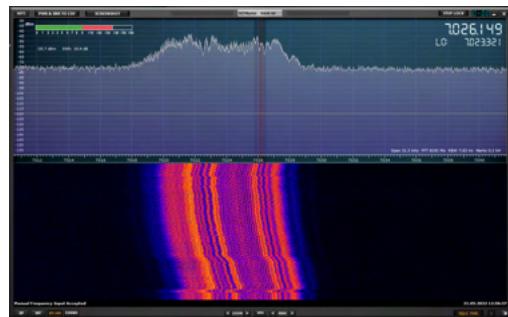
Abbildung 13: Schaltbild des Oszillators

Oszillatoren sind eigentlich nur selektiv rückgekoppelte Verstärker, bestehend aus einem Verstärker und einem frequenzabhängigen Dämpfungsglied, welches den Ausgang des Verstärkers wieder zurück zum Eingang schickt.<sup>10</sup> Diese Schaltung schwingt sich dann aus kleinen immer vorhandenen Unregelmässigkeiten hoch, wobei die Frequenzen, die nicht allzu stark gedämpft werden, Oberhand gewinnen und sich das System nach einigen Mikrosekunden in einem stabilen Zustand befindet. Die Frequenzstabilität und die Güte, wie stark die Frequenz fluktuiert und wie breit der Frequenzbereich ist, sind direkt abhängig vom verwendeten Dämpfungsglied. Dieses kann ein einfacher Bandpassfilter bestehend aus einem Kondensator und einer Spule sein. Durch die Verluste im Kondensator und der Spule sowie der Empfindlichkeit gegenüber äusseren Einflüssen können jedoch keine ausreichende Güte und Stabilität erreicht werden. Meine Versuche mit einem OpAmp und einem einfachen LC-Netzwerk erzeugten ein Signal, welches ganze 10 kHz breit ist und sich, je nach Umgebung um mehrere Kilohertz verschob, siehe Abbildung 14a. Der Einbau einer grossen Spule in die Stromversorgung zur Filterung behob dies etwas. Dadurch wurden auch einzelne Spitzen sichtbar, die Nebenspitzen. Diese entstan-

<sup>10</sup>Vgl. MOLTRECHT 2016, S. 87.



(a) LC-Oszillator mit OpAmp



(b) FFT-Diagramm des LC-Oszillators

Abbildung 14: Aufbau und Ausgabe des LC -Oszillators

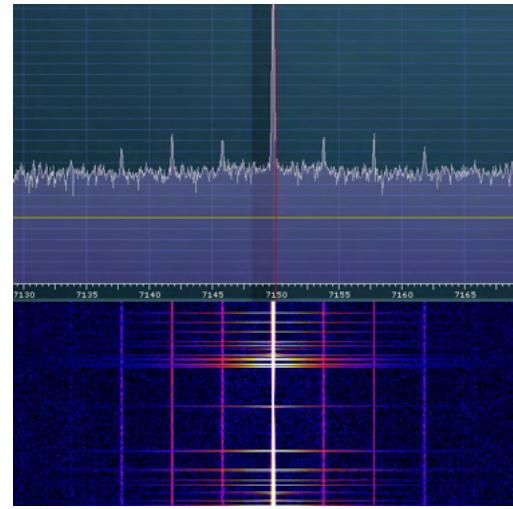
den durch die verschiedenen Leiter und Bauteile, die durch ihre Eigeninduktivität und Kapazität auch anfingen zu schwingen.

Um diese Probleme der Frequenzinstabilität und Güte zu umgehen, eignen sich Quarzkristalle, welche eine parallele und eine serielle Resonanzfrequenz aufweisen. Quarzkristalle bestehen aus einer Halterung, in die ein kleines Stück Quarz eingefasst ist das aufgrund seines speziellen Schnittes und seiner Grösse bei einer gut definierten Frequenz schwingt. Ausserdem sind die Verluste eines Quarzes sehr gering. Er besitzt also eine vortreffliche Güte. Die Kombination eines Quarzoszillators mit einem OpAmp erreichte die gewünschte Frequenzstabilität und Präzision, war jedoch äusserst instabil und geriet auch nicht zuverlässig in Schwingung. Dies war auf eine fehlende Pufferstufe zurückzuführen. Da Oszillatoren auf einem delikaten Feedback-Netzwerk basieren, bricht die Oszillation zusammen, sobald eine Last an den Ausgang gehängt wird. Um diese Beeinflussung zu vermeiden, kann durch einen weiteren Transistor oder OpAmp die Schaltung ausgekoppelt werden.

Aufgrund der Instabilität des OpAmp-basierten Oszillators entschied ich mich dazu, als Alternative einen bereits gut dokumentierten Colpitts-Quarzoszillator aufzubauen. Um bei diesem eine zuverlässige Schwingung sicherzustellen, ist es wichtig, dass die totale Phasenverschiebung aller Komponenten bei null liegt und die Gesamtverstärkung grösser als eins ist. In einem Colpitts- Quarzoszillator wird dies durch einen nachgeschalteten einfachen Emitterfolgerverstärker erreicht. Die



(a) Fertiger Colpitts-Quarz-Oszillator



(b) FFT-Diagramm des Oszillators

Abbildung 15: Aufbau und Ausgabe des fertigen Oszillators

frequenzabhängige Dämpfung kommt durch einen Tankschaltkreis, bestehend aus zwei Kondensatoren und dem parallelen Quarz, der vor allem als Induktivität wirkt, zustande. Neben der Dämpfung besitzt die Tankschaltung unterhalb ihrer Resonanzfrequenz ausserdem eine Phasenverschiebung, welche die Frequenzbreite weiter einschränkt.<sup>11</sup>

Dieser Aufbau bietet auch eine sehr gute Trennschärfe, wird jedoch von einigen Nebenspitzen und Fluktuationen begleitet. Mithilfe eines kleinen variablen Kondensators, der mit dem Quarz in Serie geschaltet ist, kann die Frequenz um einige Kilohertz verschoben werden.

---

<sup>11</sup>Vgl. MOLTRECHT 2016, S. 92.

### 4.3 Mischer

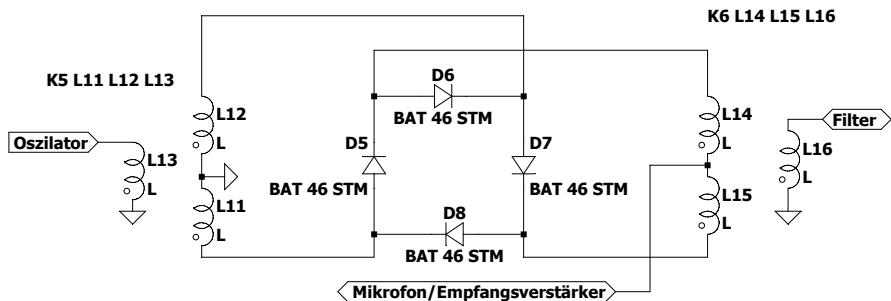


Abbildung 16: Schaltbild des Mischers

Zur Modulation von SSB wird ein Seitenband sowie der Träger unterdrückt. Das Seitenband lässt sich aufgrund des Abstandes zum Restsignal einfach durch einen steilen Filter dämpfen. Der Träger, welcher näher an den Nutzfrequenzen liegt und deshalb nicht einfach herausgefiltert werden kann, ohne auch diese zu beeinflussen, wird durch einen speziellen Mischer unterdrückt. Dies ist üblicherweise ein Ringmodulator, der beide Eingangssignale, den eingespiesenen Träger, sowie das Mikrofonsignal, unterdrückt und nur deren Summe und Differenz ausgibt. Dies wird durch einen Dioden-Ring erreicht, der Trägersignal und Mikrofonsignal so auf den Ausgangstrafo leitet, dass sie sich aufheben. Dadurch entsteht ein Doppel-Seitenband-Signal, welches dann einfach gefiltert werden kann. Wichtig bei einem Ringmodulator ist das richtige Anschließen der Signale und der symmetrische Aufbau. Alle Leitungen sollten gleich lang sein. Die Transformatoren müssen die gleiche Induktivität aufweisen, damit es nicht zum Übersprechen des Trägers kommt. Auch sollte die Vorwärtsspannung der Dioden angeglichen werden und um ein Vielfaches kleiner als die Nutzsignale sein, da sonst zu starke Ungleichheiten und Verzerrungen auftreten. Dazu sollten möglichst viele Dioden erworben und nach Vorwärtsspannung sortiert werden, denn diese weicht meist signifikant vom Datenblatt ab. Da ich dies aufgrund von Zeitbeschränkungen nicht beachte, wird sowohl beim Senden als auch beim Empfang dauerhaft der Träger abgestrahlt. Diese Trägerabstrahlung müsste durch ein präziseres Aufbauen des Mischers noch weiter vermindert werden, bevor das Funkgerät mit erhöhter Leistung eingesetzt werden kann. Sonst können bei anderen Parteien Störungen auftreten.<sup>12</sup>

<sup>12</sup>Vgl. MOLTRECHT 2016, S. 172.

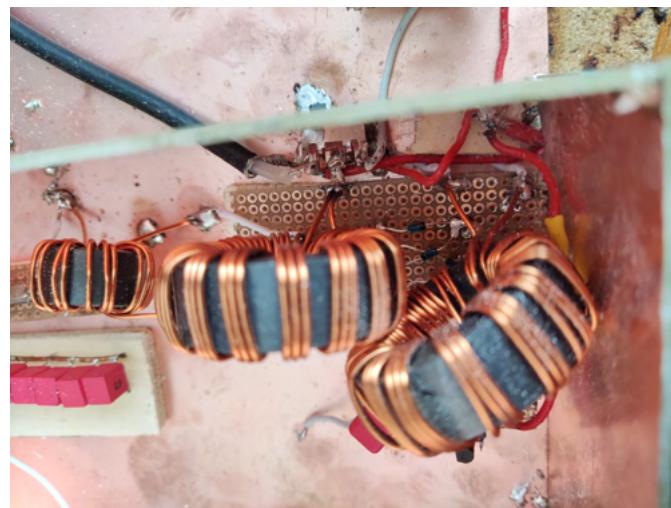


Abbildung 17: Fertiger Mischer

#### 4.4 Bandpassfilter

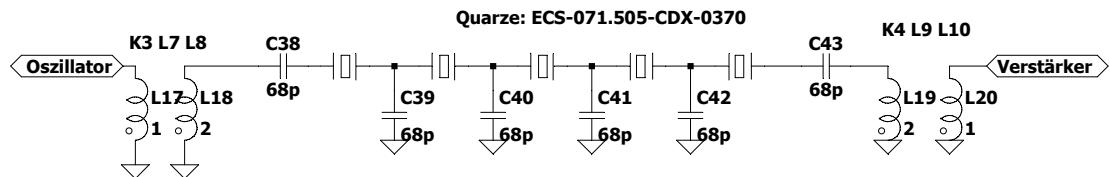


Abbildung 18: Schaltbild des Quarzfilters

Ein Filter ist ein Schaltungsteil, der die gewünschten Frequenzen durchlässt und andere nach Masse ableitet. Er besteht meist aus einer Kombination von Widerständen, Spulen und Kondensatoren. Durch das richtige Kombinieren mehrerer Stufen kann die Trennschärfe erhöht werden. Da die Berechnung dieser Kombination sehr komplex ist, wird meist eine geeignete Software dazu verwendet. Ich entschied mich hier für Elsie, eine Software zur Simulation und Berechnung von Filternetzwerken, welche eine gute Auswahl an Topologien und Einstellungsparametern bietet. Um aus der DSB-Modulation eine SSB-Modulation zu erhalten, muss ein Seitenband unterdrückt werden. Dies geschieht durch einen fixen Bandpassfilter, der entweder einige Hertz ober- oder unterhalb des Trägers beginnt und üblicherweise eine Bandbreite um die 3 kHz aufweist. Die menschliche Stimme

besitzt eine Bandbreite von etwa 12 kHz<sup>13</sup>, doch bereits 3 kHz reichen völlig zur Informationsübermittlung aus.<sup>14</sup>

Die unterschiedlichen Topologien bieten differenzierte Trennschärfen, jedoch teils Rippel im Pass- als auch Stoppband, also keinen glatten Dämpfungsverlauf, was zu einer Verzerrung der Stärken der einzelnen Frequenzen des Nutzsignals führt. Um bei einem DSB-Signal ein Seitenband zu unterdrücken ist es wichtig die Trennschärfe zu maximieren, so dass das andere Seitenband trotz seiner Proximität möglichst gut herausgefiltert wird. Daneben sollten Rippel im Passband minimiert werden, um das Sprachsignal nicht zu verzerren. Dazu eignen sich vor allem elliptische Filter. Diese weisen zwar sehr starke Rippel in ihrem Stoppband, und auch etwas in ihrem Passband auf, sind dafür aber ausserordentlich steil. Die Eigenschaften eines elliptischen Filters sind jedoch stark abhängig von den Eingangs- und Ausgangsimpedanzen. Ausserdem ist die Dimensionierung der Bauteile empfindlich gegenüber jeder Änderung. Die Bauteile mit der nötigen Toleranz sind nicht günstig zu erwerben und müssen sogar ggf. extra angefertigt werden. Das überschreitet mein Budget. Deshalb entschied ich mich, einen Quarzfilter zu nutzen, der Quarze als Schwingkreise verwendet. Da diese Quarze gut definiert sind, lässt sich so viel einfacher ein Filter realisieren. Der einzige Nachteil eines Quarzfilters ist die Gebundenheit an verfügbare Quarze, da seine Resonanzfrequenz direkt abhängig von der des Quarzes ist.

Zur Berechnung eines solchen Filters müssen zuerst alle Eigenschaften der Quarze bekannt sein. Diese sind meist nicht vollumfänglich den Datenblättern entnehmbar. Auch sollten sie in ihren Resonanzfrequenzen keine allzu grossen Abweichungen aufweisen. Dazu verwendete ich den zuvor kalibrierten NanoVNA als Resonanzfrequenz- und Dämpfungsmessgerät, siehe Abbildung 19. Aus den gemessenen neun Quarzen wurden die vier mit der geringsten Abweichung in ihrer seriellen Resonanzfrequenz verwendet. Dann konnte der Quarzfilter mithilfe einer Webseite berechnet und aufgebaut werden.<sup>15</sup> Der erste Aufbau hatte nicht die erwartete Dämpfungskurve. Die Komplexität durch die vielen Kondensato-

<sup>13</sup>URL: [https://de.wikipedia.org/wiki/Menschliche\\_Stimme](https://de.wikipedia.org/wiki/Menschliche_Stimme), 18.08.2022.

<sup>14</sup>Vgl. LANGE LÖCHERER 1986, Band 1, S. F1.

<sup>15</sup>URL: <https://www.giangrandi.org/electronics/crystalfilters/xtalladder.html>, 10.08.2022.

ren erschwert ein ordentliches Zusammenlöten. Auch ein zweiter Aufbau schlug fehl da die Daten, welche zur Berechnung verwendet wurden, auf sehr ungenauen Messungen basierten. Speziell die parallele Resonanzfrequenz lässt sich nicht einfach bestimmen und zum direkten Messen der Parameter fehlt das, aufgrund der benötigten Empfindlichkeit, sehr teure Equipment. Deshalb verwendet der fertige Filter überall einen 68 pF Kondensator. Dies ergibt eine Dämpfung zwischen dem Pass- und Stoppband von etwa 36 dB bei einer Trennschärfe von 390 Hz, mit einer Bandbreite von 1 kHz, was noch zur Verständigung ausreicht. Denn wenn zu wenig Bandbreite durchgelassen wird, ist zu wenig Information vorhanden und die resultierende Sprachausgabe klingt z.B. zu dumpf, um noch verständlich zu sein.

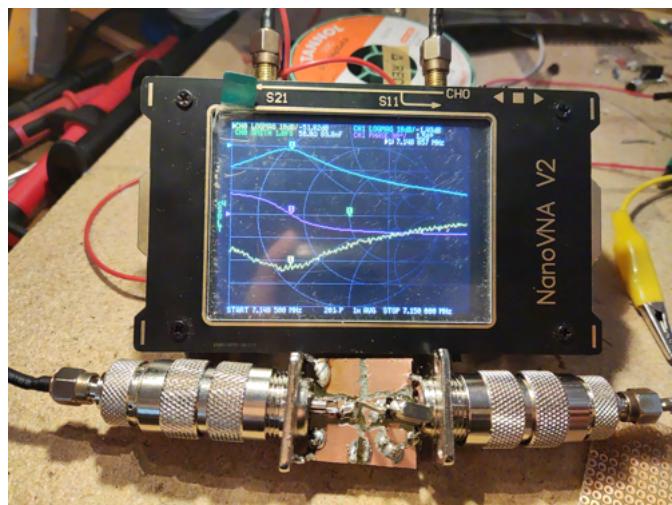


Abbildung 19: Aufbau der Quarzmessungen mit eigens konstruierter Halterung

Die Mittenfrequenz von 7.149465 MHz führt bei LSB-Modulation zu einer benötigten Trägerfrequenz von 7.1504 MHz. Da der Colpitts-Quarzoszillator zuerst nicht auf diese Frequenz eingestellt werden konnte, ein solcher Quarz ist nicht verfügbar, und ausserdem die Oszillatorkreisfrequenz immer etwas von der des Quarzes abweicht, ersetzte ich den Oszillatorkreis durch ein Si5351 Board (Erweiterung des Arduino UNO). Das stellt ein variables Signal zu Verfügung. Zur Alternative, der eigenständigen Konstruktion eines spannungsgesteuerten Oszillators, meist basierend auf einer Phasenregelschleife, reichte die Zeit nicht aus. Mithilfe eines Arduino UNO, sowie modifiziertem Beispielskript, siehe 11.1, gelang die Frequenzgenerierung. Das vom Software-Defined-Radio bereitgestellte FFT-Diagramm wurde zur

Kalibrierung des Si5351 verwendet. Unkalibriert wies dieses eine Abweichung um mehrere 100 Hz gegenüber der programmierten Frequenz auf.

Beim Anschliessen des Filters an das Mikrofon entstanden Abstrahlungen im Passband des Filters durch Rückkopplungen der Abstrahlungen des HF-Filters in die Mikrofonschaltung (Störeinstrahlungen). Der Einbau eines Tiefpass-Filters am Mikrofonausgang verminderte dieses Problem, doch erst das Ersetzen der Verbindung durch ein Koaxialkabel unterdrückte die Einstrahlungen fast vollständig. Die verbliebenen Rest-Einstrahlungen verminderten die Signalqualität nur noch minimal.<sup>16</sup>



Abbildung 20: Fertiger Quarzfilter

---

<sup>16</sup>Vgl. MOLTRECHT 2016, S. 278.

Crystal NR:	S21 (db)	fp (Hz)	fs (Hz)	fl (Hz)	fh (Hz)
1	-1.53	7.16E+06	7.15E+06	7.15E+06	7.15E+06
2	-1.31	7.16E+06	7.15E+06	7.15E+06	7.15E+06
3	-1.12	7.16E+06	7.15E+06	7.15E+06	7.15E+06
4	-1.43	7.19E+06	7.15E+06	7.15E+06	7.15E+06
5	-1.07	7.16E+06	7.15E+06	7.15E+06	7.15E+06
6	-1.1	7.16E+06	7.15E+06	7.15E+06	7.15E+06
7	-0.91	7.16E+06	7.15E+06	7.15E+06	7.15E+06
8	-1.09	7.16E+06	7.15E+06	7.15E+06	7.15E+06
9	-1.3	7.16E+06	7.15E+06	7.15E+06	7.15E+06
Average:	-1.2	7.16E+06	7.15E+06	7.15E+06	7.15E+06
Crystal NR:	Rm ( $\Omega$ )	Reff ( $\Omega$ )	delta f (Hz)	Cm (F)	Lm (H)
1	19.26	119.26	301	7.85971E-15	6.31E-02
2	16.28	116.28	322	8.6239E-15	5.75E-02
3	13.76	113.76	301	8.23974E-15	6.02E-02
4	17.90	117.90	322	8.50564E-15	5.83E-02
5	13.11	113.11	294	8.09456E-15	6.12E-02
6	13.50	113.50	315	8.64284E-15	5.73E-02
7	11.05	111.05	308	8.63767E-15	5.74E-02
8	13.37	113.37	294	8.0759E-15	6.14E-02
9	16.14	116.14	315	8.44609E-15	5.87E-02
Average:	14.93	114.9	308	8.34734E-15	5.94E-02

Tabelle 1: Quarzmessungen mit dem NanoVNA

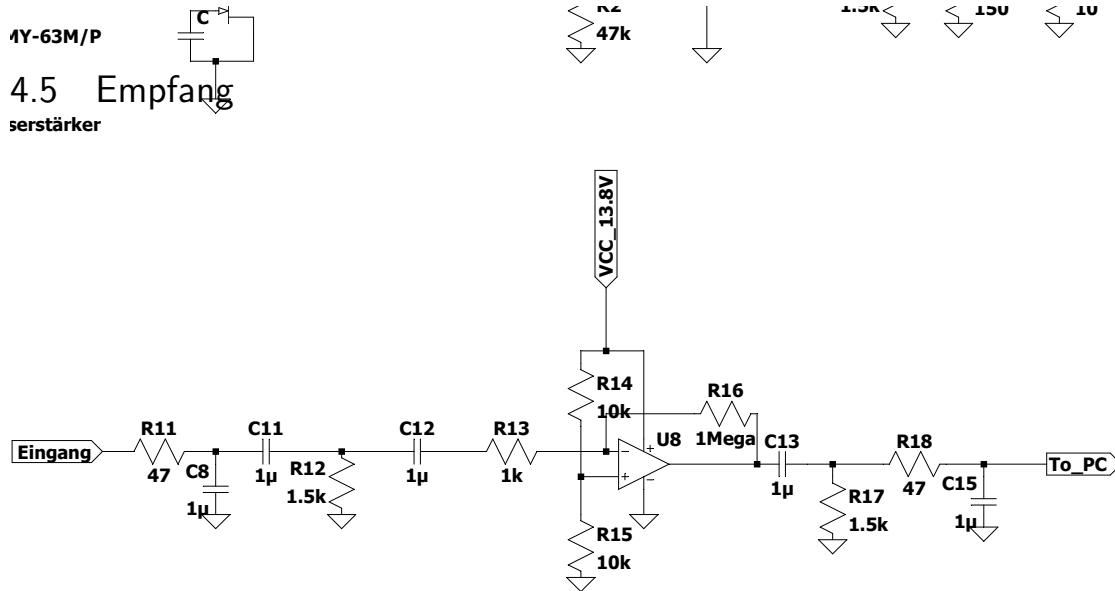


Abbildung 21: Schaltbild des Empfangsverstärkers

**Erste Kapitelle Version Empfangsverstärker**  
 Zum Empfang kann einfach das Mikrofon durch einen Verstärker mit Lautsprecher ersetzt werden. Liegt am Mischer der , sowie das durch die Antenne aufgenommene Empfangssignal an, so lässt sich das demodulierte Signal am Mittenabgriff des rechten Transfornators entnehmen. Es muss dann nur noch verstärkt werden, um es auf einen brauchbaren Pegel anzuheben. Unter der Annahme, dass die benötigte Verstärkung nicht mit einem OpAmp machbar ist, begann ich eine Verstärkung in zwei Stufen zu konstruieren. Diese basierte auf zwei in Reihe geschalteten OpAmps, beide in einem IC integriert. Jedem OpAmp ist jeweils ein Tief- und Hochpassfilter vorgeschaltet, um mögliche Störungen soweit als möglich zu dämpfen, siehe Abbildung 22.

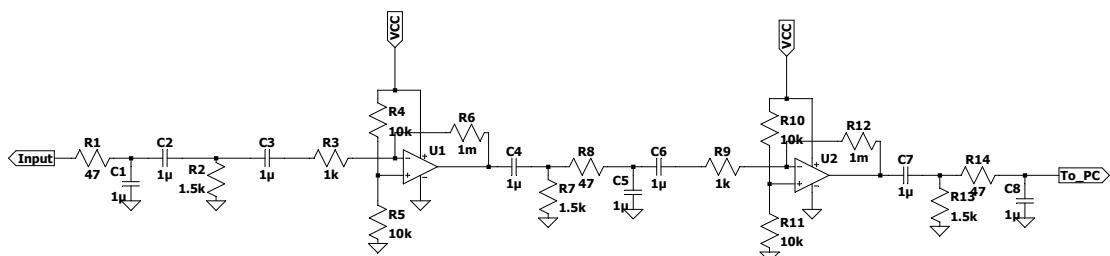


Abbildung 22: Zweistufiger Verstärker

Nach dem Einstellen der Verstärkung funktionierte bei der Messung die Demodulation und die Verstärkung einwandfrei. Doch beim Anschliessen eines Lautsprechers begann dieser zu piepsen. Es entstand eine Rückkopplung, welche auch durch einen weiteren Filter nicht vollständig beseitigt werden konnte. Erst der erneute Aufbau, dieses Mal mit nur einer Stufe, führte zum Erfolg. Das erhaltene Signal konnte mit einem kleinen Kopfhörer erfolgreich, wenn auch verzerrt, abgehört werden. Die Verzerrung entstand durch Überlastung des Kopfhörers, da die angelegte Spannung zu hoch war. Zur besseren Beobachtung und Weiterverarbeitung ersetzte ich dann den Kopfhörer durch einen Klinkenanschluss und senkte den Pegel, so dass sich das Funkgerät an eine Standard-Audiobuchse eines Computers anschliessen liess (2.5 V,  $100\Omega$ ). Der Test der Demodulation eines SSB-Signals mit einem 1 kHz Nutzsignal funktionierte daraufhin einwandfrei, siehe Abbildung 23.

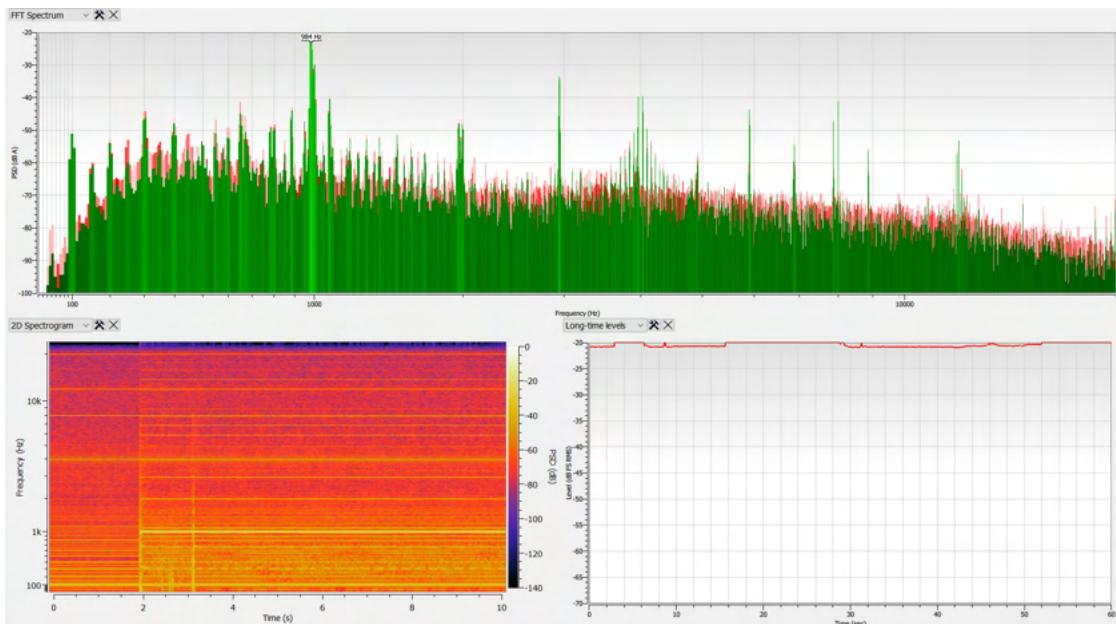


Abbildung 23: Empfang und Demodulation eines 1 kHz Signals

Zur einfacheren Umschaltung zwischen Sende- und Empfangsbetrieb wurden beide Teile durch einen einfachen Schalter verbunden. Dies führte in der Verstärkerschaltung jedoch zu einem Einkoppeln des Mikrofonsignals, das alle anderen Signale übertönte. Weiteres Abschirmen und Filtern war nicht hilfreich, doch das Unterbrechen der Stromversorgung zum Mikrofon während des Empfangs half. Das konnte einfach mit der zweiten, galvanisch getrennten Anschlussreihe des bereits vorhandenen Schalters umgesetzt werden.

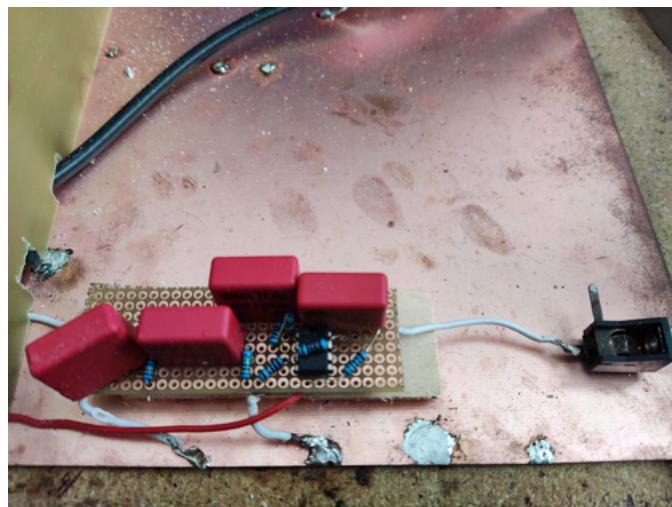


Abbildung 24: Fertiger Empfangsverstärker

## 4.6 Verstärker

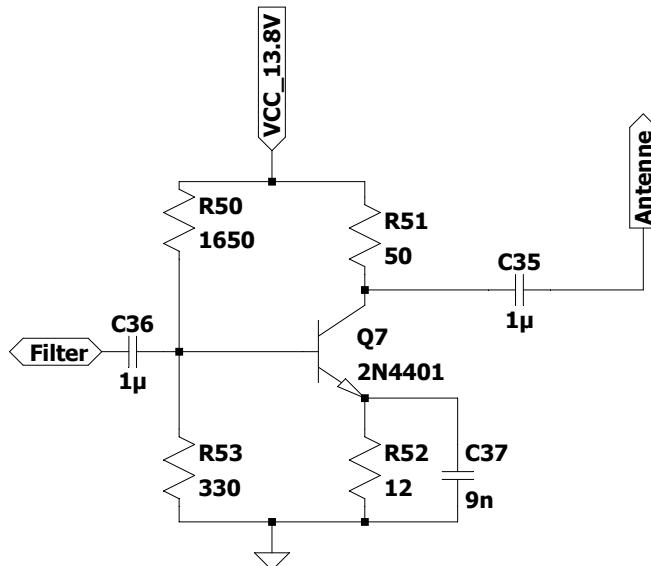


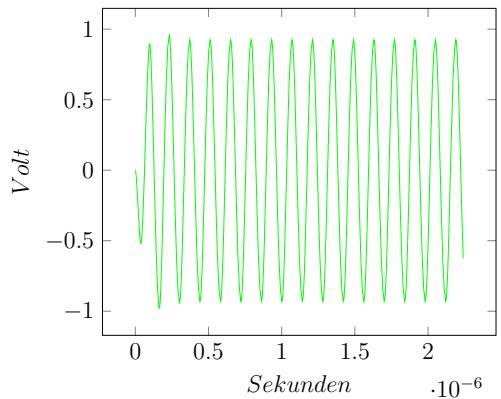
Abbildung 25: Schaltbild des HF Verstärkers

Da der Filter in seinem Passband eine Dämpfung von etwa 15 dB aufweist, besitzt das fertig aufbereitete Signal nur noch eine Leistung von 0.043 mW. Dies war selbst für Tests nicht ausreichend, so dass mit einem kleinen Class-A Verstärker,<sup>17</sup> die Leistung auf 0.323 mW angehoben wurde. Der Verstärker kommt mit 8.76 dB gemessener Verstärkung dem in LTSpice simulierten Wert von 9.8 dB recht nahe. Die Diskrepanz ist auf Verluste in den Leiterbahnen sowie Toleranzen der Komponenten zurückzuführen, welche in der Simulation nicht berücksichtigt wurden.

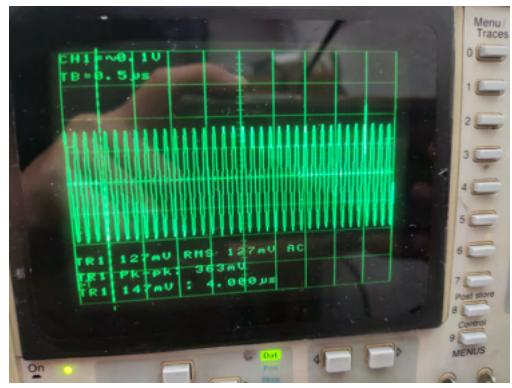
Die Stromversorgung des Verstärkers wird wie die des Mikrofons beim Umschalten auf Empfang abgeschaltet, so dass der verbaute Transistor nur noch als Widerstand und Kapazität fungiert.

Die ersten Aufbauten zur Verifizierung der Funktionalität erfolgten auf einem Breadboard. Dieser Aufbau funktionierte jedoch nicht. Das war auf Kontaktunterbrüche in Verbindungen zwischen dem Breadboard und einigen Komponenten zurückzuführen. Der neue, gelötete Aufbau auf einer Lochrasterplatine hingegen einwandfrei.

<sup>17</sup>Vgl. MOLTRECHT 2016, S. 77, S. 96.



(a) Simulation des Verstärkers



(b) Messung des Signals

Abbildung 26: Simulation und Verifizierung des Verstärkers

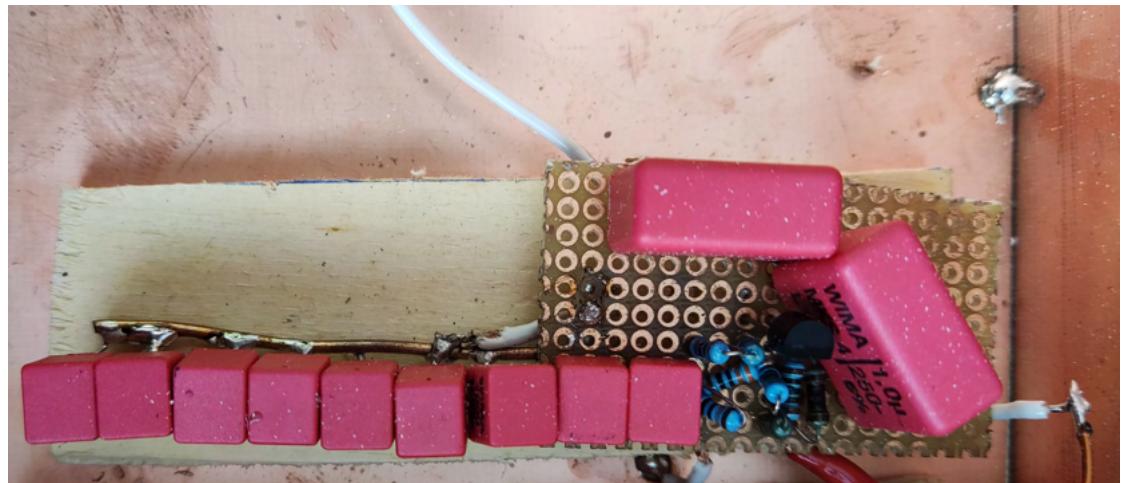


Abbildung 27: Fertiger Verstärker

## 4.7 Antenne

Zur effizienten Abstrahlung eines Signales muss die Impedanz der Antenne mit der des Funkgerätes übereinstimmen. Der hier etablierte Standard im Amateurfunk ist  $50\Omega$ . Die klassische Antenne mit  $50\Omega$  Eingangsimpedanz ist ein Halbwellendipol. Das bedeutet, dass der Dipol die Länge einer halben Welle bei der Betriebsfrequenz besitzt. Die Wellenlänge lässt sich ganz einfach ausrechnen,  $\lambda = c/f$ . Bei 7.15 MHz muss so der Dipol insgesamt 41.93 m lang sein, bei einer Schenkellänge von jeweils 20.96 m.<sup>18</sup> Zum einfacheren Anschliessen an gegebene Antennenanlagen ist der Ausgang mit einer PL-Buchse und die Antenne mit einem passenden Stecker versehen.



Abbildung 28: Fertige Antenne

---

<sup>18</sup>Vgl. MOLTRECHT 2016, S. 88.

## 4.8 Betrieb

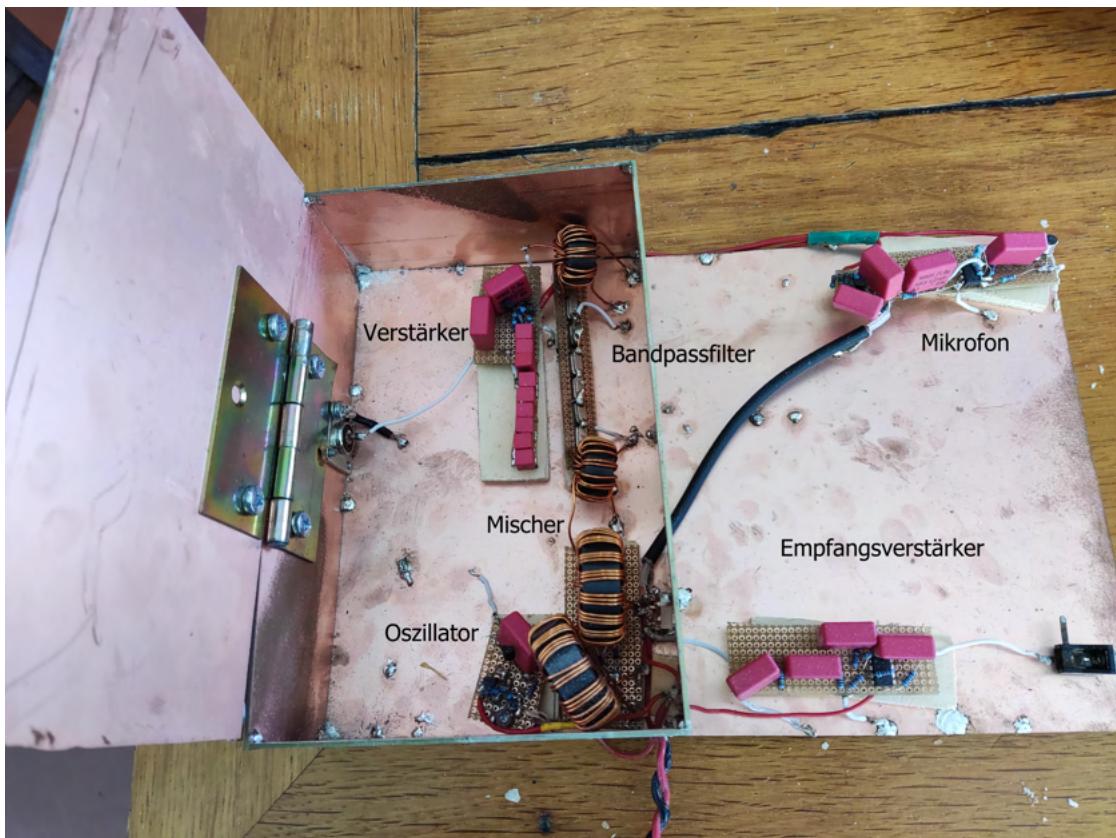


Abbildung 29: Fertiges Funkgerät

Beim Betrieb ist es wichtig, darauf zu achten, dass so wenig Aussendungen wie möglich und so viele wie nötig getätigt werden, um das limitierte Frequenzspektrum so wenig wie möglich zu belegen. Die Betriebsspannung liegt bei, für Funkgeräten typischen, 13.8 V und sollte durch ein gut gefiltertes Labornetzteil mit einer Mindestleistung von etwa 1 A geliefert werden.

### 4.8.1 Empfang

Zum Empfang muss der Schalter in die Position E gebracht und an der Klinkenbuchse ein passendes Audiowiedergabegerät angeschlossen werden, siehe Abbildung 30. Hierbei war wichtig zu beachten, dass das Signal auf ein Line-Level

angehoben wurde, welches bei ungenügend ausgerüsteten Geräten Schaden anrichten kann. Dann kann die Empfangsfrequenz von etwa 7.1504 MHz abgehört werden. Der Empfänger ist nicht auf geringe Leistungen eingestellt, deshalb muss das abzuhörende Signal stark genug sein.

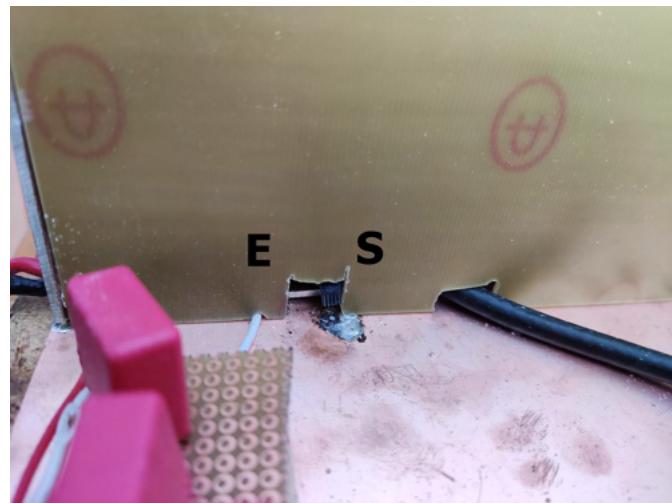


Abbildung 30: Umschalter Sendebetrieb Empfangsbetrieb

#### 4.8.2 Senden

Auf Senden kann umgestellt werden in dem der Schalter, siehe Abbildung 30, auf die Position S gestellt wird. Dann kann in das Mikrofon gesprochen werden. Lautes Sprechen in 2 bis 5 cm Entfernung reicht aus. Bei einem zu starken Schallpegel entstehen unerwünschte Oberwellen. Ausserdem ist es wichtig, dass das Funkgerät nie ohne passende Antenne betrieben werden darf, da sonst die Sendeleistung nicht ordentlich abgestrahlt werden kann und eventuell Komponenten beschädigt. Die angehängten Berechnungen der Module sind im Verlaufe der Arbeit entstanden. Auf ihnen basierten die Simulationen und Testaufbauten, denn ich folgte keinen vorgegebenen Werten sondern errechnete alles selbstständig.

## 5 Verbesserungsvorschläge

Eine Einschränkung meines Funkgerätes ist die fest eingestellte, nicht vom Eingangssignal abhängige Verstärkung. Ein starkes Signal überlastet den Verstärker, ein schwaches wird nicht genügend angehoben. Ein Automatic-Gain-Controller kann das Signal anpassen. Er stellt die Verstärkung über einen spannungsgesteuerten Widerstand, z.B. FET, ein und hält so das Signallevel konstant.<sup>19</sup>

Durch das Integrieren eines zweiten Mischers nach dem Filter, dessen Trägerfrequenz veränderbar ist, kann das Fixfrequenzgerät ohne viel Aufwand zu einem variablen Transceiver erweitert werden, z.B. für das 20 m Band. Beide Mischer müssten dazu jedoch erneut aufgebaut werden, um die Unterdrückung unerwünschter Signalteile durch besser aufeinander abgestimmte Dioden und Transformatoren zu erhöhen.<sup>20</sup>

Ein besseres Abschirmen der einzelnen Komponenten, speziell des HF- vom NF-Teil, etwa durch eine Metallummantelung die als Faraday-Käfig agiert, reduziert ungewollte Aussendungen und erhöht die Signalqualität.

Auch ist die Sendeleistung von 0.288 mW sehr gering. Zur Erhöhung der Reichweite sollte diese durch einen weiteren Verstärker auf etwa 2 W, also um einen Faktor tausend, angehoben werden.

---

<sup>19</sup>Vgl. MOLTRECHT 2016, S. 268.

<sup>20</sup>Vgl. MOLTRECHT 2016, S. 187.

## 6 Schlusswort

Nach den ersten Berechnungen und dem Erstellen der Schaltpläne schien alles nach Plan zu laufen. Das erste Zusammenbauen offenbarte jedoch eine nicht enden wollende Flut an Problemen.

Speziell der Aufbau des Mikrofons und des Oszillators gestalteten sich schwieriger als erwartet. Im Verlauf der Arbeit verbesserten sich vor allem meine Methoden zur Fehlersuche.

Aber auch meine Lötfähigkeiten nahmen stetig zu, so dass die am Ende erstellten Module (teilweise mit SMD-Bauteilen) wesentlich sauberer aufgebaut sind und recht zuverlässig arbeiten.

Daneben entstanden beim Kombinieren der einzelnen Module immer wieder Filter gegen Masse, welche vor allem die Transistorvorspannungen zusammenfallen liessen.

Auch ist die Verwendung von Breadboards (Steckplatten) zur ersten Validierung der Funktionalität nicht geeignet, da diese teils keine gute und stabile Verbindung zwischen den Bauteilen herstellen und Kontaktprobleme auftreten können.



(a) Erste SMD-Lötversuche



(b) Saubere SMD-Verlötzung

Abbildung 31: SMD-Kondensator Löten

Ausserdem gestalltete sich die Informationsbeschaffung nach einiger Zeit wesentlich einfacher. Neben dem Moltrecht,<sup>21</sup> im deutschsprachigen Amateurfunk ein Standardwerk zur Prüfungsvorbereitung, bietet auch das Internet nahezu unerschöpfliche Informationsquellen. Die müssen jedoch im Gegensatz zu Büchern meist noch aufwändig sortiert und aufgearbeitet werden.

Mein Projekt konnte ich erfolgreich umsetzen und habe meine Ziele erreicht, und obwohl der gesamte Prozess teilweise sehr langwierig war, kann ich doch jedem nur empfehlen, auch in die Welt der Elektrotechnik einzutauchen und sich an ein ähnliches Projekt zu wagen. Ein FM- oder AM-Empfänger kann auch ohne Lizenzen aufgebaut werden, wobei beachtet werden muss, dass Sendeleistung und Störaussendungen die in den Richtlinien<sup>22</sup> definierten Werte nicht übersteigen.

## 7 Danksagung

Ich danke Herrn Peter Abegglen, der meine Arbeit am Freien Gymnasium Bern betreut. Bei der Umsetzung profitierte ich sehr von meiner Mitgliedschaft im Amateurfunkverein HB9CL. Dessen Mitglieder, speziell Simon Wüthrich und Manuel Hulliger, standen mir bei Fragen immer ratsam zur Seite. Auch mein Vater, Jens Pionczewski, und Martin Stellmacher, ein guter Freund, beide mit Diplom Elektrotechnik, konnten mir immer wieder zurück auf die richtige Bahn helfen. Denn viele kleine aber wichtige Details sind in der Literatur fast oder sogar überhaupt nicht zu finden. Ich danke auch allen, die diese Dokumentation auf Lesbarkeit und Verständlichkeit geprüft haben.

---

<sup>21</sup>MOLTRECHT 2016.

<sup>22</sup>Vgl. MOLTRECHT 2016, S. 277.

## 8 Abbildungsverzeichnis

1	Arbeitsplatz im Zimmer . . . . .	3
2	SOTA Aktivierung . . . . .	4
3	Konzessionen und Fähigkeitsausweise . . . . .	5
4	Teilhaber der Entwicklung des ersten Funkgerätes . . . . .	6
4a	Heinrich Hertz, in: <a href="https://de.wikipedia.org/wiki/Heinrich_Hertz">https://de.wikipedia.org/wiki/Heinrich_Hertz</a> , 13. 08. 2022 . . . . .	6
4b	Nikola Tesla in: <a href="https://de.wikipedia.org/wiki/Nikola_Tesla">https://de.wikipedia.org/wiki/Nikola_Tesla</a> , 13. 08. 2022 . . . . .	6
4c	Alexander Popow, in: <a href="https://de.wikipedia.org/wiki/Alexander_SStepanowitsch_Popow">https://de.wikipedia.org/wiki/Alexander_SStepanowitsch_Popow</a> , 13. 08. 2022 . . . . .	6
5	Amplitudenmodulation, in: <a href="https://en.wikipedia.org/wiki/Amplitude_modulation">https://en.wikipedia.org/wiki/Amplitude_modulation</a> , 13. 08. 2022 . . . . .	7
6	FFT Diagramm eines AM Signals . . . . .	8
7	Beispiel einer Fouriertransformation . . . . .	8
7a	Signal in der Zeitdomäne, in: <a href="https://de.wikipedia.org/wiki/Fourier-Transformation">https://de.wikipedia.org/wiki/Fourier-Transformation</a> , 13. 08. 2022 . . . . .	8
7b	Signal in der Frequenzdomäne, in: <a href="https://de.wikipedia.org/wiki/Fourier-Transformation">https://de.wikipedia.org/wiki/Fourier-Transformation</a> , 13. 08. 2022 . . . . .	8
8	Frequenzmodulation, in: <a href="https://en.wikipedia.org/wiki/Frequency_modulation">https://en.wikipedia.org/wiki/Frequency_modulation</a> , 13. 08. 2022 . . . . .	9
9	Das elektromagnetische Spektrum, in: <a href="https://de.wikipedia.org/wiki/Elektromagnetisches_Spektrum">https://de.wikipedia.org/wiki/Elektromagnetisches_Spektrum</a> , 13. 08. 2022 . . . . .	10
10	Blockschaltbild meines Funkgerätes . . . . .	12
11	Schaltbild des Mikrofonmoduls . . . . .	13
12	Fertiges Mikrofonmodul . . . . .	14
13	Schaltbild des Oszillators . . . . .	15
14	Aufbau und Ausgabe des LC -Oszillators . . . . .	16
14a	LC-Oszillator mit OpAmp . . . . .	16
14b	FFT-Diagramm des LC-Oszillators . . . . .	16
15	Aufbau und Ausgabe des fertigen Oszillators . . . . .	17
15a	Fertiger Colpitts-Quarz-Oszillator . . . . .	17

15b	FFT-Diagramm des Oszillators . . . . .	17
16	Schaltbild des Mischers . . . . .	18
17	Fertiger Mischer . . . . .	19
18	Schaltbild des Quarzfilters . . . . .	19
19	Aufbau der Quarzmessungen mit eigens konstruierter Halterung . .	21
20	Fertiger Quarzfilter . . . . .	22
21	Schaltbild des Empfangsverstärkers . . . . .	24
22	Zweistufiger Verstärker . . . . .	24
23	Empfang und Demodulation eines 1 kHz Signals . . . . .	25
24	Fertiger Empfangsverstärker . . . . .	26
25	Schaltbild des HF Verstärkers . . . . .	27
26	Simulation und Verifizierung des Verstärkers . . . . .	28
26a	Simulation des Verstärkers . . . . .	28
26b	Messung des Signals . . . . .	28
27	Fertiger Verstärker . . . . .	28
28	Fertige Antenne . . . . .	29
29	Fertiges Funkgerät . . . . .	30
30	Umschalter Sendebetrieb Empfangsbetrieb . . . . .	31
31	SMD-Kondensator Löten . . . . .	33
31a	Erste SMD-Lötversuche . . . . .	33
31b	Saubere SMD-Verlötung . . . . .	33

## 9 Tabellenverzeichnis

1	Quarzmessungen mit dem NanoVNA . . . . .	23
---	--	----

## 10 Literatur

URL: [https://de.wikipedia.org/wiki/Geschichte\\_des\\_H%C3%B6rfunks](https://de.wikipedia.org/wiki/Geschichte_des_H%C3%B6rfunks),  
13.08.2022.

URL: [https://de.wikipedia.org/wiki/Menschliche\\_Stimme](https://de.wikipedia.org/wiki/Menschliche_Stimme), 18.08.2022.

URL: <https://www.giangrandi.org/electronics/crystalfilters/xtalladder.html>, 10.08.2022.

LANGE Klaus und LÖCHERER Karl-Heinz, Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Berlin Heidelberg <sup>4</sup>1986.

MOLTRECHT Eckart, Amateurfunk- Lehrgang TECHNIK, für das Amateurfunkzeugnis Klasse E, Baden-Baden <sup>10</sup>2016.

MOLTRECHT Eckart, Amateurfunk- Lehrgang TECHNIK, für das Amateurfunkzeugnis Klasse A, Baden-Baden <sup>7</sup>2016.

TIETZE Ulrich und SCHENK Christoph, Halbleiter- Schaltungs- technik, Berlin Heidelberg <sup>9</sup>1989.

# 11 Anhang

Weitere Materialien, die während der Erarbeitung entstanden, sind hier angehängt.

## 11.1 Code

Der Arduino UNO, C++, code zur kontrolle des Si5351 über I2C:

```
1 #include "si5351.h"
2 #include "Wire.h"
3
4 Si5351 si5351;
5
6 void setup()
7 {
8     bool i2c_found;
9
10    // Start serial and initialize the Si5351
11    Serial.begin(57600);
12    i2c_found = si5351.init(SI5351_CRYSTALLOAD_8PF, 0, 0);
13    if (!i2c_found)
14    {
15        Serial.println("Device not found on I2C bus!");
16    }
17
18    // Oszilator frequency
19    volatile long IF = 7150400;
20    volatile long rf = 7149900;
21    //Initialize Si5351    7145450
22    si5351.set_correction(-4341540, SI5351_PLL_INPUT_XO);
23    //
24    si5351.set_pll(SI5351_PLL_FIXED, SI5351_PLLA);
25    si5351.drive_strength(SI5351_CLK0, SI5351_DRIVE_8MA);
26    si5351.output_enable(SI5351_CLK0, 0);
27    si5351.output_enable(SI5351_CLK1, 0);
28    si5351.output_enable(SI5351_CLK2, 0);
29
30    // Set frequency of Clock 0:
```

```

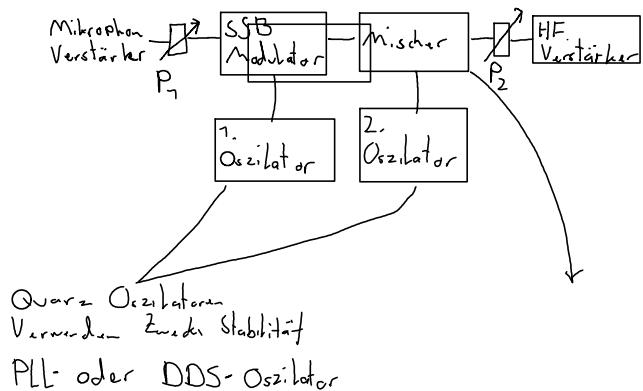
31     si5351.set_freq(IF * 100ULL, SI5351_CLK0);
32     si5351.set_freq(rf * 100ULL, SI5351_CLK1);
33
34     // Query a status update and wait a bit to let the Si5351 populate
35     // the
36     // status flags correctly.
37     si5351.output_enable(SI5351_CLK0, 1);
38     si5351.output_enable(SI5351_CLK1, 1);
39     si5351.update_status();
40     delay(500);
41 }
42 void loop()
43 {
44     // Read the Status Register and print it every 10 seconds
45     si5351.update_status();
46     Serial.print("SYS_INIT: ");
47     Serial.print(si5351.dev_status.SYS_INIT);
48     Serial.print(" LOLA: ");
49     Serial.print(si5351.dev_status.LOL_A);
50     Serial.print(" LOLB: ");
51     Serial.print(si5351.dev_status.LOL_B);
52     Serial.print(" LOS: ");
53     Serial.print(si5351.dev_status.LOS);
54     Serial.print(" REVID: ");
55     Serial.println(si5351.dev_status.REVID);
56
57     delay(10000);
58 }
```

## 11.2 Berechnungen

Die angehängten Berechnungen der Module sind im Verlaufe der Arbeit entstanden. Auf ihnen basierten die Simulationen und Testaufbauten, denn ich folgte keinen vorgegebenen Werten, sondern errechnete alles selbstständig.

# Prinzip eines SSB Senders

Dienstag, 28. Dezember 2021 14:49



Bauteile:

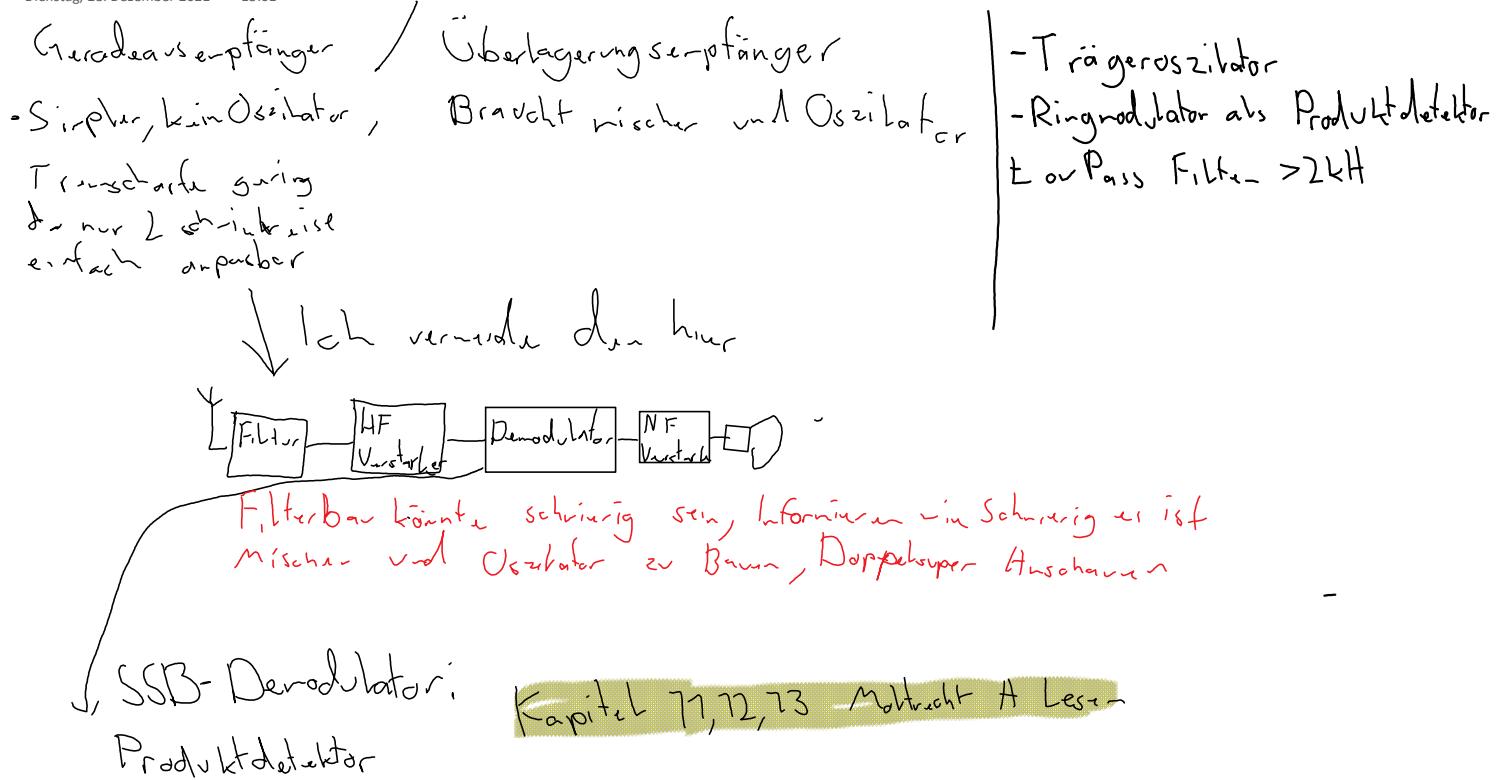
- Trägeroszillator

- Ringmodulator als Trägerunterdrückung

- Bandpassfilter 3kHz

# Prinzip eines Empfängers

Dienstag, 28. Dezember 2021 15:01



# Filterdesign

Sonntag, 6. Februar 2022 01:35

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad | \cdot 2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C} : f_0$$

$$\sqrt{LC} = \frac{1}{2\pi f_0} \quad |^2$$

$$LC = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2}$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C}$$

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L}$$

$$\text{For } f_0 = 7740 \text{ Hz}$$

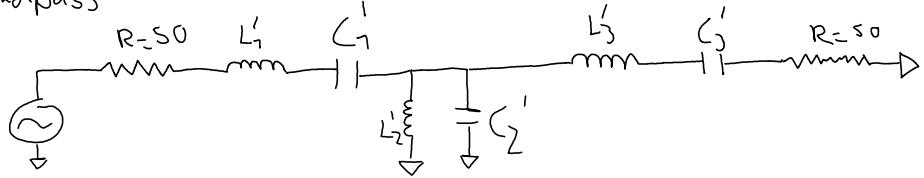
$$L = 7.70^{-9} \text{ H}$$

$$C = 0.5 \cdot 10^{-2} \text{ F}$$

$$\text{For } f_0 = 7.740 \text{ Hz} - 34 \text{ Hz}$$

$$L = 7.70^{-8} \text{ H}$$

$$C =$$

$B$  and pass

Element-Values:

Flat Low-Pass Filter.

$$g_1 = 1$$

$$g_2 = 2$$

$$g_3 = 1$$

$$g_4 = 1$$

Eqv-L ripples: 0.81b

$$g_1 = 7.5963$$

$$g_2 = 7.0967$$

$$g_3 = 7.5963$$

$$g_4 = 1$$

3.0db Ripple

$$g_1 = 3.3487$$

$$g_2 = 0.7117$$

$$g_3 = 3.3487$$

$$g_4 = 1$$

Maximally Flat

$$g_1 = 1.2550$$

$$g_2 = 0.5528$$

$$g_3 = 0.1922$$

$$g_4 = 1$$

Formulas for calculation:

$$L_1' = \frac{g_1 Z_0}{\omega_0 \Delta} =$$

$$C_1' = \frac{\Delta}{\omega_0 g_1 Z_0}$$

$$L_2' = \frac{\Delta Z_0}{\omega_0 g_2}$$

$$C_2' = \frac{g_2}{\omega_0 D Z_0}$$

$$L_3' = \frac{g_3 Z_0}{\omega_0 \Delta}$$

$$C_3' = \frac{\Delta}{\omega_0 g_3 Z_0}$$

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

$$Z_0 = \text{Impedance}$$

$$\omega_1, \omega_2 = \text{Edges}$$

$$\omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

$$f_1 = 1 \text{ GHz}$$

$$f_2 = 0.95 \text{ GHz}$$

$$f_3 = 0.95 \text{ GHz}$$

$$f_4 = 1.05 \text{ GHz}$$

$$\omega_1 = 5.96903 \text{ GHz}$$

$$\omega_2 = 6.59734 \text{ GHz}$$

$$\Delta = 0.7074$$

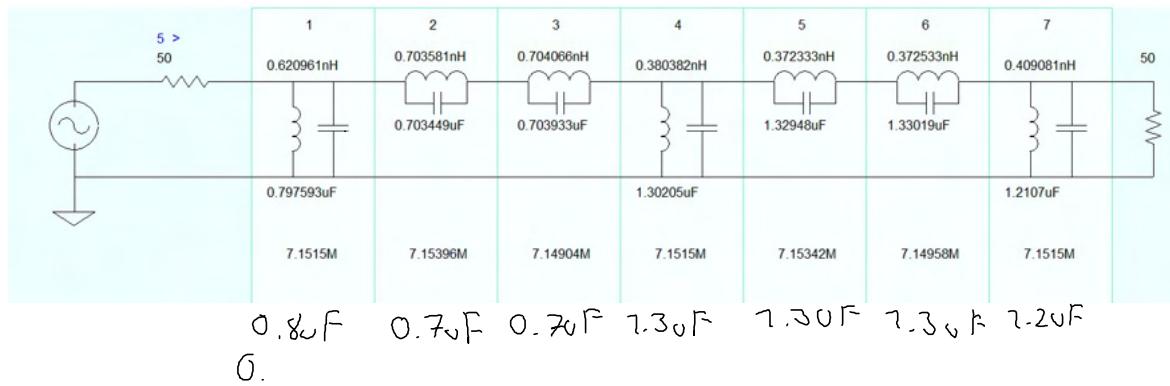
# LC Resonance computations

Sonntag, 13. März 2022 08:09

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

$$L = \frac{1}{f_0^2 4\pi^2 C}$$

$$\sqrt{L \cdot C} = f_0 \frac{1}{2\pi}$$



# Coil Calculation

Donnerstag, 14. April 2022 09:37

$$L = \mu_0 \cdot \mu_R \cdot A \cdot N^2$$

$$L = \frac{\mu_0 \mu_R \cdot A \cdot N^2}{d + \Delta}$$

$$\downarrow N = \frac{dL}{\mu_0 \mu_R A}$$

$$LN + \Delta L = \mu_0 \mu_R A N^2$$

Larger  $d$  makes  $L$  smaller  
 $L = (N \cdot d) + \Delta$

|||||

$N \cdot d$

$$d = 1.8 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$



$d$  = Draht durchmesser

$$\hat{n} = n_{n_0} = 70^{-9}$$

$$L = 0.494934 \text{ nH}$$

$$P = U \cdot I$$

$$\text{dB} = \frac{V}{\text{Pa}}$$

$$U = R \cdot I$$

$$P = U \cdot \frac{V}{R}$$

$$P = \gamma V$$

$$V = 6V$$

$$P = \frac{V^2}{R}$$

$$R = \frac{V^2}{P} = \frac{6^2}{2} = 18 \Omega$$

-38 dB

$$R = \frac{6V - 2V}{0.5mA} = 8 \Omega$$

0.5mA

choose 70Ω

$$\frac{1}{2\pi \cdot 70 \cdot 20}$$

$$72.589V/P_a \rightarrow 24mV$$

$$20mV$$



tidu765

<https://www.ti.com/lit/ug/tidu765/tidu765.pdf?ts=1653733555521>

$$\frac{72.589V/P_a}{2.2k\Omega} = 5.722\mu A / P_a$$

$$5.722\mu A / P_a \cdot 2P_a = 11.444\mu A$$

700 dB SPL

—

no load level

$$V_{out} = I_{ac} \cdot R_2 \rightarrow R_2 = \frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{2V}{11.444\mu A} = 174k\Omega$$

$$\cancel{R_2} = 174k\Omega \approx 780k\Omega$$

$$\cancel{C_2} = 75pF \approx 6.6pF \approx \underline{\underline{5.8pF}}$$

$$R_7 = \frac{V_{cc} - V_{nic}}{I_s} = \frac{72V - 2V}{0.5mA} = \underline{\underline{20k\Omega}} = R_7$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi R_7 f_r} = \frac{1}{2\pi \cdot 20k \cdot 500Hz} = 7.5 \cancel{\mu F} \rightarrow 7\mu F = C_3$$

for convinience

$$R_3 = R_5 = 700k\Omega$$

$$R_r = 100k\Omega$$

$$R_4 = 47\Omega$$

$$C_5 = 7\mu F$$

$$C_6 \approx 1\mu F$$

# Oscillator calc

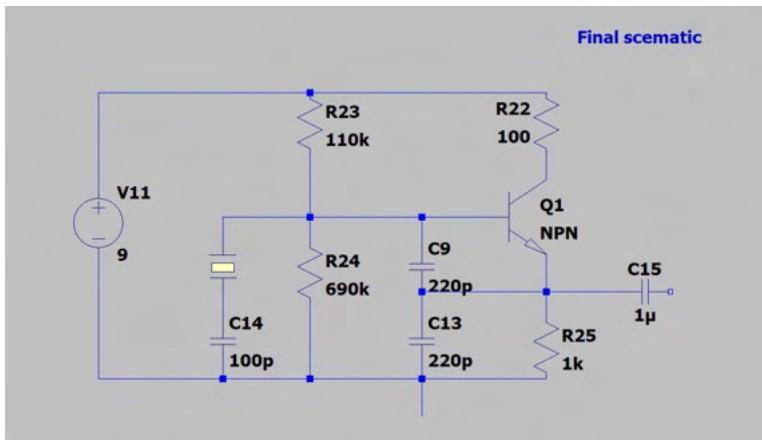
Sonntag, 15. Mai 2022 15:52

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$\frac{1}{LC} = \left(\frac{1}{2\pi f_r}\right)^2 G_f$$

$$C_T = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$$

$$\sqrt{LG} = \frac{\left(\frac{1}{2\pi f_r}\right)^2}{C_f}$$



$$V_{CC} = 9V$$

$$R_C = 700\Omega$$

$$R_E = 7k\Omega \quad V_{BE} = 0.758V$$

$$R_{B_1} = 770k\Omega$$

$$R_{B_2} = 690k\Omega$$

$$V_C = 9V$$

$$V_B = \left( \frac{r_{00k}\Omega}{r_{00k}\Omega + r_{m0k}\Omega} \right) \cdot 9V = 7.7625V$$

$$I_{B_1} = I_B + I_{B_2} = \frac{9V - 7.7625V}{770k\Omega} = 0.07725mA \rightarrow I_B = 0.47mA$$

$$I_{B_2} = \frac{V_B}{R_{B_2}} = \frac{7.7625V}{690k\Omega} = 0.07725mA$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 7.7625V - 0.758V = 7.0045V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{7.0045V}{7k\Omega} = 7.0045mA = I_C$$

$$V_C = V_{CC} - R_C I_C = 9V - 700\Omega \cdot 7.0045mA = 8.29955V$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 7.29505V$$

~~For  $V_{CC} = 12V$~~

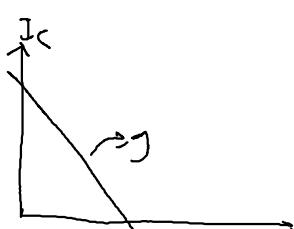
$$R_C = \frac{V_{CC} - V_C}{I_C} = 99.996\Omega \quad V_B = 4.35V$$

$$R_E = 7k\Omega$$

$$R_{B_2} = \frac{R_{B_1}}{770k\Omega} \quad R_{B_2} = \left( \frac{V_{CC}}{V_B} - 1 \right) = 690k\Omega$$

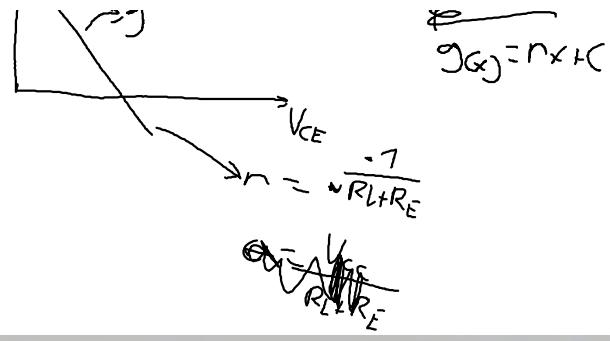
$$R_{B_1} = \left( \frac{V_{CC}}{V_B} - 1 \right) = 775k\Omega$$

1213448

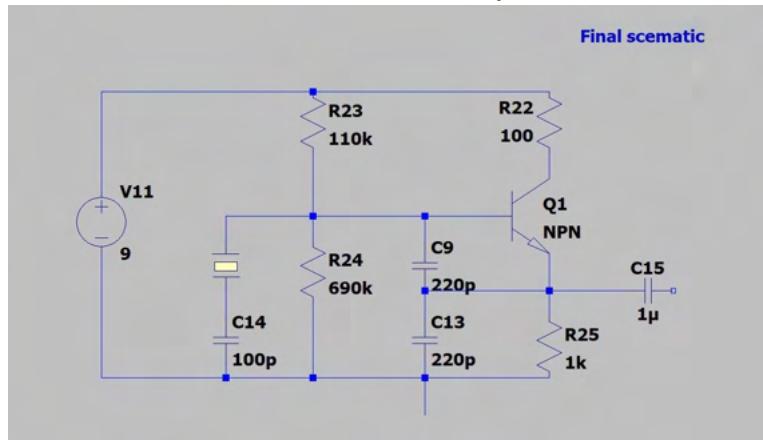


$$g_{GJ} = n \times C$$

4.35V



a



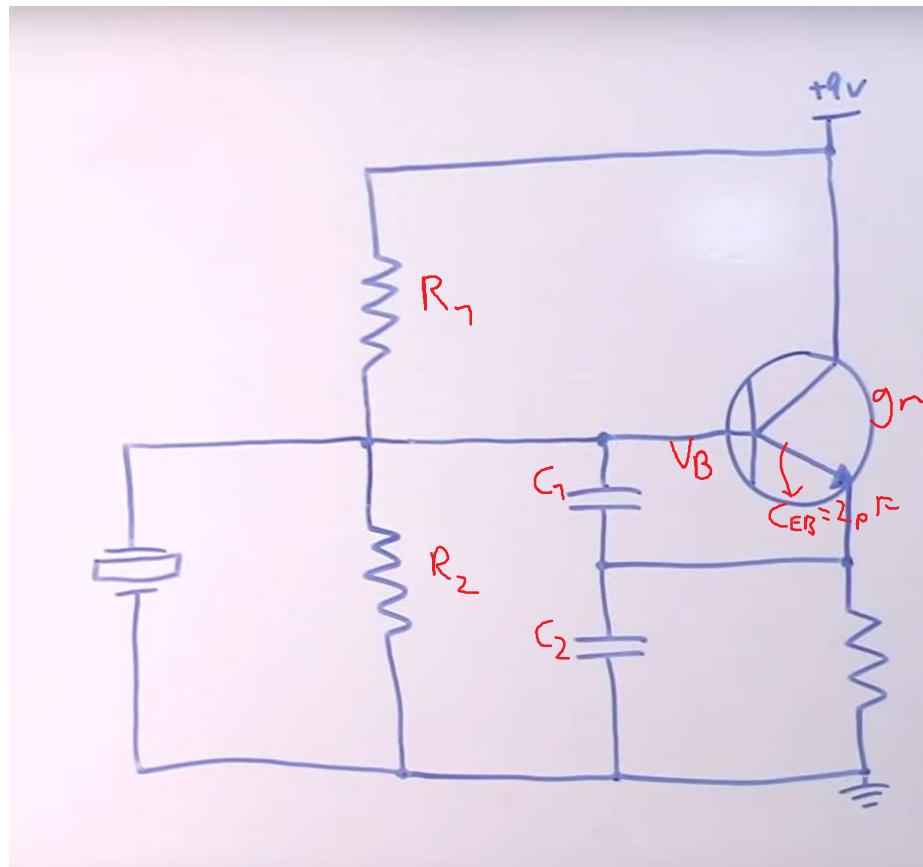
$$I_{max} = \frac{V_{CC} - V_{RE}}{R_L}$$

$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_E} \quad I_E = I_C + I_B$$

$$g = n \times + C$$

## Oscillator v2

Montag, 30. Mai 2022 20:59



$$g_n = \frac{I_E}{2\delta} = \frac{\gamma \cdot A}{2\delta} = 0.038$$

$$\gamma \cdot 10 \cdot R_E \geq \left( \frac{\gamma}{R_1 + R_2} \right)$$

$$\underline{\underline{R_2 = 7.34 \cdot R_1}}$$

$$V_B = 6.7V$$

$$R_E = \frac{6V}{7mA} = 6k\Omega$$

$$\left( \frac{\gamma}{R_1 + R_2} \right) \leq 60k\Omega$$

$$\frac{1}{2} : \frac{B}{R_1} + \frac{1}{R_2} \approx 60k\Omega$$

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{B} \frac{1}{R_1} + \frac{1}{7.34 R_1}$$

$$\frac{1}{2B} - \frac{1}{7.34 R_1}$$

$$R_1 \leq \frac{112}{62} \cdot 60k\Omega = 704.776k\Omega$$

$$R_2 = 740.744k\Omega$$

Ersatzschaltbild Quartz 7.372Mhz:

$$X_L = X_C = Q \cdot \text{Reihe} = 10^6 \cdot 90\Omega = 9 \cdot 10^7$$

$$L = X_L / 2\pi f = 9 \cdot 10^7 / 2\pi \cdot 7.3728\text{MHz} = 1.9428\text{H}$$

$$C = 1/2\pi f X_C = 1/2\pi \cdot 7.3728\text{MHz} \cdot 9 \cdot 10^7 = 2.39879 \cdot 10^{-16}\text{F}$$



$$X_{C_2} = X_C = \frac{1}{2\pi f C_1} = 1079 \Omega$$

$$ESR = 90 \Omega$$

$$g_m \cdot X_{C_1} \cdot X_{C_2} = 0.038 \cdot 1079 \cdot 1079 = 44.269 \text{ k}\Omega$$

~~total~~

$$C_{\text{crystal, total}} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} + C_{\text{crystal, s}} = 75 \text{ pF}$$

Visable

$$Z_{\text{ITransistor}} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = 60 \text{ k}\Omega$$

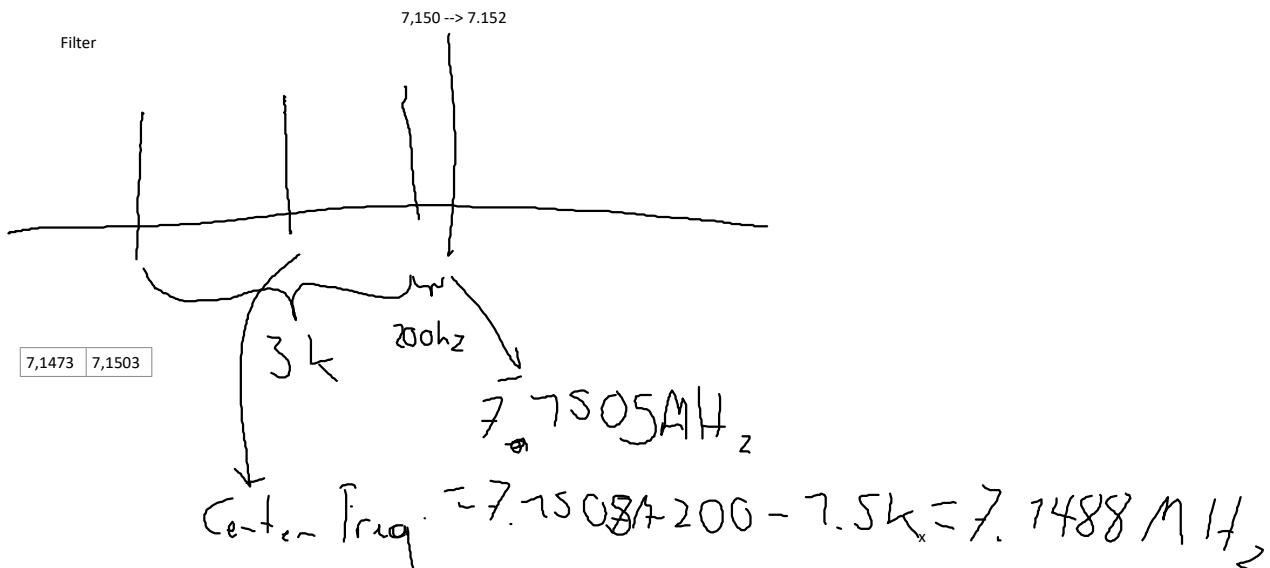
In parallel

$$X_{\text{crystal-visable}} = \frac{1}{2\pi f C_{\text{crystal-vis}}} = 7439 \Omega$$

# Filterdesign v3

Samstag, 11. Juni 2022 17:23

Filter



Widerstand 50-60 ohm + 50 ohm schon drinnen dh 100 - 110

Trafo design:

$$50 \cdot 700 \\ 7:2 \\ \downarrow$$

| For smallest winding its  
| Inductive reactance needs to be  
| 4-5 times greater than the load

Smallest winding  $F_t$  50-67

$$X_{small} > 4-5 \times \text{load (50\Omega)}$$

$$F_t 82-72$$

$$8t_{-s} \\ 74.8 \mu\text{H}$$

Bei 4  $X_L = 2\pi fL = 492 \text{ too small}$   
 $L = 7.104 \mu\text{H}$   
 Bei 4 Windungen

Bei 8:  $X_L = 758 \Omega$  ---- Kern zu klein  
 $L = 4.476 \mu\text{H}$

Bei 10:  $L = 6.9 \mu\text{H}$

Class A PA design:

Mittwoch, 15. Juni 2022 15:48

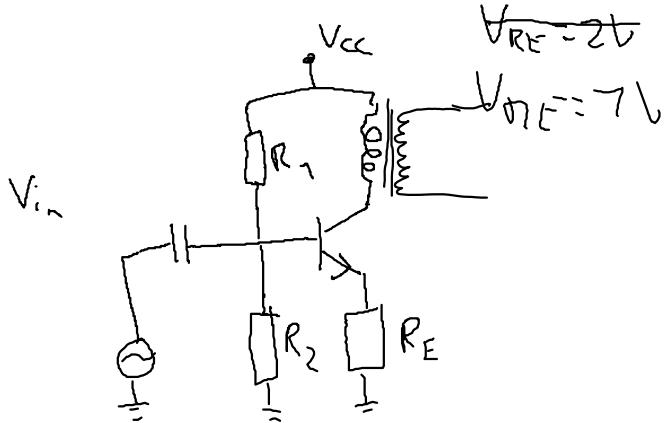
Clas

DC gain

$$V_{CE} = 4V$$

$$\frac{74.74V}{2} + 4V + x = 72 \\ R_L = 50\Omega \quad V_{CE}$$

$$P_{out} = 0.5V \quad 7V$$



$$V_L = -\sqrt{P_{out} \cdot R_L} = 5V$$

$$V_{PP} = 74.74V$$

$$V_{CC} = \frac{V_{PP}}{2} + V_{CE} + V_{RE}$$

$$V_{CC} = \frac{74.74V}{2} + 4V + \frac{7V}{7} = 72V$$

$$R_2 \approx 44\Omega \quad 47\Omega$$

$$V_2 = V_{BE} + V_{RE} = 0.7V + R_E \cdot I_{stat} \\ = 0.7V + 3\Omega \cdot 0.475A = 7.1245V$$

$$I_{stat} = \frac{I_P}{2} = 74.75mA$$

$$R_1 \approx 384\Omega \quad \frac{330\Omega + 47\Omega}{3}$$

$$V_1 = V_{CC} - V_2 = 70.8755V$$

$$I_{PP} = \frac{V_{PP}}{R_L} = 283mA$$

$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_{PP}} = 353\Omega \approx \frac{4}{3}\Omega$$

$$V_{gmin} = \frac{R_E}{3} = \frac{50}{3} = 16.67V \quad \beta \cdot R_E / 50$$

$$I_B = \frac{I_{stat}}{\beta} = \frac{74.75mA}{50} = 1.475mA$$

$$I_1 = 70 \cdot I_B = 28.3mA$$

$$I_2 = 9 \cdot I_B = 13.35mA$$

$$P_{dis} = V_{CC} \cdot I_{stat} = 7.698W$$

$$I_B = \frac{I_q}{180} = 0.133mA$$

$$I_B = \frac{V_{AC}}{50} = \frac{72V}{50} = 0.24A$$

$$Gm: \frac{R_L}{R_E}$$

$$I_{cq} = \frac{V_{AC}}{R_L} = \frac{72V}{50} = 1.44A$$

$$R_E = \frac{7.5V}{0.24A} = 31.25 \approx 31.66$$

$$R_2 = \frac{V_E + V_{BE}}{10 \cdot I_B} = \frac{7.5V + 0.7V}{10 \cdot 0.24A} = 32.75 \Omega$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_E - V_{BE}}{17 \cdot I_D} = \frac{12V - 7.5V - 0.7V}{17 \cdot 0.24A} = 470 \Omega$$

$\sim 100\Omega$

$550\Omega$

$220 + 220 + 700 + 70$

$$R_L = 50\Omega$$

$$P_{out} = 0.5W \text{ at } t$$

$$V_{load} \cdot R_{load} = 5V = \sqrt{P_{out} \cdot R_L}$$

$$V_{LPP} = 74.14V$$

~~$I_q = 2A$~~

$$\bar{I}_{PP} = 2A$$

$$I_q = 7A = \frac{I_{PP}}{2} \quad V_{RE} = 12\% \quad V_{CC} = 7.44V$$

$$R_E = \frac{V_{RE}}{\bar{I}_{PP}} = \frac{7.2V}{2} = 3.6\Omega$$

$$7V \quad V_{RE}$$

$$R_E = \frac{V_{RE}}{\bar{I}_{PP}} = \frac{7}{2} = 3.5\Omega$$

$$2 \cdot 7 = 14W \text{ at } t$$

$$\bar{I}_B = \frac{I_q}{P} = \frac{7A}{50W} = 0.14A$$

$$I_1 = 70 \cdot \bar{I}_B = 0.11A$$

$$I_2 = 9 \cdot \bar{I}_B = 0.0999A$$

~~0.0999~~

$$\cup \quad 1' +$$

~~0.0999~~

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_T - 0.7}{\frac{I_2}{2}} = \frac{9.999 - 0.7}{0.002} = 4776 \Omega$$

$$3 - 47$$

Parc'l

Crystal Parameter Measurement

Freitag, 17. Juni 2022 21:54

$$R_m = 2 R_L \cdot \left( 10^{\frac{-S21}{20}} - 1 \right)$$

$$R_m = 78.0321$$

$$R_L = 50$$

$$S21 = -7.44 \text{ dB}$$

$$f_s = 7.148864 \text{ MHz}$$

Phase Shift Method  $C_m, L_m$

$$f_s = 7.148864 \text{ MHz}$$

$$f_L = 7.148745 \text{ MHz}$$

$$f_H = 7.149025 \text{ MHz}$$

$$S21 = -7.44 \text{ dB}$$

-3dB Method

$$R_{\text{eff}} = 2 R_L + R_m$$

C1: fs 7.148864 fp 7.16195

$$\Delta f = f_H - f_L$$

$$C_m = \frac{\Delta f}{2 \pi f_s^2 \cdot R_{\text{eff}}} = 7.38767 \cdot 10^{-75}$$

$$L_m = \frac{R_{\text{eff}}}{2 \pi \Delta f} = 0.0670907$$

## Crystal ladder filter calculator

This crystal ladder filter calculator is a simple tool for dimensioning crystal bandpass filters composed by 2 to 8 identical quartz crystals in parallel mode operation.

The series and parallel resonance of the crystals must be precisely known, as well as the crystal's series capacitance  $C_s$ . Those values must be very similar characteristics (the resonance frequencies should be within 100 Hz).

If no bandpass ripple is allowed the filter will be of Butterworth type and the transitions between pass-band and stop-band will not be better stop-band characteristics.

The number of poles of the filter equals the number of crystals and depends on how many identical crystals one happens to have.

The target bandwidth is the bandwidth the filter should pass: the maximum possible bandwidth depends on all the data entered and is limited.

Hitting the "Calculate" button will start the simulation.

Crystal series resonance frequency:	$f_{s3} =$	7.148866	MHz
Crystal parallel resonance frequency:	$f_p =$	7.159184	MHz
Crystal series capacitance:	$C_s =$	8.45529251887045	fF
Filter bandpass ripple:	$R_{PBG}$ =	0.5	dB (0..3dB)
Number of poles:	$N =$	<input type="radio"/> 2 <input type="radio"/> 3 <input checked="" type="radio"/> 4 <input type="radio"/> 6 <input type="radio"/> 8	
Target bandwidth:	$BW =$	2.401	kHz @ -3 dB

**Calculate**

Calculation result:

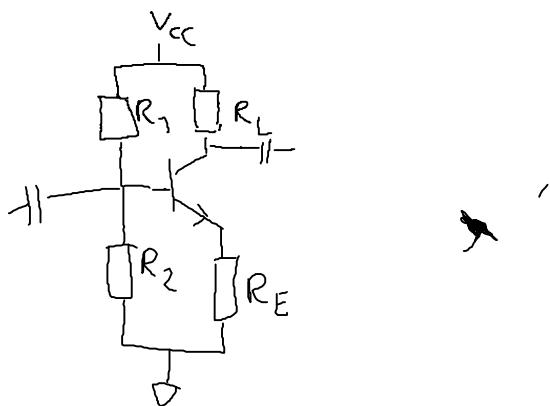
```
fs = 7.148866 MHz
fp = 7.159184 Hz
Cs = 8.455 fF
BP_ripple = 0.5 dB (Tchebycheff)
Poles = 4
Target_bandwidth = 2.401 kHz

Maximum bandwidth: Bmax = 5.599 kHz

Center frequency: f0 = 7.150381 MHz
Ultimate attenuation: UAtt = 81.2 dB
Filter impedance: Z0 = 677.8 Ohm
CP1 = 27.7 pF
CP2 = 33 pF
CS1 = 33 pF
```



After hitting the "Calculate" button the characteristics of the filter are shown. First there is a summary of the data entered for the calculation. Finally the parameters of the filter are shown: the center frequency (the frequency in the middle of the pass-band), the ultimate attenuation in order to achieve the desired bandwidth and pass-band ripple) and the values of all the capacitors.



$$R_L = 50 \Omega$$

$$I_q = \frac{V_{cc}}{2R_L} = 0.72A$$

$$V_E = 72\% V_{cc} = 1.44V$$

$$I_E = I_C = I_q$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = 12 \Omega$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{0.006A}{200}$$

$$V_B = V_E + 0.2V = 2.14V$$

$$I_{RE} = 0.006A$$

$$R_1 = \frac{V_{cc} - V_B}{I_{RE}} = 1643 \Omega$$

$$R_2 = 357 \Omega \quad \downarrow \quad 7500 + 750 \Omega \\ \downarrow \quad 330 \Omega$$

# Mic Amp Calc

Sonntag, 19. Juni 2022 18:39

Mic level should be 20db stronger than IF, IF is  $\beta_{AC}$

$$\text{IF Power}_{\text{VRMS over } 1\text{k}\Omega} = 7.26\text{V}$$

$$I = \frac{V}{R} = \frac{7.26\text{V}}{1000\Omega} = 7.26\text{mA}$$

$$P = VI < 7.587\text{mW} = 2\text{dBm}$$

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{7.26^2}{2.4\text{mW}} = 22\text{dBm}$$

$$3.8\text{dBm}$$

So we need  $+18.2\text{dBm}$

Calculation:

$$\beta_{DC} = \sqrt{700 \cdot 300} = 773 \quad \text{at } I_{CQ} = 750\text{mA}$$

$$P_{\text{out}} = 0.5 \cdot V_{CC} \cdot I_{CQ}$$

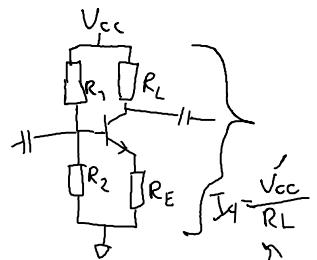
$$V_{CC} = 72\text{V}$$

$$V_E = \frac{7}{10} V_{CC} = 7.2\text{V}$$

$$I_E = I_{CQ} \quad R_E = \frac{V_E}{I_{CQ}} = 8\Omega \quad (70\Omega)$$

$$R_2 = \frac{V_E + 0.7\text{V}}{10 \cdot I_D} = 279\Omega \quad I_D = \frac{1}{\beta} I_{CQ}$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_E - 0.7\text{V}}{11 \cdot I_D} = 7059\Omega \quad (7k\Omega)$$



$$R_L = 50\Omega$$

$$I_Q = \frac{V_{CC}}{2R_L} = 0.72\text{A}$$

$$V_E = 12\% V_{CC} = 1.44\text{V}$$

$$I_E = I_C = I_Q$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = 12.2$$

$$I_B = \frac{I_E}{\beta} = 0.0006\text{A}$$

$$V_B = V_E + 0.2\text{V} = 2.74\text{V}$$

$$I_{EB} = 0.0006\text{A}$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_{EB}} = 1643\Omega$$

$$R_2 = \frac{357\Omega}{1500 + 150\Omega} \downarrow 330\Omega$$

$x_L$  needs to be  $> 5.5\Omega$

! 2 Anpassen

$$R_{in}: R_1 \parallel R_2 \parallel \beta_{AC} (r_e + R_E) \xrightarrow{\text{Bypassed} \rightarrow 0} \frac{26}{750} \times A \cdot I_{CQ}$$

$$\beta_{AC} = \frac{F_T}{F_{op}} = \frac{250M}{7.75M} =$$

$$R_{in} = 5.86\Omega$$

$$R_{out}: 200\Omega$$

$$\text{Mic} = \frac{700\Omega}{50\Omega} = 14 \quad 5.86\Omega \quad 200 \quad n = \sqrt{\frac{50}{200}} = 0.5$$

$$2 : 1 \quad 8 : 4 \quad 16 : 8$$

$$n = \sqrt{\frac{5.86}{700}} \approx 0.2378$$

$$200 : 22.5 \quad 20 : 2 \quad 29.25\mu\text{H}$$

$$X_{winding} = 2\pi fL = 7874$$

$$\text{Needs to be } > 4.5\Omega$$



ON Semiconductor®

## 2N4401 / MMBT4401 NPN General-Purpose Amplifier

### Description

This device is designed for use as a medium power amplifier and switch requiring collector currents up to 500 mA.



Figure 1. 2N4401 Device Package



Figure 2. MMBT4401 Device Package

2N4401 / MMBT4401 — NPN General-Purpose Amplifier

### Ordering Information

Part Number	Marking	Package	Packing Method
2N4401BU	2N4401	TO-92 3L	Bulk
2N4401TF	2N4401	TO-92 3L	Tape and Reel
2N4401TFR	2N4401	TO-92 3L	Tape and Reel
2N4401TA	2N4401	TO-92 3L	Ammo
2N4401TAR	2N4401	TO-92 3L	Ammo
MMBT4401	2X	SOT-23 3L	Tape and Reel

© 2001 Semiconductor Components Industries, LLC.  
September-2017, Rev. 2

Publication Order Number:  
MMBT4401/D

**Absolute Maximum Ratings<sup>(1),(2)</sup>**

Stresses exceeding the absolute maximum ratings may damage the device. The device may not function or be operable above the recommended operating conditions and stressing the parts to these levels is not recommended. In addition, extended exposure to stresses above the recommended operating conditions may affect device reliability. The absolute maximum ratings are stress ratings only. Values are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage	40	V
$V_{CBO}$	Collector-Base Voltage	60	V
$V_{EBIO}$	Emitter-Base Voltage	6.0	V
$I_C$	Collector Current - Continuous	600	mA
$T_J, T_{STG}$	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

**Notes:**

1. These ratings are based on a maximum junction temperature of  $150^\circ\text{C}$ .
2. These are steady-state limits. ON Semiconductor should be consulted on applications involving pulsed or low-duty cycle operations.

**Thermal Characteristics**

Values are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Max.		Unit
		2N4401 <sup>(3)</sup>	MMBT4401 <sup>(4)</sup>	
$P_D$	Total Device Dissipation	625	350	mW
	Derate Above $25^\circ\text{C}$	5.0	2.8	mW/°C
$R_{AJC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3		°C/W
$R_{AJA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	367	°C/W

**Notes:**

3. PCB size: FR-4, 76 mm x 114 mm x 1.57 mm (3.0 inch x 4.5 inch x 0.062 inch) with minimum land pattern size.
4. Device mounted on FR-4 PCB 1.6 inch x 1.6 inch x 0.06 inch.

### Electrical Characteristics

Values are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Max.	Unit
$V_{(\text{BR})\text{CEO}}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage <sup>(5)</sup>	$I_C = 1.0 \text{ mA}, I_B = 0$	40		V
$V_{(\text{BR})\text{CBO}}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 0.1 \text{ mA}, I_E = 0$	60		V
$V_{(\text{BR})\text{EBO}}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 0.1 \text{ mA}, I_C = 0$	6.0		V
$I_{BL}$	Base Cut-Off Current	$V_{CE} = 35 \text{ V}, V_{EB} = 0.4 \text{ V}$		0.1	$\mu\text{A}$
$I_{CEX}$	Collector Cut-Off Current	$V_{CE} = 35 \text{ V}, V_{EB} = 0.4 \text{ V}$		0.1	$\mu\text{A}$
$h_{FE}$	DC Current Gain <sup>(5)</sup>	$I_C = 0.1 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	20		
		$I_C = 1.0 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	40		
		$I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	80		
		$I_C = 150 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	100	300	
		$I_C = 500 \text{ mA}, V_{CE} = 2.0 \text{ V}$	40		
$V_{CE(\text{sat})}$	Collector-Emitter Saturation Voltage <sup>(5)</sup>	$I_C = 150 \text{ mA}, I_B = 15 \text{ mA}$	0.40		V
$V_{BE(\text{sat})}$	Base-Emitter Saturation Voltage <sup>(5)</sup>	$I_C = 500 \text{ mA}, I_B = 50 \text{ mA}$	0.75		V
$f_T$	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 150 \text{ mA}, I_B = 15 \text{ mA}$	0.75	0.95	V
$C_{cb}$	Collector-Base Capacitance	$V_{CB} = 5.0 \text{ V}, I_E = 0, f = 140 \text{ kHz}$	250		MHz
$C_{eb}$	Emitter-Base Capacitance	$V_{BE} = 0.5 \text{ V}, I_C = 0, f = 140 \text{ kHz}$		30	pF
$h_e$	Input Impedance	$I_C = 1.0 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V}, f = 1.0 \text{ kHz}$	1.0	15.0	k $\Omega$
$h_{re}$	Voltage Feedback Ratio	$I_C = 1.0 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V}, f = 1.0 \text{ kHz}$	0.1	8.0	$\times 10^{-4}$
$h_{ie}$	Small-Signal Current Gain	$I_C = 1.0 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V}, f = 1.0 \text{ kHz}$	40	500	
$h_{oe}$	Output Admittance	$I_C = 1.0 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V}, f = 1.0 \text{ kHz}$	1.0	30	$\mu\text{mhos}$
$t_d$	Delay Time	$V_{CC} = 30 \text{ V}, V_{EB} = 2 \text{ V}, I_C = 150 \text{ mA}, I_{B1} = 15 \text{ mA}$	15	ns	
$t_r$	Rise Time		20	ns	
$t_s$	Storage Time	$V_{CC} = 30 \text{ V}, I_C = 150 \text{ mA}, I_{B1} = I_{B2} = 15 \text{ mA}$	225	ns	
$t_f$	Fall Time		30	ns	

#### Note:

5. Pulse test: pulse width  $\leq 300 \mu\text{s}$ , duty cycle  $\leq 2.0\%$ .

## Typical Performance Characteristics (Continued)

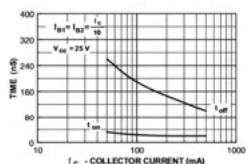


Figure 9. Turn-On and Turn-Off Times vs. Collector Current

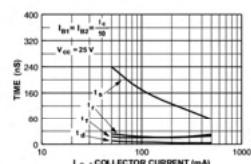


Figure 10. Switching Times vs. Collector Current

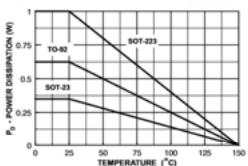


Figure 11. Power Dissipation vs. Ambient Temperature

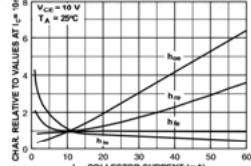


Figure 12. Common Emitter Characteristics

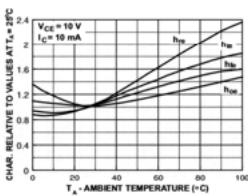


Figure 13. Common Emitter Characteristics

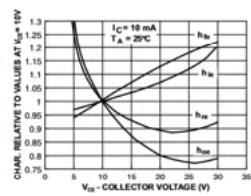


Figure 14. Common Emitter Characteristics

## Typical Performance Characteristics

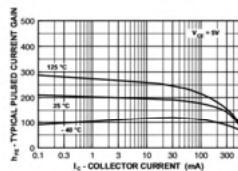


Figure 3. Typical Pulsed Current Gain vs. Collector Current

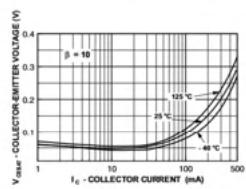


Figure 4. Collector-Emitter Saturation Voltage vs. Collector Current

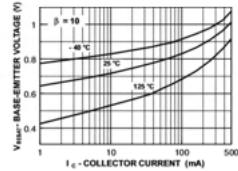


Figure 5. Base-Emitter Saturation Voltage vs. Collector Current

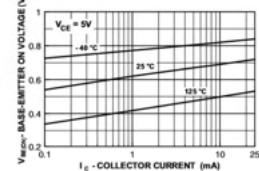


Figure 6. Base-Emitter On Voltage vs. Collector Current

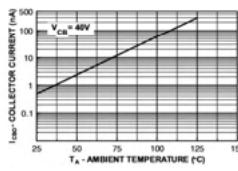


Figure 7. Collector Cut-Off Current vs. Ambient Temperature

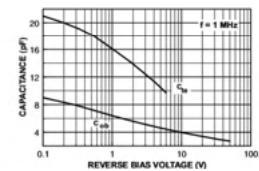


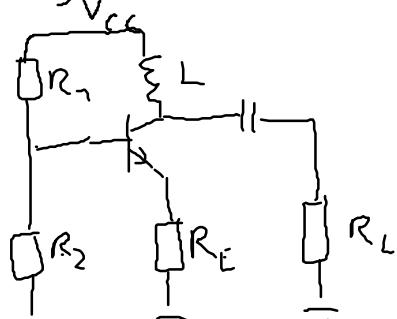
Figure 8. Emitter Transition and Output Capacitance vs. Reverse Bias Voltage

$$R_{\text{load}} = 5 \Omega$$

$$P_{\text{out}} = \cancel{0.5} \cdot 22 \text{dBm} = 750 \text{mW}$$

Calc following video

<https://youtu.be/wdd18pYyFg0>



$$V_{\text{cc}} = 12 \text{V}$$

$$R_{\text{load}} = 50 \Omega$$

$$P_{\text{out}} = \cancel{0.5} \cdot 0.15 \text{W}$$

$$V_{\text{LRNS}} = \cancel{5V - I_{\text{LP}}} = 3.05284 \text{V}$$

$$V_{\text{LP}} = \cancel{74.74 \text{V}} = 8.663 \text{V}$$

$$V_{\text{SVP}} = \frac{V_{\text{LP}}}{2} + V_{\text{CEmin}} = 7.73 \text{V}$$

$$V_{\text{RE}} = V_{\text{cc}} - \frac{V_{\text{LP}}}{2} - V_{\text{CEmin}} = 6.6685 \text{V}$$

$$R_E = \frac{V_{\text{RE}}}{I_P} = 38.54 \approx 33 \Omega$$

$$V_{\text{gain}} = \frac{50}{33} = 1.52$$

$$R_2 = \frac{V_{\text{RE}} + 0.7}{\cancel{\text{I}_{\text{eq}} I_0}} = 850 \Omega \quad I_B = \text{I}_{\text{eq}} / \beta$$

$$R_1 = \frac{V_{\text{cc}} - V_{\text{RE}} - 0.7}{1 - \text{I}_{\text{B}}} = 486.2 \Omega$$

$$\cancel{V_{\text{LP}}} \quad V_{\text{LP}} = V_{\text{RNS}} = 3.06 \text{V}$$

$$\therefore \text{Power dissipation} = \approx 246 \text{W}$$

$$I_{\text{eq}} = \frac{I_{\text{PP}}}{2} = 0.0866 \text{A}$$

$$I_{\text{PP}} = \frac{V_{\text{LP}}}{R_L} \approx 0.173 \text{A}$$

$$\beta = \cancel{70} \approx 77$$

$$V_{DPP} = V_{PP} - V_{RMS} = 3.06 \text{ V}$$

$$U_{in\_rms} = \sqrt{2.4 \cdot 1.50} = 0.346 \text{ V}$$

$$U_{RMS\_out\_load} = \sqrt{1.50 \cdot 1.50} = 2.23 \text{ V}$$

Calc I did:

$$V_{gain} = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{0.346 \text{ V}}{3 \text{ V}} = 0.1153 \approx 8.67$$

$$V_{RMS} = 3 \text{ V}$$

$$V_{PP} = 6 \sqrt{2} = 8.485 \text{ V}$$

$$U_{RE} = U_{CC} - \frac{V_{PP}}{2} - V_{CEmin} = 6.7525 \text{ V}$$

$$I_{CQ} = \frac{I_{PP}}{2} = 0.08484$$

$$I_{PP} = \frac{V_{PP}}{R_L} = 0.777 \text{ A}$$

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_{PP}} = 39.82 \Omega$$

$$gain = 8.67 = \frac{R_L}{R_E}$$

$$R_E = \frac{R_L}{8.67} = 5.79 \Omega$$

$$I_{PP} = \frac{U_{CC} - \frac{V_{PP}}{2} - V_{CEmin}}{5.79} = 7.76$$

$$I_{CQ} = \frac{I_{PP}}{2} = 0.583 \text{ A}$$

$$R_L = 50 \Omega \quad V_{CE} = 0.7 \text{ V} \quad I_{CQ} = \frac{V_P}{R_L} = 0.777 \text{ A}$$

$$V_{CC} = 12 \text{ V} \quad 8.63 \text{ V}$$

$$R_E = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_{PP}}{I_{CQ}} = 73 \Omega \sim 70 \Omega$$

$$I_B = I_{CQ} / 100$$

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_{PP} + 0.7}{I_B} = 120 \Omega \quad 330 \Omega / 330 \Omega$$

$$V_E \text{ actual: } 7.4 \text{ V}$$

$$I_{CQ} = \frac{7.4 \text{ V}}{70 \Omega} = 0.14 \text{ A}$$

$$R_1 = \frac{70 \cdot 1.4 / 100}{22 - 1.4 / 100} = 458 \Omega$$

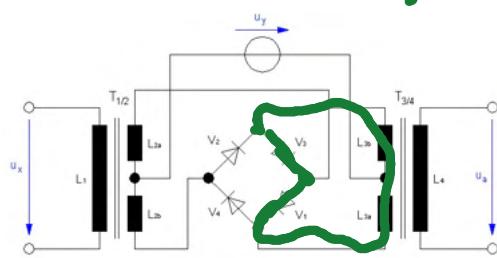
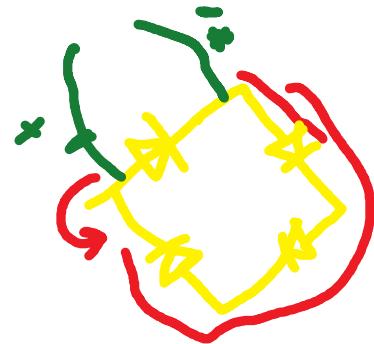
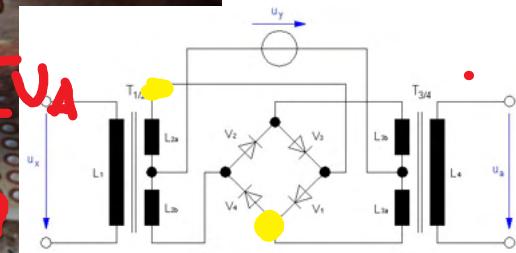
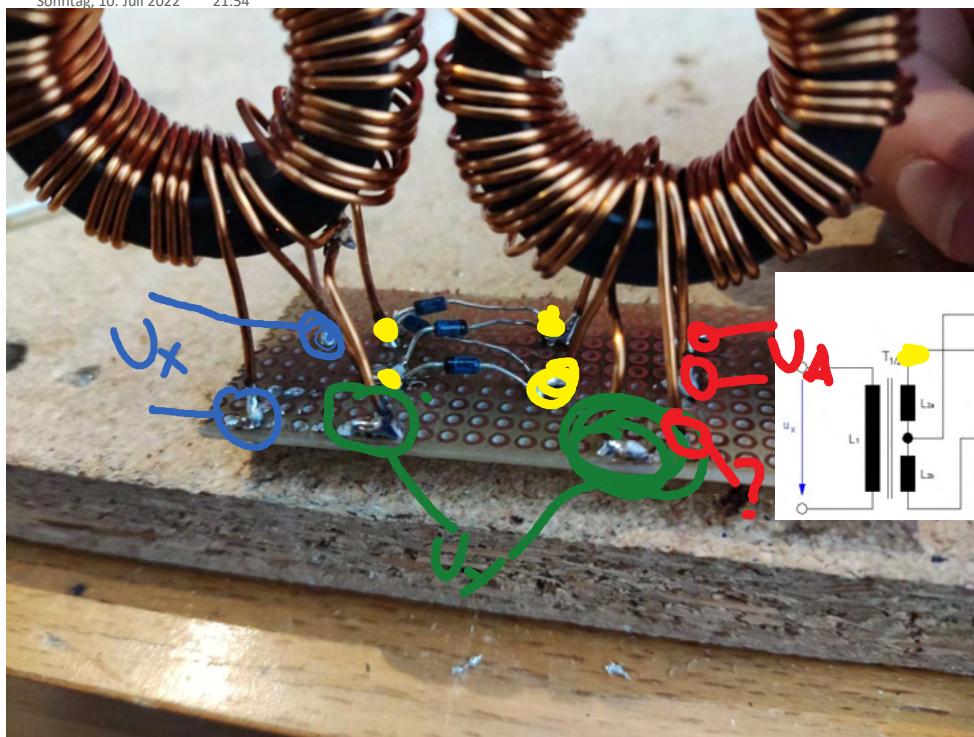
470  $\Omega$

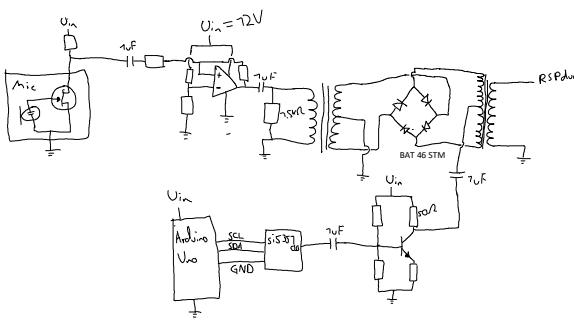
$$R_2 = \frac{7.4 + 0.7}{10 \cdot \underline{0.74} / 100} = 750$$

$$R_7 = 785$$

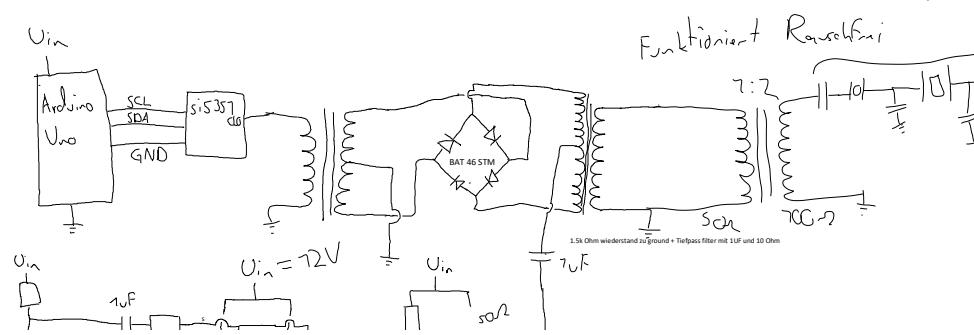
# Mischer Probleme

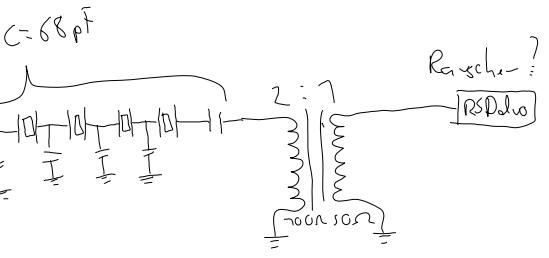
Sonntag, 10. Juli 2022 21:54

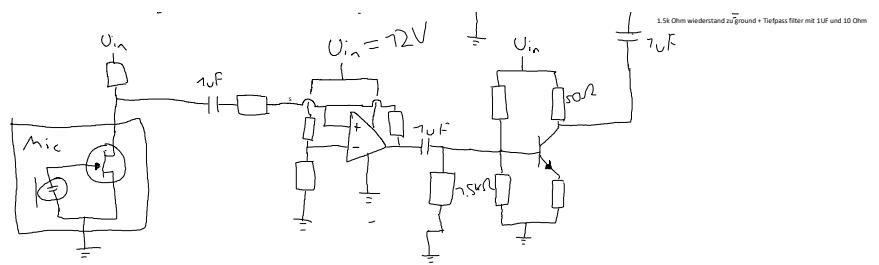




All



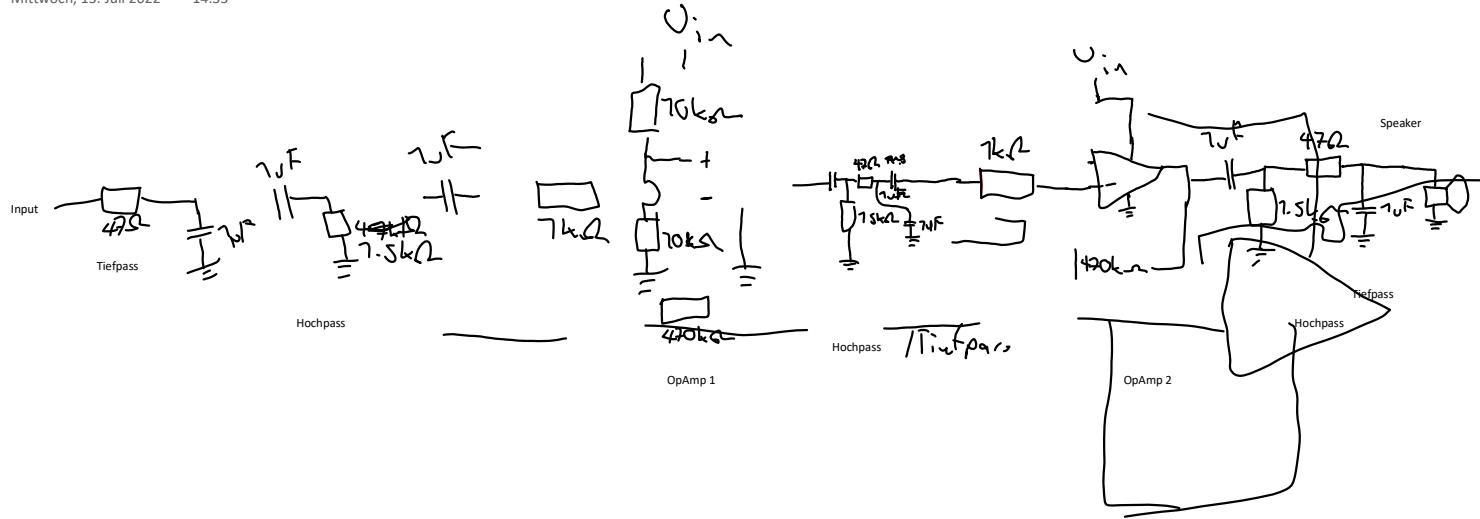






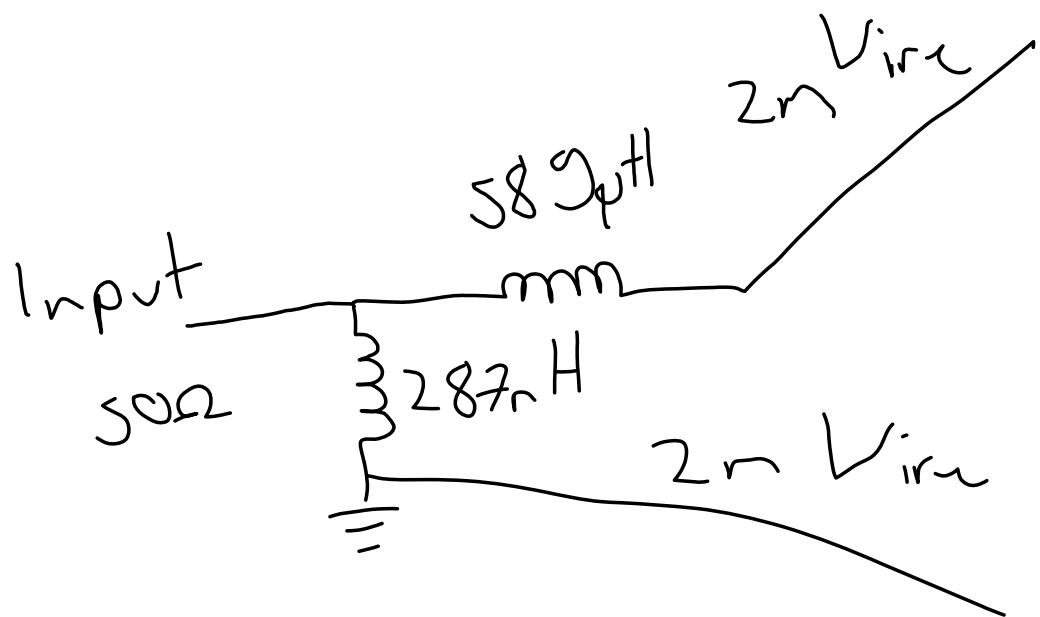
# Loudspeaker

Mittwoch, 13. Juli 2022 14:33



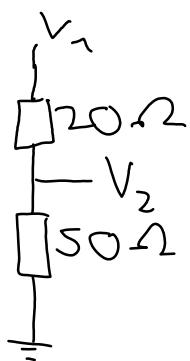
# Antenna tuning thingy

Freitag, 15. Juli 2022 16:22



## Standart Voltage divider Formula

Dienstag, 19. Juli 2022 10:52



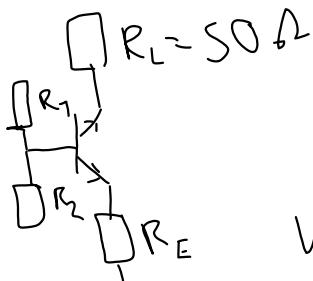
$$I = \frac{V_1}{R_T} = \frac{V_1}{R_1 + R_2}$$

$$R_T = \frac{20 + 50}{R_1 + R_2}$$

$$V_2 = R_2 \frac{V_1}{R_1 + R_2} = V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$I_c = 0.084 \text{ A} = 80 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 4V$$



$$V_E = 12 - 4 - (50 \cdot 0.08) = 4V$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_C} = 50 \Omega$$

$$V_{BE} = 0.5$$

7 SV

~~0.051~~

0588 A

7502 5.6V

$$\beta = 70$$

$$I_2 = 10 - I_C$$

$$R_2 = \frac{V_E + V_{BE}}{I_{B-70}} = 56\Omega$$

$$+ \rho = i_{\rho} /$$

$$I_C/\beta \quad R_1 = 72 - V_F + V_{BF} = 85 \Omega$$

1871

# Transistoren 1o1

Freitag, 12. August 2022 14:10

$$U_{CE} \approx \frac{U_{CC}}{2}$$

$$U_{BE} \approx 0.6 \text{ V}$$

46.6mV vorher an 50ohm 0.043mW

120mV nachher an 50ohm 0.288mW

Dh 8.2588db gain

Simulated gain: 9.8385

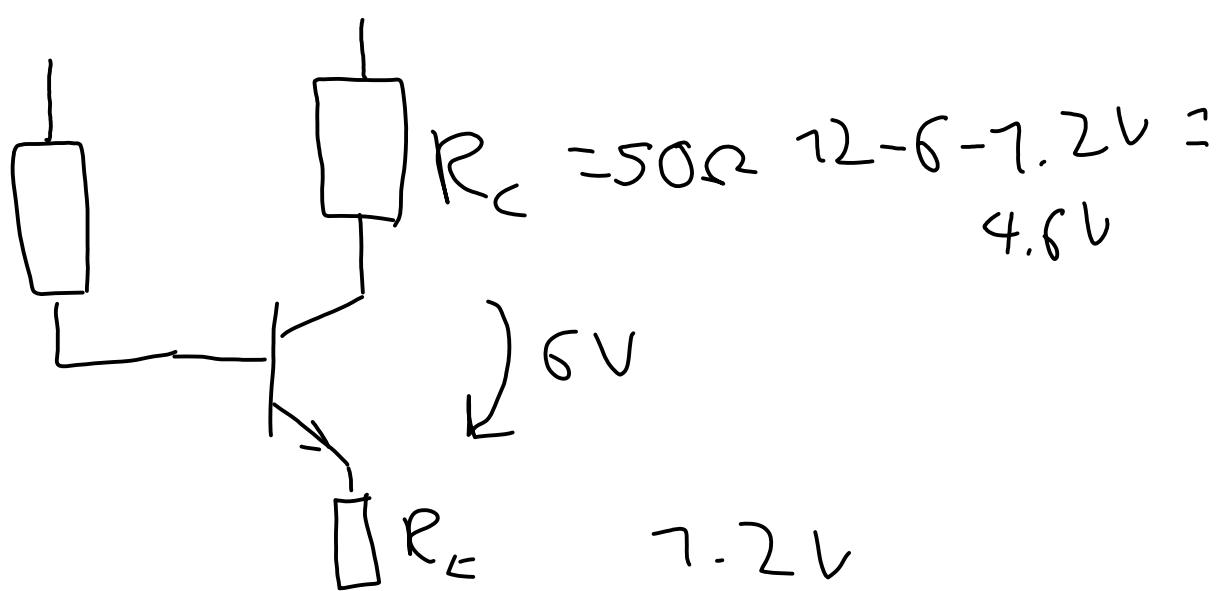
$$U_E \approx \frac{U_{CC}}{70}$$

Nach Verbesserung mit capccität  
Gleich

$$Z_{CE} = \frac{R_E}{70} \text{ at least } f_{op} \text{ better less}$$

$$\beta = \sqrt{50 \cdot 300} = 773$$

$$I_C = 5 \text{ mA}$$



$$U_{CE} = 6V$$

$$U_E = 12V$$

$$U_{cc} = 12V$$

$$R_E = \frac{U_E}{I_c} = 12.5\Omega$$

$$R_C = 50\Omega$$

$$U_C = U_{cc} - U_E - U_{CE} = 4.8V$$

$$I_C = 96mA$$

$$I_B = I_C / \beta = 0.55mA$$

$$I_{R_2} = 10 \cdot I_B = 5.54mA$$

$$U_{R_2} = U_E + U_{BE} = 12V + 0.6V = 12.6V$$

$$R_2 = \frac{U_{R_2}}{I_{R_2}} = 324\Omega$$

$$U_{R_1} = U_{cc} - U_{R_2} = 12V - 7.8V = 4.2V$$

$$I_{R_1} = 77 \cdot I_B = 6.703mA$$

$$R_1 = \frac{U_{R_1}}{I_{R_1}} = 7671\Omega$$

$$X_E = \frac{1}{2\pi f C_E} = \frac{R_E}{70}$$

$$C_E = \frac{1}{2\pi f R_E} = 77.81F$$

# Measurements

Freitag, 12. August 2022 16:54

Träger grundfrequenz: -73dBm

1kHz ton: -50.4dBm

1. Oberwelle -106.8dBm

FM measurements

1. Oberwelle -97.1dBm

Grund -92.7dBm

Measuremnt:

-27.3dBm

1 Oberwelle:

-78.3dBm

Differenz:

51dB

Leider -74.8dBm ausendung des trägers bei empfang

Auch habe ich nebenausendungen des trägers bei empfang als auch senden von -77.3dBm

Dh 3.3113112148e-11W ALSO 0.03311nW also sogar gut