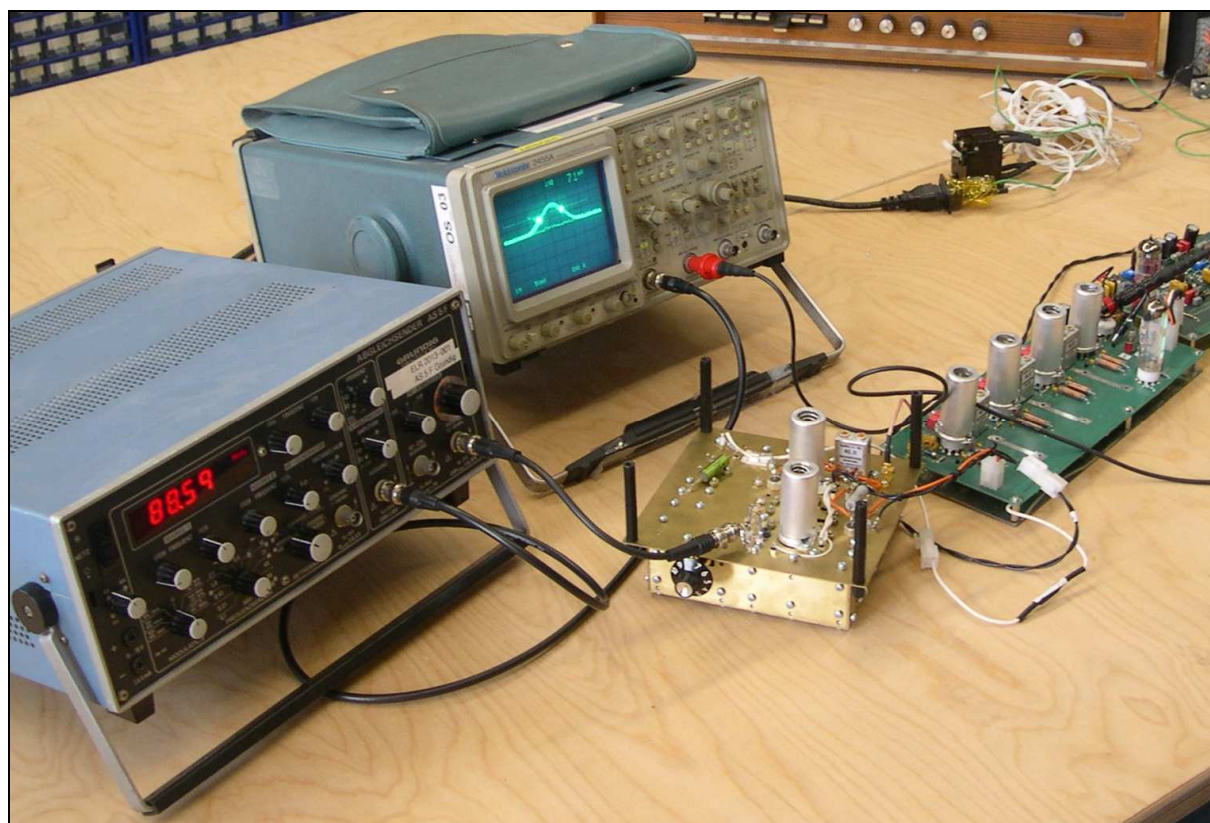


Der UKW-Tuner mit Vierkreis-Abstimmung in Röhrentechnik.

Von Henry Westphal, im Sinne einer Zusammenfassung der gemeinsam mit Daniel Mika, Joseph Hamani und Maksim Dill erzielten Arbeitsergebnisse.

Stand: 2.10.2017



Die Motivation

Im Sommersemester 2014 wurde bereits ein UKW-Mischteil mit Kaskoden-Eingangsstufe und Pentoden-Mischstufe realisiert. Als Vorbild diente dazu die im ELEKTOR Röhren-Sonderheft 2014 veröffentlichte Schaltung von Thomas Moppert.

Es stellte sich in diesem Zusammenhang die Frage inwieweit sich der Empfang (insbesondere in Bezug auf den Rauschabstand bei schwächeren Sendern im Stereo-Betrieb) durch einen abstimmbaren Eingangskreis verbessern lässt. Ebenso stellte sich die Frage, ob sich der Rauschabstand durch eine Ausführung des Zwischenkreises als Bandfilter verbessern lässt.

Die Schaltung von Thomas Moppert geht auf eine Schaltung mit abstimmbarem Eingangskreis und Bandfilter-Zwischenkreis von Ernst Rössler und Peter Tretyl aus dem Jahr 2007 zurück. Die Bauanleitung zu dieser Schaltung ist auf Jogis Röhrenbude veröffentlicht. (UKW-Projekt)

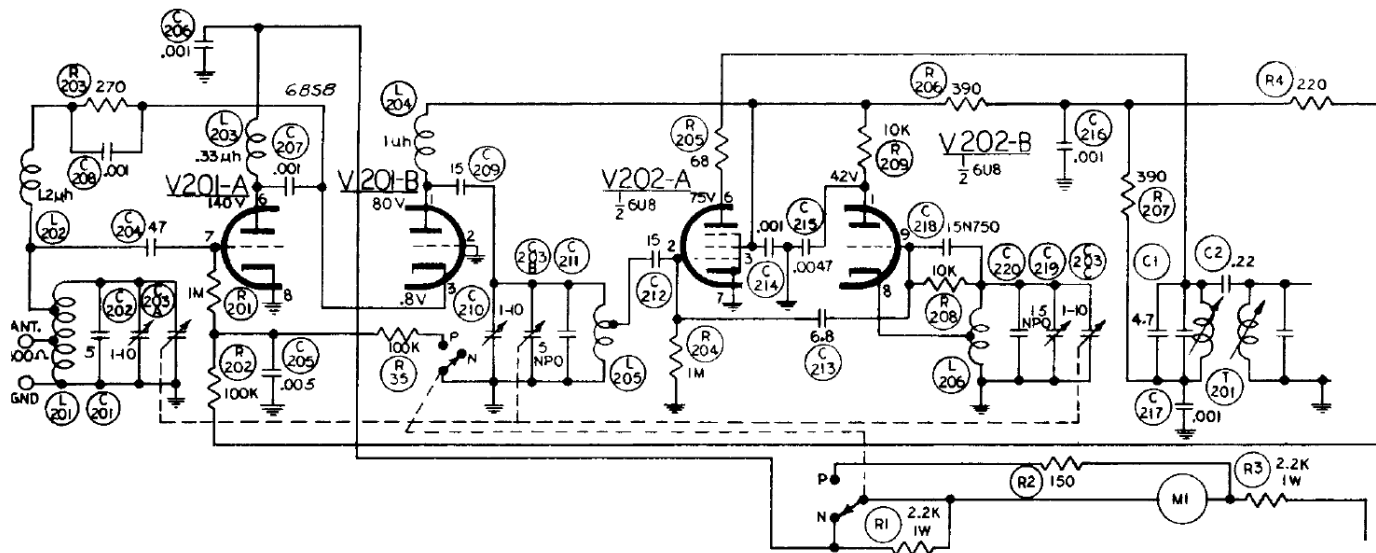
Diese Schaltung diente als Vorbild für unseren Mischteil. Es wurde jedoch die modifizierte Oszillatorschaltung nach Thomas Moppert beibehalten.

Die Schaltung von Ernst-Rössler beruht wiederum auf der Tradition der amerikanischen UKW-Tuner, beispielweise von Fisher, Harman-Kardon, Scott oder Marantz, die aufgrund der größeren Entfernungen zwischen den Sendern in den USA empfindlicher und aufwendiger als die deutschen UKW-Tuner ausgeführt waren.

In Deutschland mit einem dichten Netz an UKW-Sendern reichte die Empfindlichkeit einer Zwischenbasis-Eingangsstufe, gefolgt von einer selbstschwingenden Mischstufe aus, so dass sich dieses Schaltungsprinzip hier allgemein durchsetzte.

Die Geschichte

Die folgende Skizze zeigt einen Schaltungsauszug aus dem Receiver SCOTT310E aus dem Jahr 1963. Man erkennt hier eine große Ähnlichkeit zu „unserem“ Mischteil.



Schaltungsauszug Receiver SCOTT 310E 1963

V201A und V201B stellen die Kaskoden-Eingangsstufe dar.
V202A ist die Mischröhre. V202B ist die Oszillatorröhre.

Das Antennensignal wird galvanisch über eine Anzapfung in die Eingangskreisspule L201 gekoppelt. Der Eingangskreis wird mit C201A abgestimmt. Die beiden Trioden der Kaskode sind über C207 wechselspannungsmäßig in Serie geschaltet. Jedoch sind die Trioden gleichspannungsmäßig nicht in Serie, sondern voneinander unabhängig geschaltet. Die Gleichspannung für die „untere“ Triode wird über die Drossel L203 zugeführt.

Über die Parallelschaltung von R203 und C208 wird die Neutralisierungsspule L202 an eine Anzapfung des Eingangskreises angekoppelt. L202 bildet mit der Gitter-Anoden-Kapazität von V201A (und den entsprechenden Streukapazitäten) einen (auf Bandmitte abgestimmten) Schwingkreis, der als Sperrkreis für die Empfangsfrequenz wirkt und damit die unerwünschte Rückwirkung durch seinen hohen Impedanz blockiert. (gegenseitiges Aufheben der Ströme durch L202 und Gitter-Anoden-Kapazität, diese Ströme sind im Resonanzfall gleich hoch und 180° zueinander phasenversetzt)

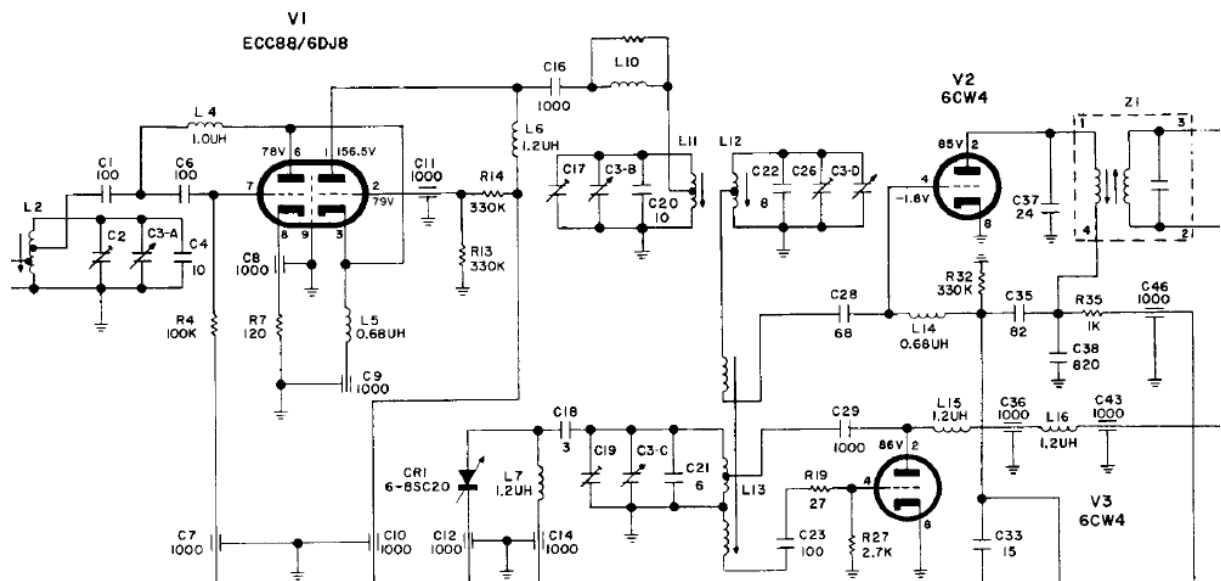
Das Gitter der „oberen“ Triode V201B liegt direkt an Masse. Das verstärkte Ausgangssignal fällt an L204 ab und wird über C209 an den als Einzelkreis ausgeführten Zwischenkreis ausgekoppelt. Der Zwischenkreis besteht aus C210, C203B, C211 und L205.

Das Ausgangssignal des Zwischenkreises gelangt von einer Anzapfung von L205 an das Gitter der Mischröhre. Die Anzapfung verhindert eine zu große Bedämpfung des Kreises durch den elektronischen Eingangswiderstand der Mischröhre. Weiterhin verhindert sie eine zu starke Kopplung von Oszillator- und Zwischenkreis, die ansonsten über C213 direkt miteinander verbunden wären.

Der Oszillator ist mit V202B aufgebaut. Der Oszillatorkreis besteht aus L206, C220, C219 und C203C. Das Ausgangssignal des Oszillators wird über C213 an das Gitter der Mischröhre gekoppelt.

Am Ausgang der Mischstufe befindet sich das aus T201, C1 und C2 bestehende ZF-Bandfilter.

Der folgende Auszug aus der Schaltung des Receivers FM1000 von FISHER zeigt die Verwendung eines abstimmbaren Bandfilters als Zwischenkreis:



Schaltungsauszug Receiver FISHER FM1000

Die Kaskodenstufe besteht aus den beiden Trioden aus V1. Die Trioden sind gleichspannungsmäßig in Serie geschaltet. L4 dient zur Neutralisierung. Der aus L2, C2 und C3A bestehende Eingangskreis wird ebenfalls abgestimmt. L5 bildet mit den Kapazitäten der Anode der „unteren“ Triode und den Kapazitäten der Kathode der „oberen“ Triode nach Masse einen Parallelschwingkreis, womit diese Kapazitäten kompensiert werden. Vermutlich ist dieser Kreis auf Bandmitte abgestimmt. C9 dient zur gleichspannungsmäßigen Entkopplung von L5. Die Kapazitätsdiode CR1 dient zur automatischen Nachstimmung des Oszillatorkreises. Die im Schaltplan untenstehende Triode aus V2 ist die Oszillatortröhre. Die im schaltplan obenstehende Triode aus V2 ist die Mischröhre.

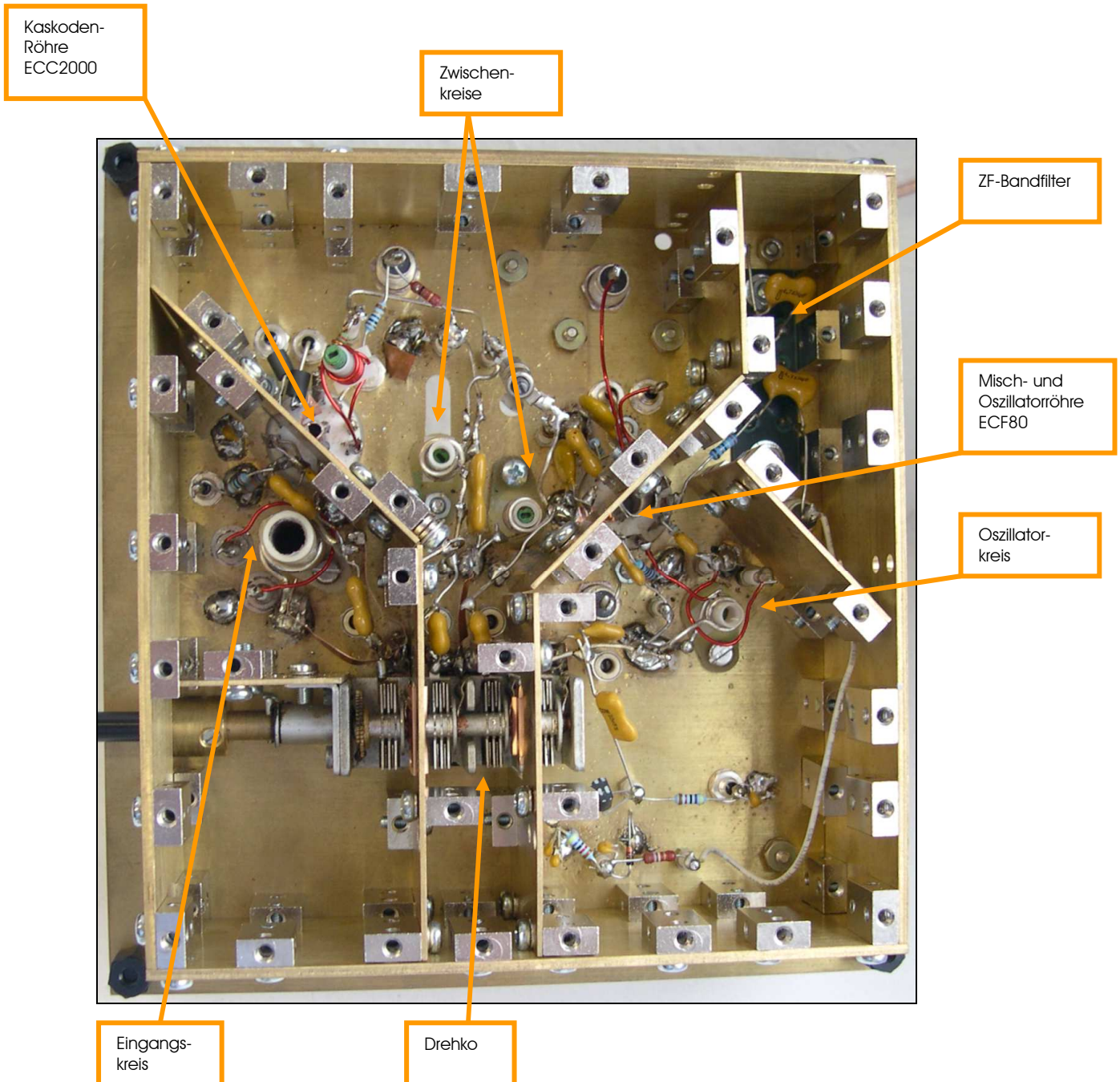
Der Entwurf

Es stellte sich heraus, dass der seinerzeit von Ernst Rössler verwendete Vierfach-Drehkondensator nicht mehr erhältlich ist. Dieser Drehko bestand aus 4 AM und 4 FM-Paketen. Durch die räumlich großen AM-Pakete ergab sich ein großer räumlicher Abstand zwischen den FM-Paketen, so dass die Stufen linear neben dem Drehko angeordnet werden konnten.

Der einzige heute noch beschaffbare 4-fach FM-Drehko (DDR-Produktion aus den 70-er Jahren) hat keine AM-Pakete und ist auf die kleine Dimension des Transistor-Tuners, für den er gedacht war hin sehr kompakt konstruiert. Die Entfernung der Plattenpakete der einzelnen Stufen ist weit kleiner, als die räumliche Ausdehnung der Stufen.

Daher musste eine etwas „verwinkelte“ Anordnung der Stufen gewählt werden. Tatsächlich ergaben sich aus diesem Sachverhalt erhebliche Schwierigkeiten bei der Inbetriebnahme, da zunächst eine Verkopplung der gleichlaufend abgestimmten Eingangs- und Zwischenkreise wirksam war. Hierbei spielte insbesondere eine galvanische Verkopplung über das Drehko-Gehäuse eine maßgebliche Rolle.

Die folgende Abbildung zeigt den beschriebenen Aufbau:



Die mit V101 aufgebaute Kaskoden-Stufe verstärkt das Empfangssignal. Der mit L101 aufgebaute Eingangskreis und das mit L105 und L106 aufgebaute Zwischenkreis-Bandfilter werden im Gleichlauf mit auf die Empfangsfrequenz abgestimmt.

Der Oszillator ist mit V202A aufgebaut.

Die Kaskodenstufe ist mit der Doppeltriode ECC2000 aufgebaut. Die ECC2000 ist eine spezielle Röhre für Kaskoden-Eingangsstufen, die in den 1960-er Jahren für VHF-Antennenverstärker entwickelt wurde. Die Besonderheit dieser Röhre ist, dass die „untere“ Triode einen internen Neutralisationsschirm besitzt, der die Kapazität zwischen Anode und Gitter so weit verringert, dass auf eine externe Neutralisationsschaltung verzichtet werden kann.

Die „obere“ Triode arbeitet mit einer konstanten Spannung am Gitter. Damit ist das Potential an ihrer Kathode (unter der idealisierten Annahme einer unendlich großen Verstärkung) konstant. Damit ist auch (unter Vernachlässigung von L103) das Potential an der Anode der „unteren“ Triode konstant. Damit findet keine Miller-Multiplikation der Anoden-Gitter-Kapazität mehr statt. Der Anodenstrom der „unteren“ Triode wird durch das Eingangssignal am Gitter der „unteren“ Triode gesteuert. Der Anodenstrom der „unteren“ Triode ist aber auch der Anodenstrom der „oberen“ Triode, da kein Strom in oder aus dem Gitteranschluss der „oberen“ Triode fließt. Der Arbeitswiderstand (hier ein Resonanzkreis) liegt in Serie mit der Anode der „oberen“ Triode. Damit liegt an der Anode die verstärkte Eingangsspannung. Diese Spannung liegt auch über der Anoden-Gitter-Kapazität der „oberen“ Triode, wo sie aber nicht stört, da der durch sie entstehende Wechselstrom über den Blockkondensator CF114 nach Masse abgeleitet wird. Damit ruft dieser Blindstrom keine relevante Potentialdifferenz am Gitter der „oberen“ Triode hervor.

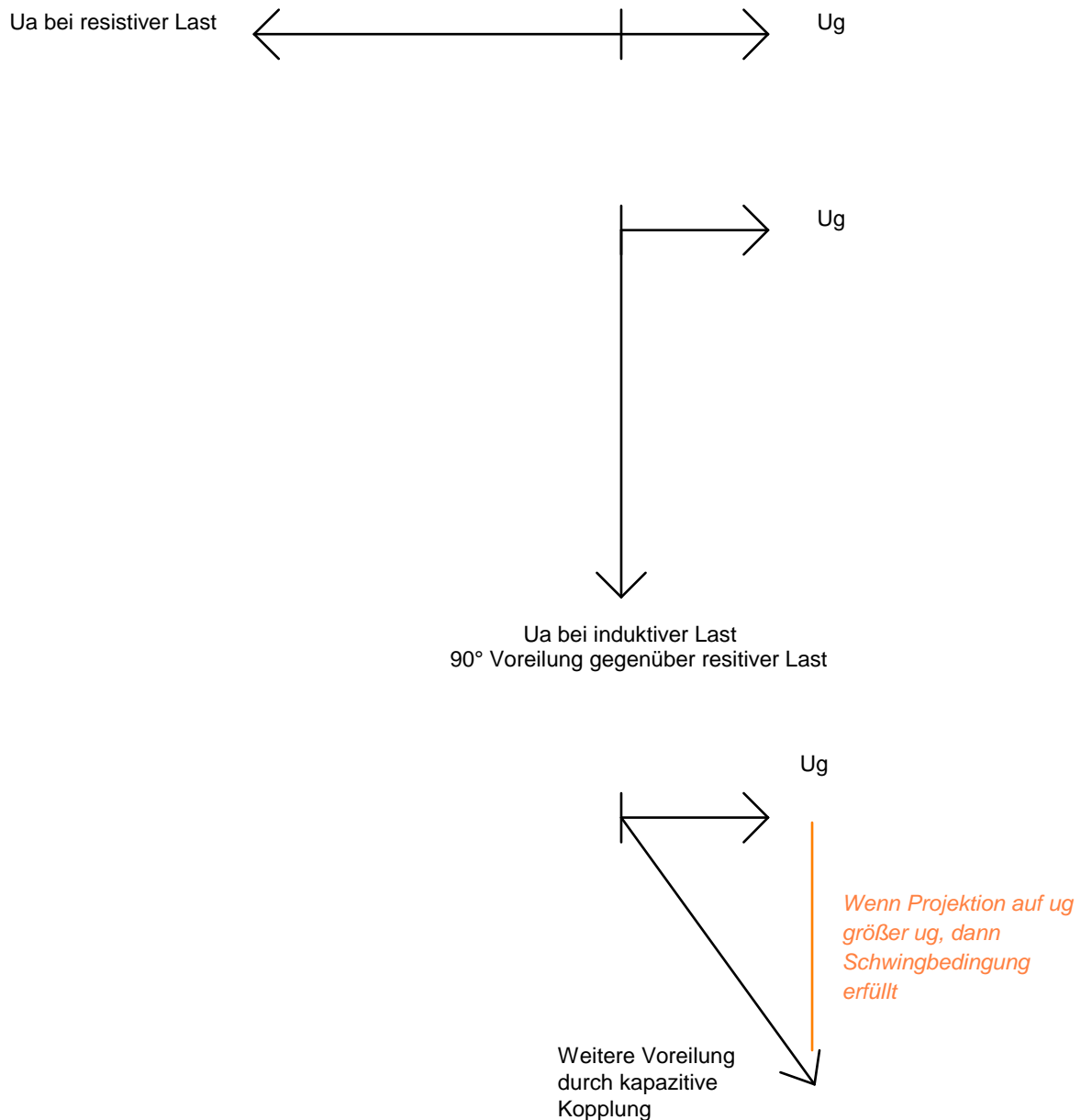
Das Gitter der „oberen“ Triode hat die gleiche Wirkung wie das Schirmgitter einer Pentode. Da es jedoch keinen Strom aufnimmt, tritt nicht das von der Pentode her bekannte Stromverteilungsrauschen auf und man hat es mit den wesentlich geringeren Rauschwerten einer Triode zu tun, obwohl man von der geringen Rückwirkung wie sie bei Pentoden vorhanden ist profitiert.

An dieser Stelle soll noch kurz auf die Besonderheiten der Wirkung der Anoden-Gitter-Kapazität bei abgestimmten Stufen eingegangen werden. Bei diesen Stufen ist der Gitter- und der Kathodenkreis auf die gleiche Frequenz abgestimmt.

Es wird das Verhalten im Bereich der Frequenzen etwas unterhalb der Resonanzfrequenz betrachtet. Die Impedanz des Kreises ist dann schon hoch, er verhält sich aber noch induktiv.

Eine positivere Gitterspannung führt zu einer Zunahme des Anodenstroms. Anodenstrom und Gitterspannung sind also in Phase. Die Spannung an der Spule eilt dem Strom vor. Ein Anstieg des Anodenstroms führt zu einem Absinken der Anodenspannung. Man erhält also eine Phasenlage der Anodenspannung zur Gitterspannung von 270° . Die kapazitive Kopplung über die Anoden-Gitter-Kapazität in den (ebenfalls induktiv wirkenden) Gitterkreis führt zu einer weiteren Voreilung, so dass sich die Phasenlage der in den Gitterkreis rückgekoppelten Spannung weiter an 360° annähert. Hieraus entsteht dann eine Mitkopplung.

Diese Zusammenhänge sind in der nachfolgenden Skizze dargestellt:



Verdeutlichung der Rückwirkung bei abgestimmten Verstärkerstufen

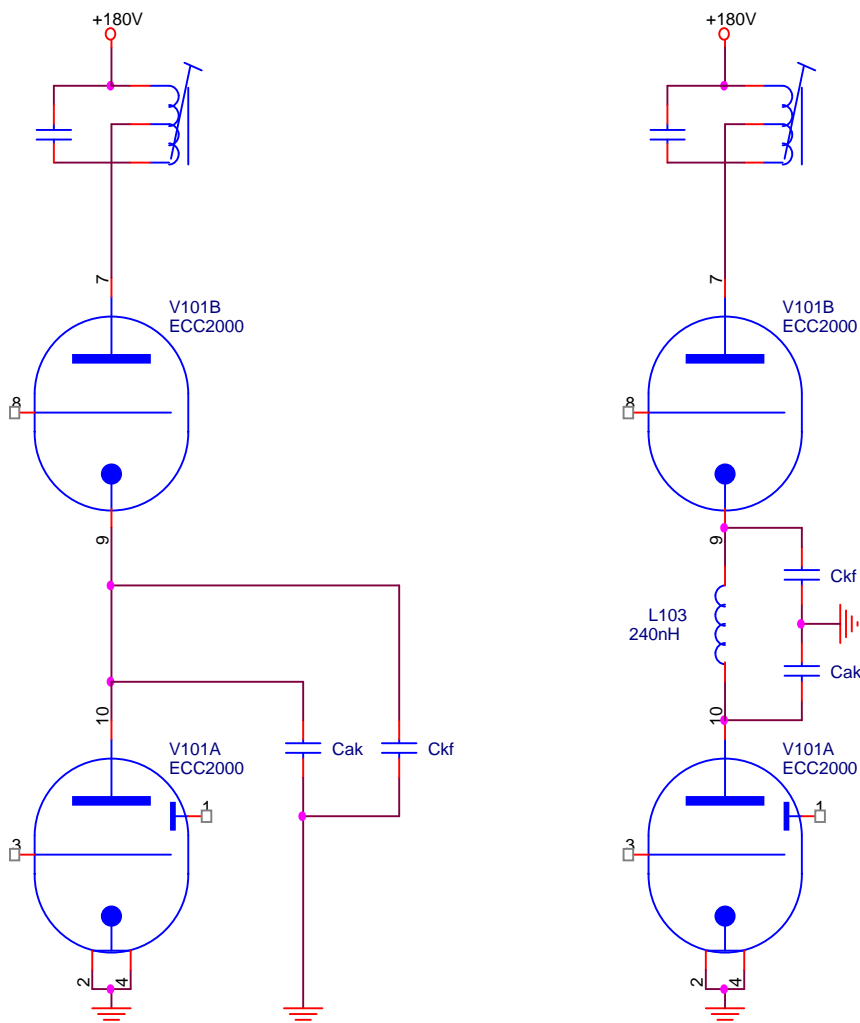
Im allgemeinen Fall wird die beschriebene kapazitive Rückwirkung durch einen zusätzlichen, abgleichbaren Rückkopplungsweg mit entgegengesetzter Phasenlage kompensiert. Dieses Verfahren heißt Neutralisation. Aufgrund der speziellen Konstruktion der ECC2000, die zu einer Rückwirkungskapazität von nur 0,45pF führt, kann an dieser Stelle auf eine Neutralisationsschaltung verzichtet werden.

Die „untere“ Triode arbeitet als Kathodenbasisschaltung, womit man den höchstmöglichen Eingangswiderstand erhält. Der Eingangswiderstand wird durch Laufzeit- und Influenzeffekte bestimmt und beträgt bei 100MHz 3,6kOhm. („elektronischer Eingangswiderstand“)

Diesem Eingangswiderstand liegt noch der Resonanzwiderstand des Schwingkreises parallel, der mit 7,5kOhm angenommen wird, so dass sich insgesamt ein Eingangswiderstand von ca. 2,5kOhm ergibt.

Das Phänomen des elektronischen Eingangswiderstandes soll noch kurz erläutert werden. Die von der Kathode emittierten Elektronen benötigen eine gewisse Laufzeit, bis sie das Gitter erreicht haben. In dieser Laufzeit hat sich das ursprünglich die Elektronen beim Austritt aus der Kathode beschleunigende (oder abbremsende) Feld im Gitter-Kathoden-Raum bereits geändert, wenn die Elektronen am Gitter eintreffen. Damit werden diese Elektronen im Bereich des Gitters beschleunigt oder abgebremst. Hierbei entsteht ein Influenzstrom, der in Phase mit der treibenden Spannung am Gitter ist, es handelt sich also um einen Wirkwiderstand. Dem Eingangssignal wird Energie entzogen, die als kinetische Energie an die sich in der Röhre bewegenden Elektronen übergeht.

Die Kathode der „oberen“ Triode hat eine nicht zu vernachlässigende Kapazität zu den Heizfäden und damit zur Masse. Ebenso hat auch die Anode der „unteren“ Triode eine nicht zu vernachlässigende Kapazität nach Masse. Wenn L103 nicht vorhanden wäre, dann würden diese beiden Kapazitäten einen Nebenschluss zur „unteren“ Triode darstellen. Damit würde ein Teil des Anodenwechselstroms der „unteren“ Triode aus dieser Kapazität gespeist und würde damit nicht mehr als Anodenstrom der „oberen“ Triode in Erscheinung treten und damit auch nicht zum Spannungsabfall am Ausgangskreis beitragen.



Zur Wirkungsweise von L103

Mit dem Einfügen von L103 entsteht ein Schwingkreis dessen Resonanz etwa in Bandmitte liegt. Dieser Schwingkreis ist durch die Innenwiderstände der Trioden gedämpft. Damit werden die röhreninternen Kapazitäten Teil dieses Schwingkreises, womit die Abschwächung des Signalstroms durch diese Kapazitäten reduziert wird. Die Verstärkung der Kaskodenstufe nimmt durch L103 um etwa 30% gegenüber einer direkten Verbindung zu. Die durch L103 entstehende Phasenverschiebung ist ohne Bedeutung, da die Kaskodenstufe nicht gegengekoppelt oder rückgekoppelt wird.

Mit dem Teiler aus R105, R101 und R102 sowie dem Kathodenwiderstand R103 wird der Arbeitspunkt der Kaskodenstufe eingestellt. Die Werte dieser Widerstände sind direkt aus dem Datenblatt der ECC2000 übernommen. Die, aus zwei alternativen Vorschlägen im Datenblatt gewählte, Einstellung ist die Einstellung mit dem höheren elektronischen Eingangswiderstand.

C103 schließt den Kathodenwiderstand für das UKW-Band kurz. C101 verhindert einen Abfluss der zur Arbeitspunkteinstellung am Gitter liegenden Gleichspannung durch den Eingangskreis. CF114 hält das Potential des Steuergitters in Bezug auf das UKW-Band konstant. CF101 dient zum Einkoppeln des Gleichstroms zur Arbeitspunkteinstellung in die Eingangskreis-Kammer. (Keine Durchführung durch Zwischenwand, um die Zwischenwände herausnehmbar zu gestalten)

Der Eingangskreis besteht aus L101, C18A, CT121 und C102. Die Antennenspannung wird über eine Ankoppelwicklung eingespeist. Das Übersetzungsverhältnis ist für Leistungsanpassung (240 Ohm zu ca. 2,5kOhm) ausgelegt. (Aufgrund der geringen Windungszahlen ist eine exakte Anpassung nicht möglich, Rauschanpassung wurde daher nicht berücksichtigt)

Die Parallelschaltung von R104 und L102 an der Anode der „oberen“ Triode wurde zur Unterdrückung möglicher Dezi-Schwingungen vorgesehen. L102 stellt für den UKW-Bereich einen Kurzschluss dar. Damit erfolgt keine Dämpfung des Ausgangskreises durch R104, die dadurch entstehen würde, dass die Anoden-Masse-Kapazität der „oberen“ Triode Teil des Ausgangskreises ist. Die Ferritperlen auf den Heizleitungen dienen ebenfalls der Unterdrückung von Dezi-Schwingungen.

Der Bandfilter-Ausgangskreis besteht primärseitig aus L105, C123, C18B und CT122. Der Kreis wird durch den Blockkondensator C105 geschlossen. Die Eigenresonanzfrequenz (Serienresonanz) von C105 muss etwas unterhalb des UKW-Bereichs liegen, hieraus begründet sich die Wahl des Kapazitätswertes 1nF.

Die Kaskodenstufe wird über eine Anzapfung an den Kreis angekoppelt, um den Kreis durch den Innenwiderstand der Kaskodenstufe nicht zu sehr zu dämpfen.

Über CT123 wird der Sekundärkreis des Bandfilters an den Primärkreis gekoppelt. Der Sekundärkreis besteht aus L106, C124, CT124 und C18C. Die Ausgangsspannung des Sekundärkreises wird über C207 an das Steuergitter der Mischröhre gekoppelt.

Die Oszillatorspannung wird über die Kathode der Mischröhre V202B (ECF80) in diese eingekoppelt. Die Oszillatorspannung wird mit einer relativ losen Kopplung aus dem Oszillatorkreis ausgekoppelt (eine Koppelwindung). Damit sind Zwischen- und Oszillatorkreis über die Gitter-Kathoden-Kapazität der Mischröhre und die lose Kopplung an den Oszillatorkreis miteinander gekoppelt. Diese Kopplung ist jedoch hinreichend schwach, so dass kein „Mitziehen“ der Kreise auftritt. Dennoch kann man die Oszillatorspannung in deutlich sichtbarer Amplitude am Zwischenkreis nachweisen.

Das Schirmgitter der Mischröhre V202B (ECF80) wird mit C210 und CF208 hochfrequenzmäßig nach Masse kurzgeschlossen. Das ZF-Bandfilter BF201 ist über R210 an die Anode der Mischröhre angeschlossen. Das Bandfilter ist auf 10,7MHz abgeglichen. R210 verhindert Schwingungen im Dezi-Bereich. Der sekundärseitige Kondensator des Bandfilters wurde entfernt, da diese Kapazität bereits zu einem großen Teil durch das Coax-Verbindungskabel gebildet wird. Da bei dem hier realisierten frei verdrahteten Aufbau die Streukapazitäten geringer sind, als es bei der Dimensionierung der für Leiterplattenmontage vorgesehenen Bandfilter angenommen wurde, wurden beiden Seiten des Bandfilters noch Kondensatoren von 4,7pF parallelgeschaltet, da zuvor die unterste einstellbare Mittenfrequenz zu hoch war. CF206 schließt den HF-Signalweg der Mischröhre nach Masse.

Der Oszillatorkreis besteht aus L205, C18D, CT202 und C231. Die Oszillatorfrequenz liegt um 10,7MHz über der Empfangsfrequenz. Damit ergibt sich für einen Empfangsfrequenzbereich von 87,5 bis 108MHz ein Oszillatorfrequenzbereich von 98,2MHz bis 118,7MHz. Die Variation der Empfangsfrequenz ist 23,4%, die Variation der Oszillatorfrequenz ist 20,8%. Daher ist im Oszillatorkreis anstelle eines Serienkondensators zum Drehko wie bei den auf die Empfangsfrequenz abgestimmten Kreisen ein Parallelkondensator zum Drehko vorhanden, um die Variation geringer zu gestalten.

Die Kathode der Oszillatorröhre V202A ist an die Anzapfung von L205 gelegt. Eine Erhöhung des Kathodenstroms führt zu einer Erhöhung des Spannungsabfalls am vom Kathodenstrom durchflossenen Teil von L205. Damit wird auch in den zwischen Kathode und Gitter befindlichen Teil von L205 eine Spannung induziert, die das Gitter weiter positiv werden lässt, womit dann der Kathodenstrom weiter ansteigt. Es liegt also eine Mitkopplung vor, aus der ein Schwingen des Oszillators folgt. Durch die Wirkung des Schwingkreises erfolgt am Scheitelpunkt der Spannung über dem Schwingkreis eine Umkehr der beschriebenen Wirkrichtung.

Der Arbeitspunkt der Oszillatorröhre stabilisiert sich selbst im Sinne eines Regelkreises: An den positiven Spitzen der Oszillatorspannung fließt kurzzeitig Gitterstrom, der eine rasche Aufladung von C209 verursacht. C209 wird nach Abklingen des Gitterstroms nur langsam über R209 entladen. Damit wird der Mittelwert der negativen Gittervorspannung um so höher, je höher die Amplitude der Oszillatorspannung ist. Da eine negativere Gittervorspannung eine kleinere Verstärkung der Röhre („krumme“ Kennlinie) bedeutet, wird dem Anstieg der Oszillatorspannung entgegengewirkt.

Die Auskopplung der Oszillatorspannung zur Mischröhre geschieht über eine Koppelwindung, die in einem gewissen Abstand von der Hauptwicklung um diese gelegt ist. Damit wird zum Einen die kapazitive Kopplung zwischen Mischröhre und Oszillatorkreis verringert und zum Anderen eine losere induktive Kopplung erreicht. Mit beiden Maßnahmen wird die Kopplung zwischen Zwischenkreis und Oszillatorkreis reduziert.

Über C212 ist die zur automatischen Scharfabstimmung verwendete Kapazitätsdiode D201 an den Oszillatorkreis angekoppelt. Die vom Ratio-Detektor abgenommene Abstimmspannung wird über den Tiefpass aus R231, C232 sowie C214 und den Entkopplungswiderstand R213 an die Diode geführt. Die Diode wird über die mit der Zenerdiode D202 aufgebaute Spannungsquelle mit 15V vorgespannt. Die aus dem Ratio-Detektor kommende Nachregelspannung entspricht der noch nicht durch einen Hochpass geführten NF-Ausgangsspannung. Wenn die tatsächlich anliegende Frequenz geringer als der nominelle Wert der Zwischenfrequenz ist, dann wird die Nachregelspannung negativer. Eine negativer werdende Nachregelspannung führt zu einer höheren Sperrspannung über D201. Damit vergrößert sich die Dicke der Sperrschicht, womit die Kapazität über der Sperrschicht geringer wird. Damit erhöht sich die Oszillatorfrequenz so lange, bis erneut das Gleichgewicht hergestellt ist.

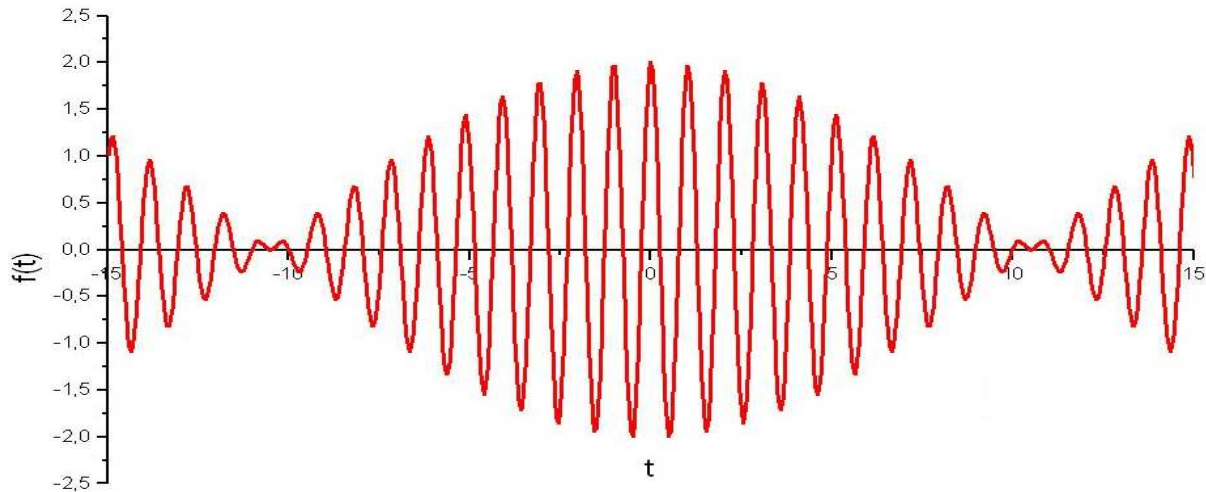
Aufgrund der hohen Verstärkung der Kaskodenstufe fällt das Stromverteilungsrauschen der hier als Mischröhre genutzten Pentode gegenüber dem verstärkten Eigenrauschen der Eingangsstufe nicht mehr ins Gewicht. Das Stromverteilungsrauschen entsteht, da das Schirmgitter Strom aufnimmt. Damit entsteht eine Stromteilung zwischen Anoden- und Schirmgitterstrom. Dieser Prozess ist statistisch und es entsteht dabei Rauschen, das weit stärker als das durch den (ebenfalls statistischen) Austritt der Elektronen aus der Kathode entstehendes Rauschen ist.

Der, bisher vorausgesetzte, Vorgang der Mischung soll noch erklärt werden.

Es handelt sich hier um eine „additive Mischung“. Das Empfangs- und das Oszillatorsignal werden addiert, womit die Summe beider Signale das Steuersignal der Röhre ist. Da die Kennlinie der Röhre gekrümmt ist, entstehen in der Folge die Summen- und die Differenzfrequenzen aus der Oszillator- und der Empfangsfrequenz. Die Differenzfrequenz wird anschließend durch das ZF-Bandfilter im Anodenkreis der Röhre herausgefiltert.

Die Bildung der Differenzfrequenz soll nun im Detail erklärt werden:

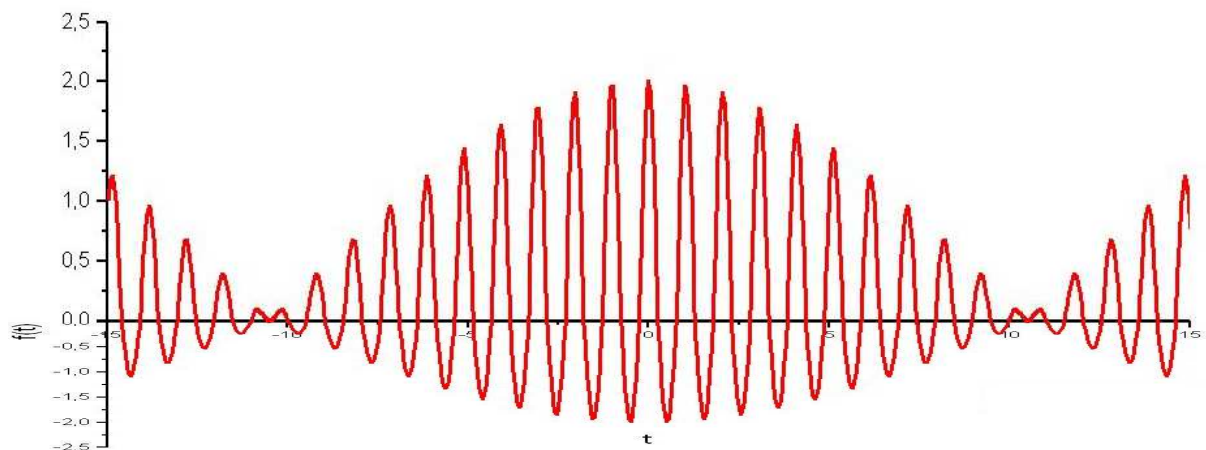
Bei der Überlagerung von zwei Frequenzen entsteht ein Schwebungsmuster, das in der folgenden Skizze dargestellt ist.



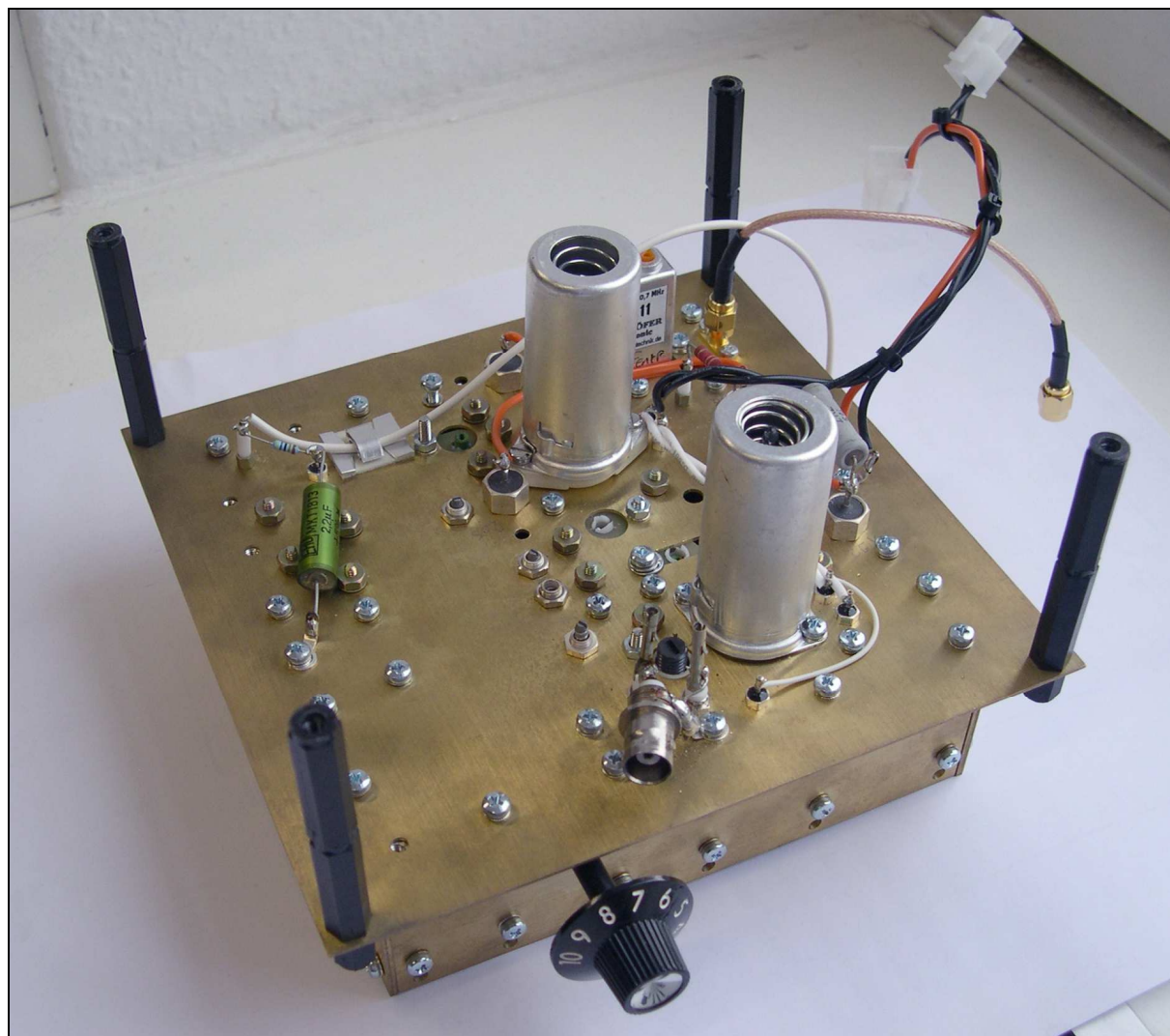
Schwebung bei der Überlagerung von zwei Frequenzen

Die Frequenz der Amplitude der Hüllkurve entspricht der Differenz zwischen beiden sich überlagernden Frequenzen. Dennoch sind nur bei beiden Ausgangsfrequenzen vorhanden. Der Mittelwert des Signals ist immer Null.

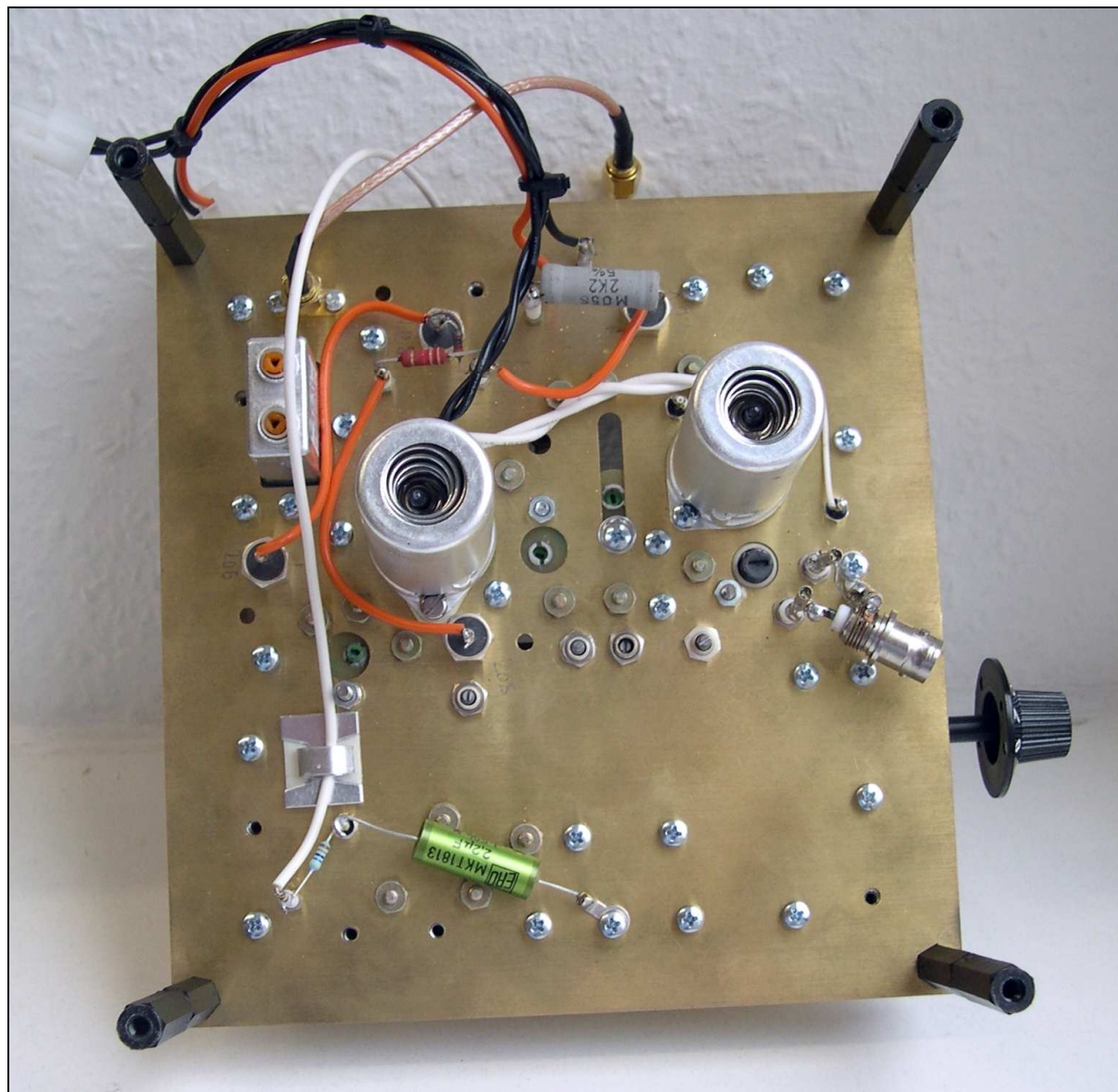
Wenn man sich nun anhand der obigen Skizze vorstellt, dass eine „geknickte“ Kennlinie wirksam wäre, bei der die Verstärkung im Negativen geringer als im Positiven wäre, dann ergäben sich die folgenden Verhältnisse:



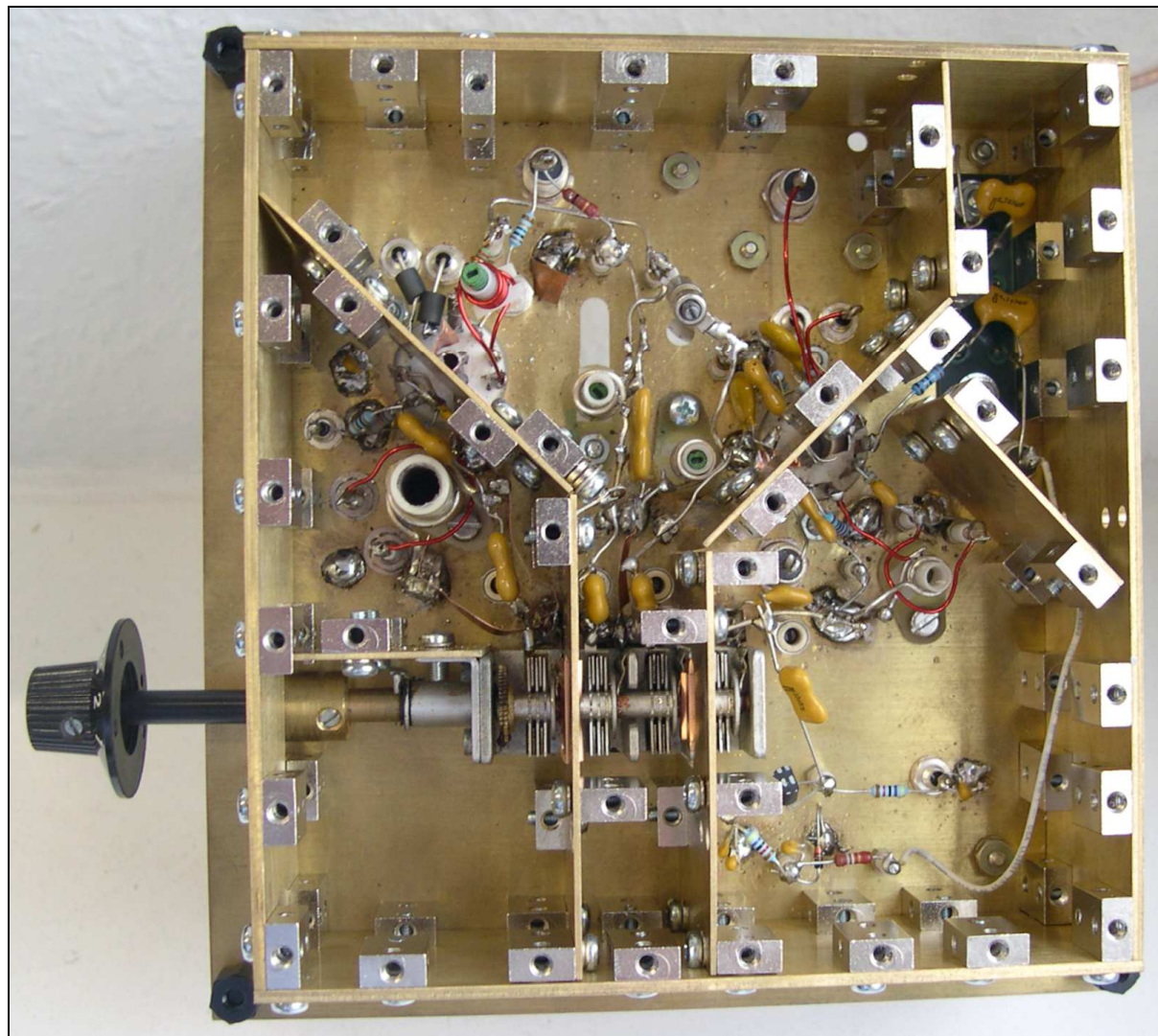
Der Mittelwert dieses Signals ist von Null verschieden. Er schwankt im Takt der Differenzfrequenz. Wenn man jetzt dieses Signal mit einem Tiefpass filtern würde, erhielte man die mit einer Gleichspannung überlagerte Differenzfrequenz als Ausgangssignal. Es ist offensichtlich, dass bei Filterung mit einem Bandpass die ausschließlich Differenzfrequenz am Ausgang erscheint.



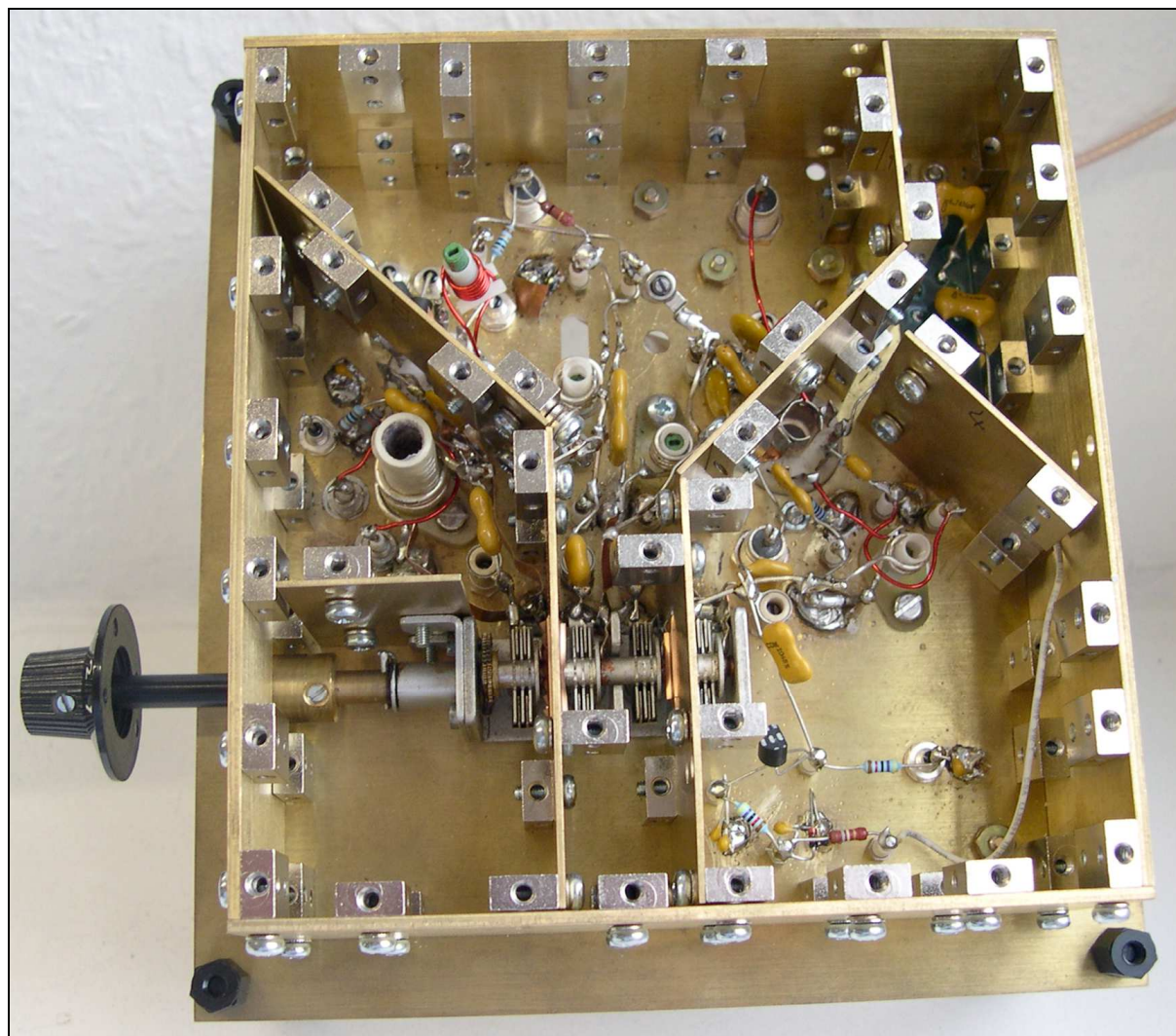
*Gesamtansicht des Mischteils von außen
(mit parallel zur Antenne geschalteter BNC-Buchse)*



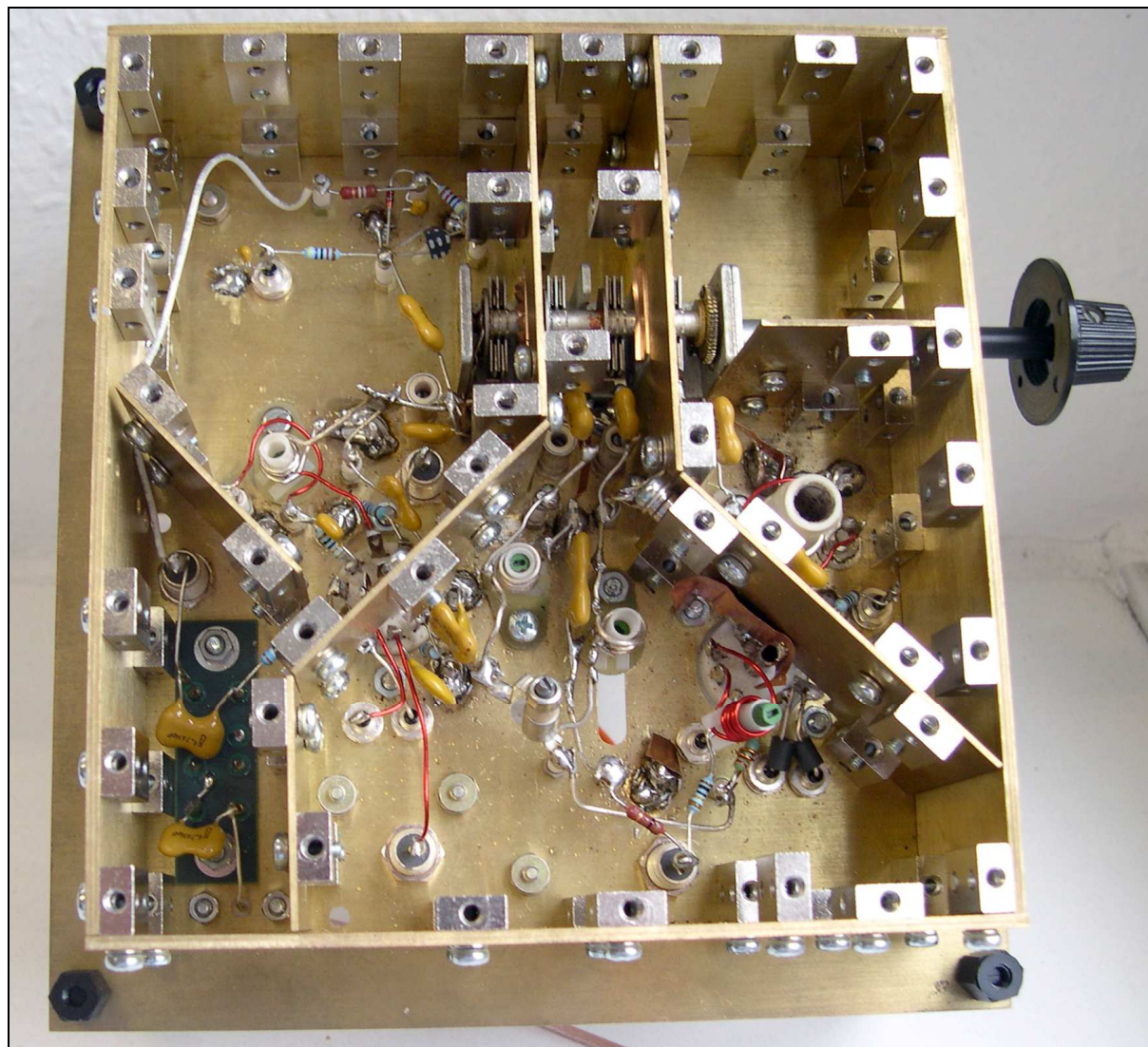
Ansicht Mischteil von oben



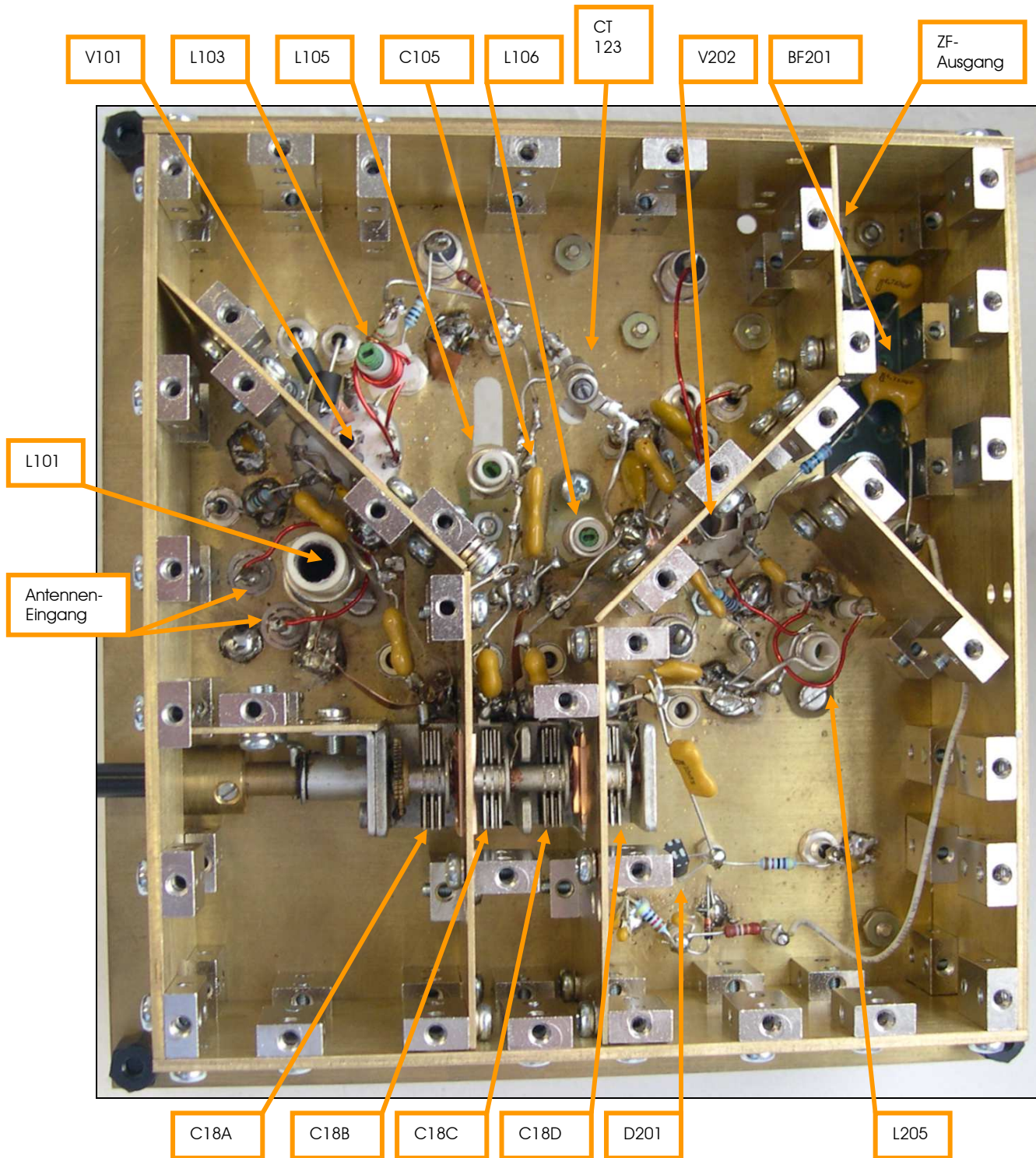
Ansicht Mischteil von innen (direkt von oben)



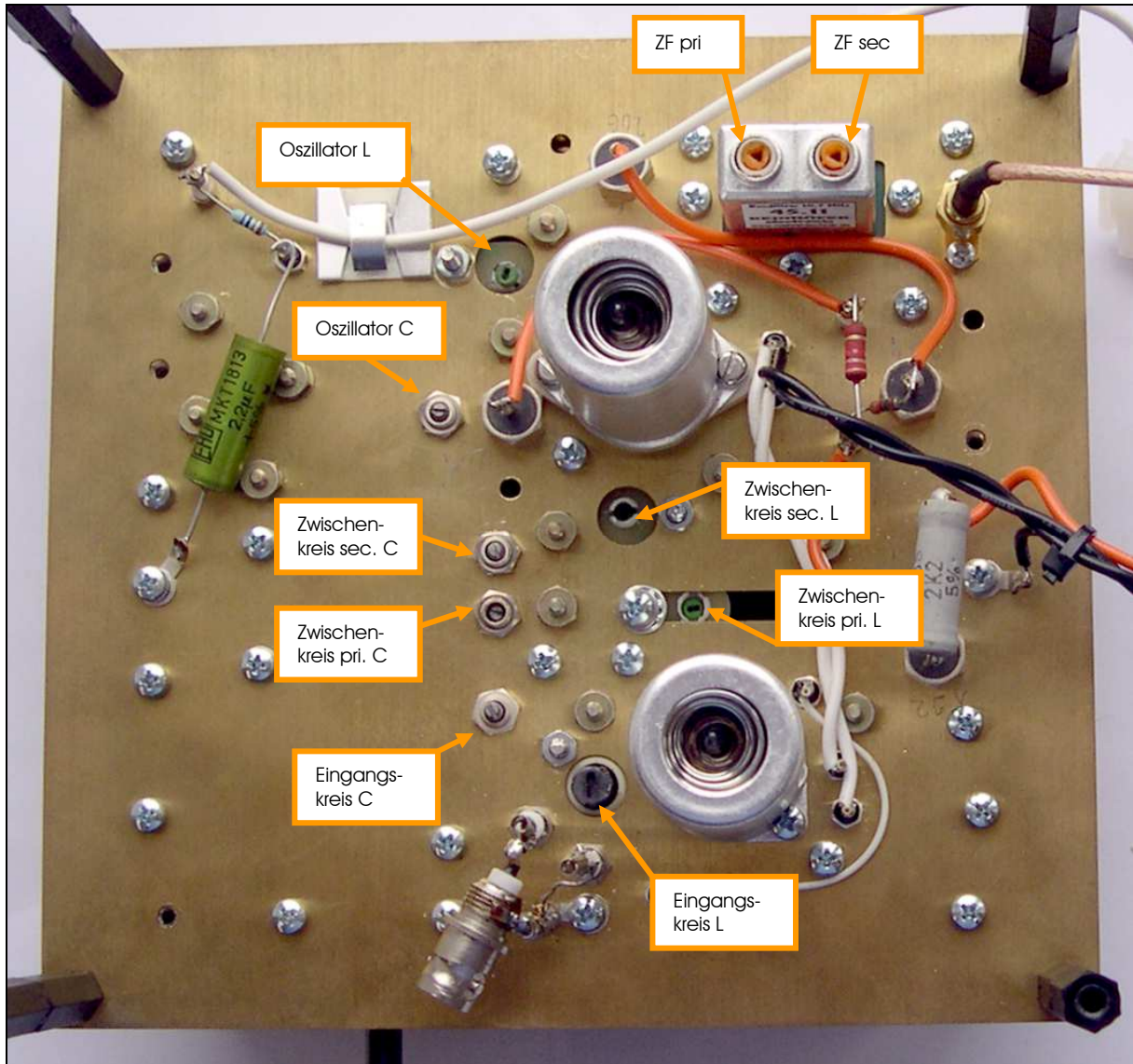
Ansicht Mischteil von innen (leicht seitlich)



Ansicht Mischteil von innen (leicht seitlich, aus anderer Perspektive)

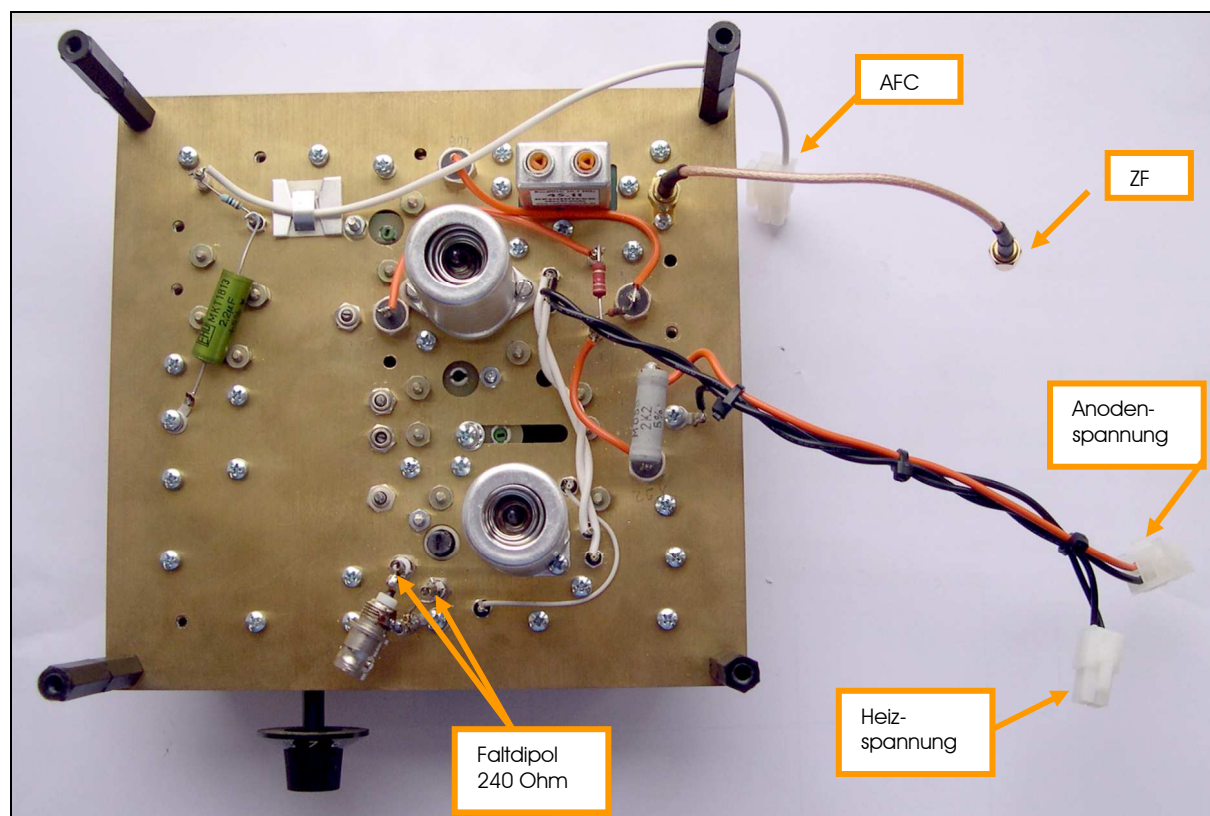


Lage wichtiger Bauelemente



Lage der Abgleichpunkte

*Hinweis: L103 und CT123 sind nur von innen zugänglich.
Für diese beiden Teile reicht ein einmaliger, grober Abgleich aus.*

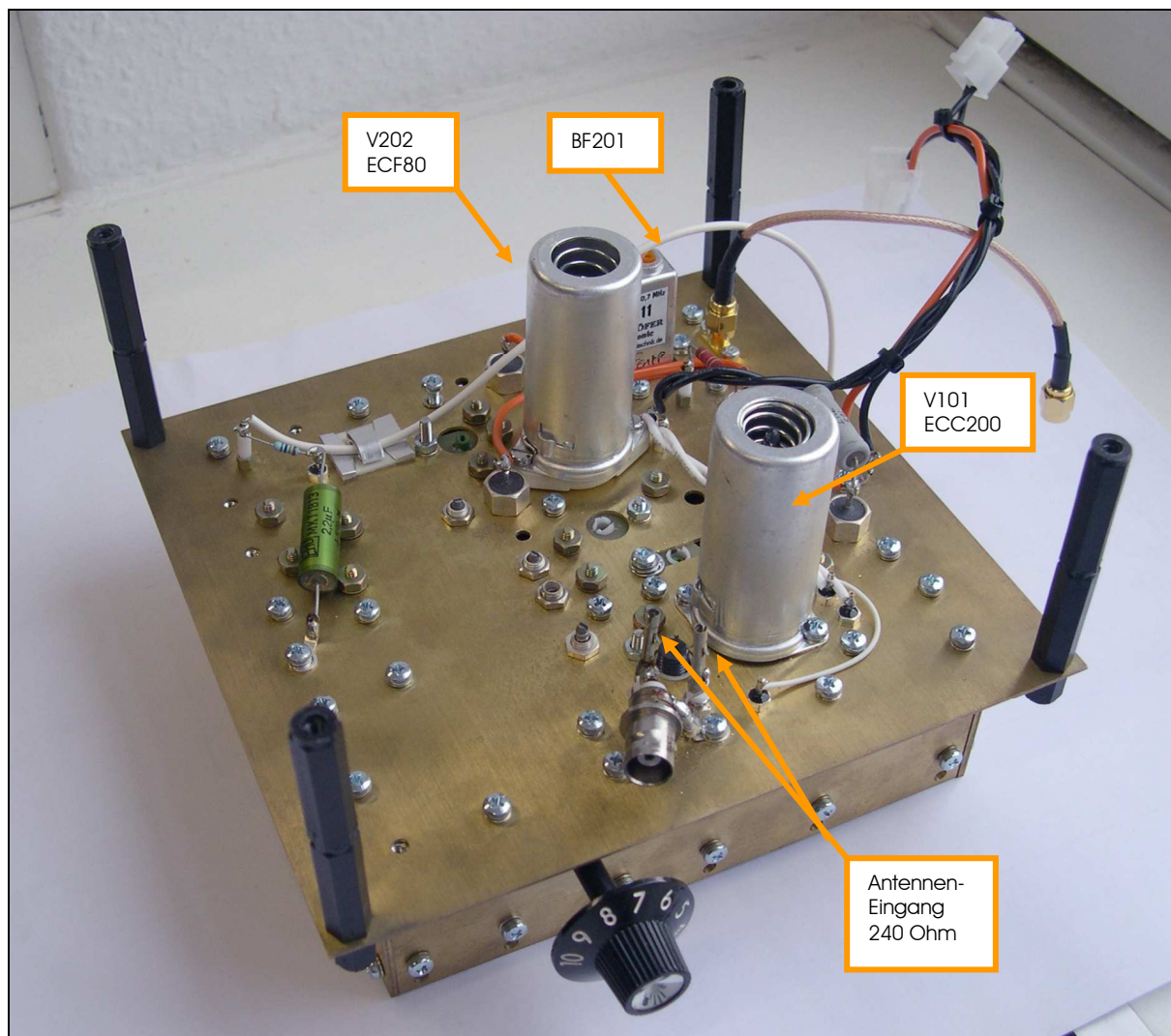


Lage der Anschlüsse

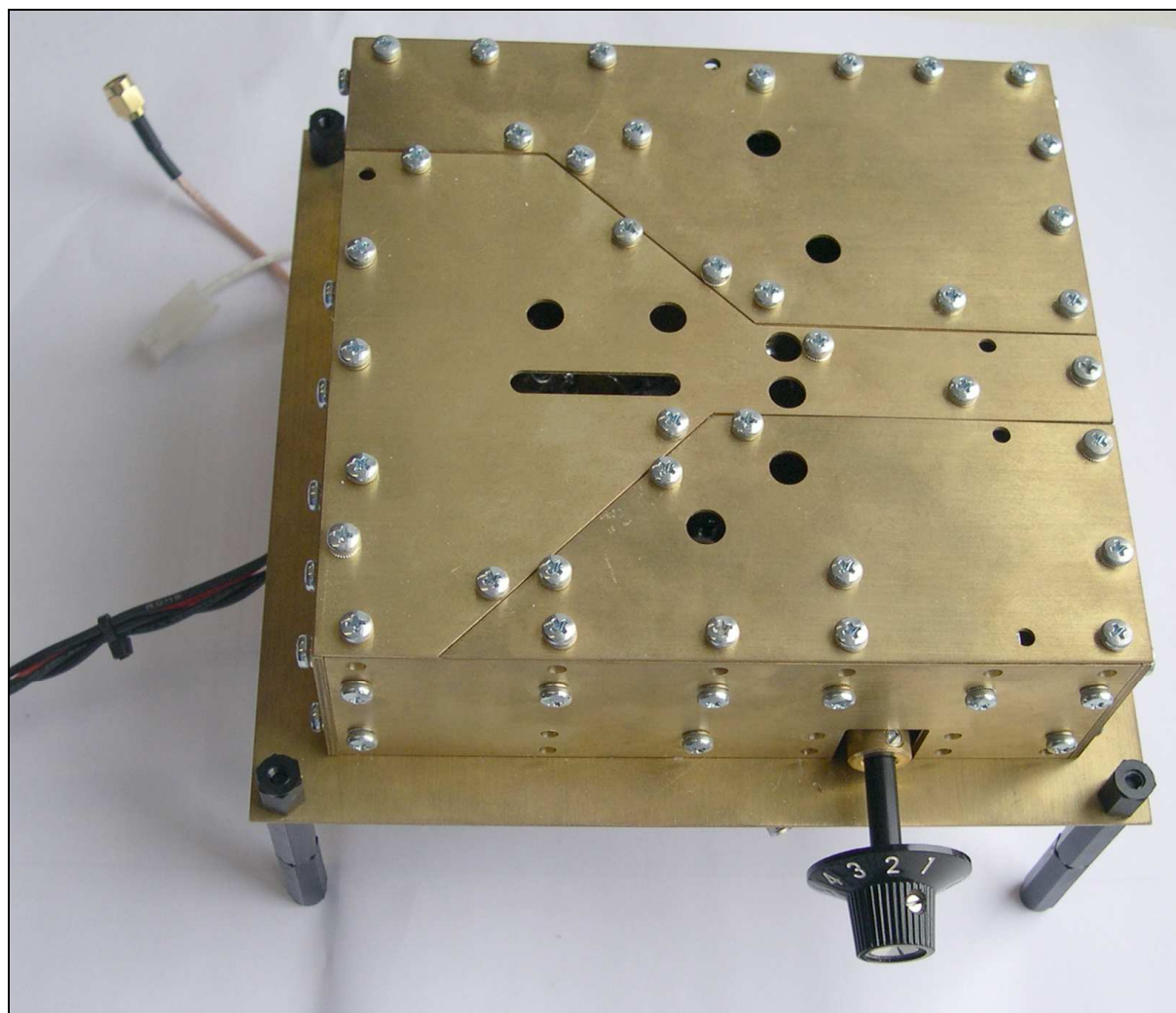
AFC, Anodenspannung und ZF werden an die ZF-Baugruppe angeschlossen.

Die Heizspannung wird direkt vom Heiztrafo abgenommen.

(Grund: zu hoher Spannungsabfall an den Leiterbahnen von ZF, Stereo-Decoder und NF)



Lage wichtiger Bauteile



Ansicht des Mischteils von unten

Dokumentation der Inbetriebnahme

Vorbemerkung

In diesem Text sind alle inhaltlich relevanten Schritte der Inbetriebnahme beschrieben. Beseitigungen von Fehlern handwerklicher Art werden jedoch nicht beschrieben, da sie nicht von weiterführendem Interesse sind. Tatsächlich ausgeführte Iterationen zwischen den verschiedenen Schritten werden nicht dokumentiert, es wird ein idealisierter Arbeitsablauf dargestellt, der jedoch alle notwendigen Schritte exakt beschreibt.

Schritt 1: DC-Arbeitspunkte

Die Vorwiderstände R219 und R212 wurden so angepasst, dass sich die folgenden DC-Arbeitspunkte ergaben:

Eingangsspannung:	284V
CF102:	198V
V101/8:	106V
V101/9:	110V
V101/3:	16V
V101/2:	17,6V
CT205:	143V
CF206:	160V
V202/7:	3,0V (Mittelwert)

R219 wurde dazu von 470R auf 2,2kOhm (5W) erhöht.
R212 wurde dazu von 6,8kOhm auf 3,3kOhm verringert.

Schritt 2: Vorabgleich ZF-Kreis

Dieser Abgleich wurde bei noch offenem Gehäuse (keine Seitenwände, keine Innenwände) vorgenommen.

- Einspeisung 10,7MHz aus Wobbler über 470pF an g1 von V202
- 75 Ohm parallel zum Wobblerausgang (Abschluss und Schutz des Wobblerausgangs gegen Überspannung)
- C207 wurde herausgenommen
- Amplitude des Wobblers so gering, dass noch keine Begrenzung erreicht wird
- Abnahme der Messspannung „hinten“ dem Demodulator (Summensignal)

Zunächst konnte kein zufriedenstellender Abgleich erzielt werden, die Frequenz des Bandfilters lag etwas zu hoch. (Amplitudenmaximum nur bei zu hoher Frequenz erzielbar) Nach Parallelschalten von je 4,7pF zur Primär- und zur Sekundärseite des Bandfilters konnte ein einwandfreier Abgleich erreicht werden.

Das Ziel, einer symmetrischen Gausskurve konnte nicht vollständig erreicht werden. Der Grund dafür liegt sehr wahrscheinlich darin, dass aufgrund der noch nicht eingebauten Abschirmwände eine Rückwirkung aus dem benachbarten ZF-Verstärker vorhanden war.

Bei Wiederholung des Abgleichs (Wobbeln des Antennensignals) zu einem späteren Zeitpunkt mit dann vollständig abgeschirmten Aufbau konnte dann eine einwandfreie Gausskurve erreicht werden.

Schritt 3: Oszillator

Die Oszillatorfrequenz soll den Bereich von $87,5\text{MHz} + 10,7\text{MHz}$ bis $108\text{MHz} + 10,7\text{MHz} = 98,2\text{MHz}$ bis $118,7\text{MHz}$ überstreichen.

Die Oszillatorfrequenz war zunächst deutlich zu gering (60..80MHz).

Es wurde zunächst versucht, durch Abwickeln der Oszillatortspule in den benötigten Frequenzbereich zu kommen. Hierbei wurden dann so geringe Windungszahlen erreicht, dass der Oszillator nicht mehr zuverlässig arbeitete (Aussetzen der Schwingung am oberen Ende des Frequenzbereichs). Es wurde initial ein Keramik-Spulenkörper mit einem Durchmesser von 9mm verwendet.

Der Keramik-Spulenkörper wurde dann gegen einen Kunststoff-Spulenkörper mit einem kleineren Durchmesser von 5mm ausgetauscht. Damit konnte dann die Windungszahl der Oszillatortspule auf 3 Windungen erhöht werden. (Anzapfung; nach 1 Wdg. vom „kalten“ Ende aus gesehen)

Die Auskoppelwindung wurde in ca. 2,5mm Abstand um die Hauptwicklung herumgeführt.

Damit ergab sich dann ein stabiles Arbeiten des Oszillators.

Die Oszillatortspannung beträgt, gemessen an Kathode V202, am Punkt der höchsten Amplitude im Band $9,8\text{Vpp}$ ($3,5\text{V eff}$) und am Punkt der tiefsten Amplitude im Band $9,5\text{Vpp}$, gemessen mit Tastkopf 1 zu 100) Dies entspricht einer Abweichung von $\pm 2,5\%$ der Amplitude über das gesamte Band.

Der Oszillator wurde wie folgt iterativ auf die Bandgrenzen abgeglichen:

Bei ganz hereingedrehtem Drehko:
Abgleich auf $98,2\text{MHz}$ durch Verdrehen des Spulenkerne

Bei ganz herausgedrehtem Drehko:
Abgleich auf $118,7\text{MHz}$ durch Verstellen des Trimmkondensators CT202.

Diese Abgleichsequenz wurde ca. 5 mal wiederholt, bis keine Verbesserung mehr möglich war.

Die Frequenz wurde mit der Frequenzzählerfunktion des Wobblers gemessen. Um das Oszillatortsignal ohne relevante Verstimmung zu erfassen, wurde eine Leiterschleife mit ca. 5mm Durchmesser in die Nähe des Oszillators gebracht. Diese Leiterschleife wurde über ein BNC-Kabel mit dem Eingang des Frequenzzählers verbunden.

Mit einem als Antenne dienenden Tastkopf (nicht mit dem Oszi verbunden) am Gitter der Mischröhre können nun bereits einige Sender recht klar empfangen werden.

Schritt 4: Vorabgleich Eingangskreis

Der Empfänger wurde nicht mit Strom versorgt.

Anschluss des als FM-Generator verwendeten Wobblers an den Antenneneingang.

Variation der Frequenz von Hand.

Auskopplung zur Beobachtung der Resonanzüberhöhung mit dem Oszilloskop über Leiterschleife mit ca. 3mm Durchmesser über der Spule.

Der Eingangskreis wurde wie folgt iterativ auf die Bandgrenzen abgeglichen:

Bei ganz hereingedrehtem Drehko:

Abgleich auf 87,5MHz durch Verdrehen des Spulenkerns

Bei ganz herausgedrehtem Drehko:

Abgleich auf 108MHz durch Verstellen des Trimmkondensators CT121.

Diese Abgleichsequenz wurde ca. 5 mal wiederholt, bis keine Verbesserung mehr möglich war. Bevor der Abgleich durchführbar war, musste die Windungszahl der Spule verringert werden und der Wert des Kondensators C102 von 56pF auf 47pF verkleinert werden.

Zu einem späteren Zeitpunkt wurde C102 wieder auf 56pF vergrößert, da sich durch die Änderung der Antennenankopplung die Verhältnisse des Kreises verändert hatte und die Variation bezüglich der Kapazität erhöht werden musste.



Anschluss des Generators/Wobblers an den Antenneneingang.

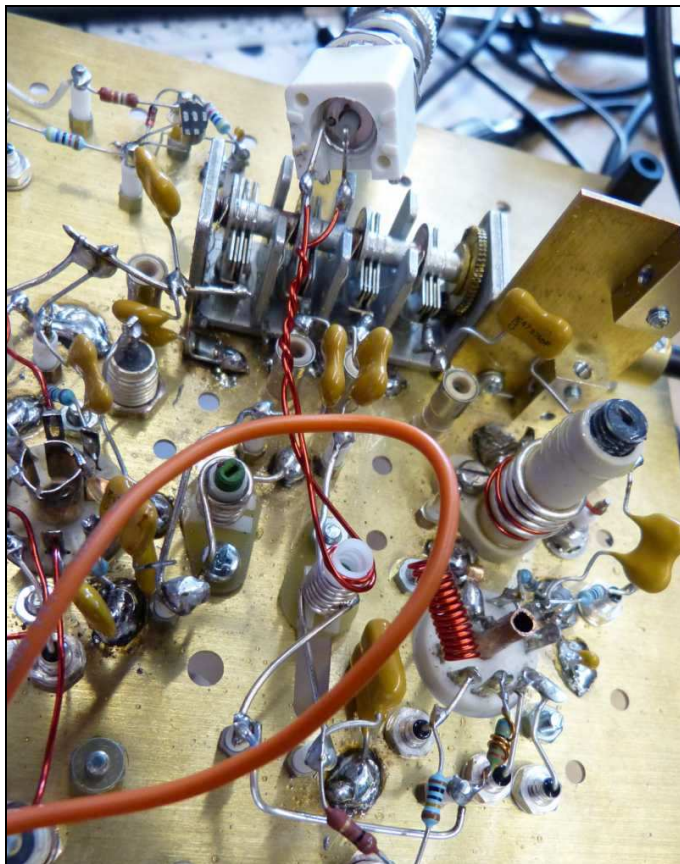
Der Anschluss wird knapp und einseitig geerdet ausgeführt, um die Störung der Messung durch stark einfallende Sender zu minimieren.

Schritt 5: Vorabgleich Zwischenkreise

Es wurde entsprechend dem vorherigen Schritt verfahren.

Zu Einkopplung der erregenden Energie in die Kreise wurde auf deren Spulenkörper 2 Windungen mit Lackdraht gewickelt, die direkt zwischen Innen- und Aussenleiter der an das vom Generatorausgang kommenden BNC-Kabel gesteckten BNC-Buchse geschaltet waren.

Auch hier konnte der Abgleich zunächst nicht durchgeführt werden, die Windungszahl der Spulen wurde verringert und C123 und C124 wurden von 56pF auf 47pF reduziert.



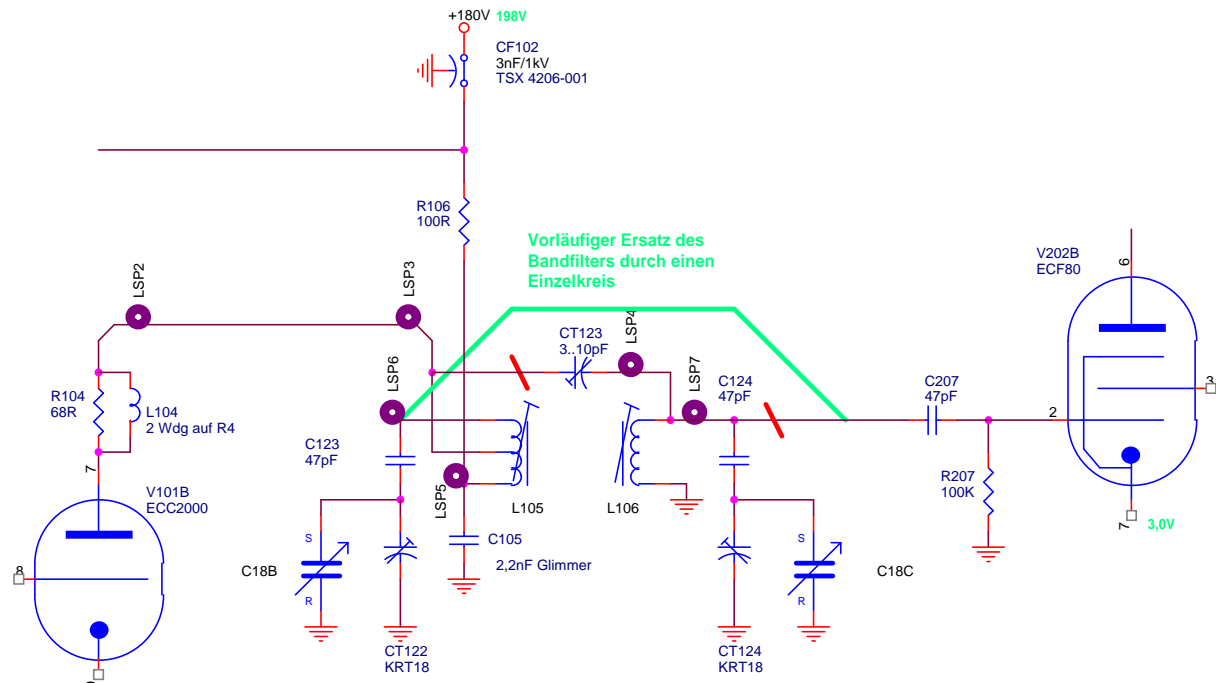
Vorabgleich des primärseitigen Zwischenkreises.

Leiterschleife aus Lackdraht: Einkopplung aus Generator AS5

Leiterschleife aus isolierter Litze (orange): Messung der Induktionsspannung mit dem Oszilloskop zum Erkennen der Resonanzspitze.

Schritt 6: Modifikation des Zwischenkreises zu einem Einzelkreis, Betrachtung der optimalen Lage der Anzapfung

Um den Tuner zunächst in einer weniger komplexen Struktur in Betrieb nehmen zu können, wird CT123 entfernt. C207 wird direkt mit LSP6 verbunden. L106, C125, CT124 und C18C werden aus der Schaltung genommen und kurzgeschlossen.



Provisorischer Umbau des Bandfilter-Zwischenkreises zum Einzelkreis

L105 hat nach erfolgtem Vorabgleich 4 (etwas auseinandergezogene) Windungen. Die Anzapfung liegt bei nach der 3. Windung, von der „kalten“ Seite der Spule aus gesehen.

Es wurden die folgenden Lagen der Anzapfung ausprobiert:

- 3 ½ Windungen vom „kalten“ Ende aus gesehen
- 2 Windungen vom „kalten“ Ende aus gesehen

Hierbei zeigten sich keine erkennbaren Unterschiede in Bezug auf die resultierende Amplitude am Demodulatorausgang und in Bezug auf die Stabilität.

Daher wurde die Lage der Anzapfung nach der 3. Windung (vom „kalten“ Ende der Spule aus gesehen) beibehalten.

Schritt 7: Abgleich Antennen- und Zwischenkreis

Es wurde der folgende Messaufbau verwendet:

- Wobblerausgang über BNC-Buchse an Antenneneingang
- Innenleiter direkt an Antenneneingang
- Aussenleiter direkt an Gehäuse, zweiter Antenneneingang ebenfalls direkt an Gehäuse

Bei einer nicht absolut kompakten Anbindung des Wobblers an den Antenneneingang und einer nicht direkten Masseverbindung zum Aussenleiter des Wobblers ist die im Folgenden beschriebene Messung unmöglich, da sie durch einfallende Sender gestört wird.

Auch bei dem beschriebenen Aufbau fallen noch einige starke Sender ein.

Der Wobbler wurde als FM-Generator, moduliert mit 1 kHz eingestellt.

Die Spannung am Demodulatorausgang (Summensignal) wurde mit dem Oszilloskop beobachtet.

Für den Abgleichpunkt am unteren Bandende wurde die Frequenz 90,72 MHz verwendet, die in einer „Lücke“ zwischen den einfallenden Sendern liegt.

Für den Abgleichpunkt am oberen Bandende wurde die Frequenz 105,88 MHz verwendet, die in einer „Lücke“ zwischen den einfallenden Sendern liegt.

Am Generator wurde die Frequenz 90,72 MHz eingestellt.

Es wurde eine Amplitude von ca. 80 dB μ V eingestellt, um ein leichtes Auffinden des Generatorsignals beim Abstimmen des Empfängers zu ermöglichen.

Die Amplitude wurde so weit reduziert, dass der Empfänger nicht mehr in der Begrenzung ist und sich eine Spannung von ca. 5 V am Demodulatorausgang (Summensignal) einstellt.

Mit Hilfe des Feineinstellungsknopfes wurde die Frequenz des Generators so eingestellt, dass sich das Maximum der Amplitude ergab. Die Amplitude des Generators wurde dann ggf. reduziert, um wieder eine Spannung von ca. 5 V am Demodulatorausgang zu erhalten.

Die Kerne der Eingangskreis- und der Zwischenkreisspule wurden nun so eingestellt, dass sich das Maximum der Demodulator-Ausgangsspannung ergab. Wenn man dabei in die Nähe der Begrenzung (10 V am Demodulatorausgang kam) wurde die Amplitude des Generators soweit reduziert, dass sich wieder eine Spannung von ungefähr 5 V am Demodulatorausgang ergab.

Am Generator wurde nun die Frequenz 105,88 MHz eingestellt.

Der zuvor beschriebene Vorgang wurde wiederholt, wobei dann nicht die Spulenkerne, sondern die Trimmkondensatoren CT121 und CT122 auf Maximum der Amplitude eingestellt wurden.

Dieser iterative Abgleich wurde nun etwa 4 bis 5 mal wiederholt, bis keine Verbesserung mehr festzustellen war.

Es zeigte sich zunächst die Unmöglichkeit, die maximale Amplitude einzustellen (daran erkennbar, dass die Amplitude bis zum Erreichen der Endstellungen der Abgleich Elemente immer noch ansteigt). Um dem zu begegnen wurden dann die Spulen weiter abgewickelt bzw. die Windungen auseinandergezogen und C102 wieder auf den initialen Wert 56 pF vergrößert.

Nach Ausführung dieser Modifikationen wurde der Abgleich noch einmal von vorne begonnen.

Zum Zeitpunkt dieser Messung war die Windungszahl der Antennen-Einkoppelwicklung noch 2. Zu einem späteren Zeitpunkt wurde sie auf 1 reduziert.

Nach erfolgreichem Abgleich wurden folgende Werte gemessen:

Bei 90,72MHz führte eine auf ca. 22dBuV eingestellte Generator-Ausgangsspannung zu einer Spannung von 5V am Demodulatorausgang (Summensignal)

Bei 105,88MHz führte eine auf ca. 28dBuV eingestellte Generator-Ausgangsspannung zu einer Spannung von 5V am Demodulatorausgang (Summensignal)

Ergänzung:

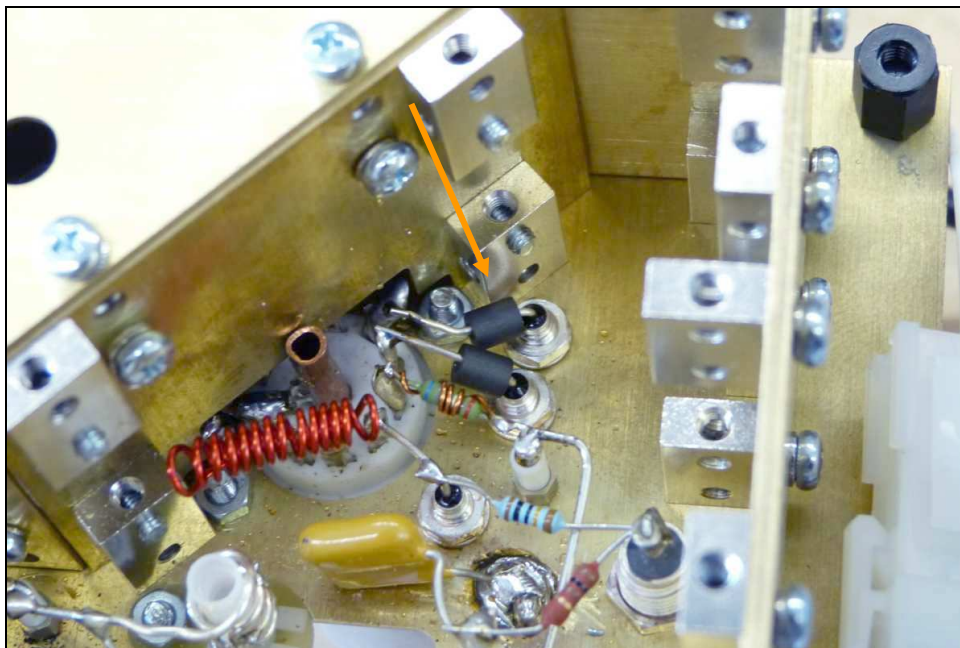
Messung mit 1 Wdg. Antenneneinkopplung: 5V am Demodulatorausgang (Summensignal) bei auf 20dBuV Generatorausgang bei 90,72MHz.

Die Arbeiten in diesem Schritt wurden nicht am Stück durchgeführt, sie wurden durch die Arbeiten zur Beseitigung von Schwingungen (in den nächstfolgenden Schritten beschrieben) unterbrochen und dann fortgesetzt.

Schritt 8: Beseitigung einer Dezi-Schwingung in der Eingangsstufe

Es zeigte sich ein „verwaschener“ Eindruck des Empfangs. Die Eingangsstufe wurde mittels einer mit dem Oszilloskop verbundenen Leiterschleife aus Lackdraht mit einem Durchmesser von ca. 5mm nach „verdächtigen“ Feldern abgesucht. Hierbei zeigte sich eine Schwingung mit ca. 370MHz in der Nähe der Eingangsröhre. Das sehr deutliche Maximum der Amplitude zeigte sich zwischen den beiden parallellaufenden Verbindungsleitungen von den Durchführungskondensatoren CF111 und CF112 zu den Löffhaken der Heizungsanschlüsse an der Fassung der Eingangsröhre.

Über diese beiden Leitungen wurde jeweils eine Ferritperle geschoben. Damit trat die Schwingung nicht mehr auf. Das Klangbild des Empfangs war nun deutlich klarer.



Ferritperlen auf den Heizungszuleitungen

Schritt 9: Beseitigung einer Schwingung auf (nahe) der Empfangsfrequenz in der Eingangsstufe

Nachdem nach mehrfachen Abgleichschritten ein optimaler Gleichlauf zwischen dem Eingangs- und dem Zwischenkreis erreicht wurde, zeigte sich insbesondere am unteren Bandende ein Schwingen der Eingangsstufe. Dieses Schwingen zeigte sich an einem Maximalausschlag der Abstimmmanzeige sowie an verschiedenen Störgeräuschen und einer starken Mikrofonie des Mischteils. In einem besonderen Fall befand sich das gesamte Band im Zustand des Schwingens bzw. der Bandbreiteneinengung durch Rückkopplung, was sich daran erkennen ließ, dass bei maximalem Ausschlag der Abstimmmanzeige die Sender nur in Flüsterlautstärke und ohne die hohen Audiofrequenzen zu hören waren.

In allen Fällen konnte das einwandfreie Arbeiten des Empfängers durch eine graduelle Verstellung des Eingangs- oder des Zwischenkreises gegen über dem Gleichlauf hergestellt werden. (Dies ist aber keine wirkliche Lösung, da sie nicht betriebssicher ist und da man Rauschabstand „verschenkt“)

Es wurde eine starke Abhängigkeit des Schwingungseinsatzes vom Vorhandensein und der Art der Montage der Abschirmdeckel festgestellt. Das Einbringen einer zusätzlichen Abschirmung direkt an der Eingangsröhre brachte keine Änderung des Verhaltens. Durch Zufall wurde festgestellt, dass die Schwingung damit gestartet (wenn Abschirmdeckel offen) oder gestoppt (wenn Abschirmdeckel geschlossen) werden kann, wenn man die Kante der Abschirmwand zwischen Antennen- und Zwischenkreis, die über den Drehkondensator hinweggeht mit der Oberkante des Drehkondensators leitend verbindet.

Daraufhin wurde ein Kupfer-Kontaktfederband (Feuerherdt) so zwischen Drehkondensator und Abschirmwand eingeklemmt, dass sich ein definierter und flächiger Kontakt zwischen dem Drehkondensator und der Abschirmwand ergab.

Damit trat die Schwingung, auch bei optimal abgeglichenem Gleichlauf, über das gesamte Band nicht mehr auf. Auch bei nicht montierten Gehäusedeckeln arbeitet der Empfänger absolut stabil.

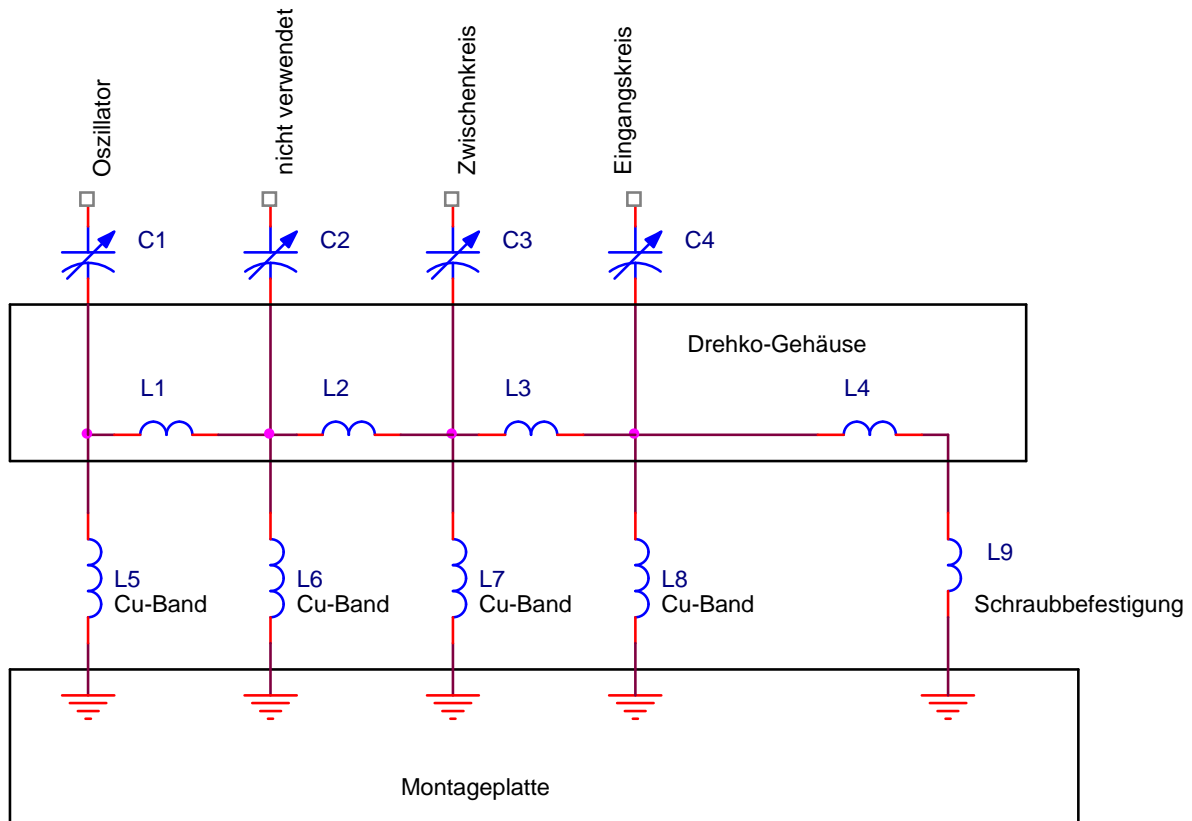
Die Erklärung für dieses Verhalten liegt in einer galvanischen Verkopplung von Zwischen- und Eingangskreis über das Gehäuse des Drehkondensators hinweg. Dieser Sachverhalt ist in der folgenden Skizze dargestellt, die den initialen Zustand zeigt, indem die Eingangsstufe noch nicht stabil war:

Der Drehko hat nur an der in der Skizze linken Seite Befestigungsschrauben. Die Rotorpakete der Teilkondensatoren C1..C3 sind über das Metallgehäuse des Drehkos miteinander verbunden. Die (geringe) Induktivität dieses Metallgehäuses ist in der Skizze mit L1..L4 modelliert. An jedem Teilkondensator ist ein an den Rotor führender Schleifkontakt direkt als PCB-Anschlussstift herausgeführt. Diese Stifte wurden über ca. 2mm breite und ca. 3 mm lange Abschnitte aus Kupferfolie direkt mit der Montageplatte verlötet.

Diese Verbindungen sind in der Skizze mit den Induktivitäten L5 bis L8 modelliert. Die Schraubverbindung zum Chassis ist mit der Induktivität L9 modelliert.

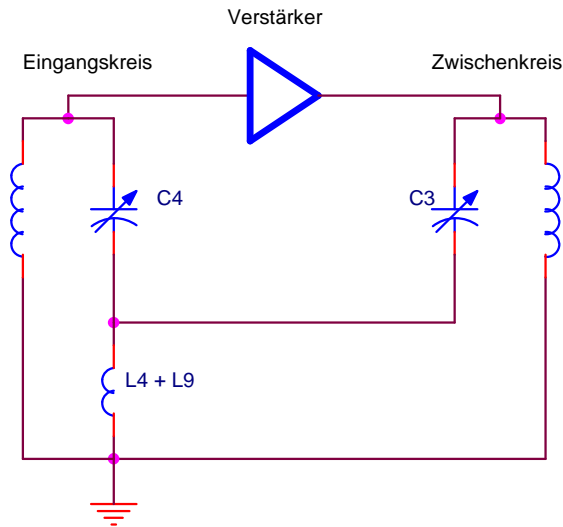
L5 bis L8 sind größer als L1 bis L4 und L9.

Man erkennt, dass ein Teil des Stromflusses durch die Zwischenkreiskapazität C3 nicht durch L7, sondern durch L3, L4 und L9 fließt. L4 und L9 sind jedoch auch Teil des Eingangskreises. Damit kommt es zu einer Verkopplung von Zwischen- und Eingangskreis.

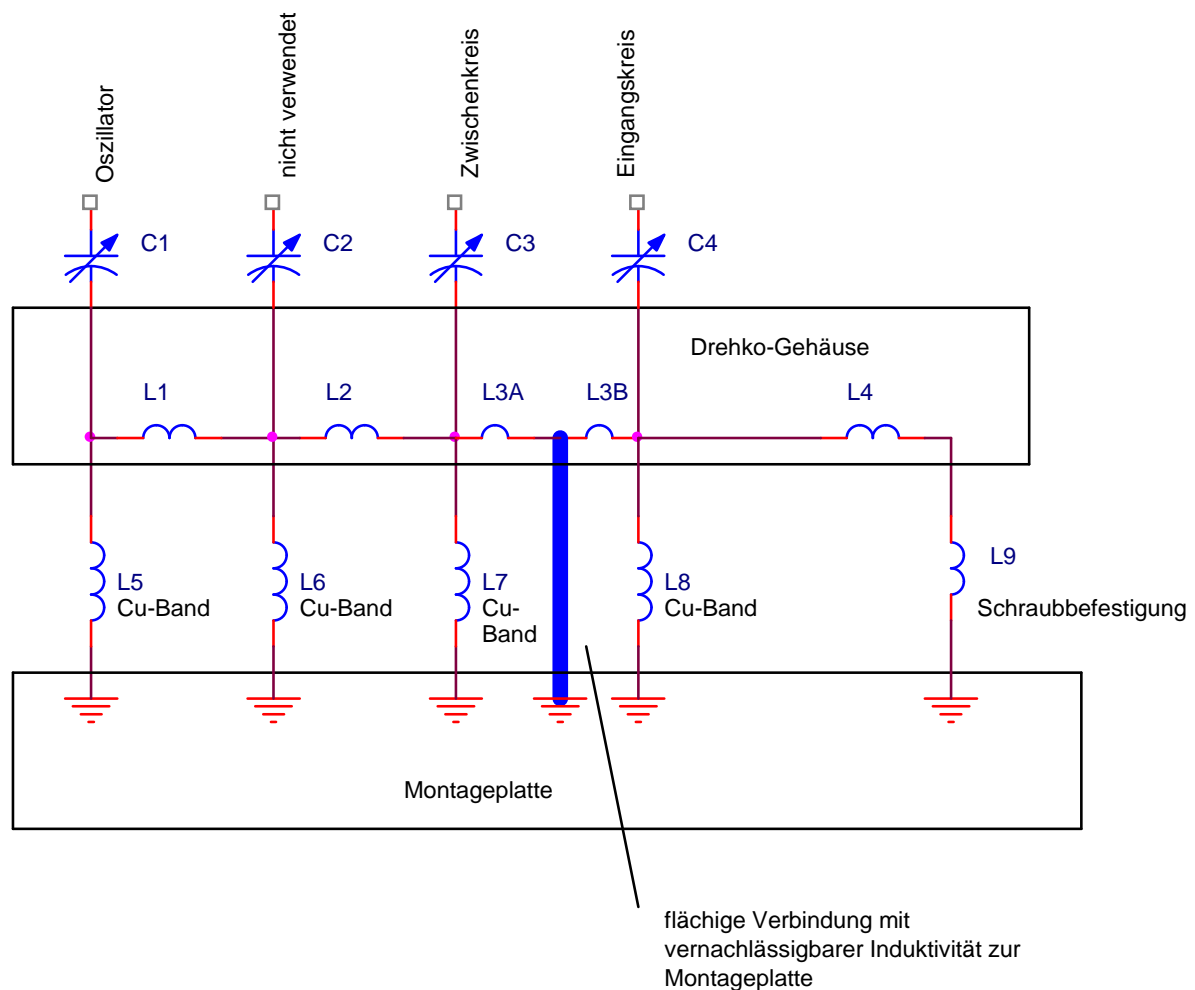


Man erkennt, dass ein Teil des Stromflusses durch die Zwischenkreiskapazität C3 nicht durch L7, sondern durch L3, L4 und L9 fließt. L4 und L9 sind jedoch auch Teil des Eingangskreises. Damit kommt es zu einer Rückwirkung vom Zwischen- auf den Eingangskreis.

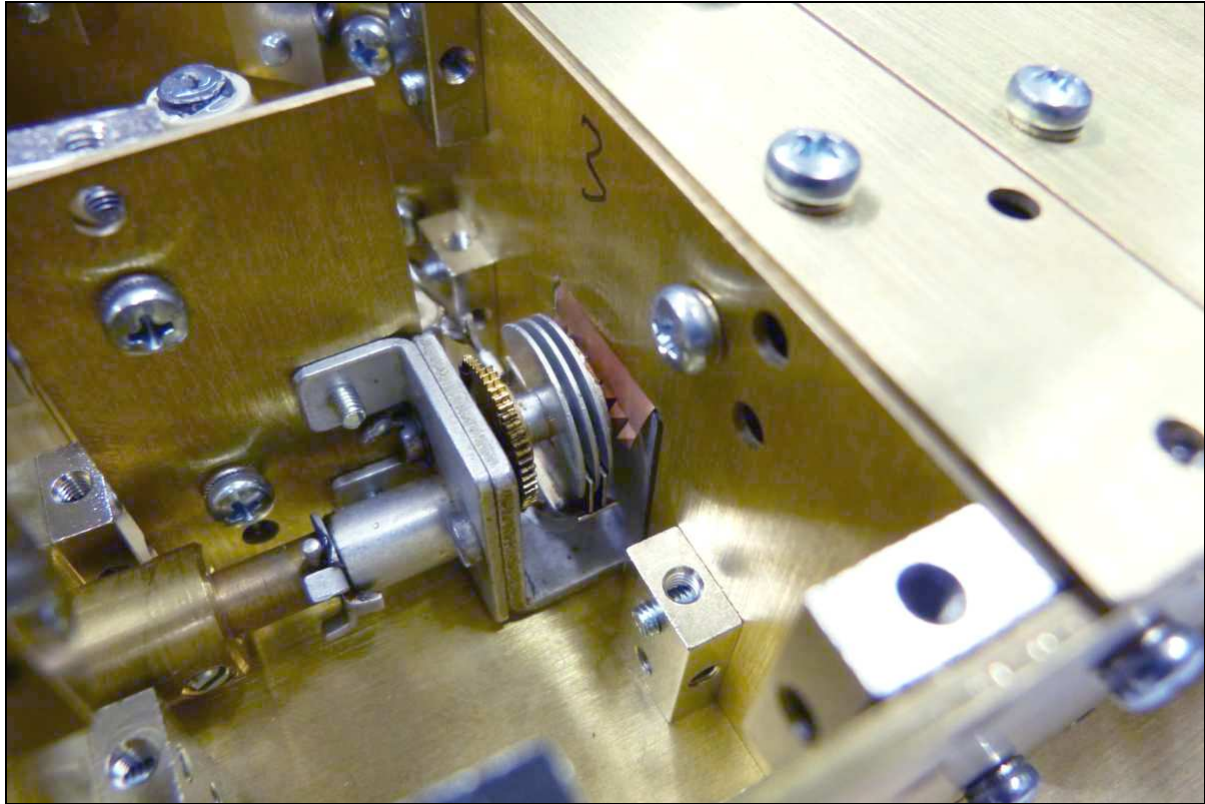
Diese Verkopplung ist im folgenden Ersatzschaltbild dargestellt:



Mit dem Einfügen der Kontaktfeder ergibt sich dann die folgende Situation:



Nun fließt nur noch ein vernachlässigbar kleiner Teil des im Zwischenkreis zirkulierenden Stroms durch den Eingangskreis. Damit sind die Kreise voneinander entkoppelt und das System arbeitet stabil.



Flächige Masseverbindung am Drehko-Gehäuse

Ergänzend wurde noch die Fuge zwischen der Abschirmwand über den Drehkondensator und der Abschirmwand über der Eingangsröhre mit zwei miteinander verlöteten Lötösen elektrisch miteinander verbunden.

Schritt 10: Betrachtung des Einflusses von L103

Der Empfänger wurde mit dem (als FM-Generator verwendeten) Wobbler gespeist.
Die Amplitude am Demodulatorausgang (Summensignal) wurde mit dem Oszilloskop kontrolliert.

Die initiale Induktivität von L103 betrug 240nH.
Die Induktivität wurde durch Auseinanderziehen der Windungen reduziert.
Damit zeigte sich ein deutlicher Rückgang der Amplitude.
Die ursprüngliche Induktivität von 240nH wurde durch erneutes Zusammendrücken der Spule wieder hergestellt.
Damit zeigte sich wieder die ursprüngliche Amplitude.

Zu einem späteren Zeitpunkt wurde L103 abgleichbar gestattet. (Wicklung auf 5mm-Spulenkörper mit Ferritkern)

Durch Verändern der Stellung des Kerns konnte ein Maximum der Verstärkung des Mischteils eingestellt werden. Dieses Maximum ist bei allen Frequenzen des UKW-Bereichs bei der gleichen Einstellung von L103. Die Induktivität der auf Maximum abgeglichenen Spule betrug etwa 240nH.

(Test mit Wobbeln von 87,5 bis 108MHz, AS-5 an Antennenanschluss, Abnahme Messsignal an Summenausgang Demodulator)

Die abgleichbare Spule wurde in der Schaltung belassen.

Schritt 11: ZF-Endabgleich

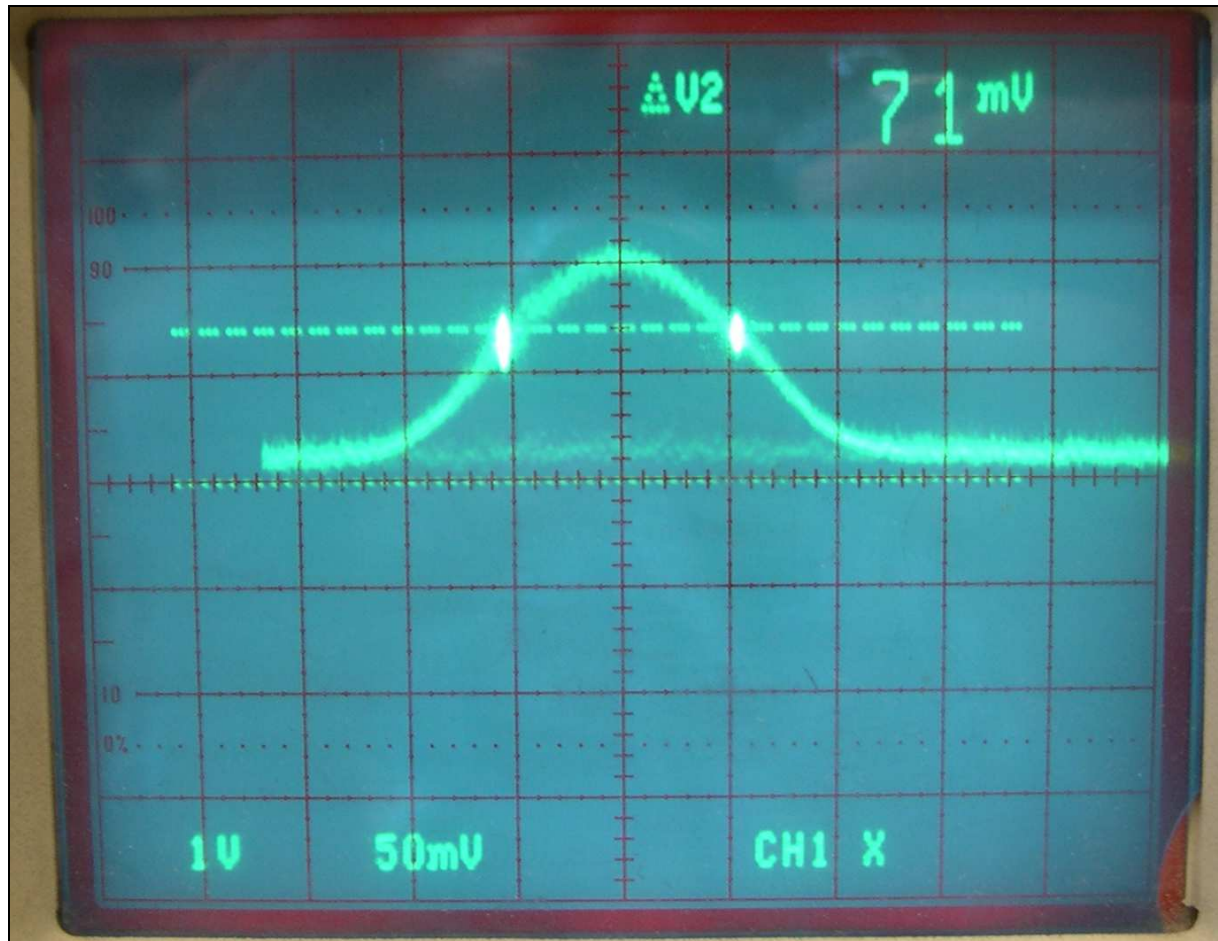
Es wurde der folgende Messaufbau verwendet:

- Wobblerausgang über BNC-Buchse an Antenneneingang
- Innenleiter direkt an Antenneneingang
- Aussenleiter direkt an Gehäuse, zweiter Antenneneingang ebenfalls direkt an Gehäuse

Bei einer nicht absolut kompakten Anbindung des Wobblers an den Antenneneingang und einer nicht direkten Masseverbindung zum Aussenleiter des Wobblerausgangs ist die im Folgenden beschriebene Messung unmöglich, da sie durch einfallende Sender gestört wird.
Auch bei dem beschriebenen Aufbau fallen noch einige starke Sender ein.

Der Wobbler wobbelte zwischen ca. 98 und ca. 102MHz.
Der Empfänger wurde auf eine Lücke zwischen den noch einfallenden Sendern abgestimmt, im Bereich um 100MHz herum.
Die Spannung am Demodulatorausgang (Summensignal) wurde mit dem Oszilloskop beobachtet.
Die Amplitude des Wobblers wurde soweit reduziert, dass keine Begrenzung mehr eintrat.
Nun wurde das ZF-Filter (Primär und Sekundär) so eingestellt, dass sich eine symmetrische Gausskurve ergab.

Die -3dB Bandbreite wurde kontrolliert (Marker), sie betrug etwa 220kHz.



Durchlasskurve nach Abgleich

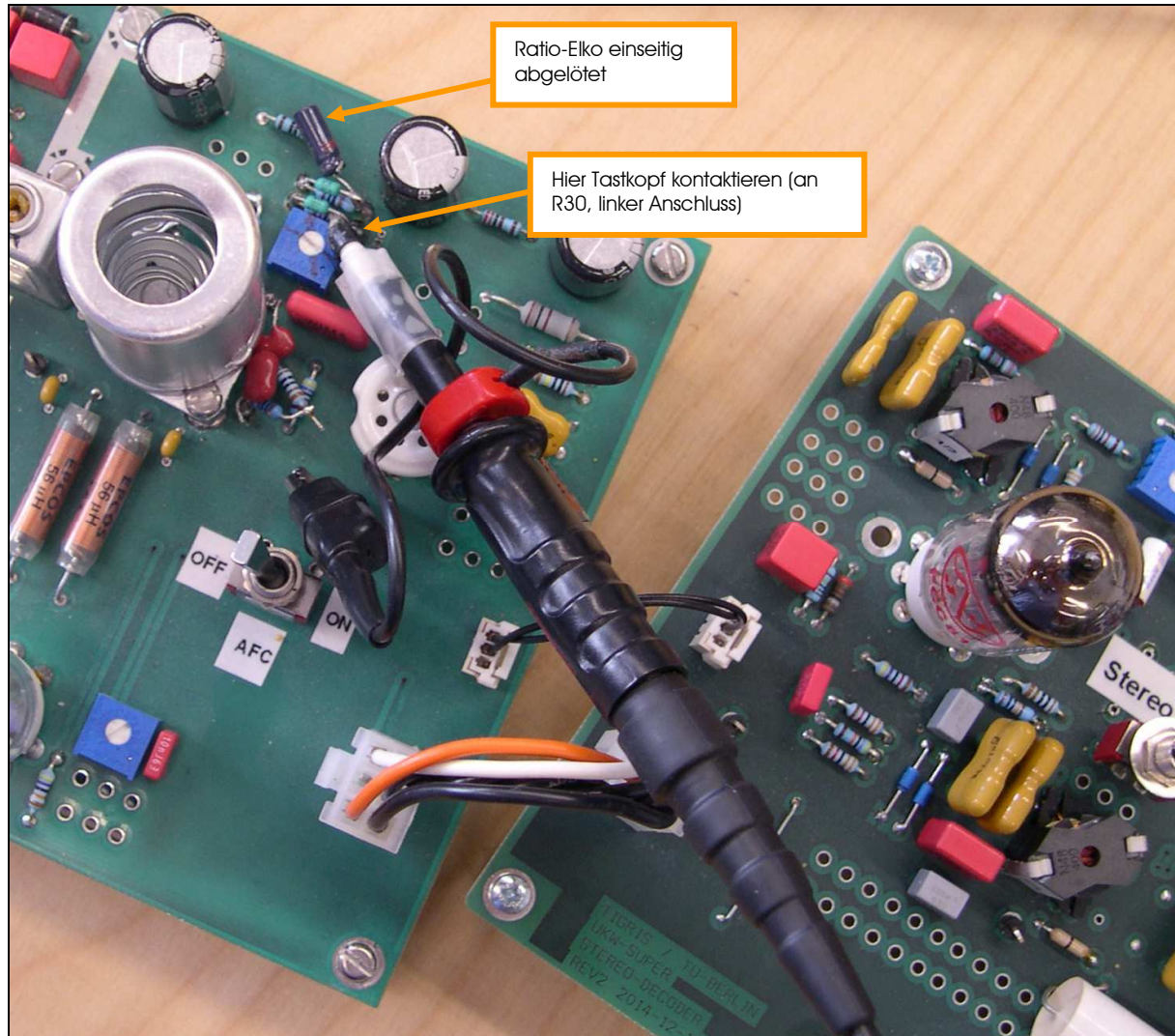
Y: Spannung am Summenausgang Demodulator 5V/DIV

X: Wobbler-Ablenkausgang

Wobbler-Ausgangsspannung an Antenneneingang ca. 30dBuV.
Der Abstand zwischen den Markern ist 220kHz.



Abgleich der Durchlasskurve mit dem Wobbler



Abgriff des Demodulatorsignals



Gesamtaufbau mit ZF-Teil, Stereodecoder, NF-Teil und Netzteil, das SABA-Radio dient als passive Lautsprecherbox.

Schritt 12: Anpassung der Antenne

Die Sekundärwicklung der Antennenspule hat 3,5 Windungen. (Spulenkörper 9mm Keramik)
Die Primärwicklung der Antennenspule hatte initial 2 Windungen, die direkt auf der Primärwicklung aufgebracht waren.

Um die optimale Ankopplung der Antenne zu ermitteln wurde wie folgt vorgegangen:

- Parallel zum Eingang des ZF-Verstärkers wurde ein Trimpotentiometer (10kOhm) geschaltet.
- Das Trimpotentiometer wurde auf den Maximalwert gestellt.
- Die Antenne (Faltdipol 240 Ohm) wurde mit dem Eingang des Empfängers verbunden.
- Es wurde ein schwacher Sender eingestellt (Jazz-Radio 106,8MHz).
- Die Ausgangsspannung am Demodulator (Summensignal) wurde mit dem Oszilloskop beobachtet.
- Diese Spannung betrug zunächst ca. 10V (ZF-Teil in Begrenzung)
- Das Trimpotentiometer wurde so weit in Richtung kleinerer Widerstandswerte verstellt, bis sich (bei ca. 500 Ohm) die Spannung am Demodulatorausgang (Summensignal) von ca. 10V auf 5V (Mittelwert, von NF überlagert) reduziert.

Nun konnte die Auswirkung einer Änderung der Antennenanpassung beobachtet werden. Eine höhere Amplitude am Demodulatorausgang bedeutet hierbei eine höhere Eingangsspannung am Gitter der Eingangsröhre und damit ein geringeres Rauschen. (Hinweis: Rauschanpassung im eigentlichen Sinne hierbei nicht berücksichtigt)

Tatsächlich führte die Konfiguration der Antennenanpassung, die die höchste Ausgangsspannung in der beschriebenen Messanordnung „bringt“ dann auch zu dem geringsten subjektiv empfundenen Rauschpegel.

Zunächst wurde die Windungszahl der Einkoppelwicklung von 2 auf 1 reduziert. Die Wicklung war nach wie vor fest auf der Sekundärwicklung aufgebracht. Hierbei zeigte sich eine um ca. 32% höhere Amplitude am Demodulatorausgang.

Weiterhin wurde die Einkoppelwicklung auf der Höhe der Sekundärwicklung in einem Abstand von ca. 2mm zur Sekundärwicklung (Durchmesser der Einkoppelwicklung dann ca. 13mm) platziert, also eine etwas losere Kopplung gewählt. Hierbei zeigte sich keine Veränderung der Amplitude gegenüber der unmittelbar aufgetragenen Primärwicklung.

Die Einkoppelwicklung wurde ca. 3mm oberhalb der Sekundärwicklung angebracht. Die Amplitude am Demodulatorausgang ging damit auf ca. 50% des initialen Wertes (bei 2 Wdg. direkt auf der Sekundärwicklung) zurück.

Es wurde daher die Entscheidung getroffen, die Windungszahl der Einkoppelwicklung auf 1 zu reduzieren und diese Wicklung in einem Abstand von ca. 2mm zur Primärwicklung zu legen (Durchmesser dann ca. 13mm) und diese Windung dann auf Höhe der „untersten“, also dem masseseitigen Ende der Spule am nächsten liegenden Windung der Sekundärwicklung zu platzieren.

Gegenüber einer unmittelbaren Platzierung auf der Sekundärwicklung hat man so den Vorteil einer weit geringeren kapazitiven Kopplung zwischen der Antenne und dem Eingangskreis. Damit wird die Güte des Eingangskreises erhöht und eine mögliche Abstrahlung der Oszillatorfrequenz über die Antenne reduziert.

Aufgrund der geringen Windungszahlen ist eine feinere Optimierung der Antennenanpassung nicht möglich. Es wurde erwogen, einen dünneren Spulenkörper mit 5mm Durchmesser einzusetzen. Dies hätte jedoch wenig an der Unmöglichkeit der feineren Einstellung des Übersetzungsverhältnisses geändert, da dann die Windungszahl lediglich von 3 auf 4 Windungen angestiegen wäre. Daher wurde der vorhandene Spulenaufbau beibehalten.

Die Antennenanpassung soll nun rechnerisch nachvollzogen werden:

Das vorhandene Übersetzungsverhältnis ist 1 zu 3,5.
Das Quadrat dieses Übersetzungsverhältnisses ist 12,25.

Die Impedanz der Antenne (Faltdipol) ist 240 Ohm.
Sie wird auf $240 \text{ Ohm} * 12,25 = 2,94 \text{ kOhm}$ transformiert.

Der Eingangswiderstand der Eingangsstufe ist die Parallelschaltung des Resonanzwiderstandes des Eingangskreises mit dem elektronischen Eingangswiderstand der ECC2000 (Influenz, Laufzeit Kathode/Gitter).

Der Resonanzwiderstand des Eingangskreises liegt (nach Pitsch) in der Größenordnung 5kOhm bis 10kOhm. Wir nehmen 7,5kOhm an.

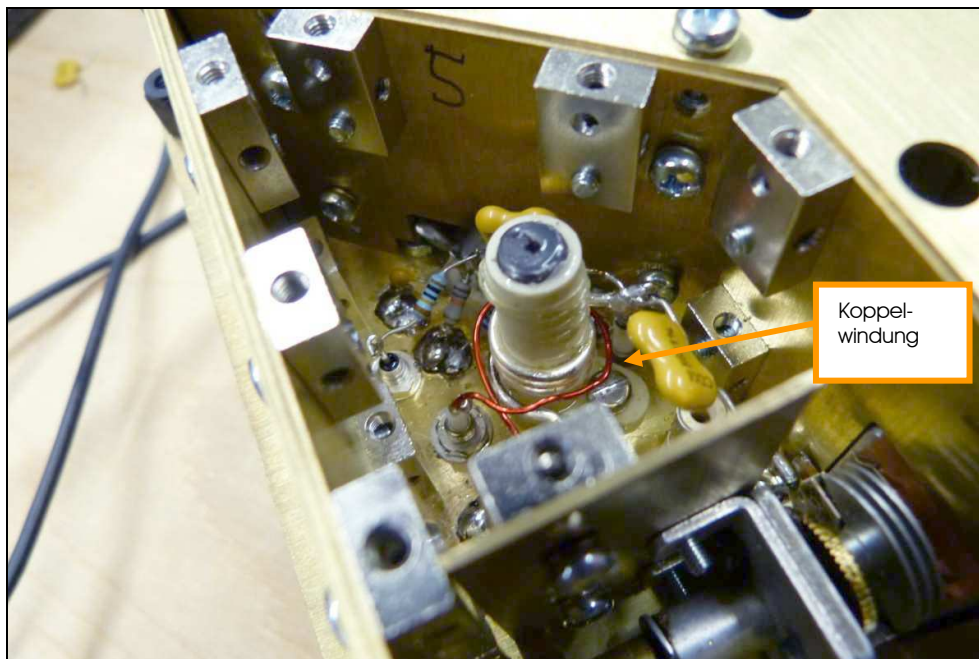
Der elektronische Eingangswiderstand der ECC2000 wird (bei dem in der aktuellen Schaltung eingestellten Arbeitspunkt) mit 910 Ohm bei 200MHz angegeben.

Der elektronische Eingangswiderstand nimmt quadratisch mit der Frequenz ab (Quelle: Richard Kühn, Grundlagen der Sende-Empfangs- und Funkortungstechnik, Seite 317)

Bei 100MHz erhält man damit einen Widerstand von $910 \text{ Ohm} * 4 = 3,64 \text{ kOhm}$.

Damit erhält man eine Eingangsimpedanz von $7,5 \text{ kOhm}$ parallel $3,64 \text{ kOhm} = 2,45 \text{ kOhm}$.

Man erkennt eine Abweichung von 20% der theoretisch abgeschätzten Eingangsimpedanz zu der Impedanz, bei der man optimale Leistungsanpassung zur Antenne hätte. Angesichts der vielen Mess- und Schätzunsicherheiten kann dies als praktische Übereinstimmung gewertet werden.



Abschließende Ausführung der Eingangskreisspule L101

Schritt 13: Empfangstest

Alle Sender über das gesamte Band kommen klar herein und bringen den Empfänger in die Begrenzung. Jazz Radio auf 106,8 kann praktisch ohne hörbares Rauschen empfangen werden.

(SABA-Freudenstadt mit Zweiweg-Lautsprechersystem mit vom NF-Teil getrennten Lautsprechern passiv als Lautsprecherbox verwendet)

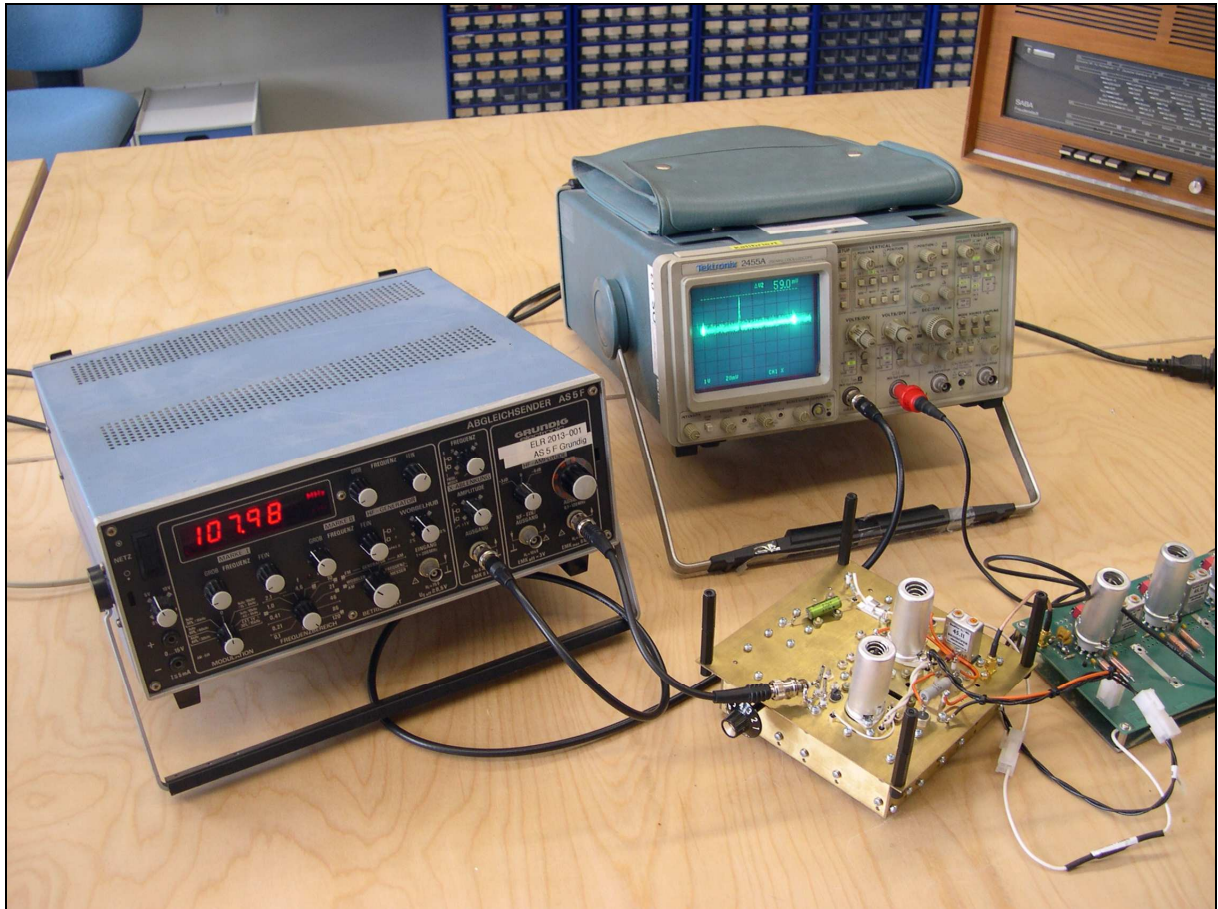
Schritt 14: Systematische Untersuchung der Empfindlichkeit über den gesamten UKW-Bereich

Der Empfänger wurde dahingehend umgebaut, dass der zunächst provisorisch vorgesehene Einzel-Zwischenkreis durch das ursprünglich vorgesehene Bandfilter ersetzt wurde. Hierbei zeigte sich eine starke Welligkeit der Empfindlichkeit über den UKW-Bereich mit ganz erheblich unterschiedlichen Empfindlichkeiten. Das beobachtete Verhalten war absolut unbrauchbar.

Daher wurde noch einmal zum Einzelkreis zurückgebaut und die Empfindlichkeit über den Bereich systematisch untersucht.

Hierzu wurde wie folgt vorgegangen:

- Wobbler AS-5 als Signalquelle am Antenneneingang
- Wobbeln von ca. 85MHz bis ca. 110MHz. Marker an 87,5MHz und an 108MHz.
- Messen am Demodulator-Summenausgang
- Einstellung der Ausgangsspannung des AS-5 so, dass man eine Ausgangsspannung am Demodulator von etwa 4..6V erhält (Einsatz der Begrenzung bei 10V)



Abgleich der Empfindlichkeit mit dem Wobbler

Auch hier zeigte sich dann, dass die Empfindlichkeit sehr ungleichmäßig über den Bereich verteilt war. Als mögliche Ursache wurde die Eigenresonanz des Blockkondensators C105 ins Auge gefasst. Tatsächlich zeigten sich mit verschiedenen Bauformen und Kapazitäten deutlich unterschiedliche Empfindlichkeitsverläufe. Weiterhin wurde der Masseanschlusspunkt von C105 näher an den Massepunkt des Drehkos gelegt. Damit zeigte sich, bei gleicher Kapazität und Bauform ein deutlich anderer Verlauf der Empfindlichkeit über den Bereich. Bei Kapazitäten im unteren NF-Bereich konnte am unteren Ende des UKW-Bereiches durch Abgleich der Eingangskreissspule eine extrem hohe Verstärkung eingestellt werden, bei der sogar das Eigenrauschen der Eingangsstufe den Ausgang des Empfängers in die Nähe der Begrenzung bringt. Der Empfang ist in der Region, in der diese hohe Verstärkung auftritt leise und verzerrt.

Es liegt also nahe, dass eine Rückkopplung vom Zwischen auf den Eingangskreis vorliegt, die die Verstärkung erhöht und die Bandbreite durch Entdämpfung des Eingangskreises verringert, womit dann Phasenfehler entstehen, die die Modulation beeinträchtigen.

Als sehr wahrscheinlichen Angriffspunkt für diese Rückkopplung wurde die nicht optimale Masseführung im Bereich des Eingangs- und des Zwischenkreises ausgemacht: Die Massepunkte für L und C sind nicht zusammengefasst sondern befinden sich in einigen cm Abstand auf der Montageplatte. Damit fließen Resonanzströme aus den Zwischenkreis durch die Montageplatte und koppeln in den ebenfalls die Montageplatte als Verbindungselement nutzenden Eingangskreis ein.

Weiterhin besteht auch die Möglichkeit einer Verkopplung über das Drehko-Gehäuse.

Es wurden daher mehrere Maßnahmen umgesetzt, die diese Verkopplungen aufheben:

- Erdung der Drehko-Abschirmwand zwischen Oszillator und Zwischenkreis über eine Kupfer-Federschiene.
- Das „kalte“ Ende der Eingangskreissspule wird von der Montageplatte gelöst und über eine 2mm breite Verbindung aus Kupferfolie direkt an den Rotor-Anschluss des Drehkos des Eingangskreises geführt.
- C103 wird ebenfalls über eine 2mm breite Verbindung aus Cu-Folie direkt an den Rotor-Anschluss des Drehkos des Eingangskreises geführt.
- C105 wird ebenfalls über eine 2mm breite Verbindung aus Cu-Folie direkt an den Rotor-Anschluss des Drehkos des Zwischenkreises geführt.

In der Folge zeigte sich ein stabiles Verhalten der Kaskodenstufe über das gesamte Band hinweg und bei allen Einstellungen der Spule des Eingangskreises.

Zusätzlich wurde für C105 ein Glimmerkondensator mit einer Kapazität von 1nF vorgesehen. Die Eigenresonanz dieses Kondensators liegt etwas unterhalb des UKW-Bereichs. (Kondensatoren mit größerer Kapazität wirken schon zu induktiv, Kondensatoren mit kleinerer Kapazität führen zu Empfindlichkeitsmaxima im UKW-Bereich, die störend sind (Beeinflussung schwächerer Sender durch starke Sender auf Maxima, Phasenfehler im Übergangsbereich))

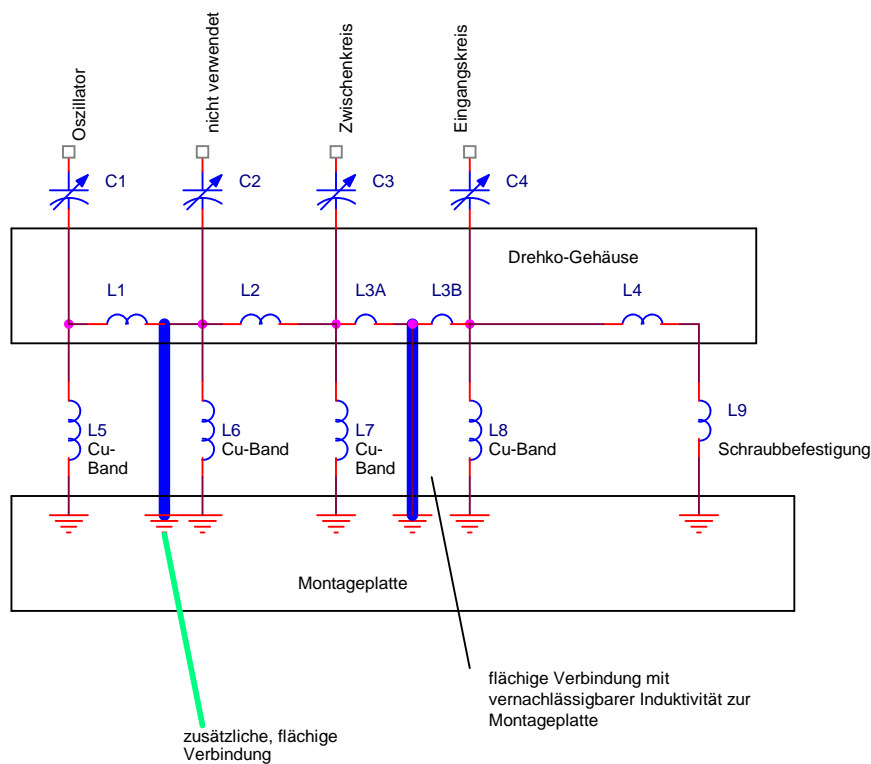
Der Abgleich wurde so vorgenommen, dass zunächst Eingangs- und Zwischenkreis durch Verdrehen der Eisenkerne auf maximale Empfindlichkeit am unteren Bereichsende eingestellt wurden. In der Folge wurden die Trimmkondensatoren von Eingangs- und Zwischenkreis auf maximale Empfindlichkeit am oberen Bereichsende gestellt. Dieser Vorgang wurde mehrmals wiederholt. Zum Abschluss wurde dann die Zwischenkreissspule so verstellt, dass die (zunächst höhere) Empfindlichkeit am unteren Bereichsende auf das Maß der Empfindlichkeit am oberen Bereichsende zurückgeht.

Auch hier wurden abschließend alle Abgleichelemente iterativ noch leicht verstellt, bis sich eine möglichst „glatte“ Empfindlichkeitskurve über den Bereich ergab.
Es wurden die folgenden Messwerte aufgenommen:

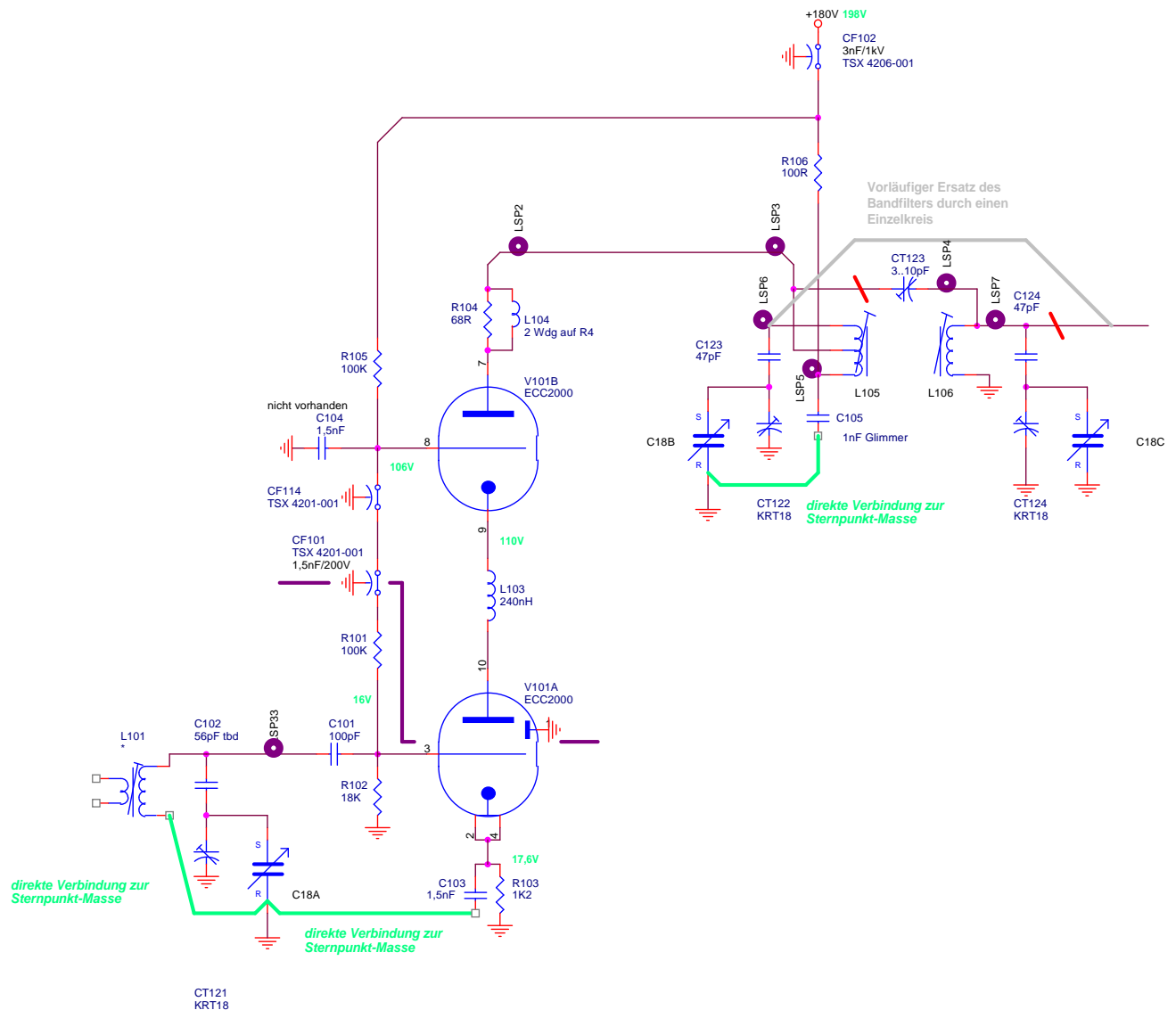
Wobbler-Ausgangsspannung ca. 25dBuV

Frequenz: Demodulator-Ausgangsspannung:

98MHz	5,0V
101MHz	5,0V
102MHz	4,7V
104MHz	4,4V
106MHz	4,4V
108MHz	4,6V



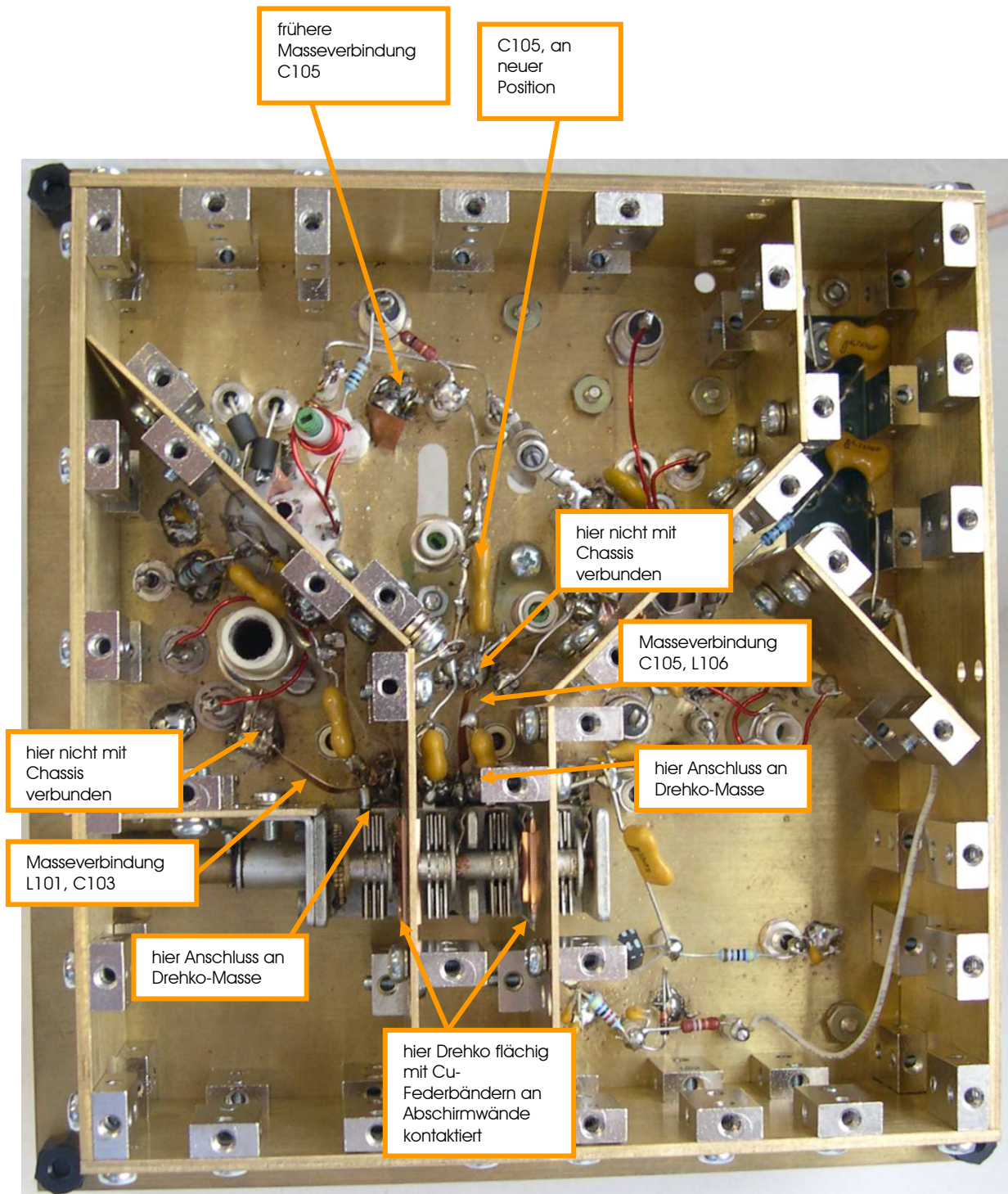
Veränderung der Masseanbindung des Drehkos



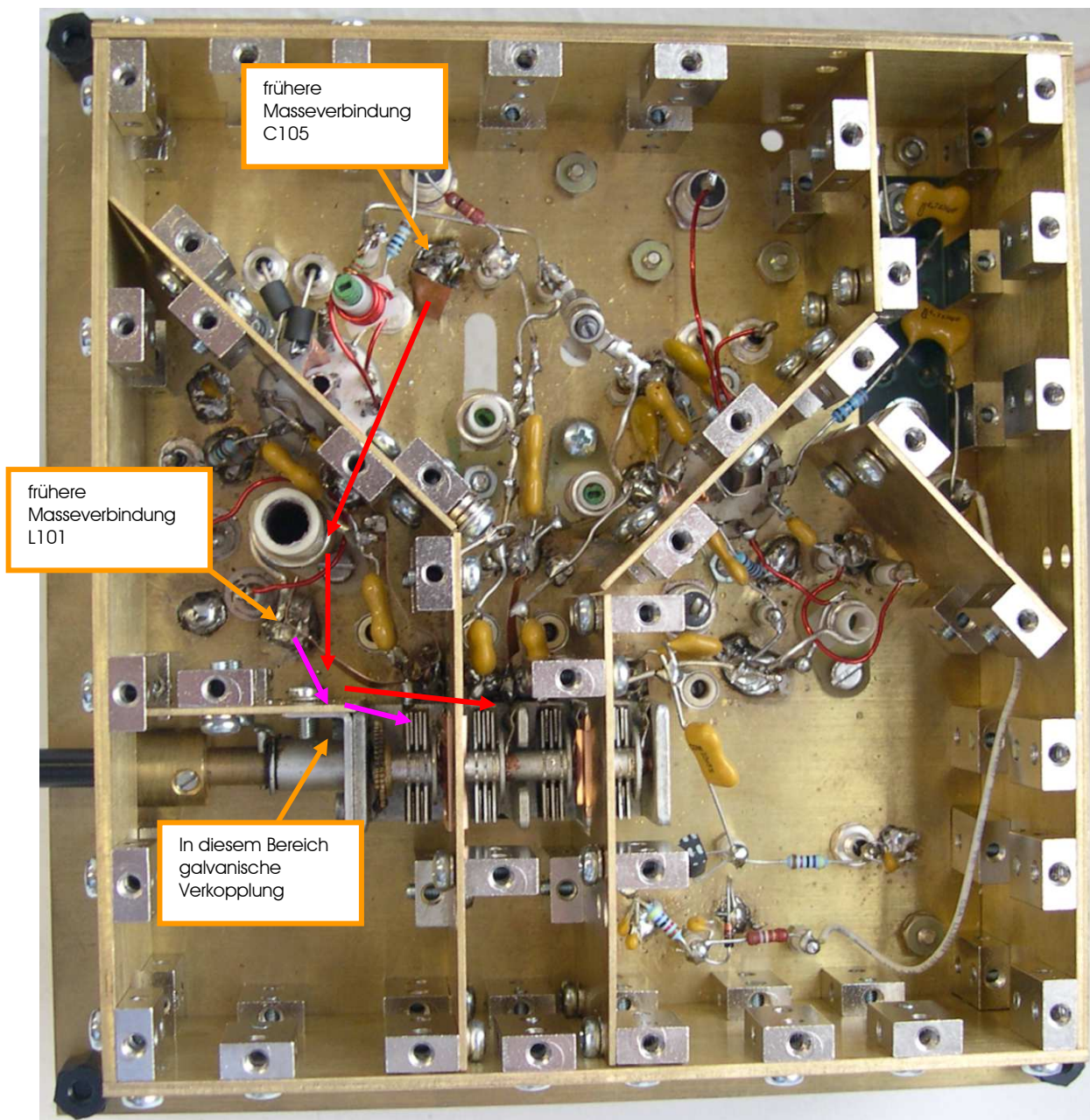
Veränderung der Masseführung in der Kaskodenstufe

Es wurden zwei volle Tage benötigt, um die Schwierigkeiten bezüglich der Rückkopplung vom Zwischenkreis in den Eingangskreis zu lösen.

Es stellt sich nun die Frage, warum diese Schwierigkeiten bei den bisher realisierten Tunern, bei denen ebenfalls die nun als falsch erkannte Masseführung angewendet wurde nicht auftraten. Der eine Grund liegt darin, dass bei den bisherigen Tunern kein abgestimmter Eingangskreis vorhanden war und dass die Eingangskreise stärker bedämpft waren, als es bei dieser Schaltung der Fall ist. Dies gilt jedoch nur eingeschränkt für den schon realisierten ECC2000-Tuner. Bei diesem ist der mechanische Aufbau strukturell anders, da der Eingangskreis nicht mit dem Drehko verbunden ist. Daher konnte der Eingangskreis in so weiter Entfernung vom Drehko platziert werden, dass keine Verkopplung auftrat. Ebenso trat damit keine Verkopplung durch das Gehäuse des Drehkos auf.

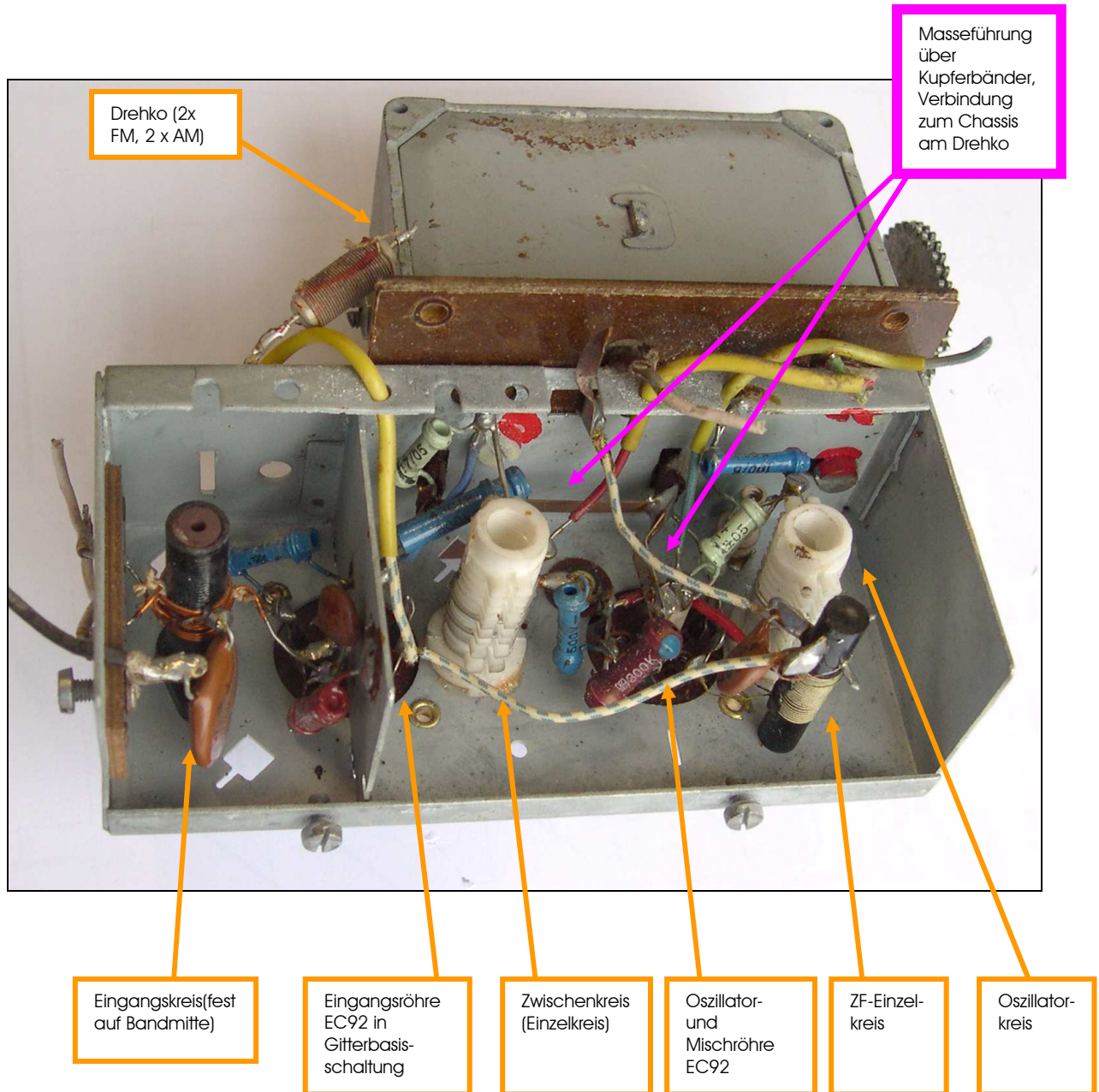


Maßnahmen zur Verhinderung einer galvanischen Rückkopplung vom Zwischenkreis zum Eingangskreis.



Schematische Darstellung der Stromwege, die ursprünglich zu der beobachteten Verkopplung geführt haben.

Mit dieser Erfahrung ist nun die Masseführung eines zur Anschauung vorhandenen historischen Mischteils von Lorenz sofort verständlich:

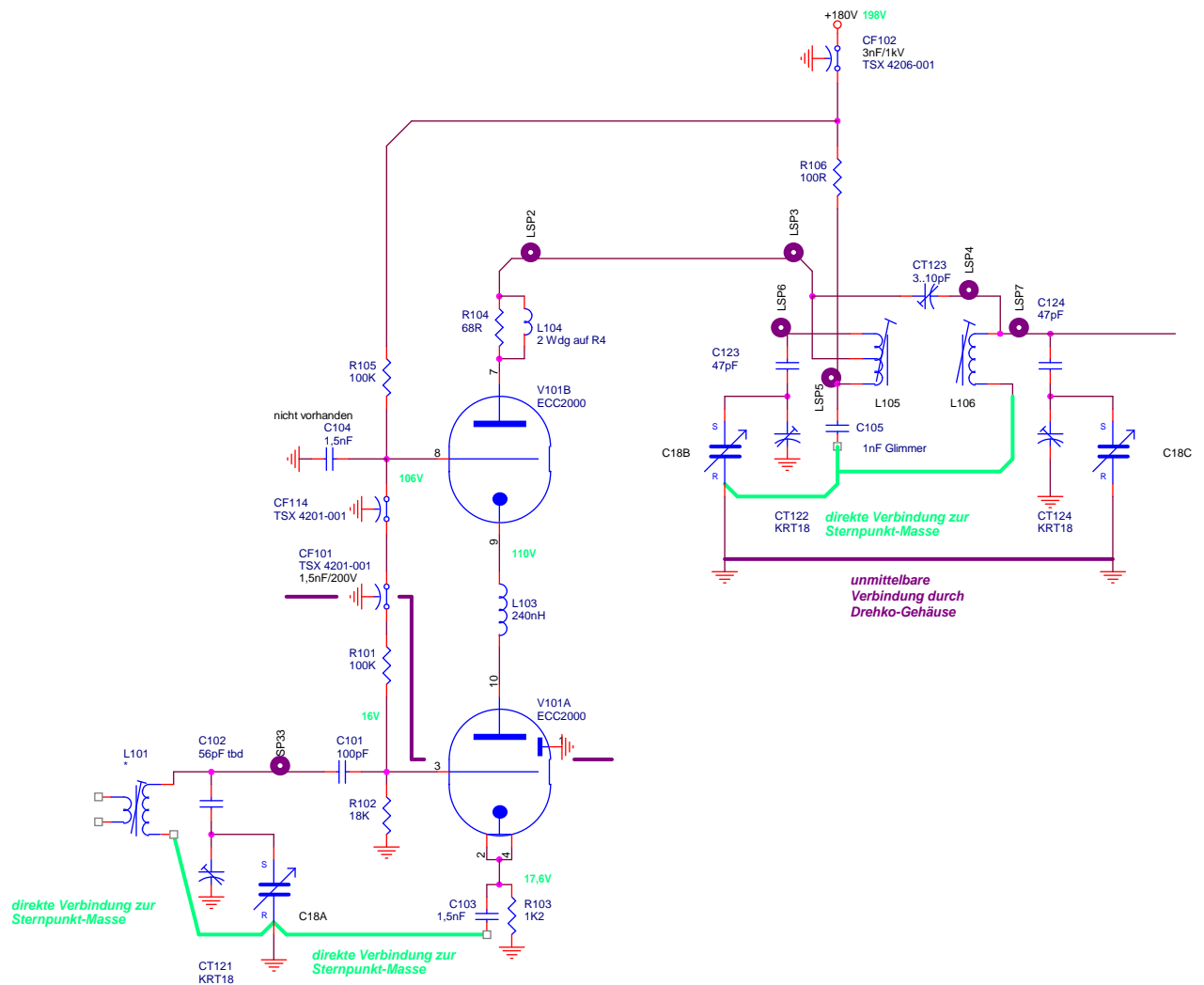


Mischteil von Lorenz mit Sternpunkt-Masseführung über Kupferbänder.

Auch hier ist die Masse des Zwischenkreises und des Oszillatorkreises zunächst vom Chassis getrennt und wird über Kupferbänder zum Masse-Verbindungspunkt am Drehko (und an der Eingangsstufe) geführt.

Schritt 15: Abgleich und Test mit Bandfilter-Zwischenkreis

Der Zwischenkreis wurde wieder vom Einzelkreis zum Bandfilter umgebaut.
Der Massepunkt von L106 wurde ebenfalls direkt an den Drehko geführt. Hierbei wurde aus Platzmangel der gleiche Kupferleiter verwendet, der bereits zum Anschluss von C105 verwendet wird.



Masseführung des Zwischenkreis-Bandfilters

Das Bandfilter wurde wie folgt abgeglichen:

- CT123 wurde auf maximale Empfindlichkeit am oberen Bandende eingestellt (dies war beim Maximalwert von CT123 der Fall)
- Anschließend wurde in der schon beschriebenen Weise auf eine möglichst gleichmäßige Empfindlichkeit über den ganzen Bereich eingestellt.

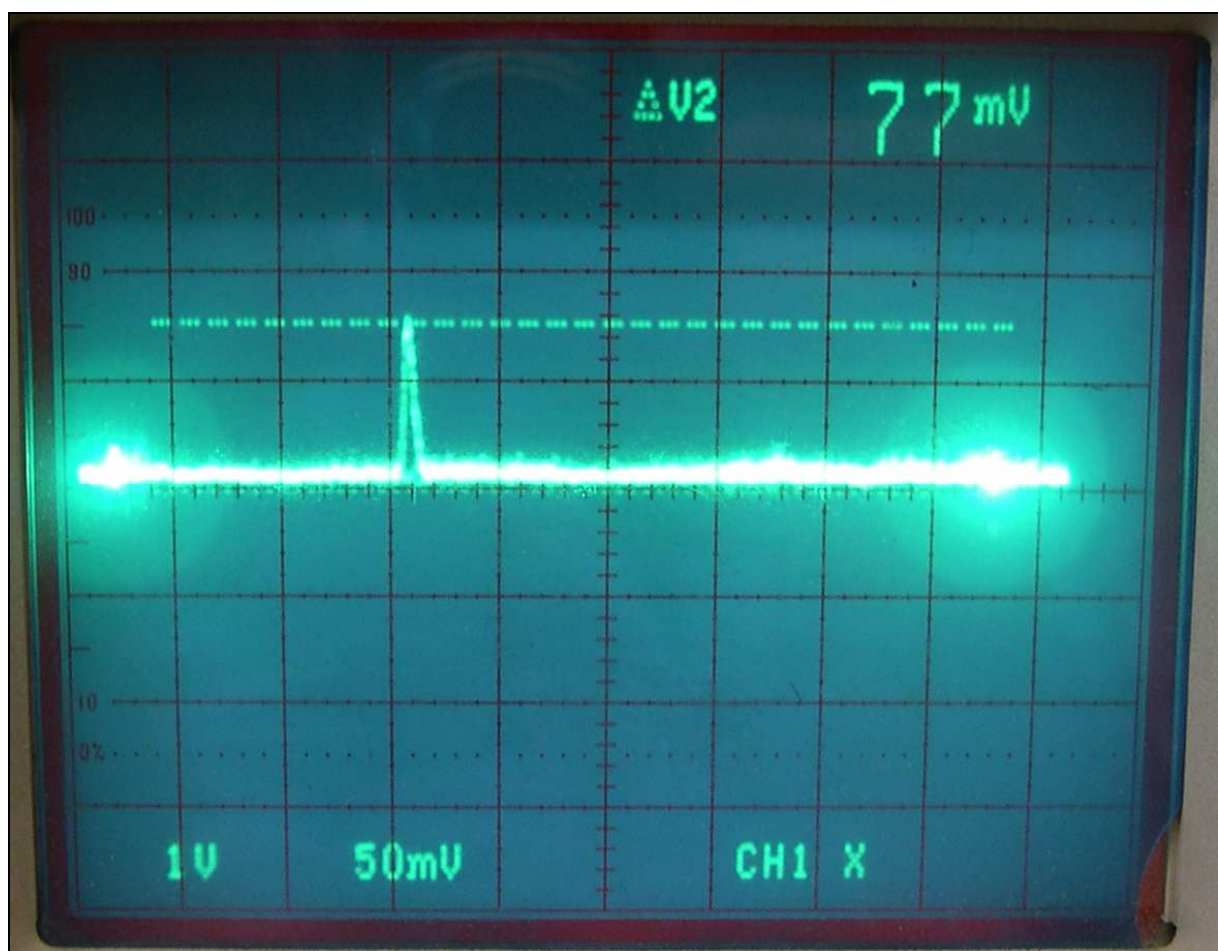
Es wurden nach diesem Abgleich die folgenden Messwerte aufgenommen:

Wobbler-Ausgangsspannung ca. 30dBuV

Frequenz: Demodulator-Ausgangsspannung:

87,5MHz	7,9V
95MHz	7,9V
101MHz	7,5V
108MHz	7,9V

Das Verhältnis zwischen der kleinsten und der größten Ausgangsspannung ist 0,95
(Vergleich: Bericht von Peter Tretzl über Vermessung Tuner von Ernst Rössler ca. 0,85)



Durchlasskurve nach Abgleich

Y: Spannung am Summenausgang Demodulator 5V/DIV

X: Wobbler-Ablenkausgang

Wobbler-Ausgangsspannung an Antenneneingang ca. 30dBuV.

Linker Marker: 87,5MHz

Rechter Marker: 108MHz

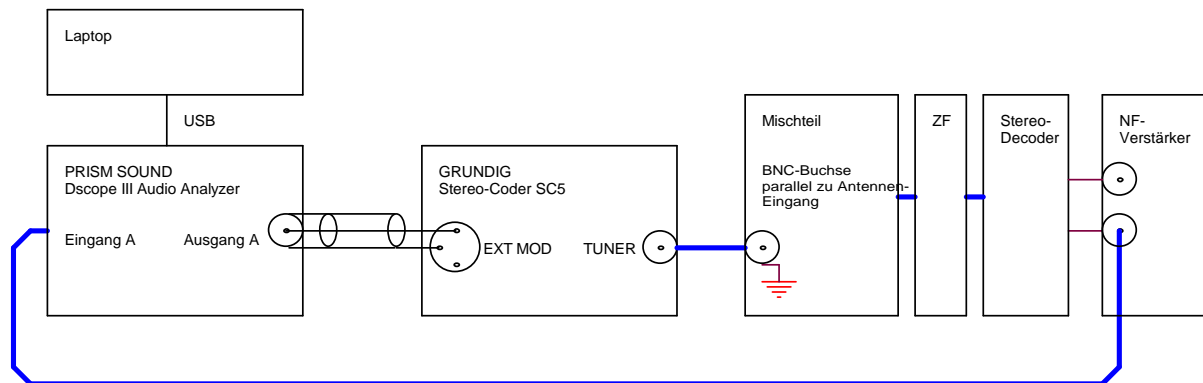
Empfänger auf untere Mitte des UKW-Bereichs abgestimmt

Schritt 16: Abschließender Abgleich und Test

Der Mischteil wurde noch einmal vollständig mit Hilfe des Wobblers abgeglichen.

Abschließend wurde der gesamte Empfänger mit einem Audio-Analyzer auf geringsten Klirr abgeglichen.

Die folgende Skizze zeigt den Aufbau:



Aufbau zum Abgleich des Empfängers auf geringsten THD

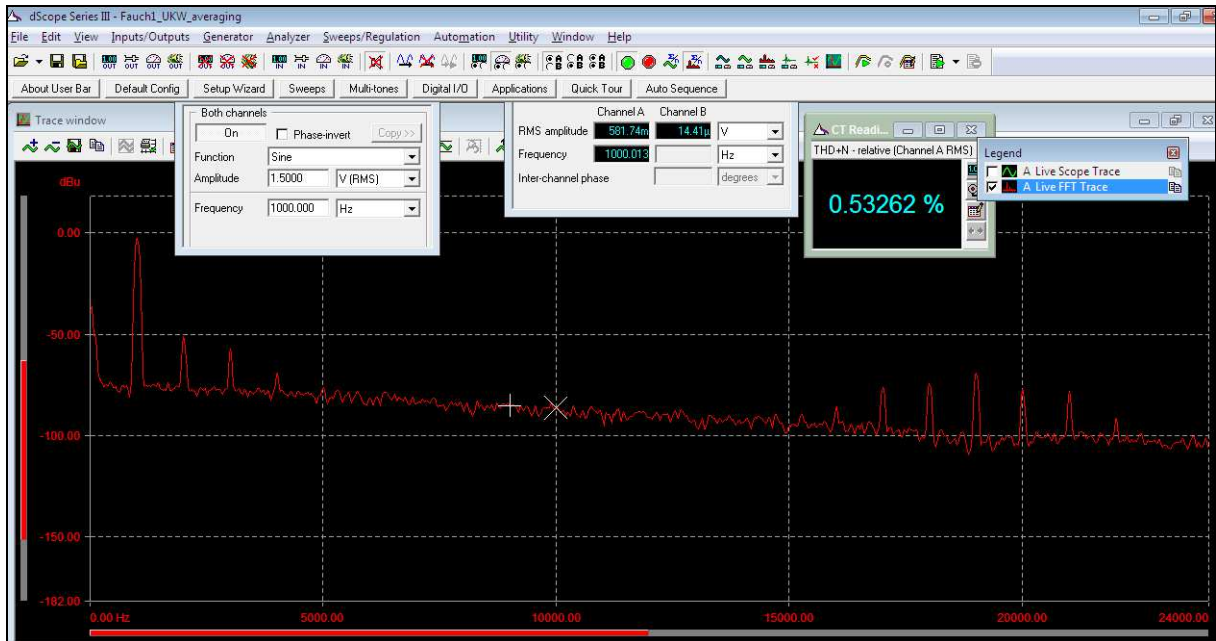
Der Empfänger wurde im Modus „Stereo“ betrieben.
Die AFC war aktiv.

Es wurde eine Amplitude von 1,5V eff. für das vom dScope ausgegebene Modulationssignal eingestellt.

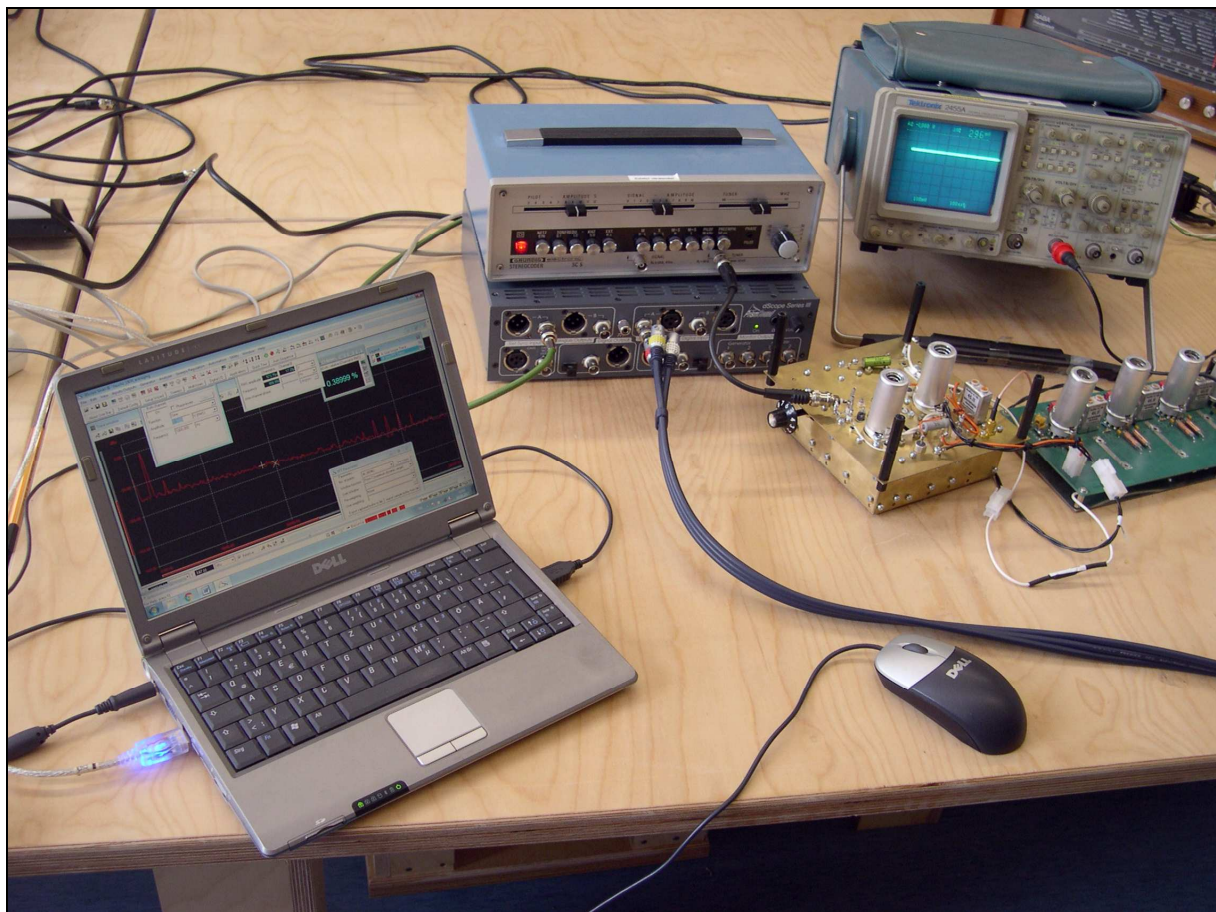
Der THD bei 1kHz betrug zunächst ca. 7%

Durch Einstellen von P3 (Symmetrie Ratio-Detektor auf Baugruppe ZF, stärkste Wirkung) und ferner der Sekundärspule des Ratio-Detektors wurde der THD auf ca. 0,5% gesenkt.

In der Stellung „Mono“ zeigte sich ein deutlich höherer THD von ca. 4%, der sich durch den Abgleich nicht wesentlich beeinflussen ließ. Da es sich hier um eine Eigenschaft des Stereo-Decoders handelt und Mono-Empfang ohnehin nicht vorgesehen ist, wurde dieser Sachverhalt nicht weiter betrachtet. (Das Signal durchläuft auch bei „Mono“ den Decoder, eine Lösungsmöglichkeit wäre eine Umgehung des Decoder bei Mono-Wiedergabe)



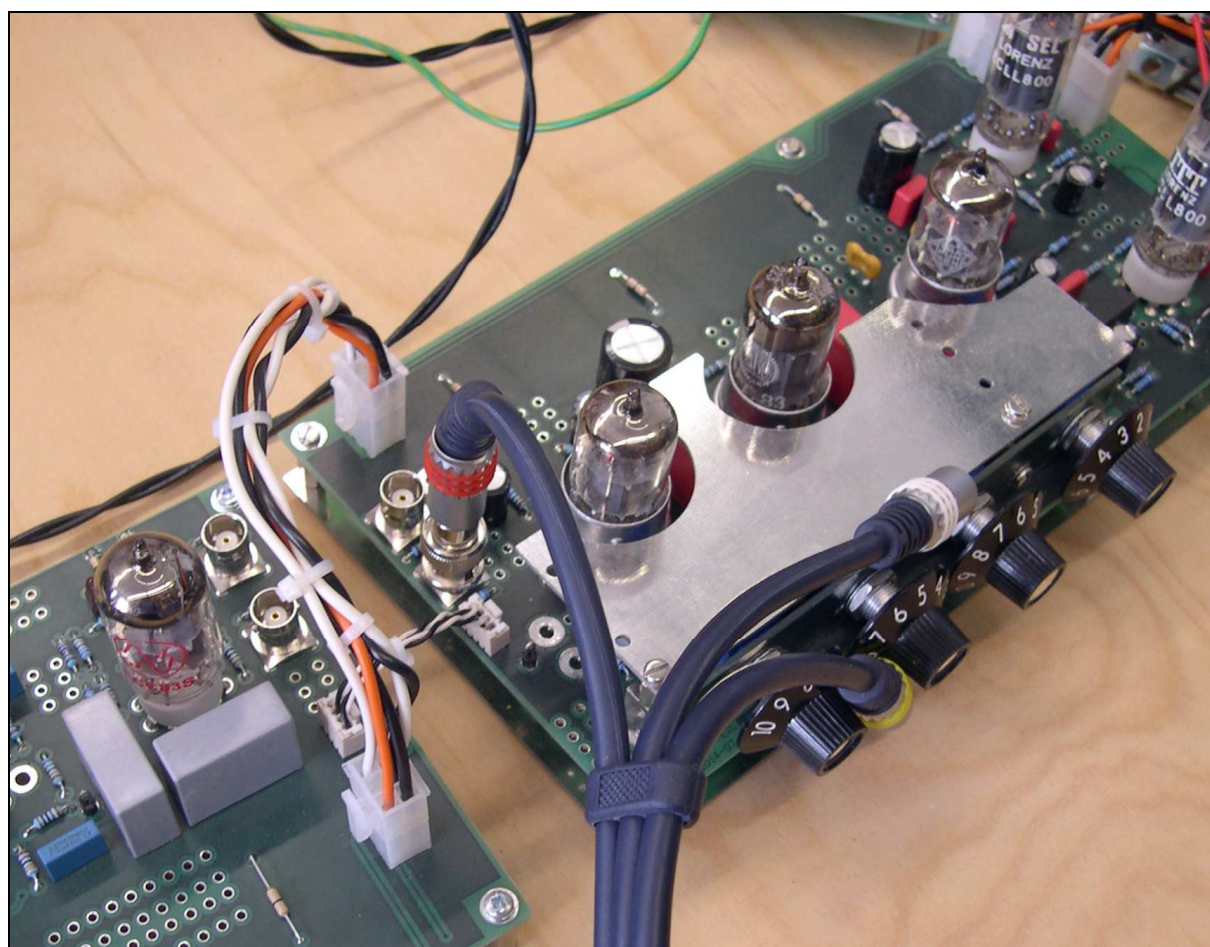
Anzeige des dScope nach erfolgreichem Abgleich.



Aufbau zum Abgleich des Ratio-Detektors mit Audio-Analyzer

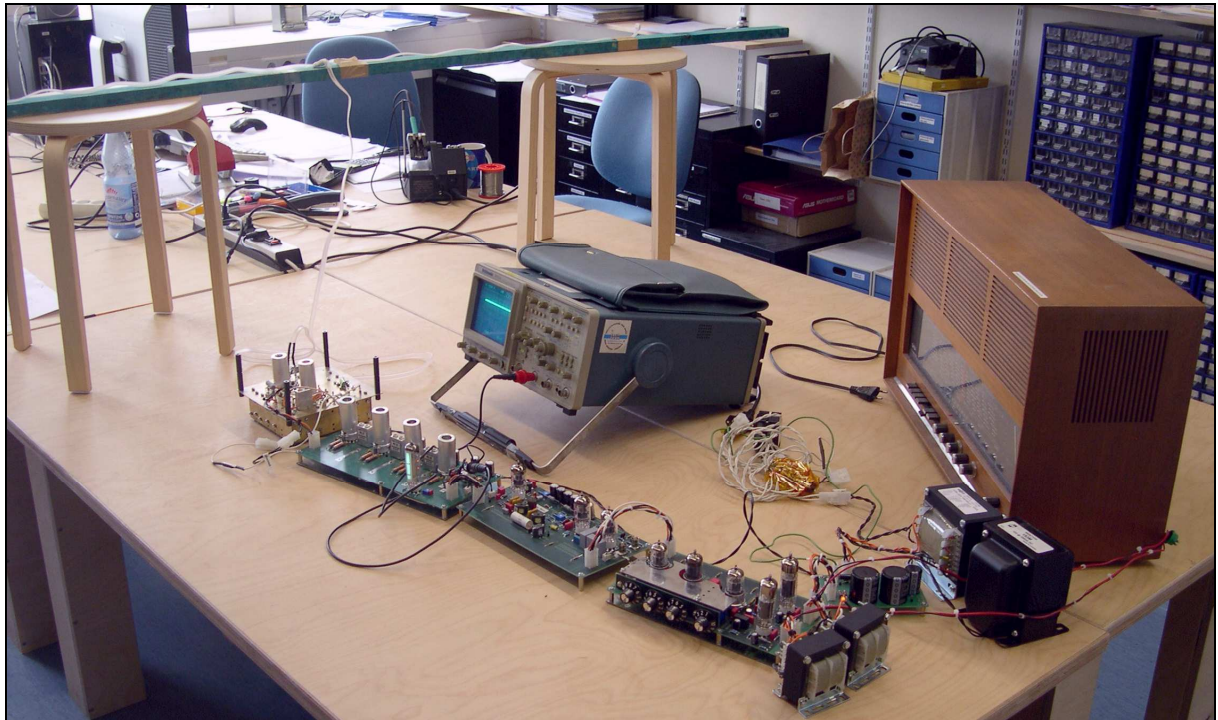


Einspeisung des Modulationssignals



Abgriff des NF-Signals vor dem Eingang des NF-Teils

Abschließend wurde der Empfang getestet. Alle Sender kommen klar herein und bringen den Empfänger in die Begrenzung. Bei einigen Sendern gab es zunächst Störungen durch Reflexionen oder andere elektronisch Geräte im Raum. Diese Störungen konnten durch anderes Ausrichten und Anheben der Antenne auf ca. 1,80m Höhe ausgeblendet werden. Das Rauschen bei Jazz-Radio 106,8, einem schwachen Sender mit nicht komprimierender Modulation, ist deutlich schwächer als bei den bisher aufgebauten Mischteilen. Bei günstiger Ausrichtung der Antenne ist praktisch kein Rauschen mehr zu hören, auch wenn man den Klangregler auf maximale Höhenanhebung stellt.



Aufbau zum Empfangstest mit Faltdipol

Zusammenfassung der Spulendaten:

Antennenkreis:

Spulenkörper-Durchmesser 9mm
3,5 Wdg. Silberdraht 1,5mm.

Einkoppelwicklung 1Wdg. mit Abstand von Hauptwicklung, Durchmesser ca. 13mm, auf Höhe der masseseitigsten Wicklung der Hauptwicklung.

Zwischenkreis (eingangsseitig)

Spulenkörper-Durchmesser 5mm
4 Wdg. Silberdraht 1mm (etwas auseinandergezogen)
Anzapfung nach 3 Wdg. vom „kalten“ Ende aus gesehen.

Zwischenkreis (ausgangsseitig)

Spulenkörper-Durchmesser 5mm
4 ½ Wdg. Silberdraht 1mm
Anzapfung nach 3 Wdg. vom „kalten“ Ende aus gesehen.

Vorläufige Angabe, kann sich nach Endabgleich noch ändern

Oszillator:

Spulenkörper-Durchmesser 5mm
3 Wdg. Silberdraht 1mm
Anzapfung nach 1 Wdg. vom „kalten“ Ende aus gesehen.

Auskoppelwicklung $\frac{3}{4}$ Wdg. mit Abstand von Hauptwicklung, Durchmesser ca. 10mm.

Übersicht über die Mechanikzeichnungen

27.08.2017

Die Mechanikteile wurden bei der Gravieranstalt Jegel in Berlin gefertigt.

Alle Mechanikzeichnungen befinden sich in der ORCAD-Layoutdatei MONTAGEPLATTE_TUNER4.MAX.

Die einzelnen Layer sind wie folgt belegt:

TOP	Bearbeitung Abschirmdeckel (Unterseite)
SSTOP	Bearbeitung Montageplatte und Seitenwände
AST	Bauteile auf Ebene der Montageplatte (innen)
ASB	Bauteile auf Ebene der Montageplatte (aussen) sowie der Abschirmdeckel (innen)

Es wurde durchgehend das Grid 0,25mm verwendet.

Es existieren die folgenden Zeichnungen bzw. Einzelteile:

ASD4-001	Messingblech 1mm	Abschirmdeckel Oszillator
ASD4-002	Messingblech 1mm	Abschirmdeckel Zwischenkreis
ASD4-003	Messingblech 1mm	Abschirmdeckel Antennenkreis
SW-001	Messingblech 2mm	Seitenwand vorne
SW-002	Messingblech 2mm	Seitenwand rechts
SW-003	Messingblech 2mm	Seitenwand hinten
SW-004	Messingblech 2mm	Seitenwand links
IW-001	Messingblech 1mm	Innenwand
IW-002	Messingblech 1mm	Innenwand
IW-003	Messingblech 1mm	Innenwand
IW-004	Messingblech 1mm	Innenwand
IW-005	Messingblech 1mm	Innenwand
IW-006	Messingblech 1mm	Innenwand
IW-007	Messingblech 1mm	Innenwand
MP-001	Messingblech 1mm	Montageplatte

Der Revisionsstand ist Rev.0.00.01 vom 27.08.2017

Bekannte Fehler Mechanik:

Bohrungen für „kleine“ Durchführungskondensatoren müssen 4,5mm sein, nicht 3,0.
Einige Bohrungen an falscher Stelle, noch zu dokumentieren.
Ein Maß fehlt, für LSP, noch zu dokumentieren.