

Mein PIC-a-STAR-Nachbau

Vorbemerkung

Der folgende Text ist eine Überarbeitung/Erweiterung des Textes in [27] und der rückübersetzten Artikel in [26], sowie meines Beitrags in [50].

Auf Grund eines Vortrags von Wolfgang Schwarz DK4RW [18] auf der UKW Tagung in Weinheim 2007 sowie die Präsentation eines weiteren PIC A STAR, der von Achim Vollhardt DH2VA/HB9DUN aufgebaut und auf dem dortigen Selbstbauwettbewerb präsentiert/prämiert wurde, erregten mein Interesse zum Nachbau des PIC A STAR. Die Anmeldung der damaligen PIC A STAR-Yahoo-Gruppe folgte, die notwendigen Unterlagen, die Firmware und weitere Unterlagen wurden heruntergeladen. Allerdings traute ich mir nicht zu, die Leiterplatten mit teilweise nur 0.2 mm breiten Leiterbahnen (TSSOP IC's!) zu belichten und zu ätzen. So ruhte der Nachbau, bis VK3PE [19] in Sammelbestellungen Sätze kommerziell gefertigter Leiterplatten anbot. Es wurden zwei Satz des PIC A STAR einschließlich der 140 W PA geordert, später kamen dann der „Combostar“ (Version B und C), der neue Controller „TRXAVR“ und die Leiterplatte für eine preisgünstigen Grafik-Displays „Tfta-Central“ dazu. Natürlich wurde auch ein Satz der neuesten Kreation von Glenn Percy, der „PortaCombo“ bestellt. Über mehrere Gruppenkäufe erhielt der Verfasser Spezialteile wie das Quarzfilter 10M4D, den Quarz für die Umsetzung auf die zweite ZF, die Leistungstransistoren und Spezialferrite für die 140 W Endstufe. Weitere Teile konnten über Käufe in einem großen Internetauktionshauses sowie z.B. Reichelt bezogen werden.

Erste Erfolge

Das Bestücken von industriell gefertigten Leiterplatten ist kaum problematisch, jedoch erfordert das Auflöten von SMD-IC's mit Pinabständen von 0,5 mm einige Erfahrung und „eine ruhige Hand“. Beim Auflöten des DSP und CODEC auf die entsprechenden Leiterplatten half eine Kollegin im QRL des Verfassers.

Erste Erfolge stellten sich beim Nachbau schnell ein: der "Steuerrechner "PIC n Mix“ sowie der DSP mit CODEC waren schnell in Funktion zu bringen.

Die Grundfunktion des DSP (DSP-LED blinkt) ist einfach überprüfbar, wenn das EPROM auf der DSP-Leiterplatte richtig programmiert ist und auch sonst keine Fehler auftreten. Leider hatte ich das falsche File in das EPROM gebrannt, sodass an den Ausgängen und Adressleitungen des DSP zwar einige Aktivität (mittels Oszilloskop) zu beobachten war, jedoch die LED nicht im Sekundentakt aufblinkte. Günter Wahl, DL5SDC schickte mir auf Grund meiner Email-Anfrage an die „PIC A STAR Users“ Gruppe ein korrekt gebranntes EPROM, mit dem nach Einschalten der Betriebsspannung der DSP sofort „zum richtigen Leben“ erweckt wurde..

Als nächste Baugruppe wurde der ZF-Verstärker bestückt. Das Bandbreite-bestimmende Quarzfilter ist in meinem Aufbau ein 10M4D (Mittenfrequenz 10,695 MHz, Bandbreite 4 kHz), das ich in einem Gruppenkauf der PIC A STAR Gruppe erwarb. Mein zweites „Reseverfilter“ ging an Helge, DG0NF.

Die Koppelkondensatoren im „15 kHz NF-Zweig“ wurden gegen Folienkondensatoren (Wima MKS mit 5 mm bzw. 2,5 mm Pinabstand) ausgetauscht, da ich SMD-Kondensatoren mit „schlechter“ sprich nichtlinearem Dielektrikum (X7R, Z5U) für den Einsatz in Signalpfaden als ungeeignet ansehe, siehe auch die Messungen von Jack Smith [29].

Zwischendurch ruhte die Arbeit immer wieder, da ich mit anderen „wichtigeren“ Arbeiten befasst war.

Einstellung der maximalen Verstärkung des AD603

Um sicher zu stellen, dass die Verstärkung des AD603 maximal eingestellt ist, muss laut Datenblatt die Spannung zwischen den Anschlüssen GPOS und GNEG 1 V betragen. Wird der Eingang "Narrow AGC" offen gelassen ist die Spannung an Pin 1 des AD603 +5 V, deshalb muss mit RV1 die Spannung am Pin 2 (GNEG) auf 4 V gesetzt werden.

Achtung: wird eine größere Spannungsdifferenz eingestellt, kann sich die Verstärkung wieder verringern, dies wird im Datenblatt [35] Seite 12 erwähnt.

Zu geringe Betriebs-Empfindlichkeit der zusammen geschalteten Baugruppen ZF-Verstärker und DSP ?

Nach Zusammenschaltung der beiden Baugruppen DSP und ZF Verstärker auf dem Werkstisch und Laden der Firmware in den DSP mittels „IK6FWJ Loader“ war ich gespannt, welche Betriebsempfindlichkeit (20 dB SINAD) in der Betriebsart SSB erreicht wird. Als Signalquelle wurde der Schlumberger Funkmessplatz 4040 eingesetzt, die Frequenz am Signalgenerator so eingestellt, dass sich ein Audiosignal der Frequenz von 1 kHz ergab.

Ein hochfrequentes Signal von -100 dBm am Eingang des ZF-Verstärkers ergab die „Betriebsempfindlichkeit“ (20 dB SINAD). Dieses Ergebnis bedeutet eine Grenzepfindlichkeit (MDS) von -120 dBm.

Unter Berücksichtigung der angenommenen Dämpfung des ersten Mischers (-6 dB) und der Bandfilter (-2 dB) wird sich die Empfindlichkeit weiter verschlechtern, damit kann niemals die propagierte Grenzepfindlichkeit des Gesamt-Empfängers erreicht werden!

Zu diesem Zeitpunkt war mir nicht bewusst, dass auf der vorgeschalteten Mischer-Leiterplatte („magic Roundabout“) ein Verstärker vorhanden ist, der das Signal auch im „Best IP mode“ anhebt. Die genaue Verstärkung ist jedoch in den Unterlagen nicht zu finden. Ich war zu diesem Zeitpunkt der Meinung, dass der Verstärker nur im „best NF mode“ zum Einsatz kommt! Man sollte deshalb vor Beginn des Nachbaus alle „Dokumente“ sorgfältig studieren!

Was tun? Emails an die Mitglieder der PIC A STAR und der Homebrew-radios Gruppe schreiben und um Hilfe bitten!

Es kamen jedoch nur wenige Antworten in der Gruppe, als der Verfasser die Ergebnisse des bidirektionalen Verstärkers veröffentlichte. Bob Dalley [10], M0RJD, der selbst viele Untersuchungen und Verbesserungsvorschläge auf seiner Homepage veröffentlicht, antwortete, es entwickelte sich via E.mail ein privater enger Gedankenaustausch.

Beobachtungen

Der Ausgang des ZF-Verstärkers wurde über ein Stück Koaxialkabel (RG188U) mit dem Eingang des Kanals 1 meines Oszilloskops (Hameg 1005) verbunden. Bei einem Eingangssignal von -100 dBm ($= 2,25 \mu V_{\text{eff}} = 6,36 \mu V_{\text{ss}}$) betrug das Ausgangssignal ca. 6 mV_{ss} siehe **Bild 1**.

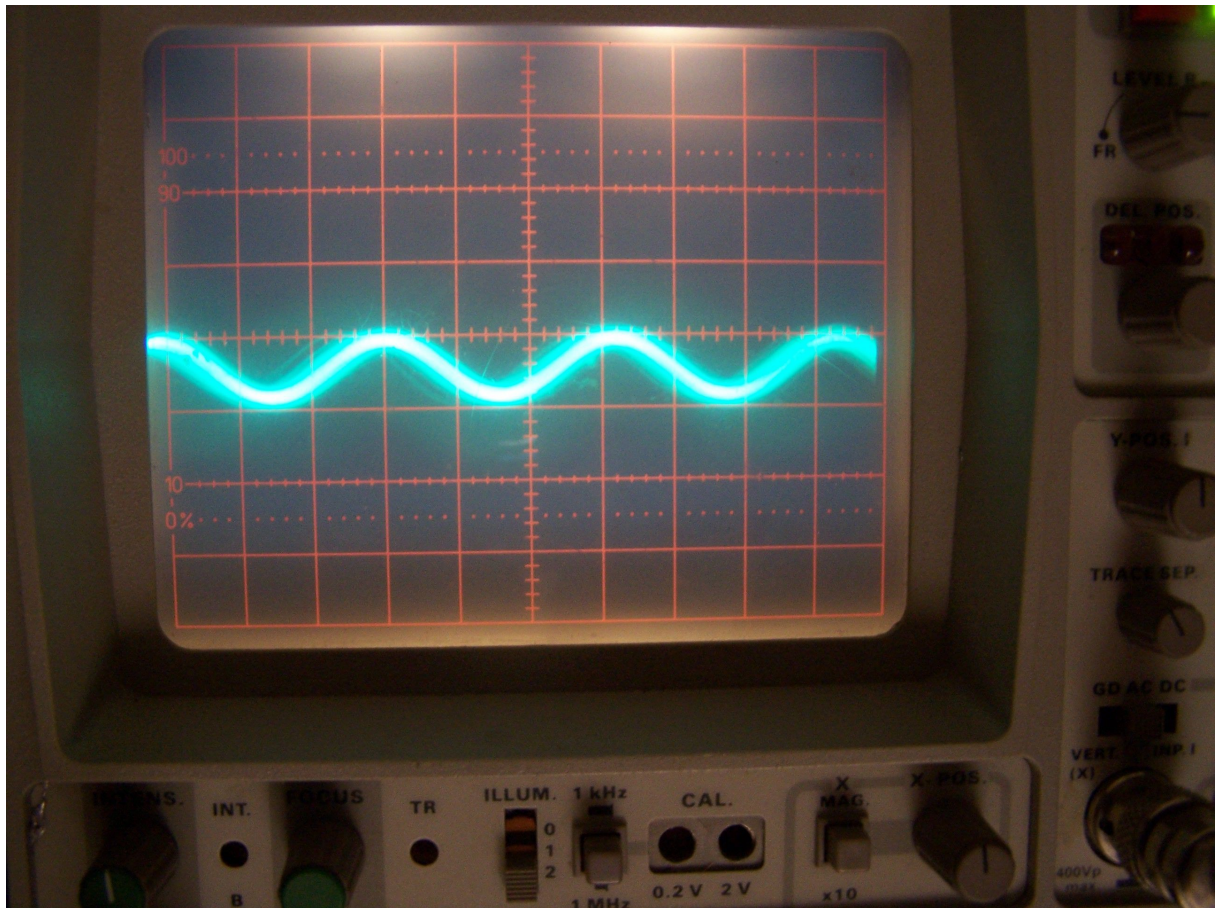


Bild 1

15 kHz Ausgangssignal des ZF-Verstärkers bei einem Eingangssignal von -100 dBm

Man erkennt, dass auf Grund der „Breite“ des Signals dieses Signal „leicht“ verrauscht ist.

Die Verstärkung „über alles“ beträgt $20 \cdot \log(6000/6,36) \sim 60$ dB.

Ob mit diesem Signal nach Demodulation ein SINAD von 20 dB erreicht wird, kann ich anhand des Oszilloskopbildes nicht beurteilen.

Wird der Ausgang des ZF-Verstärkers mit der CODEC / DSP-Leiterplatte verbunden, ergibt sich ein auf den ersten Blick „verraushtes“ Signal. Erhöht man die Zeitauflösung am Oszilloskop erkennt man ein hochfrequentes Signal, siehe **Bild 2**. Es könnte das Taktsignal des CODEC sein.

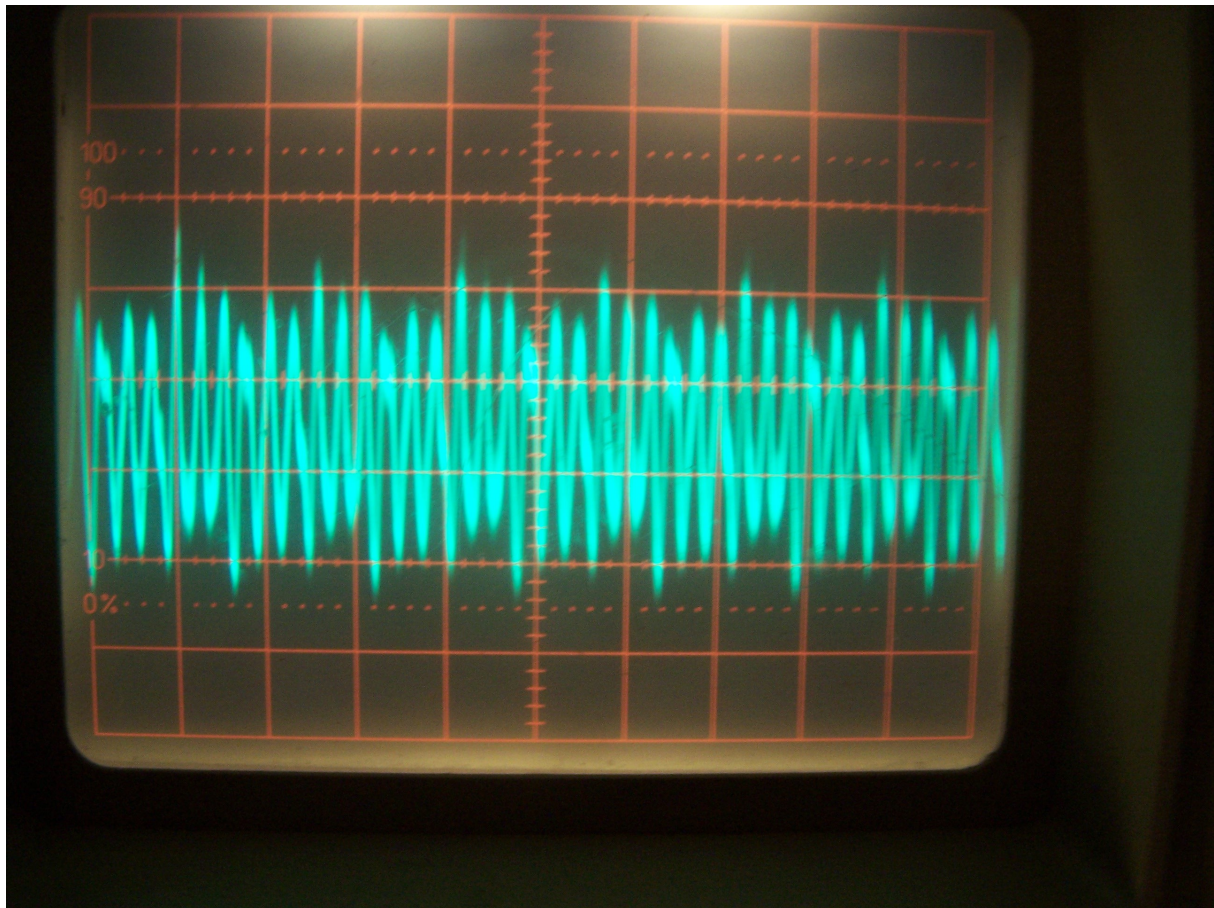


Bild 2

15 kHz Ausgangssignal des ZF-Verstärkers bei einem Eingangssignal von -100 dBm, Ausgang des ZF Verstärkers mit dem CODEC auf der DSP-Leiterplatte verbunden

Die ZF-Leiterplatte und der DSP wurden nicht in das Abschirmgehäuse gesetzt. Ich konnte schwache Signale im Hintergrund des Nutzsignals hören. Diese Störsignale (Oberwellen der Oszillatoren auf dem DSP und CODEC, Taktsignale auf den Datenleitungen) können meine SINAD-Messung verschlechtern.

Messungen

Der Ursache der zu geringen Empfindlichkeit wurde vermutet, dass der der bi-direktionale Verstärker am Ausgang des Quarzfilters eine zu geringe Verstärkung bat. Laut Email-Verkehr in der „PIC A STAR users group“ wird eine Verstärkung von 10 dB erwartet.

Bild 3 zeigt einen Ausschnitt des Schaltplans des ZF-Verstärkers. Diese Version stammt wahrscheinlich von G6ALU und wurde von VK3PE in seinen Leiterplatten übernommen. G6ALU hat den ZF-Verstärker nach G3XJP dahingehend modifiziert, indem er SMD Bauteile für die Widerstände und Kondensatoren einsetzt, siehe [44]. Dort sind ein Layout und Photos herunter zu laden. Nach dem Bestückungsplan zu urteilen, wird die G3XJP Version des bidirektionalen Verstärkers eingesetzt, ein Schaltplan fehlt jedoch auf der G6ALU Seite. Den Photos ist jedoch zu entnehmen, dass Steve die Schaltung mit Autotransformator am Ausgang des Quarzfilters einsetzt.

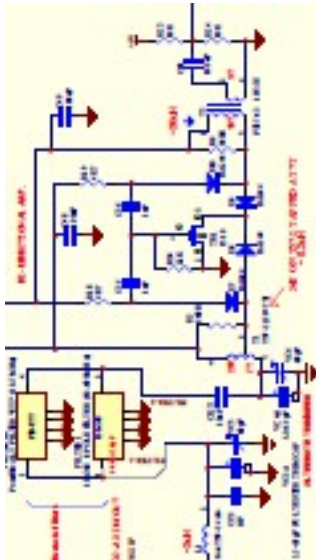


Bild 3

Ausschnitt des ZF-Verstärkers, Quarzfilter und bidirektionaler Verstärker. modifizierte Version von G6ALU, übernommen in den Leiterplatten von VK3PE

Das Eingangssignal wird über einen L-Transformator auf die Systemimpedanz des Quarzfilters ($910 \Omega // 25 \text{ pF}$) herauftransformiert. Der Ausgang des Quarzfilters wird über einen Koppelkondensator auf einen Autotransformator/L-Transformator (7 + 29 Windungen auf einem Eisenpulver-Ringkern T37) geführt, wobei den 29 Windungen ein Widerstand von 560Ω parallel liegt. Dem Ausgang des Quarzfilters ist ein Trimmer ($10 - 60 \text{ pF}$) parallel geschaltet. Durch den Autotrafo soll die Quarzfilterimpedanz auf 560Ω herabtransformiert werden, ($(35/29)^2 * 560 \Omega = 815 \Omega$). Die Entwickler gehen davon aus, dass die Eingangsimpedanz des JFET so hochohmig ist, dass der Eingangswiderstand des FET und der Widerstand $22 \text{ k}\Omega$ vom Gate zum Source des JFET zu vernachlässigen ist.

In der Originalschaltung von G3XJP wird am Ausgang des Quarzfilters ein Breitbandübertrager (6 Wdg zu 3 Wdg) auf einem FT37 (Ferrit)-Kern eingesetzt. Der Sekundärwicklung (3 Wdg) liegt gleichfalls ein Widerstand von 560Ω parallel. Auf Grund des Übersetzungsverhältnisses und obiger Annahme (sehr hohe Eingangsimpedanz des JFET) würde das Quarzfilter einen Abschluss von $4 * 560 \Omega = 2240 \Omega$ sehen! Die Umschaltung der Verstärkungsrichtung des bidirektionalen Verstärkers im Empfangs- bzw. Sendebetriebs wird mit vier Schaltdioden BA243 (oder alternativ 1N4148) vorgenommen., die mit Widerständen von je $4,7 \text{ k}\Omega$ mit der 12 V Betriebsspannung je nach Betriebsfall (Senden/Empfang) geschaltet wird. Dieser Widerstand liegt hochfrequenzmäßig dem jeweiligen Abschluss parallel.

Wie kann unter diesen Bedingungen ein korrekter Abschluss des Quarzfilters erreicht werden? Der dynamische Widerstand der BA 243 beträgt nach dem Semtech-Datenblatt ca. 2Ω , ist also zu vernachlässigen. Für die 1N4148 werden in den Datenblättern leider keine entsprechenden Parameter angegeben.

Der relativ niedrige Diodenstrom ($I = (12 \text{ V} - 0,7\text{V})/4,7 \text{ k}\Omega = 2,4 \text{ mA}$) erscheint für eine „Großsignalansteuerung“ reichlich niedrig gewählt..

Messungen mit einem Signalgenerator und Oszilloskop mit 1:10 Tastkopf ergaben folgende Werte:

- Einspeisung eines Signals am Eingang des L-Transformators: $50 \text{ mV}_{\text{ss}}$,
- Spannung am Gate des JFET: $40 \text{ mV}_{\text{ss}}$ (Achtung, dies würde eine zu geringe Dämpfung des Quarzfilters vorgaukeln, jedoch wird das Ausgangssignal des Quarzfilters auf Grund des Autotransformators heraufgesetzt!)

- Spannung am Drain des JFET: 250 mV_{ss} (der JEFT verstärkt mit dem Faktor $20 \cdot \log(250 \text{ mV}_{ss} / 40 \text{ mV}_{ss}) = 15,91 \text{ dB}!!$)
- Spannung an der Sekundärwicklung des Ausgangsrafos: 80 mV_{ss}

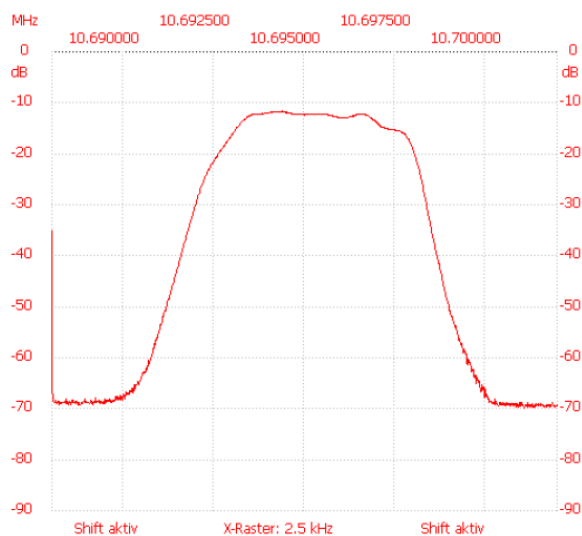
Damit beträgt die Gesamtverstärkung: $20 \cdot \log(80 \text{ mV}_{ss} / 50 \text{ mV}_{ss}) = 4,08 \text{ dB}$, also rund 6 dB schlechter als erwartet.

Ein Nachgleich des L-Transformators am Eingang des Quarzfilters und Gate des JFET (Auto-rafo) auf Grund der Tastkopfkapazität wurde nicht vorgenommen.

Bild 4 zeigt die Durchlasskurve des 10M4D Quarzfilters mit „originalem“ bi-direktionalen Verstärker (G6ALU Version) vom HF-Eingang des ZF-Verstärkers bis zur „abgeklemmten“ Sekundärseite des Transformators T2. Diese Kurve wurde mit dem „FA NWT“ aufgenommen. Nach dieser Messung beträgt die „Verstärkung über alles“ -11,56 dB.

NWT 4 Linux & Windows 17 November 2010, 16:26

Startfrequenz: 10.688000 MHz; Endfrequenz: 10.702000 MHz; Schrittweite: 0.014 kHz
Messpunkte: 1001; Zwischenzeit: 0 uSek



Kanal 1

max: -11.56dB 10.694356MHz
min: -69.85dB 10.701076MHz

Bild 4

Erste Messung der Quarzfilterkurve vom Eingang des ZF-Verstärkers bis zum Ausgang des bidirektionalen Verstärkers mittels FA-NWT.

Achtung: bedingt durch die hohe Ausgangsleistung des FA NWT (+4dBm) wurde ein 10 dB Dämpfungsglied eingeschleift, um die Übersteuerung des Verstärkers zu vermeiden. Es fällt eine starke Welligkeit/Dachschräge im Durchlassbereich auf. Die Weitabselektion beträgt nur rund 70 dB.

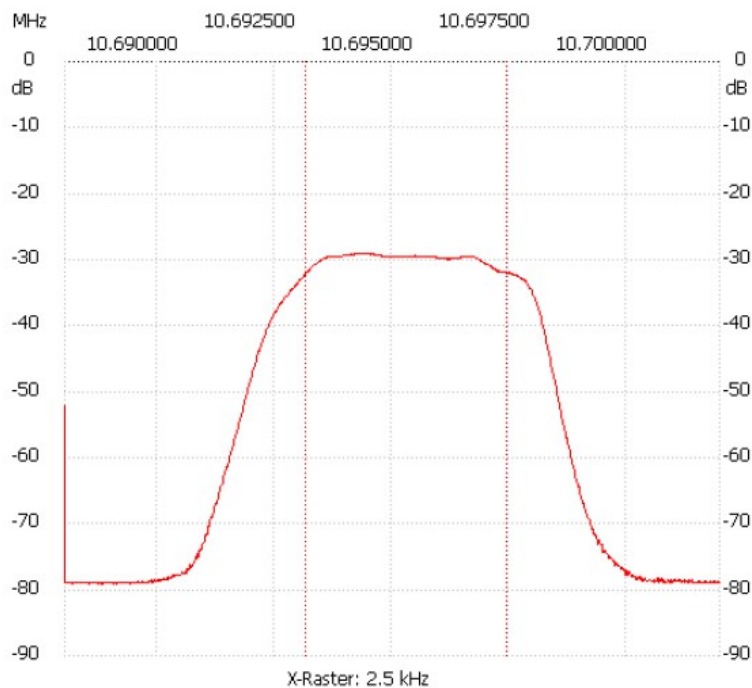
Die Messung der Spiegelfrequenzunterdrückung für die zweite ZF (15 kHz) ergab einen Wert von gleichfalls 70 dB. Dazu wurde ein Nutzsignal eingespeist; dessen Frequenz so gewählt wurde, dass sich am NF-Ausgang des CODEC ein Audiosignal von 1 kHz ergibt, dieses Audiosignal auf den NF-Eingang des Funkmessplatzes Schlumberger 4040 gegeben und der Pegel des Nutzsignals so lange erhöht, bis sich ein SINAD von 20 dB (nicht psophometrisch bewertet) einstellt. Das Störsignal wurde in 30 kHz Abstand zum Nutzsignal (höhere Frequenz, da der Überlagerungssoszillator auf 10,710 MHz schwingt) zum Nutzsignal eingestellt. Der Pegel des Störsignals wurde solange erhöht, bis sich gleichfalls ein SINAD von 20 dB ergab. Gemäß Datenblatt des eingesetzten Quarzfilters (10M4D) wird eine Weitabselektion >90 dB erwartet. Die zu schlechte Weitabselektion könnte jedoch auch durch den begrenzten Dyna-

mikbereich des NWT oder durch ein „schlechtes“ Quarzfilter oder unzureichende Schirmung Eingang- Ausgang des Quarzfilters auf der Leiterplatte begründet sein.

Um auszuschließen, dass das Quarzfilter defekt sein könnte, wurde der Eingang des NWT über einen 820 Ohm Serienwiderstand am Ausgang des Quarzfilters angeschlossen, der JFET-Verstärker abgeklemmt. Es ergab sich eine sehr viel „glattere“ Durchlasskurve, siehe **Bild 5**. Die hohe Einfügungsdämpfung ist durch diesen Serienwiderstand bedingt.

NWT 4 Linux & Windows 06 November 2010, 16:08

Startfrequenz: 10.688000 MHz; Endfrequenz: 10.702000 MHz; Schrittweite: 0.014 kHz
Messpunkte: 1001; Zwischenzeit: 0 uSek

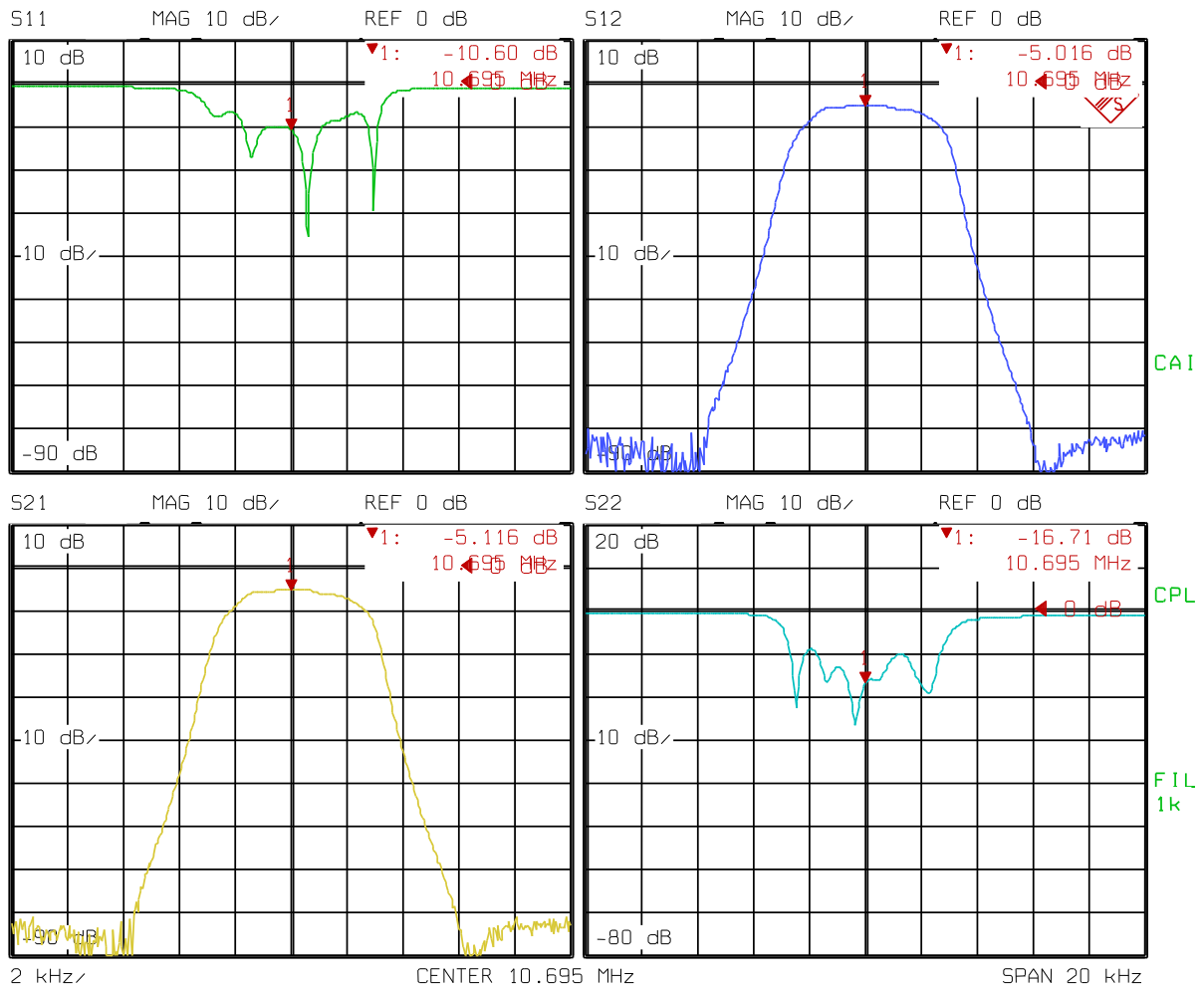


Kanal 1
max: -29.05dB 10.694104MHz
min: -79.21dB 10.688140MHz
B3db: 4.298 kHz
Q: 2488.44
f1: 10.693152 MHz
fm: 10.695301 MHz
f2: 10.697450 MHz

Bild 5

Quarzfiltermessung mit FA NWT, Ausgang über 820 Ohm Serienwiderstand angepasst

In einem nächsten Schritt wurde am Ausgang des Quarzfilters ein gleicher L-Transformator wie im Eingang des Quarzfilters verwendet, mit dessen Hilfe die Quarzfilterimpedanz wieder auf 50Ω transformiert wurde. Sowohl der FA-NWT als auch eine Messung mittels vektoriellem Netzwerkanalysator R & S ZVR in meinem QRL (Achtung: die Wobbelzeit muss entsprechend niedrig eingestellt werden!) zeigten eine „glatte“ Kurve im Durchlassbereich und eine Weitabselektion > 80 dB, siehe **Bild 6**.



Date: 12.JAN.11 17:18:20

Bild 6

Quarzfilter eingangs- und ausgangsseitig über L-Transformatoren angepasst

Die Eingangsreflexionsdämpfung (S11) innerhalb des Durchlassbereiches liegt bei -10 dB, mit einigen "guten" Spitzen auf -20 dB (d.h. bessere Anpassung). Diese Werte scheinen mir vernünftig. Interessanterweise ist die Ausgangsrückflussdämpfung (S22) im Durchlassbereich des Quarzfilters besser, als die Eingangs-Rückflussdämpfung!

Die Selektivität (Sperrdämpfung) steigt auf 85 dB.

ABER:

Außerhalb des Filter-Durchlassbereichs ist die Rückflussdämpfung 0 dB, d.h. eine Totalreflexion. Wie gut kann der Verstärker (mit 4 * J310) auf der Mischer-Leiterplatte („Magic Roundabout“ MR) mit dieser Situation fertig werden?

Der Diplexer am ZF-Anschluss des MR ist breitbandig, deshalb kann diese Baugruppe nicht zur Verbesserung der schlechten Rückflussdämpfung im Sperrbereich des Quarzfilters für Frequenzen "in der Nähe" beitragen!

Der 8 dB Abschwächer am Ausgang des Verstärkers "best IP-Modus" verbessert die Anpassung des Verstärkers zum Quarzfilter für Signale im Sperrbereich des Filters.

Da dieser Verstärker mit Abschwächer im „best NF Modus“ vor den Mischer geschaltet wird, ist der ZF-Ausgang des Mixers in dieser Betriebsart direkt mit dem Quarzfilter verbunden. Ob in dieser Betriebsart die Anpassung des Quarzfilters gewährleistet ist und der Mischer durch starke Signale im Sperrbereich des Filters dank Reflexionen dieser Signale in den Mischer zurück nicht negativ beeinflusst wird, müsste untersucht werden

Verbesserung

Eine Verbesserung ergibt folgende Schaltung: zwei über 90° Hybride zusammen geschaltete „Roofingfilter“, ähnlich dem CDG 2000 und / oder PA3AKE-Frontend! Innerhalb der Bandbreite der Hybride sorgen diese für einen breitbandigen Abschluss auch im Sperrbereich der Filter. Voraussetzung ist jedoch, dass beide Filter bezüglich Amplituden- und Phasengang möglichst gleich sind.

Da Teilschaltungen des Analogteils vom CDG 2000 übernommen wurden, ist mir unverständlich, warum diese Schaltung im PIC A STAR nicht übernommen wurde.

Bei weiteren Untersuchungen des Verstärkers wurden ungewöhnlich „glatte“ Frequenzgänge des Verstärkers beobachtet, die durch ein vermutetes Schwingen des Verstärkers zu begründen ist.

Untersuchung des bi-direktionalen Verstärkers

In [36] werden ausführlich Betrachtungen zum bi-direktionalen Verstärker angestellt. Der JFET ist nicht vorgespannt. Das Gate hat das gleiche Potential wie der Source. Dieser Arbeitspunkt bedeutet, dass der FET beim maximalem Drainstrom I_{DSS} , der nur vom jeweilig eingesetzten Transistor abhängig ist, betrieben wird.

Das Gate eines JFET ist über einen PN-Übergang (d.h. eine Diode, der Name junction FET weist auf diese „eingebaute“ Diode hin) mit dem Drains-Source Kanal verbunden. Diese Diode ist im „normalen Betrieb“ d.h. bei einer negativen Spannung Gate – Source im Sperrbetrieb vorgespannt, es kann somit nur ein sehr kleiner Leckstrom fließen.

Da jedoch das Gate auf Sourcepotential vorgespannt ist, beträgt die Vorspannung 0V, Steigt die Vorspannung auf Grund eines anliegenden Steuersignals auf ca. +0.6V, beginnt diese Siliziumdiode zu leiten. In diesem Fall treten hohe Verzerrungen durch Abkappen einer Halbwelle des verstärkten Signals auf!

Diese Verzerrungen sind im Sendebetrieb leicht zu erkennen, Bob Dalley hat in [36] dazu ein Oszilloskopbild veröffentlicht

Ein Signal mit 1,2 V_{SS} am Gate des JFET (die Amplitude dieses Signals beträgt jeweils 0,6 V in der positiven und negativen Halbwelle) hat einen Effektivwert von 425 mV. Bei einer angenommenen Dämpfung von 4 dB des Quarzfilter entspricht dies einem Signal am Eingang des ZF-Verstärkers von $10^{(4/20)} * 425 \text{ mV}_{\text{eff}} = 1,58 * 425 \text{ mV}_{\text{eff}} = 673 \text{ mV}_{\text{eff}}$. Auf Grund der Impedanztransformation (910 Ω / 50 Ω) ohne Berücksichtigung der Transformationswirkung des Autotrafos ergibt sich eine Spannungsverringerung um den Faktor $1 / 4,266 = 0,234$, d.h. $673 \text{ mV}_{\text{eff}} / 4,266 = 157,75 \text{ mV}_{\text{eff}}$. Am Eingang des ZF-Verstärkers bewirkt Signal mit einer Leistung von rund – 3 dBm eine Verzerrung des Eingangssignals!

Bob Dalley schlägt vor, den Arbeitspunkt des JFET mittels eines Widerstands von 47 Ω zwischen Source und Masse zu modifizieren. Dieser Widerstand wird mit einem Kondensator von 0,1 μF hochfrequenzmäßig überbrückt.

Diese modifizierte Verstärkerstufe mit dem J310 brachte trotz vieler Versuche nicht die gewünschte Verstärkung von 10 dB „über alles“.

Überschlägige Verstärkungsberechnung

Um zu überprüfen, welche Verstärkung der JFET überhaupt erbringen kann, wird folgende stark vereinfachte Rechnung angestellt, die streng genommen nur für den Niederfrequenzbereich gültig ist, jedoch einen ersten Anhaltspunkt für die zu erwartende Verstärkung bringt: Die Spannungsverstärkung beträgt (bei Niederfrequenz!) näherungsweise:

$$V_u = gm * R_L$$

Der Lastwiderstand ist die Parallelschaltung des im Empfangsbetrieb durch den Übertrager T2 (3 zu 10 Wdg) hochtransformierten Eingangswiderstands des AD603 (100 Ω) und dem parallel liegendem Widerstand (560 Ω), d.h. $100 \Omega * (10/3)^2 = 1111 \Omega // 560 \Omega = 376 \Omega$.

Bei einer angenommenen Steilheit $g_m = 10 \text{ mA/V}$ des J310 ergibt sich eine Spannungsverstärkung von

$$V_u = g_m * R_L = 0,01 \frac{A}{V} * 376 \frac{V}{A} = 3,76$$

$$V_u \text{ (dB)} = 20 * \log V_u = 11,5 \text{ dB} .$$

Bedingt durch das Transformationsverhältnis des Ausgangsübertragers (10 zu 3 Wdg) wird die Primärspannung um den Faktor $1/3,33$ herabgesetzt, $20 * \log 1/3,33 = -10,45 \text{ dB}$. Damit bleibt eine Gesamtverstärkung von $11,5 \text{ dB} - 10,45 \text{ dB} = \mathbf{1,05 \text{ dB}}$ „übrig“.

Andererseits wird eine „Spannungsverstärkung“ durch die Impedanztransformationen am Eingang des Quarzfilters bewirkt:

$$V_{QfEingang} = 20 * \log \sqrt{\frac{910 \Omega}{50 \Omega}} = 12,6 \text{ dB}$$

Das Quarzfilter dämpft das hochtransformierte Eingangssignal um 4 dB, mit dem Autotrafo wird das Signal um

$$20 * \log \left(\frac{29}{35} \right) = -1,6 \text{ dB}$$

verringert.

Es bleibt damit eine Verstärkung gemessen vom ZF-Eingang bis zur Sekundärseite des Trafos am Ausgang des Verstärkers von

$$12,6 \text{ dB} - 4 \text{ dB} - 1,6 \text{ dB} + 1,05 \text{ dB} = \mathbf{8,5 \text{ dB}}$$

„übrig“, was nahe an den Angaben in der Yahoo-Gruppe („10 dB“) liegt. Diese so berechnete Verstärkung ist jedoch um 4 dB größer als die eigene Messung ergab!

Bei der obigen Betrachtungen wurden die Kapazitäten (Gate-Source Kapazität = 5 pF und um den Millereffekt ($C_{gs} * [1+V_u]$) vergrößerte Drain-Gate-Kapazität $2,5 \text{ pF} * (1+3,76) = 11,9 \text{ pF}$.) des JFET nicht berücksichtigt. Die Eingangskapazität beträgt damit insgesamt $5 \text{ pF} + 11,9 \text{ pF} = 16,9 \text{ pF}$

Die Millerkapazität wirkt als frequenzabhängige Gegenkopplung und verringert die Verstärkung. Außerdem wird der Lastwiderstand auf den Eingang transformiert und erniedrigt die Eingangsimpedanz des JFET. Diese Betrachtung deckt sich mit meinen Beobachtungen.

Die Millerkapazität hat laut [37, 38] folgende Auswirkung:

wenn der Lastwiderstand neben einem Realteil auch eine induktive Komponente aufweist, wird diese Lastwiderstand am Eingang als Serienschaltung eines Widerstands und Kondensators transformiert.

Hat der Lastwiderstand eine kapazitive Komponente, wird diese als Induktivität auf den Eingang transformiert. Es sind dann Betriebsfälle möglich, dass der Eingangswiderstand bei bestimmten Frequenzen negativ wird und somit eine Verstärkungsüberhöhung bzw. sogar Schwingneigung auftritt!

Genau diese Schwingneigung hatte ich bei meinen Untersuchungen beobachtet, deren Auswirkungen möglicherweise nicht nur Zerstörung einiger J310 sondern auch des FST3125 zur Folge hatten!

Das Quarzfilter muss „auf beiden Seiten“ neben dem Realteil der Abschlussimpedanz (910Ω) einen kapazitiven Nebenschluss von 25 pF „sehen“, um die internen Anpassungselemente im Quarzfilter unter Berücksichtigung der externen Schaltkapazitäten anzupassen.

Die Schaltungskapazität am Ausgang des Quarzfilters wird im G3XJP Design durch die Eingangskapazität des JFET und der Millerkapazität (= 16,9 pF berechnet siehe oben) fast er-

reicht, muss im G6ALU Design durch den Trimmer auf der Sekundärseite des kombinierten Autotrafos/L-Trafos eingestellt werden.

Simulation

Als weitere Untersuchung würde sich eine Simulation z.B. mit RFSIm99 anbieten. Leider sind im Internet keine S-Parameter Files auffindbar. Es gibt zwar in den Datenblättern Kurven mit Y-Parametern, die man als Grundlage für eine Umrechnung in S-Parameter benutzen könnte, die Y-Parameter gelten jedoch erst ab einer Frequenz von 100 MHz.

Inzwischen bin ich jedoch etwas mehr mit der SPICE-Simulationssoftware LTSPICE IV vertraut, so dass der Versuch einer Simulation gestartet wurde. Vor kurzem wurden die Standard-Bibliotheken stark erweitert, der J310 ist jetzt direkt aus der Bibliothek anwählbar. Bob Dalley hat in [36] gleichfalls den bidirektionalen Verstärker in Senderichtung simuliert, der Ausgang seiner Schaltung ist der Quarzfiltereingang ($910 \Omega // 25 \text{ pF}$).

Zwar wird in den Datenblättern zum Realteil der Abschlussimpedanz eine Kapazität angegeben, vermutlich ist dieser Anteil jedoch Teil eines Filter-internen Schwingkreises. Mit der externen Kapazität können Schaltkapazitäten ausgeglichen werden. In [45] werden Formeln zur Impedanztransformation mittels L-C-Gliedern angegeben, die zusätzlichen Kapazitäten sind dort nicht berücksichtigt und müssen deshalb hinzu gefügt werden.

Sowohl der bidirektionale Verstärker nach G3XJP als auch die modifizierte Version von VK3PE wurden im Empfangsmodus simuliert.. Für die Umschaltdioden wurden 1N4148 verwendet, die von vielen Nachbauern des PIC A STAR eingesetzt werden.

Bild 7 zeigt den Schaltplan von G3XJP, **Bild 8** das Ergebnis, **Bild 9** die Version nach G6ALU, **Bild 10** das Simulationsergebnis.

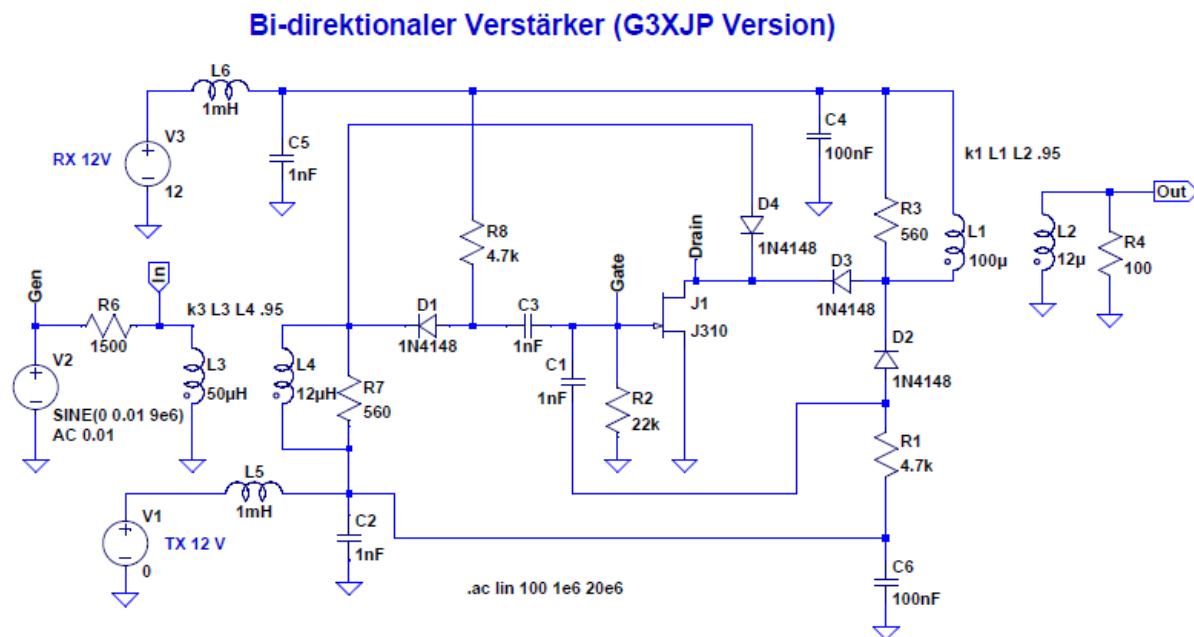


Bild 7

Bidirektionaler Verstärker G3XJP Design

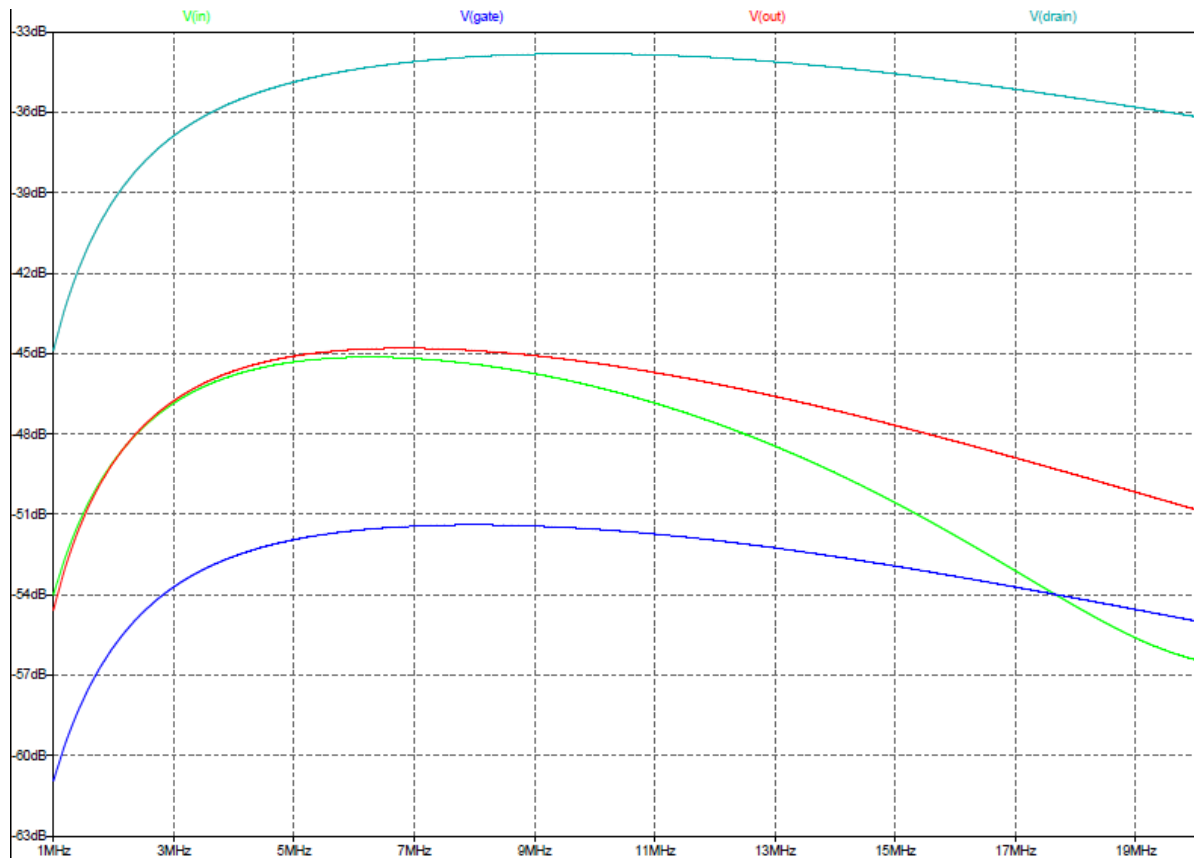


Bild 8
Simulation bidirektionaler Verstärker G3XJP

Bi-direktionaler Verstärker (G6ALU Version mit Modifikation von M0RJD)

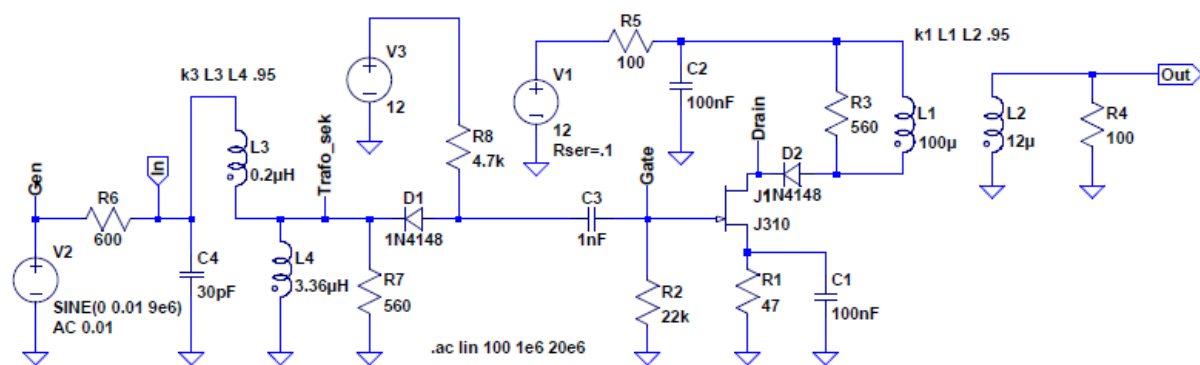


Bild 9
Bidirektionaler Verstärker G6ALU Design

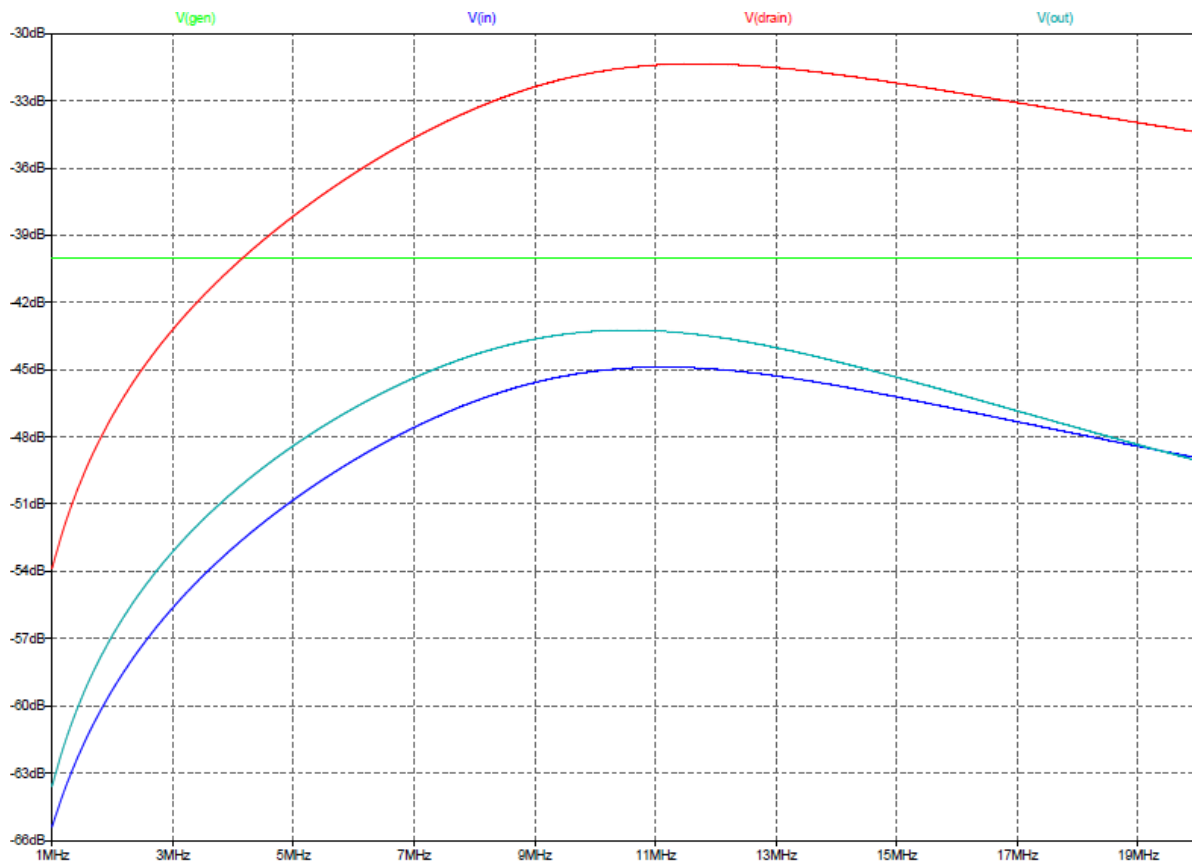


Bild10

Simulation bidirektionaler Verstärker 6ALUP

Das Signal V_{gen} , grüne Kurve ist bei -40 dB konstant. Das Eingangssignal V_{in} , blaue Kurve ist um ca. 6 dB niedriger als V_{gen} , da der Widerstand R_6 (1500 Ω) so gewählt wurde, dass sich diese Abschwächung einstellt und damit „Anpassung“ herrscht. Damit ist die Eingangsimpedanz des JFET-Verstärkers niedriger, als die Impedanzübertragung des Trafos Tr_1 (3 : 6 Wdg. entsprechend $4 \cdot 560 \Omega = 2240 \Omega$) vermuten lässt.

Das Signal am Gate (violett) ist um 6 dB niedriger, dieses wird durch das Übersetzungsverhältnis des Eingangsübertragers (6 Wdg. zu 3 Wdg.) verursacht. Das Signal am Drain ist um 13 dB höher als V_{in} . Bedingt durch das Übersetzungsverhältnis (10 : 3 Wdg. entsprechend -10,45 dB) des Ausgangsrafo sinkt jedoch das Ausgangssignal um 10,45 dB auf auf „magere“ 2 dB ab.

Auch beim G6ALU-Design wurde der Widerstand R_6 so gewählt, dass an ihm die halbe Generatorspannung abfällt, anstatt 1500 Ω ist hier ein Wert von 600 Ω notwendig. Auch hier beträgt die Gesamtverstärkung „über alles“ nur 2 dB.

Versuche, mittel L-Transformator eine Anpassung des Verstärkereingangs zu erzielen, (3,085 μH , 67 pF laut RFSim99 für eine Impedanztransformation 50 Ω auf 910 Ω), wie es in der aufgebauten Schaltung (vor dem Quarzfilter) auftritt, erbrachten keine vernünftigen Ergebnisse.

Fazit

Sowohl Eingangsimpedanz, Verstärkung und Aussteuerfähigkeit sind sowohl beim G3XJP als auch G6ALU Design unzureichend. Die Impedanztransformation am Eingang des Quarzfilters trägt signifikant zur Gesamtverstärkung bei.

Das G3XJP Design bildet laut Simulation einen reellen Fehlabschluss (zu hoher Realteil der Impedanz), der kapazitive Nebenschluss wird in etwa durch die Eingangskapazität und Millerkapazität gebildet.

Das G6ALU Design bietet dem Quarzfilter einen Fehlabschluss in Richtung zu niedrigerer Impedanz, siehe auch die Messung von VK3TM.

Laut Teil 17 der Beschreibung von G3XJP soll der PIC A STAR einen Eingangsbereich von z.B. -95 dBm bis + 5dBm verarbeiten können, die AGC würde diesen Bereich bis auf 1 dB ausregeln. Unter Annahme folgender Dämpfungs- und Verstärkungswerte: Bandfilter -5 dB, Mixer -6 dB, Nachverstärker [mein Probeaufbau zeigte eine Verstärkung von +20 – 8 dB [Dämpfungsglied] = +12 dB], L-Transformator „+12,6 dB“, Quarzfilter -4 dB; Transformationsverlust [G3XJP-Version -6 dB; VK3PE -1,6 dB] gesamt +0,6 dB bzw.+5,2 dB ergibt sich beim Antennenpegel von +5 dBm ein Pegel von +5,6 „dBm“ bzw. 10,2 „dBm“ am Gate des bidirektionalen Verstärkers! Da keine Anpassung vorliegt, sind die Angaben dBm in Anführungszeichen zu setzen, man muss deshalb die umgerechneten Spannungswerte verwenden: +5,6 dBm entspricht einer Spannung von $224 \text{ mV} * 10^{(5,6/20)} = 426 \text{ mV}_{\text{eff}} = 1,2 \text{ V}_{\text{ss}}$; 10,2 dBm entspricht einer Spannung von $0,724 \text{ V}_{\text{eff}} = 2,04 \text{ V}_{\text{ss}}$. Diese Pegel kann der JFET ohne Modifikation (fehlender Sourcewiderstand) nicht verzerrungsarm verarbeiten!

Alternativen

Nach vielen Versuchen und einigen beschädigten J310 (aufgrund Störschwingungen?) bei der Messung des bidirektionalen Verstärkers sowie Zerstörung der beiden FST Schalter durch irrtümliche Injektion der Versorgungsspannung gab ich auf, diese Schaltung weiter zu verwenden.

Alle Komponenten rund um den bidirektionalen Verstärker wurden entfernt. Zwei SMA Buchsen am Ausgang des Quarzfilters und Eingang des erneuerten elektronischen Schalters (FST 3125) wurden vorläufig für weitere Tests eingelötet.

Bestimmung der notwendigen Verstärkung des bi-direktionalen Verstärkers

Es wurde ein Signal (10,695 MHz) an den Eingang des AD603 eingespeist. Bei einem Pegel von -100 dBm erhielt ich die Betriebsempfindlichkeit von 20 dB SINAD.

Diese Empfindlichkeit wird auf -95 dBm reduziert, wenn ich das Quarzfilter (mit L-Transformatoren) in den Signalweg Generator – AD603 einschleife. Diese Minderung der Empfindlichkeit ist durch die Durchgangsdämpfung des Quarzfilters zu erklären.

Tests mit verschiedenen MMIC-Verstärkern

Aus meiner QRL lieh ich mir einige Evaluation-Boards von Mini Circuits mit GALI / ERA MMIC Verstärkern aus. Messungen am Netzwerkanalysator im QRL ergaben dass alle getesteten Verstärker gute Eingangsrückflussdämpfungen (S11) und einen flachen Frequenzgang (S21) auch im niedrigen Frequenzbereich (10 MHz) aufweisen.

Ein Verstärker GALI 05 (G= 20 dB) vor dem AD603 erhöht die Betriebsempfindlichkeit auf -110 dBm. Mit zwischen geschaltetem Quarzfilter wurde jedoch nur eine Betriebsempfindlichkeit von -102 dBm erreicht.

Meiner Meinung nach reichen 12 dB Verstärkung aus, höhere Verstärkungen brachten keine signifikante Erhöhung der Empfindlichkeit.

Die Wahl eines "besseren" Verstärkers

Meine Idee ist, zwei separate Verstärker zu verwenden. Diese Verstärker sind auf zwei gestapelten kleinen Leiterplatten untergebracht, deren Größe so gewählt wurde, dass sie in den Raum des ursprünglichen bidirektionalen Verstärkers passen.

Diese Verstärker werden über Schaltdioden vom Typ BAT 18 in den Signalweg geschaltet.

Die Gesamtverstärkung dieses Verstärkers sollte im Bereich von 10 dB liegen.

Die erste Idee war, einen Verstärker mit JFETs in Gateschaltung zu verwenden. Im Drainkreis sollte ein Breitbandübertrager vom Typ ADT8-1 (Mini Circuits) eingesetzt werden.

Vorteilhaft für den Einsatz von FETs in Gateschaltung ist die Tatsache, dass diese Schaltung eine gute Entkopplung zwischen Ausgang und Eingang bewirkt.

Ich erinnere mich an einen "berühmten Artikel" in der amerikanischen Zeitschrift „ham radio“, kann eine Kopie jedoch nicht finden. In diesem Artikel wurden Faustformeln zur Bestimmung der Eigenschaften von Verstärkern in Gate-Schaltung angegeben: :

- Die Eingangsimpedanz ist $1/\text{Steilheit } g_m$. Mit $g_m = 20 \text{ mS}$ ist die Eingangsimpedanz 50Ω .
- Die erreichbare Spannungsverstärkung ist $g_m * R_{\text{load}}$, die Stromverstärkung ist 1.

Mit einem 500Ω Lastwiderstand und einer Steilheit $g_m = 20 \text{ mS}$ erhält man eine Spannungsverstärkung von $10 = 20 \text{ dB}$. Wenn dieser Lastwiderstand mittels eines Übertragers von 500Ω auf 50Ω transformiert wird, beträgt der "Spannungsverlust" durch diese Impedanztransformation (Quadratwurzel aus $10 = 3,16$) $20 * \log 3,13 = 10 \text{ dB}$. Dies entspricht einer Dämpfung von 10 dB . Da die Stromverstärkung = 1 ist, beträgt die Spannungsverstärkung = Leistungsverstärkung = $20 \text{ dB} - 10 \text{ dB} = 10 \text{ dB}$.

Im Datenblatt des J310 wird eine Steilheit von $10 \text{ mS} - 14 \text{ mS}$ angegeben, um 20 mS zu erhalten müssen zwei in ihren Daten möglichst gleiche Transistoren parallel geschaltet werden und der Arbeitspunkt über den Sourcewiderstand so eingestellt werden, dass sich eine Steilheit 10 mS pro JFET ergibt..

Der JFET wird im Ersatzschaltbild als spannungsgesteuerte Stromquelle definiert. Dadurch ist der Ausgangskreis hochohmig. Die Verstärkung wird deshalb nur durch den Lastwiderstand definiert. Ein hoher Lastwiderstand erhöht zwar die Verstärkung, begrenzt jedoch das maximal mögliche Ausgangssignal (z.B. Versorgungsspannung [12 V] – „Kniespannung“ [$\text{ca. } 2 \text{ V}$] = 10 V). Bei einem Ruhestrom von 20 mA und einer maximalen Strom-Aussteuerung zwischen den Grenzwerten 10 mA und 30 mA ergibt sich ein maximaler Lastwiderstand von $10 \text{ V} / 20 \text{ mA} = 500 \Omega$.

Dem Vorverstärker folgt ein regelbarer Verstärker (AD 603) dessen Eingangswiderstand breitbandig 100Ω reell ist. Eine Impedanztransformation $500 \Omega - 100 \Omega$ ist wegen des Übersetzungsverhältnisses ($\sqrt{5} = 2,23$) breitbandig nicht darstellbar.

Für Messzwecke ist eine Systemimpedanz von 50Ω vorteilhaft, man könnte deshalb dem Eingang des AD6032 einen Festwiderstand von 100Ω parallel schalten.

Im Sendebetrieb des PIC A STAR gelangt das Signal vom zweiten Mischer (Umsetzung des 15 kHz CODEC Signals auf $10,7 \text{ MHz}$) über einen Verstärker zum Quarzfilter, das das gewünschte Signal ($10,715 \text{ MHz} - 15 \text{ kHz} = 10,7 \text{ MHz}$) ausfiltert. Das amplitudengleiche zweite Mischsignal ($10,715 \text{ MHz} + 15 \text{ kHz} = 10,730 \text{ MHz}$) wird vom Quarzfilter unterdrückt. Wenn das Quarzfilter eine hohe Impedanz für das $10,730 \text{ MHz}$ Signal aufweist, wird dieses „Störsignal“ im Sperrbereich stärker angehoben, als das „Nutzsignal“ und treibt den JFET in die Sättigung.

Deshalb muss die Transformator-Primärwicklung mit einem Widerstand von 500 Ohm abgeschlossen werden, um dem JFET eine definierte Lastimpedanz im Sperrbereich des Quarzfilters zu bieten. Damit sinkt jedoch die Leistungsverstärkung für das „Nutzsignal“ (der Lastwiderstand ist nun 250Ω) um 6 dB auf 4 dB .

Eigene Versuche mit einer solchen Konfiguration (zwei ausgewählte J310 parallel Betriebspunkt $2 * 10 \text{ mA} = 20 \text{ mA}$, für nahezu gleiche Gate-Sourcespannungen U_{GS} bei 10 mA Drainstrom ausgewählt) für ein anderes noch nicht abgeschlossen Projekt gab mir eine Bestätigung dieser Aussagen, d.h. 4 dB Verstärkung mit einem 450 Ohm zu 50 Ohm Breitbandübertrager (trifilar gewickelt auf einem Ringkern), dessen hochohmige Seite mit einem 470 Ohm -Widerstand abgeschlossen wurde. Diese Verstärkung reicht jedoch im Empfangsbetrieb nicht aus.

Man könnte zwar mit unterschiedlichen Verstärkungen im Empfangs- und Sendebetrieb „leben“, in dem je einen Verstärker im Empfangsbetrieb (ohne Parallelwiderstand im Drainkreis)

und im Sendebetrieb (mit Drainwiderstand) betreibt. Ob der zweite Mischer (Umsetzung 15 kHz auf 10,7 MHz) im Sendebetrieb einen um 6 dB höheren Pegel zum Ausgleich des Verstärkungsverlusts des nachfolgenden Verstärkers intermodulationsarm verarbeiten kann, wurde noch nicht untersucht.

Eine höhere Verstärkung ist nur durch eine größere Steilheit des Transistors möglich, dies ist mit bipolaren Transistoren der Fall.

Kaskodenverstärker mit Bipolartransistoren

Mein neues Layout ist ein Kaskodenverstärker mit zwei NPN HF-Transistoren. Auch die Kaskodeschaltung bietet eine gute Entkopplung zwischen Ausgang- Eingang.

Für den Transistor wählte ich zunächst den BFS17 (Grenzfrequenz 1,5 GHz) Leider schwang der Verstärker auf meiner Test-Leiterplatte. Deshalb setzte ich den BFS20 ein. Die Arbeitspunkte der Transistoren sind für einen Kollektorstrom von 10 mA eingestellt.

Die Umschaltung des HF-Wegs wird mit PIN-Schaltdioden vom Typ BAT 18 vorgenommen, die sich durch eine niedrige Einfügungsdämpfung auszeichnen. **Bild 11** zeigt den Schaltplan dieser Verstärkerstufen **Bild 12** das Layout und **Bild 13** den Bestückungsplan.

Versuche, die Eingangsimpedanz des Verstärkers mittels L-Transformationsgliedern auf 50 Ω anzupassen, wurden mit einer Schwingneigung des Verstärkers „quittiert“. Die einfachste Lö-

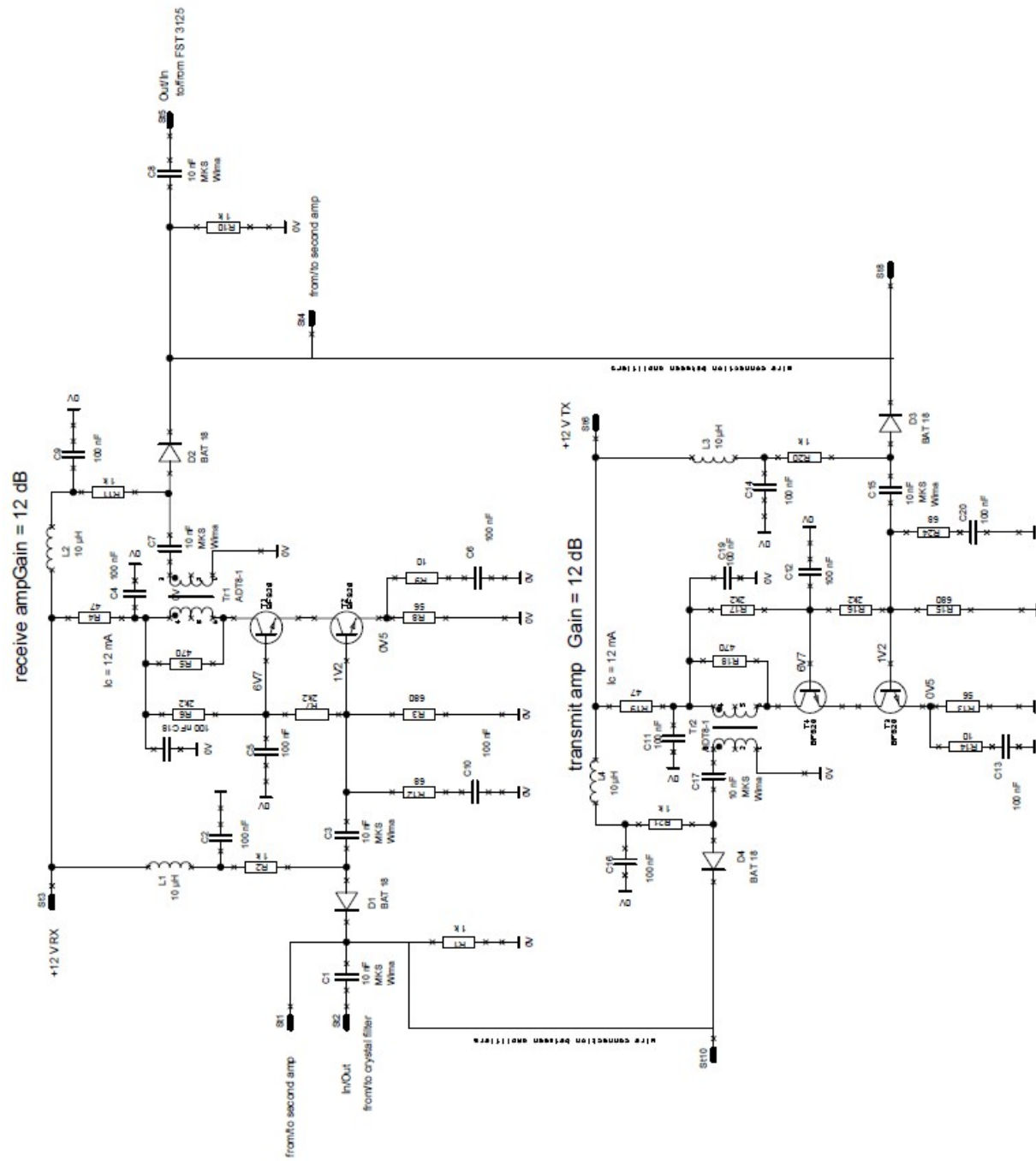


Bild 11
Schaltplan Bidirektionaler Verstärker DK5LV

Top SMD RX amp Top SMD TX amp

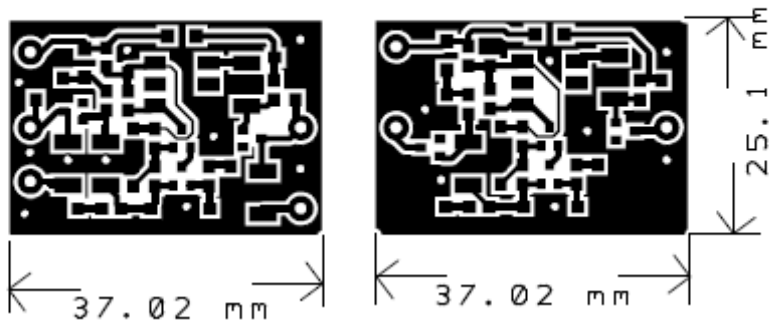


Bild 12

Layout Bidirektionaler Verstärker DK5LV

Top SMD RX amp Top SMD TX amp

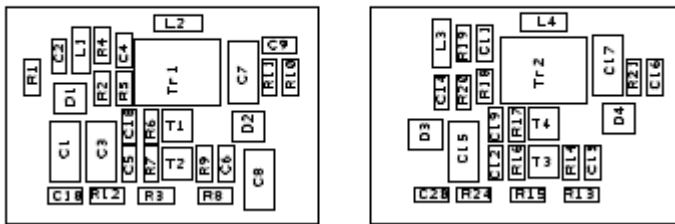
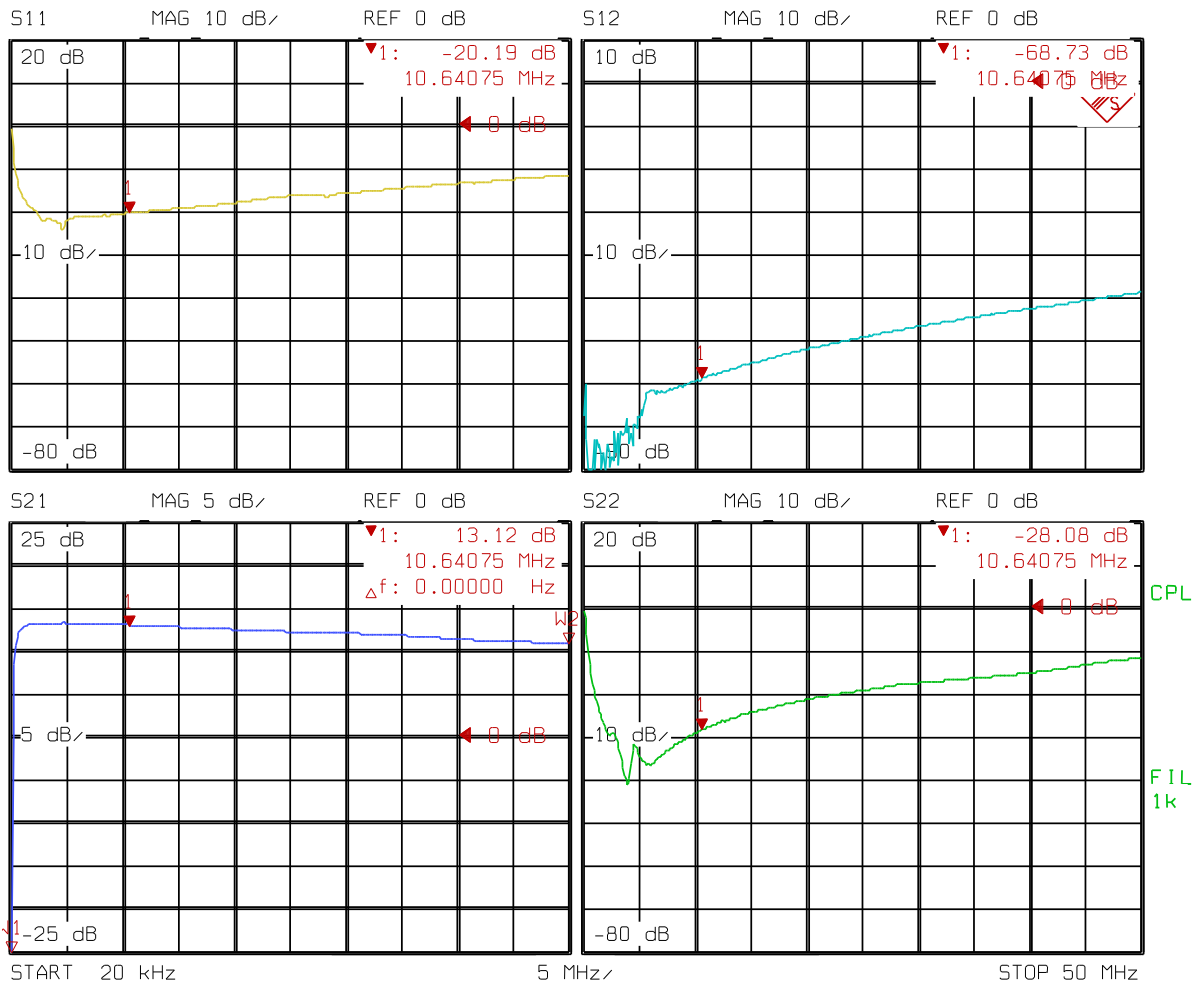


Bild 13

Bestückungsplan Bidirektionaler Verstärker DK5LV

Messungen – S-Parameter

Der erste Probeaufbau wurde vor Einbau vermessen. **Bild 14** zeigt die Diagramme der vier S-Parameter des Verstärkers (Messgerät R&S ZVR aus dem QRL des Verfassers, Eingangsleistung – 20 dBm) Die Eingangs- und Ausgangsanpassung (S11, S22) sind mit besser als -20 dB gut, die Verstärkung (S21) ist +13 dB, die Rückwärtsdämpfung (S12) beträgt -28 dB.



Date: 4.FEB.11 17:28:03

Bild 14

Bi-direktionaler Verstärker DK5LV

Linearität / 1 dB Kompressionspunkt

Mittels HF-Leistungsmesser R & S NVRD Leistungsmesser und NVRD Z6 Kopf wurde bei der Frequenz 10,695 MHz die Ausgangsleistung als Funktion der Eingangsleistung gemessen. Der 1 dB Kompressionspunkt wird bei einer Eingangsleistung von -2 dBm erreicht, siehe **Bild 15**. Dieser Wert reicht nicht aus, um den von G3XJP propagierten maximalen Eingangspegel an der Antenne von +5 dBm (ohne Einschaltung des 20 dB Dämpfungsglieds) zu verarbeiten!

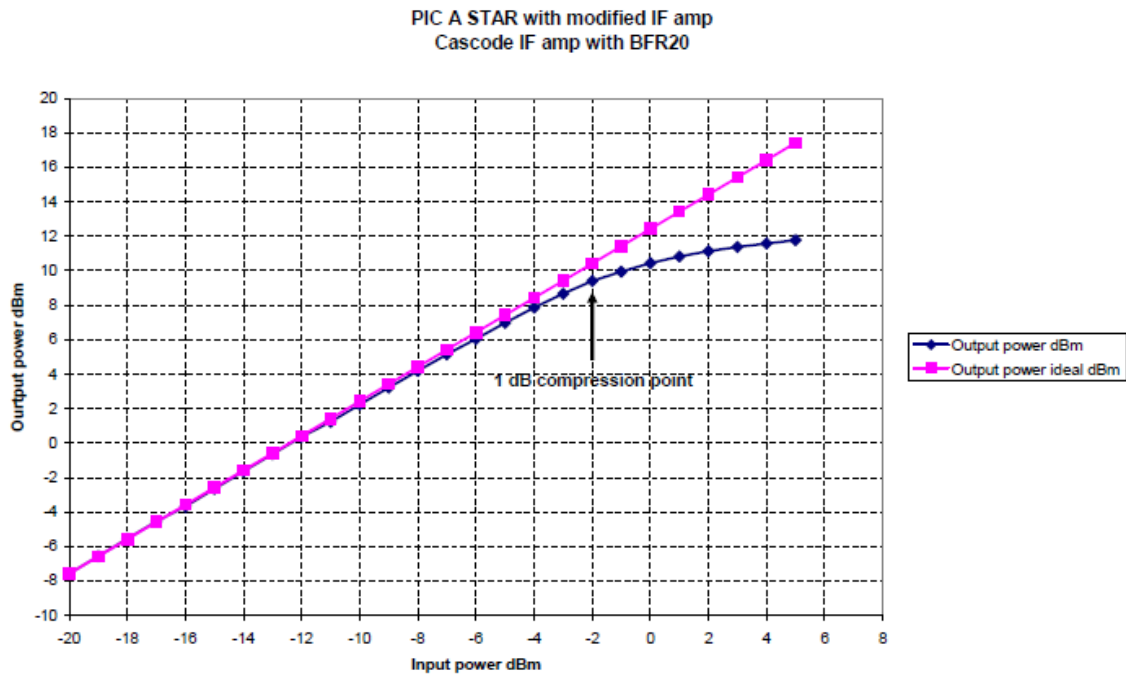


Bild 15

Messung bidirektionaler Verstärker / 1 dB Kompressionspunkt

In einem weiteren Test wurde ein Zweitonsignal (10,6945; 10,6955 MHz je -13 dBm nach dem Leistungssummierer) auf den Eingang des Verstärkers gegeben, es wurde ein Intermodulationsabstand von 62 dB ermittelt, siehe **Bild 16**. Der Ausgangs-Interceptpunkt beträgt damit $62/2 \text{ dB} + 0 \text{ dBm} = +31 \text{ dBm}$.

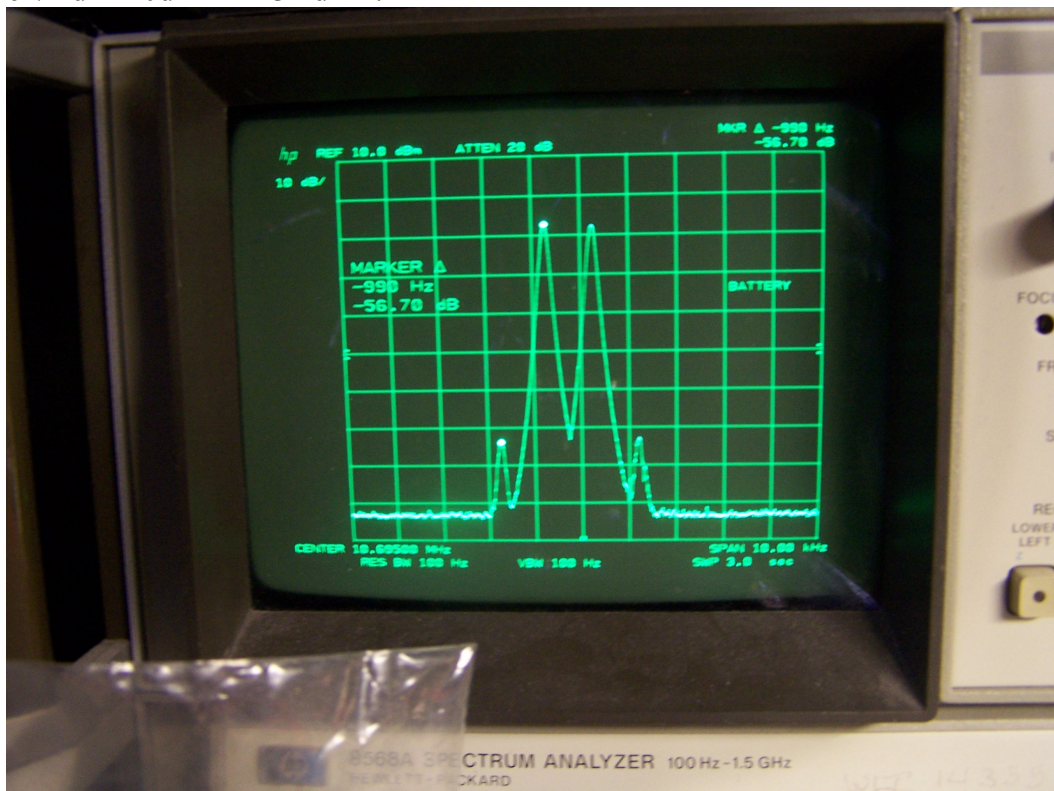


Bild 16

Zweitonaussteuerung mit $2 * -13 \text{ dBm}$, $d_3 = -56 \text{ dB}$ OIP3 = 31 dBm

Mit den GALI-MMIC's von Mini-Circuits ist ein um 10 dB höherer Interceptpunkt erreichbar, allerdings bei stark erhöhter Stromaufnahme und damit verbundenen Problemen, die Verlustwärme auf den kleinen Leiterplatten abzuführen. Deshalb wurde diese Lösung nicht eingesetzt.

Nach Einbau der beiden gestapelten Leiterplatten, siehe **Bild 17** konnte die Betriebsempfindlichkeit am Eingang des ZF-Verstärkers auf -105 dBm gesteigert werden.

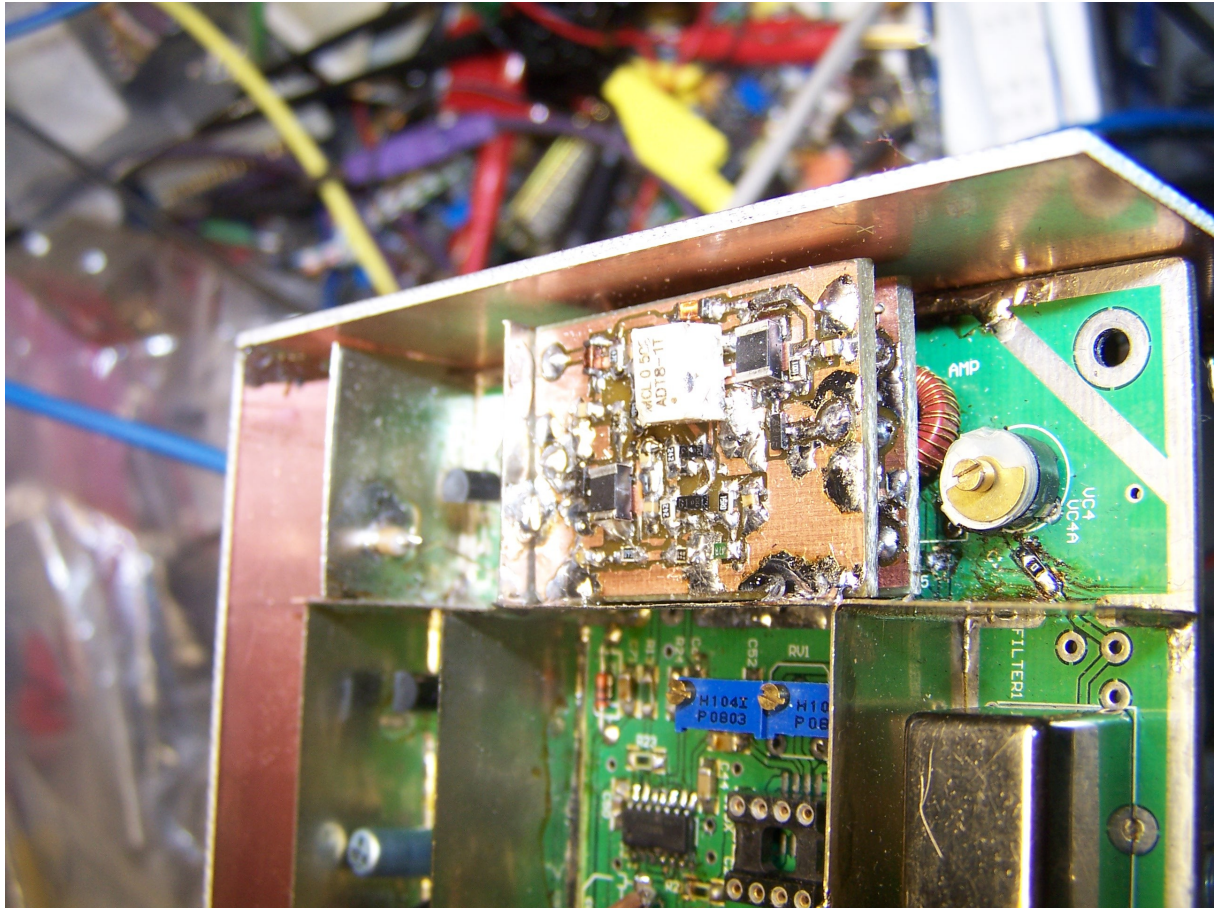


Bild 17
Einbau der beiden Verstärkerplatten in den ZF Verstärker

Weitere Untersuchungen – Pegelplan

Leider haben die Entwickler um G3XJP keine Unterlagen ihrer Untersuchungen bezüglich des Pegelplans veröffentlicht. In dem Papier („official hardware summary and official modifications“ rev 19) werden einige Pegel angegeben, die mit einem HP8568B Spektrumanalysator bzw. Tektronix 466 Oszilloskop gemessen wurden

Ein Pegelplan ist jedoch für die Nachbauer (und „Verbesserer“) ein wichtiges Hilfsmittel zur Kontrolle der Stufen und deren möglicher Verbesserung.

Betriebsempfindlichkeit des PIC A STAR

Die Grenzeempfindlichkeit (MDS) beträgt, wie in der Spezifikation des PIC A STAR angegeben, je nach Band zwischen -122 dBm bis -127 dBm. Mit einem „Mittelwert“ von -123 dBm wird die Betriebsempfindlichkeit (d.h. 20 dB SINAD) bei einem Eingangssignal von -103 dBm (1,6 µV) erreicht.

Thermisches Grundrauschen

Für eine Bandbreite von 1 Hz ist die Rauschleistung bei Raumtemperatur (27 ° C) und 1 Hz Messbandbreite = -174 dBm.

Das thermische Grundrauschens in der Bandbreite 2,4 kHz ist unter der Annahme, dass die Rauschbandbreite gleich der 3 dB (oder 6 dB Bandbreite) des Empfängers ist:

$$-174 \text{ dBm} + 10 \log (2400/1) \text{ dB} = -174 \text{ dBm} + 33,8 \text{ dB} = \mathbf{-140,19 \text{ dBm}}$$

Für die Bandbreite von 3 kHz beträgt die thermische Rauschleistung:

$$-174 \text{ dBm} + 10 \log (3000/1) \text{ dB} = -174 \text{ dBm} + 34,77 \text{ dB} = \mathbf{-139,23 \text{ dBm}}$$

Die Differenz thermische Rauschleistung zum Grundrauschen (MDS = -123 dBm) ist die Rauschzahl F des Empfängers:

$$\mathbf{F = -139,23 \text{ dBm} - (-123 \text{ dBm}) = 16,23 \text{ dB}}$$

Diese Rauschzahl erscheint auf den ersten Blick recht hoch. Da ich in meinem ersten QRL (vor 33 Jahren) mit der Entwicklung von Baugruppen für einen Seefunk-Hauptempfänger beschäftigt war, sind mir immer noch der „berühmte“ Wert -107 dBm (1 μ V) als Betriebsempfindlichkeit in Erinnerung. Mit -103 dBm Betriebsempfindlichkeit würde der PIC A STAR keine „kommerzielle Zulassung als Seefunk-Hauptempfänger“ erhalten. Na ja, der PIC A STAR ist ein Amateurgerät!!!

Intensives Mithören über WebSDR (z.B. Universität Twente) und Beobachtung des angezeigten S-Meters zeigten jedoch, dass oft ein „Grundrauschen“ in der Gegend von -91 dBm angezeigt wird. Damit ist die vom PIC A STAR erreichte Betriebsempfindlichkeit mehr als ausreichend!

Empfindlichkeit (20 dB SINAD) der Baugruppen CODEC / DSP

Da mein Messender Marconi 2024 ein definiertes Signal ab 9 kHz ausgeben kann, habe ich die "Empfindlichkeit" des CODEC / DSP Combo gemessen, indem die Frequenz des Signalgenerators so eingestellt wurde, dass sich am Audio-Ausgang des CODEC ein 1 kHz Audiosignal ergab. Dieses Signal wurde auf den Funkmessplatz Stabilock 4040 gegeben. Da die Eingangsimpedanz der CODEC sehr viel höher als 50 Ω ist, wurde das vom Signalgenerator kommende Koaxkabel am CODEC-Eingang mit einem 56 Ω Widerstand abgeschlossen. Die Betriebsempfindlichkeit wurde bei einer Eingangsleistung von **-62 dBm** = 180 μ V erreicht. Mit diesem Wert beträgt die Grenzemfindlichkeit (MDS) -82 dBm.

In einem nächsten Schritt wurde das Eingangssignal in 10 dB Stufen erhöht und bei jedem Pegel die Ausgangsspannung des CODEC und der erreichte SINAD notiert, siehe **Tabelle 2**. Man erkennt, dass das Ausgangssignal von der Betriebsempfindlichkeit bis zur nächsten Stufe von 300 mV_{ss} auf 700 mV_{ss} ansteigt, dann jedoch nur zwischen 600 und 700 mV_{ss} entsprechend 20 log (700/600) = 1,3 dB „schwankt“.

Die zweite Zeile der Tabelle ist interessant, denn ab diesem Eingangspegel (-52 dBm) am CODEC ist das Ausgangssignal auf den von G3XJP angegebenen Ausregelfehler („1 dB“ ab einem Antennensignal von -95 dBm d.h. für S9 = -73 dBm – 3,6 S-Stufen ~ S5) konstant. Die Differenz von -103 dBm und -95 dBm entspricht zwar nicht 10 dB, sondern nur 8 dB, allerdings wurde der genaue Einsatzpunkt der Ausregelung auf 1 dB gemäß Tabelle 2 nicht bestimmt. Auch der maximale Eingangspegel, bei dem die Ausregelung aussetzt, wurde nicht bestimmt.

Eingangspegel CODEC dBm	Eingangsspannung (über 50 ohms) mV _{eff}	SINAD am Ausgang des CODEC dB	Ausgangsspannung des CODEC mV _{ss}
-62	0.178	20	300
-52	0.630	29.3	700
-42	1.78	38	700
-32	6.3	42	700
-22	17.8	42	200
-12	63	42.5	600
-2	178	42.5	600

Tabelle 2

Empfindlichkeit und Ausgangssignal des CODEC, Betriebsart LSB, 13.5 kHz für 1 kHz Audiosignal

Aufgrund der eigenen Beobachtungen („Hintergrundrauschen im Kurzwellenbereich bei ca. -91 dBm“) ist der von G3XJP propagierte Einsatzpunkt der Regelung (-95 dBm) gut gewählt. Durch den propagierten Regelbereich (100 dB) ist jedoch auch zu untersuchen, ob der PIC A STAR den maximalen Eingangssignalpegel von +5 dBm „verkräften“ kann!

Das Datenblatt des CODEC AD1885

Es ist immer nützlich, die Datenblätter der verwendeten Komponenten zu studieren. Aus dem Datenblatt des CODEC AD 1885, der von Analog Devices nicht mehr hergestellt wird und das deshalb von dort nicht, sondern z.B. von [40] herunterladbar ist:

- Auflösung 16 Bit full duplex
- maximale Abtastfrequenz : 48 kHz
- maximales Eingangssignal = $1 V_{\text{eff}} (= 2,82 V_{\text{ss}})$,
- Dynamikbereich = 90 dB.

Ein idealer 16 Bit A/D Wandler hat einen Dynamikbereich von $20 \cdot \log 2^{16} = 96 \text{ dB}$.

Mit der Information des Dynamikbereichs kann das kleinste Sinus-Signal (kleinster Schritt = 1 LSB) berechnet werden:

$$1 \text{ LSB} = \frac{2,82}{10^{\frac{90}{20}}} V_{\text{ss}} = \frac{2,82}{10^{4,5}} V_{\text{ss}} = 89 \mu V_{\text{ss}} = 31,5 \mu V_{\text{eff}}$$

Der Zusammenhang Quantisierungsrauschen SNR – Anzahl der Bits N wird mit folgender Formel bestimmt:

$$SNR = 6,02 * N + 1,76 \text{ dB}.$$

Mit diesem Wert reichen rund 3 Bit für 20 dB SNR aus. Damit müsste die Betriebsempfindlichkeit des CODEC bei $2^3 * 31,5 \mu V_{\text{eff}} = 8 * 31,5 \mu V_{\text{eff}} = 252 \mu V_{\text{eff}}$ erreicht werden. Es wurde jedoch eine Betriebsempfindlichkeit von **180 μV_{eff}** gemessen. Die erhöhte Betriebsempfindlichkeit ist durch den Prozessgewinn (Verhältnis der halben Abtastfrequenz [48 kHz/2 = 24 kHz] zur Bandbreite des Nutzsignals [3 kHz]) erklärbar.

Im PIC A STAR werden die Line- Ein- und Ausgänge benutzt. Erstere sind über einen Spannungsteiler 4,7 k Ω /4,7 k Ω mit dem 15 kHz Ausgang des ZF-Verstärkers verbunden.

Das Bild 12 auf der Seite 24 des Datenblatts ist interessant: dort wird dieser Spannungsteiler vorgeschlagen, um eine Übersteuerung zu verhindern, da viele Audioquellen (im Computerbereich!) eine Ausgangsspannung von 2 V abgeben.

Dieser Spannungsteiler ist meiner Meinung nach nicht notwendig, da die maximale Eingangsspannung durch die Einstellung der AGC des Gesamtempfängers begrenzt werden kann.

Ohne diesen Spannungsteiler müsste die „Betriebsempfindlichkeit“ der Baugruppen CODEC/DSP um 6 dB steigen.

Untersuchung der Unterbaugruppen des ZF-Verstärkers

Im Folgenden werden die Unterbaugruppen auf der ZF-Verstärkerleiterplatte analysiert.

Operationsverstärker mit TL072

Diese Stufe ist als nichtinvertierender Operationsverstärker beschaltet. Ursprünglich war diese Stufe durch die gewählten Gegenkoppelwiderstände (22 k Ω zu 22 k Ω) für einer Verstärkung von 6 dB ausgelegt, diese Verstärkung ist jetzt durch Kurzschluss des Gegenkoppelwiderstands auf $1 = 0 \text{ dB}$ erniedrigt.

Der Gegenkoppelwiderstand vom Ausgang des Opamps zum invertierenden Eingang war mit einem Kondensator von 220 pF überbrückt, dies ergibt ein Tiefpassverhalten mit einer Grenzfrequenz von 40 kHz laut Simulation mit dem Programm Tina. Es wird jedoch nur eine „maximale Dämpfung“ von 6 dB erreicht, da der Kondensator den Gegenkoppelwiderstand bei hohen Frequenzen kurzschließt. Damit kann sich die Verstärkung nur von +6 dB auf 0 dB verringern.

Durch ein Serienpotentiometer (22 k Ω) kann der Ausgangspegel eingestellt werden. Das Poti darf jedoch nicht auf 0 Ω gestellt werden, da dann der Operationsverstärker durch die kapazitive Belastung des 2,2 nF Durchführungskondensator zum CODEC schwingen wird! Sinnvoll wäre hier die Einfügung eines kleinen Widerstands zwischen Operationsverstärker-Ausgang und Potentiometer.

In Teil 7 der Originalbeschreibung wird der Operationsverstärker in nichtinvertierendem Betrieb mit einer Verstärkung von $(1 + 22 \text{ k}\Omega / 1 \text{ k}\Omega) = 23 = 27 \text{ dB}$ betrieben, das Potentiometer am Ausgang fehlt, das 15 kHz Signal wird über eine Drossel (100 μH) und Durchführungskondensator auf den CODEC geführt.

Verstärker in Basisschaltung

Versuche, die Betriebsempfindlichkeit des Systems CODEC/DSP mit Vorverstärker/Operationsverstärker mittels Signalgenerator (eingespeist am Eingang des Verstärkers) zu ermitteln, schlugen fehl, da bei den offen auf dem Labortisch liegenden Leiterplatten Störsignale eingefangen wurden, die eine SINAD Messung unmöglich machten.

Messungen mit meinem Oszilloskop zeigten, dass die Transistorstufe eine hohe Verstärkung von ca. 40 dB aufweist.

Mit einer kleinen Rechnung kann schnell bestimmt werden, wie der Gleichstromarbeitspunkt gewählt ist:

durch den Basisspannungsteiler (8,2 k Ω zu 3,3 k Ω) und einer Betriebsspannung von 10 V ergibt sich an der Basis eine Spannung von 2,86 V. Damit beträgt die Emitterspannung rund 2,16 V, wenn eine Basis-Emitterspannung von 700 mV angenommen wird. Durch den Emittterwiderstand fließt dann ein Strom von 800 μA . Da der Transistor eine Stromverstärkung > 100 aufweist, ist der Kollektorstrom gleich dem Emitterstrom zu setzen. Am Kollektorwiderstand fällt dann eine Spannung von 4,48 V ab. Damit beträgt die Kollektorspannung 5,52V. Der dynamische Eingangswiderstand ist näherungsweise $U_T / I_C = 26 \text{ mV} / 800 \mu\text{A} = 32,5 \Omega$.

LTSPICE Simulation

Bob Dalley hat sich in [39] ausführlich mit dem Verstärker in der zweiten ZF befasst.

Bild 18 zeigt meine Simulationsschaltung. Für den Transistor 2N3604 wurden die Spice-Parameter von NXP/Philips gewählt. Der Serienwiderstand $R_6 = 30 \Omega$ wurde so gewählt, dass an ihm die Hälfte der Generatorspannung abfällt. Bob Dalley errechnet in [39] eine Eingangsimpedanz des Transistors zu 31 Ω .

PIC A STAR ZF-Verstärker - 15 kHz Verstärker

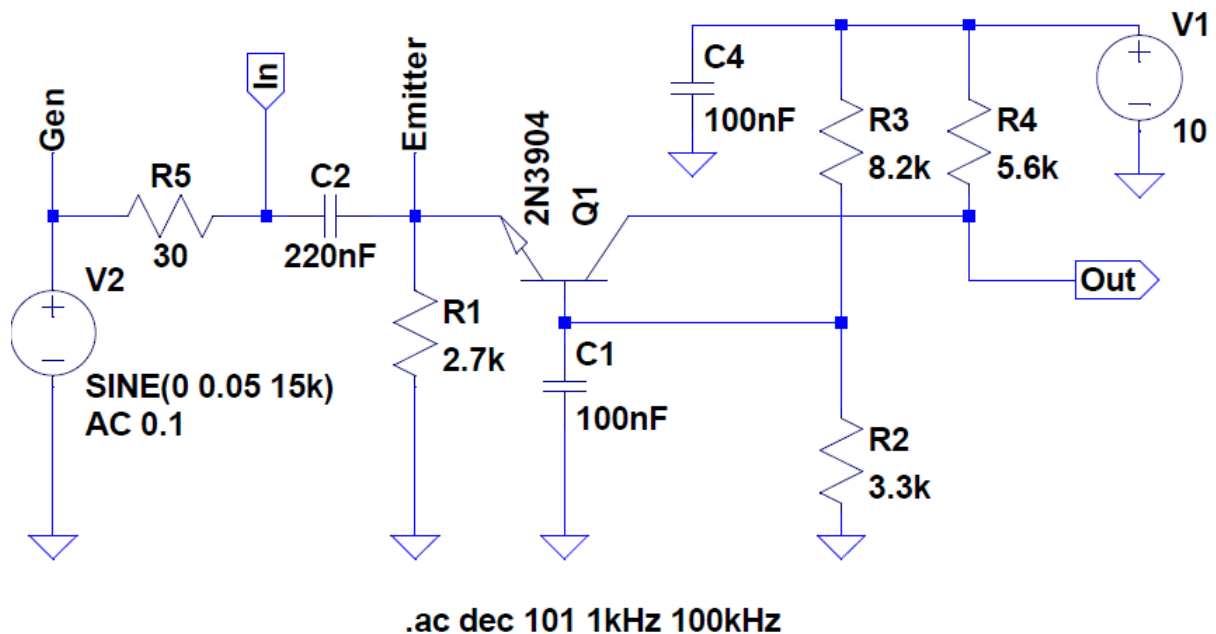


Bild 18

Simulationsschaltung 15 kHz Verstärker

Eine Gleichspannungsanalyse unter LTSpice (.op) ergibt folgende Werte:

```
V(emitter):                2.21387 V
V(n002 [Basis]):           2.8633 V
V(out [Kollektor]):        5.42318 V
Ic(Q1 [Kollektorstrom]):  0.00081729 A (= 817 µA)
```

Diese Werte stimmen gut mit der obigen überschlägigen Betrachtung überein.

Der geringe Kollektor-Ruhestrom gibt jedoch zu denken: kann dieser Verstärker ein Signal bis zur maximalen Aussteuerung des CODEC verzerrungsfrei liefern???

Es gibt einen Hinweis in der Yahoo-Gruppe auf eine mögliche Problematik dieses Verstärkers: Pete J.W. Grigson, G0TLE hat in der „files section“ der „homebrew-radios“ Gruppe seine Messergebnisse in einem Dokument zusammengestellt. Dort wird auf der Seite 6 seines Dokuments für Signale, die das Quarzfilter passieren, ein Inband-Intermodulations-Interceptpunkt von ca. -34 dBm (!!!) angegeben. Sein Kommentar: „could do better!“...

Bild 19 zeigt das Ergebnis der Wechsellspannungssimulation. Der Koppelkondensator C2 (220 nF, wie im Original angegeben) bildet mit dem dynamischen Eingangswiderstand des Transistors einen Hochpass, die Grenzfrequenz beträgt ca. 20 kHz, also oberhalb des interessierenden Frequenzbereichs der zweiten ZF (13,5 kHz – 16,5 kHz) Dies hat auch Bob Dalley in [39] festgestellt. Er empfiehlt, den Koppelkondensator auf 2 µF zu vergrößern, allerdings habe ich Bedenken, einen Keramikkondensator einzusetzen.

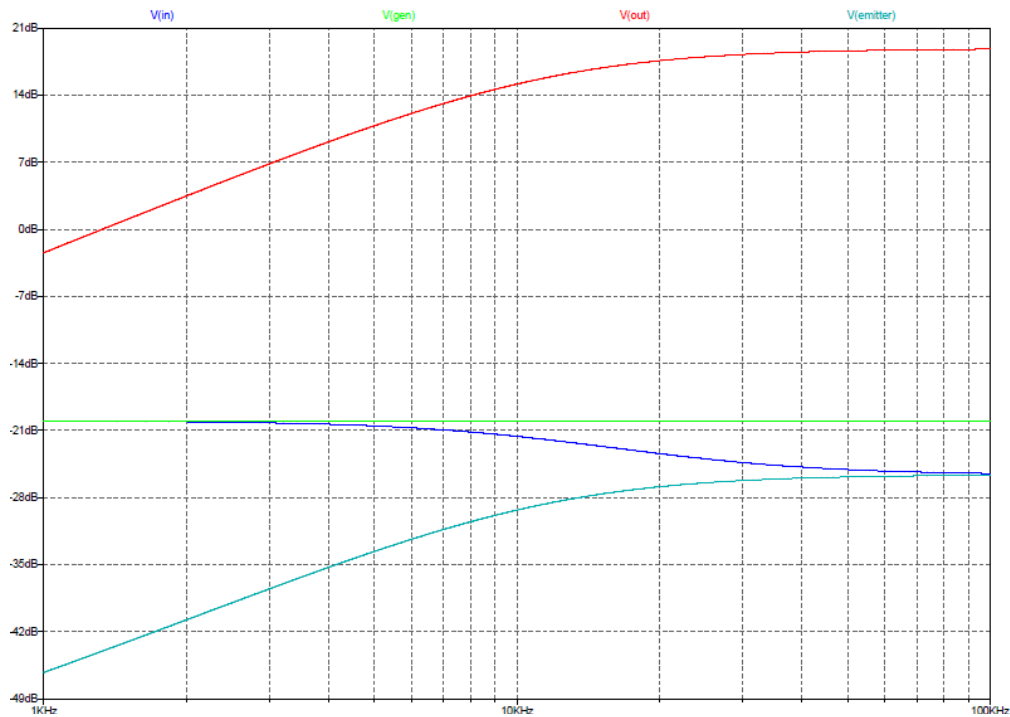


Bild 19

Simulationsergebnis 15 kHz Verstärker

Nach **Bild 20** beträgt die Verstärkung mit auf $2,2 \mu\text{F}$ vergrößertem Koppelkondensator (Emitter – Out) bei 10 kHz $-46 \text{ dB} + (-2) \text{ dB} = 44 \text{ dB}$!

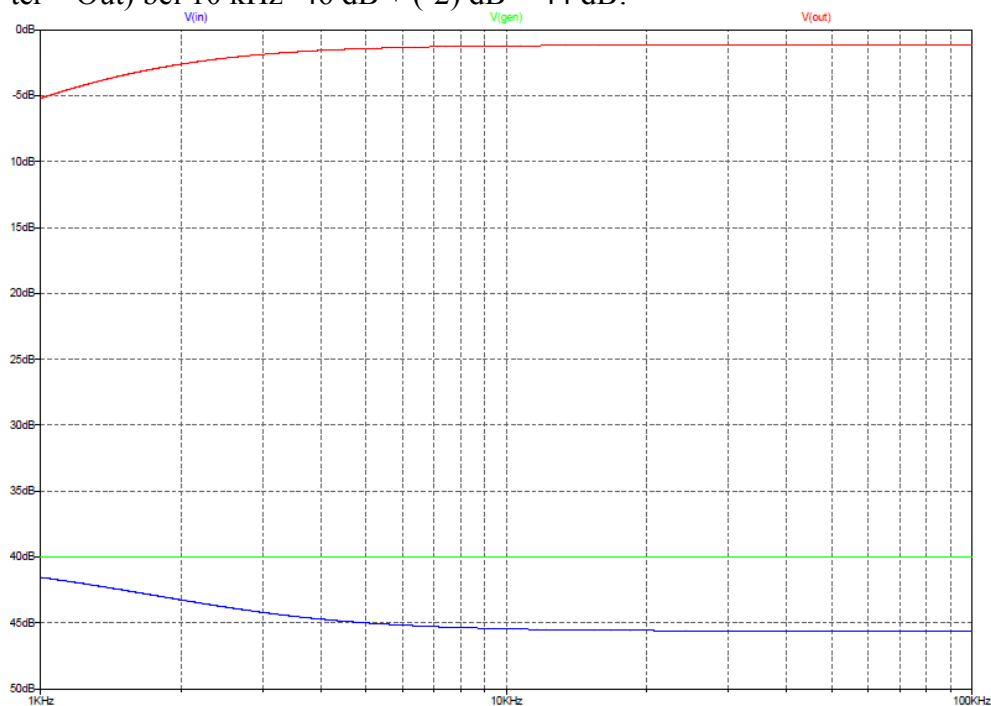


Bild 20

Simulationsergebnis 15 kHz Verstärker mit $2,2 \mu\text{F}$ Koppelkondensatoren

Durch eine Transientenanalyse kann relativ schnell die maximale Eingangsspannung bestimmt werden, bei der das Ausgangssignal noch nicht in die Begrenzung getrieben wird. Mit einem Eingangssignal von 50 mV, siehe **Bild 21**, findet eine Begrenzung der negativen Amplituden statt, mit 30 mV sieht das Signal noch „sauber“ aus. Die Amplitude des Ausgangssignals beträgt bei einem 50 mV Eingangssignal $6 V_{\text{ss}}$. Dieser Wert ist etwas größer als der maximale vom CODEC verarbeitbaren Pegel ($2 V_{\text{eff}} = 5,6 V_{\text{ss}}$), wenn der Spannungsteiler am CODEC Eingang vorhanden ist.

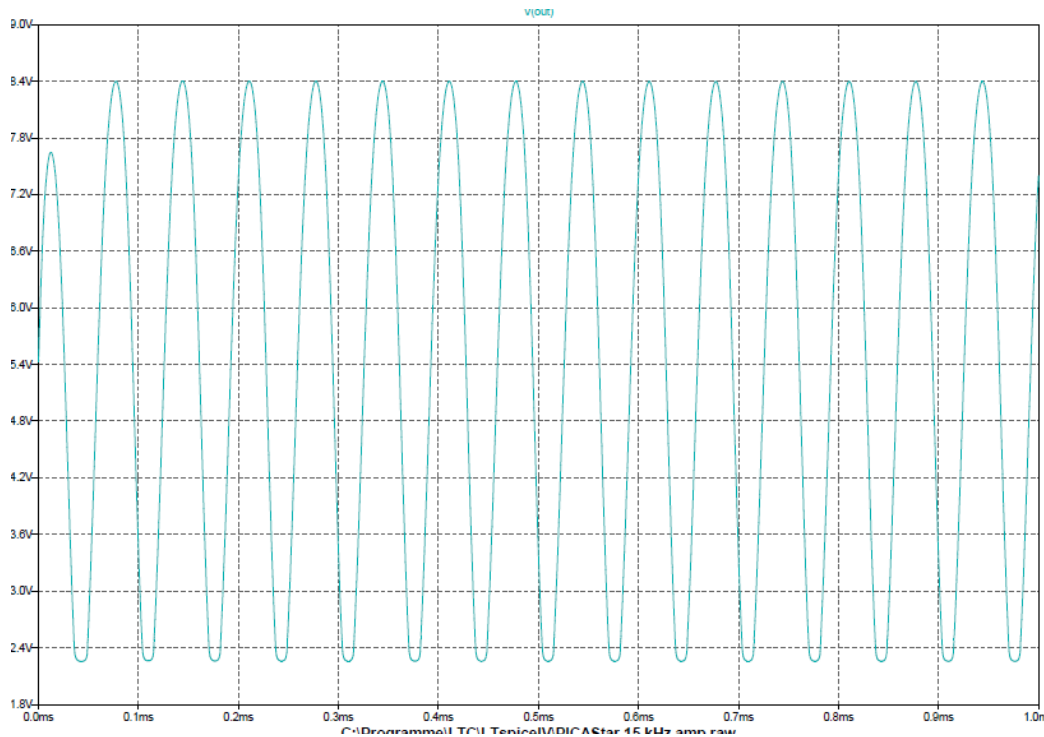


Bild 21

Transientenanalyse des 15 kHz Verstärkers bei einem Eingangssignal von 50 mV

Unwillkürlich drängt sich die Frage auf: muss diese hohe Verstärkung sein???

Es besteht jedoch ein Dilemma: die Verstärkung kann zwar durch Verringerung des Lastwiderstands verringert werden, dann verringert sich jedoch auch die Aussteuerbarkeit! Diesem Manko könnte man durch Erhöhung des Kollektorstroms entgegenget werden, dann verringert sich jedoch die Eingangsimpedanz!

Angeregt durch die Messungen von GÖTLE wurde das Intermodulationsverhalten per LTSPICE simuliert: mit zwei in Serie geschaltete Sinusquellen (15 und 16 kHz, Amplitude je 10 mV) wurden zur Aussteuerung benutzt, das Ausgangssignal „sieht“ als Zweitonsignal (Ausgangssignal 1,9 V_{ss}) recht gut aus, siehe **Bild 22**. Eine FFT zeigt jedoch schon bei diesem niedrigen Eingangspegel einen Intermodulationsabstand dritter Ordnung von rund 40 dB, siehe **Bild 23**.

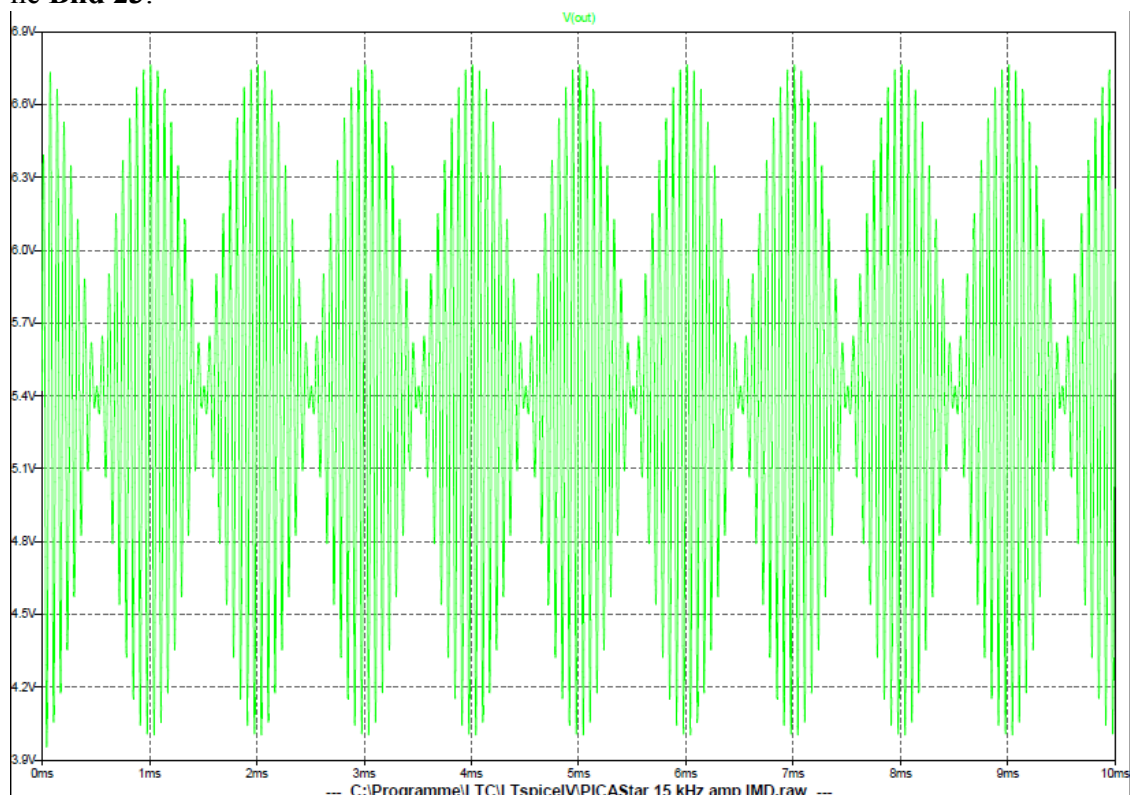


Bild 22

Zeitbereichsdarstellung des Ausgangssignals bei Zweitonaussteuerung ; 1,9 V_{ss}

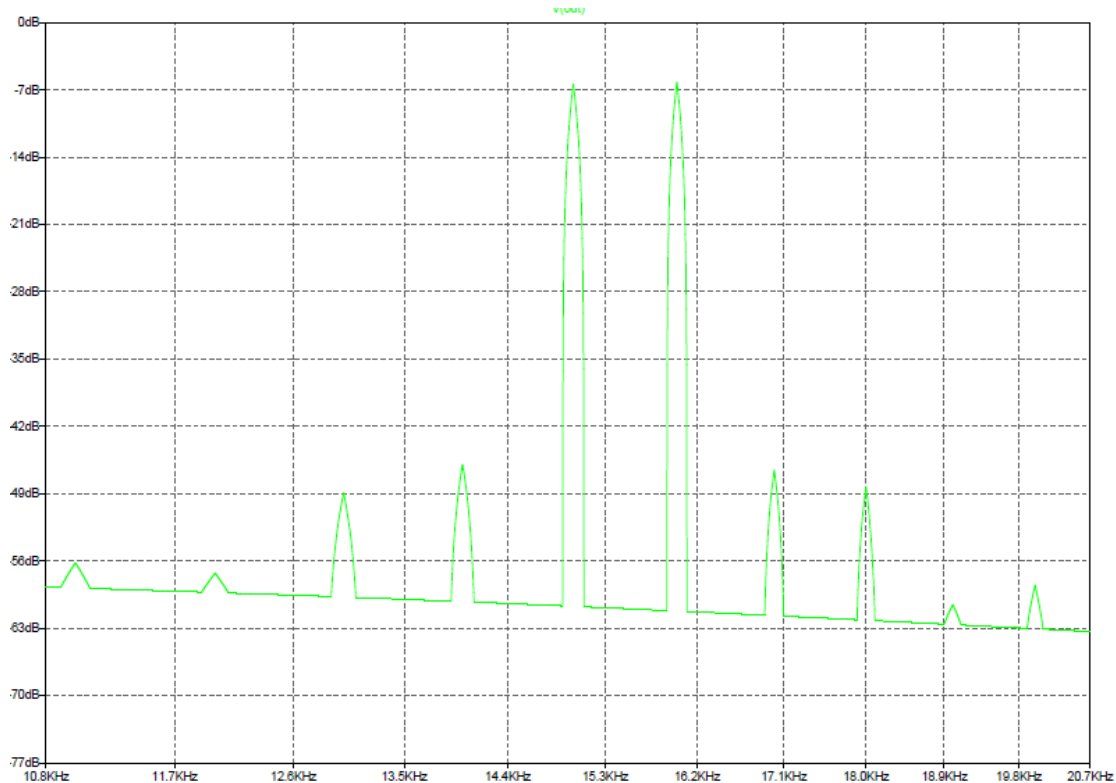


Bild 23

FFT plot de sAusgangssignals bei Zweitonaussteuerung ; Ausgangsspannung 1,9 V_{ss}

Dämpfungsglied

Vor dem Verstärker ist ein Dämpfungsglied in π -Schaltung (82Ω , 100Ω , 82Ω). Mittels RF-SIM99 simuliert ergeben diese Werte ein Dämpfungsglied mit 12 dB Dämpfung. Damit kann die maximale Eingangsspannung am Eingang des Dämpfungsglieds für eine „lineare Verstärkung“ um den vierfachen Wert von $30 \text{ mV}_{\text{eff}}$ auf $120 \text{ mV}_{\text{eff}}$ erhöht werden.

Dämpfungsglied und Verstärker in Basisschaltung ergeben zusammen eine Verstärkung von $-12 \text{ dB} + (+45 \text{ dB}) = +33 \text{ dB}$. Durch das Dämpfungsglied wirkt sich die Fehlanpassung des Verstärkereingangs (30Ω) an die Systemimpedanz kaum aus, da die Eingangsanpassung im Extremfall den doppelten Wert der Dämpfung (Kurzschluss, Leerlauf) d.h. 24 dB einhält. Dieser Wert verbessert sich bei einer geringeren Fehlanpassung, ist jedoch von den genauen Bauteilwerten abhängig. Eine Anpassung im Bereich um -20 dB ist jedoch sicher erreichbar.

Wenn der Verstärker rauschfrei wäre, müsste die Betriebsempfindlichkeit von -62 dBm auf -95 dBm steigen! Schade, dass keine Verifikationsmessung durchgeführt werden konnte.

Eine mögliche Alternative

Man nehme: entweder einen Transistor in Emitterschaltung, dessen Verstärkung und Eingangsimpedanz mittels Gegenkopplung definiert wird. Oder man nehme einen Operationsverstärker (z.B. NE 5534) bzw. den original vorhandenen TL072, stelle die noch notwendige Verstärkung durch die Gegenkopplungswiderstände entsprechend ein und lasse die Transistorstufe ganz weg!

Diplexer/ 20 kHz Tiefpassfilter

Vor dem Dämpfungsglied ist ein LC Tiefpass angeordnet, der aus einer mit einem 10 nF Kondensator überbrückten $330 \mu\text{H}$ Längsdrossel und einem Kondensator (100 nF) nach Masse besteht. Die Drossel und der 10 nF Kondensator bilden einen Parallelschwingkreis, der auf 87 kHz resonant ist und damit einen Dämpfungspol auf dieser Frequenz bildet.

Am Eingang des Tiefpasses ist die Serienschaltung eines 10 nF Kondensators und 47 Ω Widerstands angeordnet. Diese Schaltung ist mit dem ZF-Ausgang des zweiten Mischers verbunden. Die RC Kombination soll die Summenfrequenz (10,695 MHz + 10,710 MHz) nach Masse ableiten.

Bei Messungen fiel mir auf, dass zwischen Ausgang des ZF-Verstärkers und Ausgang Tiefpassfilter eine hohe Dämpfung von 20 dB auftritt. Auch Bob Dalley hat sich in [42] ausführlich mit der Problematik des Tiefpassfilters befasst.

Die Originalschaltung hat einen großen Nachteil: durch den 10 nF Kondensator parallel zur 330 μ H Spule wird auch das Summensignal (10,695 MHz + 10,710 MHz) über den 100 nF Kondensator nach Masse geleitet, sofern dessen Eigenresonanz überschritten wurde. Nach [41] hat ein 100 nF Wima MKS02 Kondensator eine Eigenresonanz von ca. 7 MHz, die Impedanz bei 20 MHz liegt jedoch auch hier im Ohmbereich.

Eine Simulation der Originalschaltung mit RFSIM99, siehe **Bild 24**, ergab ein enttäuschendes Ergebnis, siehe **Bild 25**.

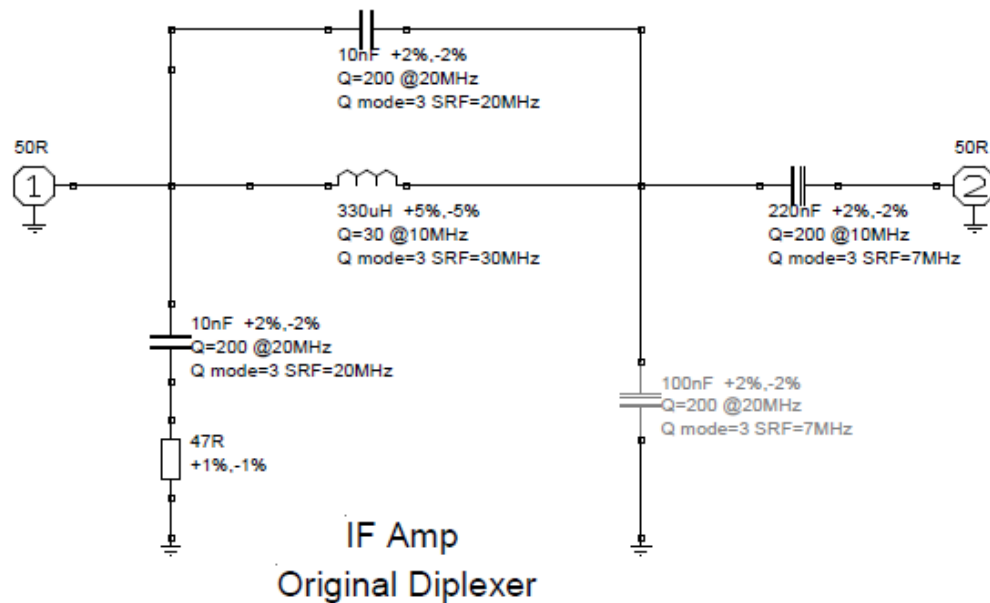


Bild 24

Diplexer G3XJP Design

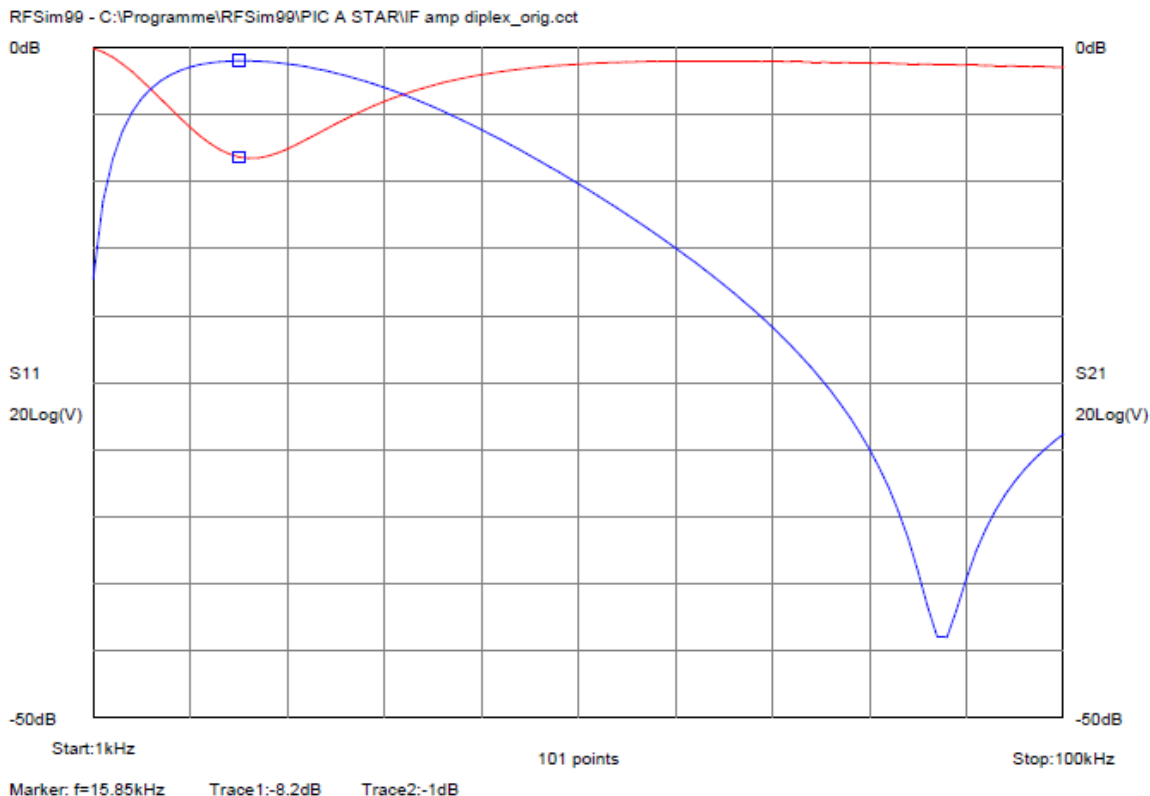


Bild 25

Plot Diplexer G3XHP Design

Die Bauteile wurden mit physikalischen Modellen simuliert, die Eigenresonanzen wurden aus Datenblättern [41; 43] entnommen. Die Güte der Spule und Kondensatoren als Funktion der Frequenz wurde im „Mode 3“ (Güte bleibt über der Frequenz konstant) simuliert. Laut Datenblatt muss die Güte der Spule mit der Frequenz steigen, dies hat jedoch im NF-Frequenzbereich (15 kHz) keinen Einfluss, wie eine Variation der Simulation ergab.

Die Rückflussdämpfung ist jedoch im Nutzfrequenzbereich der zweiten ZF (15 kHz) mit -8 dB völlig unzureichend.

Wird in RFSIM99 das Smithdiagramm gewählt, erkennt man, dass die Eingangsimpedanz $20 - j0,5 \Omega$ beträgt.

Werden ideale Bauteile in der Simulation gewählt, ändert sich das Simulationsergebnis zu meinem Erstaunen nicht! Auch das Entfernen des 10 nF Kondensators parallel zur $330 \mu\text{H}$ Spule ergibt keine Besserung. Wird der 100 nF Kondensator aus der Schaltung entfernt, verbessert sich die Rückflussdämpfung im Frequenzbereich von 20 kHz. Eine Erklärung dieses Verhaltens: die Serienschaltung der $330 \mu\text{H}$ Induktivität und des 10 nF Kondensators ist ein Serienschwingkreis mit der Resonanzfrequenz von 27.7 kHz. Unterhalb dieser Resonanzfrequenz wirkt der 100 nF Kondensator als niederohmiger Nebenschluss.

Wird die Schaltung um eine $330 \mu\text{H}$ Drossel erweitert und der 100 nF Kondensator auf 172 nF (Parallelschaltung von 150 nF und 22 nF) vergrößert, ergibt sich nicht nur ein besseres Verhalten bezüglich Rückflussdämpfung, sondern auch bezüglich der Dämpfung, siehe **Bild 26** (Schaltung) und **Bild 27** (Diagramm). Diese Schaltung ist ein „echtes“ Tiefpassfilter (Tchebychev mit $0,05$ dB Welligkeit, mittels RFSIM99 dimensioniert)

20 kHz lowpass filter Tchebychev design 0.05 dB ripple

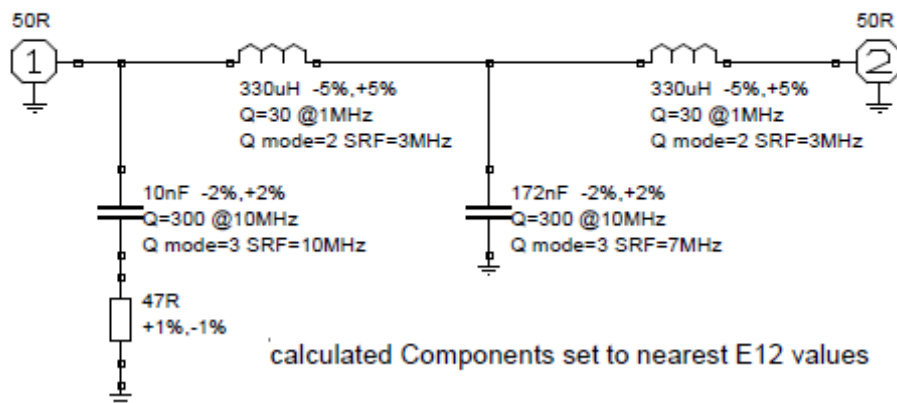


Bild 26

Verbessertes Diplexer-Tiefpassfilter

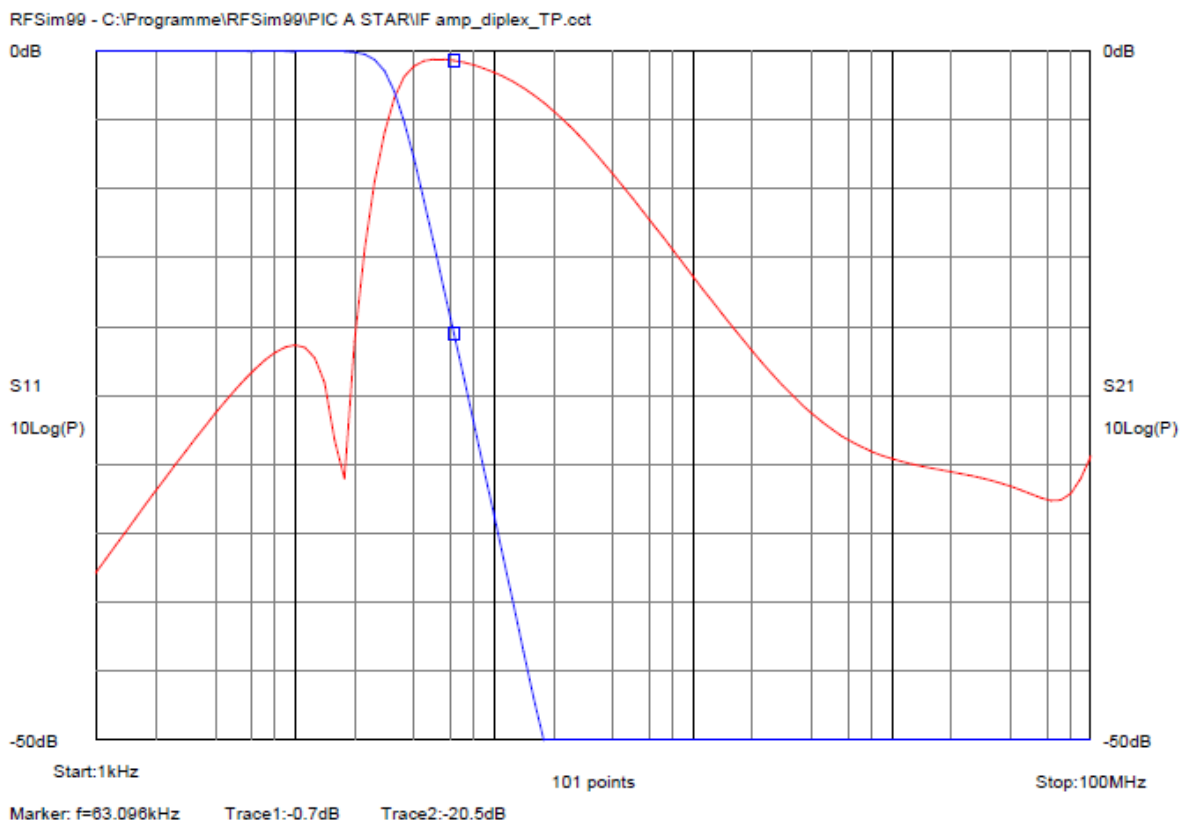


Bild 27

Plot Verbessertes Diplexer-Tiefpassfilter, logarithmische Darstellung der Frequenz von 1 kHz bis 100 MHz (rot 11; blau S21)

Die Dämpfungseigenschaft im Sperrbereich könnte durch Verwendung eines fünfpoligen Filters verbessert werden. Die mittlere Induktivität könnte dann mit einem Kondensator überbrückt werden, um einen Dämpfungspol zu erzeugen.

Filter höherer Ordnung oder ein Filter dessen Grenzfrequenz zu dicht an der oberen Nutzfrequenz liegt, führen zu einer zeitlichen Verzögerung des Signals. Da diese Verzögerung innerhalb des Regelkreises liegt, könnte sie zu einer Instabilität des Regelkreises führen. Leider habe ich diesbezüglich schlechte Erfahrungen in einem anderen Projekt machen müssen...

Laut einem E-Mail-Austausch mit Bob Dalley hat der CODEC eine gute Unterdrückung der Aliasfrequenzen von über 74 dB, so dass ein mehrpoliges Filter mit Dämpfungspol nicht notwendig ist.

Zweiter Mischer

Ursprünglich wurde ein Schottkydioden-Ringmischer SBL-1 für den zweiten Mischer verwendet, dieser wurde durch einen balancierten Schaltermischer mit einem FST3125 ersetzt. Der Vorteil dieser Variante ist sicher die erheblich höhere Aussteuerbarkeit des Schaltmischers. Der SBL-1 dürfte als +7 dBm Mischer einen 1 dB Kompressionspunkt von +1 dBm und einem IIP3 von ca. +15 dBm aufweisen.

Der maximal „linear verarbeitbare Pegel“ des Schaltermischers ist sicher erheblich höher und sollte messtechnisch bestimmt werden.

Variabler ZF-Verstärker (VGA)

Der VGA ist ein AD603, durch die externe Beschaltung (Widerstand zwischen Pin 7 und 5) beträgt seine Verstärkung maximal 40 dB. Die Bandbreite beträgt laut Datenblatt [35] 30 MHz.

Die Ausgangsimpedanz des AD603 ist mit $2\ \Omega$ sehr niederohmig. Mit einem Widerstandsteiler ($100\ \Omega - 68\ \Omega$) wird dem Mischer eine Impedanz von $((102 * 68)/170\ \Omega = 40\ \Omega)$ „angeboten“. Einfacher wäre ein Serienschwiderstand von $47\ \Omega$. Laut RFSIM99 beträgt die Dämpfung dieses Teilers 7 dB, siehe **Bild 28** und **Bild 29**, so dass eine Gesamt-Verstärkung AD603 – Widerstandsteiler von 33 dB zu erwarten ist. Möglicherweise soll mit der RC Kombination ($68\ \Omega - 10\ \text{nF}$) eine Schwingneigung des VGA bei sehr hohen Frequenzen unterbunden werden, die laut Datenblatt [35; Figure 8; Phasensprung bei 50 MHz] möglich ist.

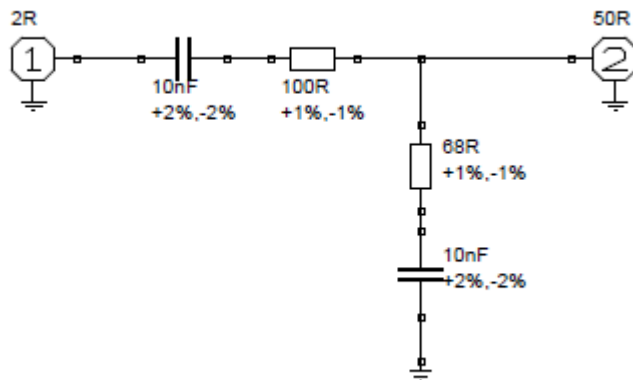


Bild 28

Simulation der Ausgangsbeschaltung des VGA AD603

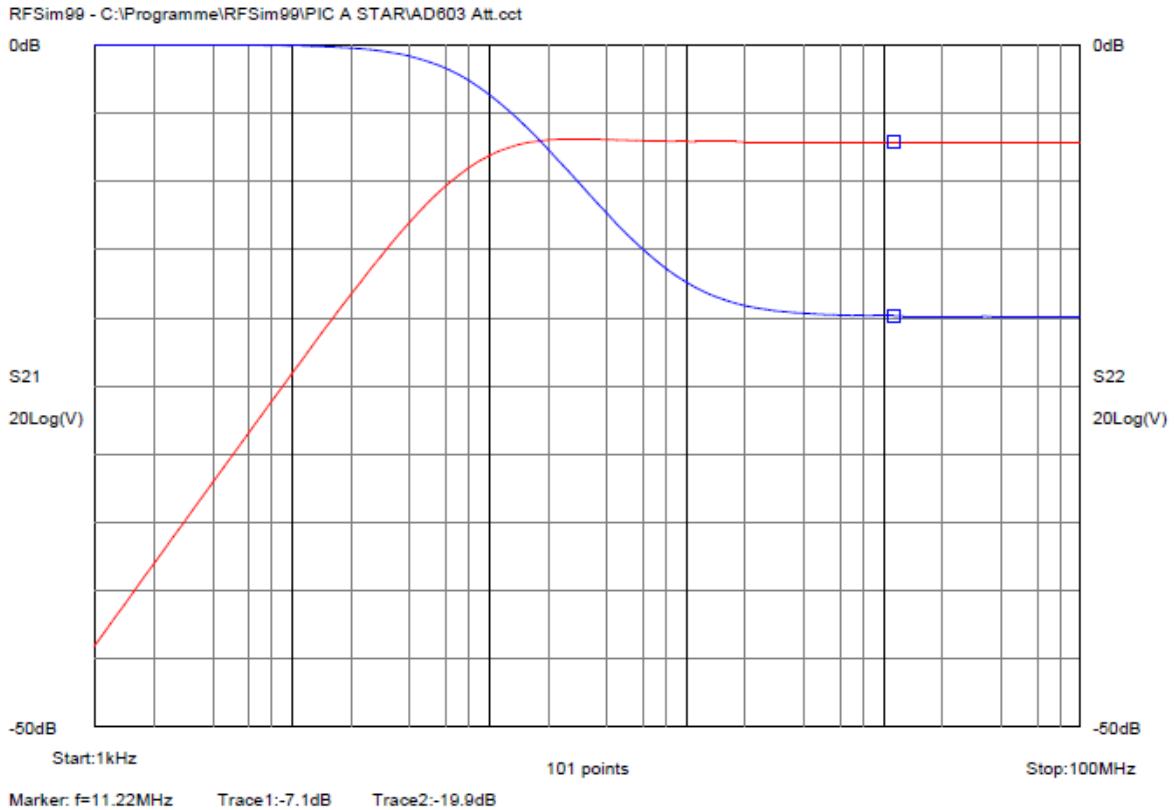


Bild 29

Simulationsergebnis der Ausgangsbeschaltung des VGA AD603, rote Kurve S21, blaue Kurve S11

Systemsimulation des gesamten ZF-Verstärkers

Ich verwende für Systemsimulationen das Programm Syscalc Version 4 der Firma Ardentech [34]. Der Eingangspegel des ZF-Verstärkers wurde mit -100 dBm angesetzt (für 20 dB SINAD), da die „Nettoverstärkung“ der Baugruppen Eingangsbandfilter und erster Mischer („magic roundabout“) zu 3 dB (MDS des PIC A STAR MDS = -123 dBm; Betriebsempfindlichkeit für 20 dB SINAD = -103 dBm) angenommen wurde. **Bild 30** zeigt das Simulationsergebnis.

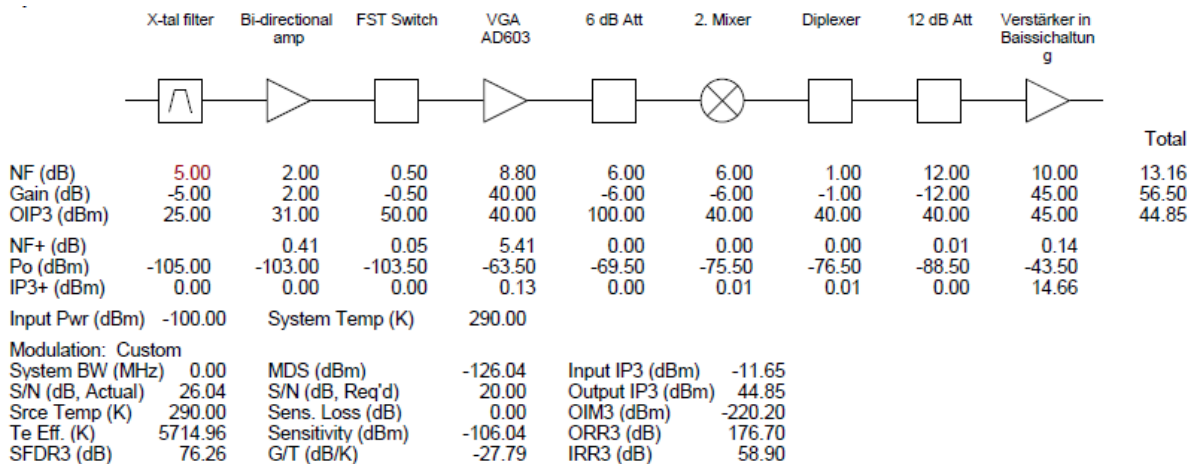


Bild 30

Systemsimulation des ZF-Verstärkers

Es fallen folgende Punkte auf:

- Trotz der geringen Verstärkung des „originalen“ bidirektionalen Verstärkers von nur 2 dB wird eine Rauschzahl von 12,2 dB erzielt. Eine Erhöhung der Dämpfung dieses Filters um 1 dB verschlechtert die Rauschzahl auf 13,2 dB. Dieses Ergebnis ist zu erwarten, denn die Rauschzahl der ersten Stufe wirkt sich am stärksten aus!
- Die Betriebsempfindlichkeit (3 kHz Bandbreite) liegt bei -106 dBm; die Grenzem-pfindlichkeit (MDS) bei -126 dBm. Die gemessene Betriebsempfindlichkeit des Aufbaus mit dem originalen bidirektionalen Verstärker lag jedoch bei -100 dBm. Stimmen die angenommenen bzw. aus Datenblättern übernommenen Rauschzahlen der ersten Stufen (bidirektionaler Verstärker, VGA) nicht?
- Die Gesamtverstärkung beträgt 56 dB. Sie kann alleine durch den VGA um maximal 40 dB verringert werden, die Gesamtverstärkung beträgt in diesem Fall +16 dB.
- Die Gesamtverstärkung ist viel zu hoch, denn bei einem Eingangssignal von -100 dBm beträgt das Ausgangssignal trotz der dazwischen liegenden Dämpfungsglieder -44,85 dBm. Das sind $-44,85 \text{ dBm} - (-62 \text{ dBm}) = 17,15 \text{ dB}$ mehr als, der CODEC für die Betriebsempfindlichkeit benötigt.
- Wird das Poti (22 k Ω) am Ausgang des Opamps TL072 auf dem ZF-Verstärker auf seinen maximalen Wert gestellt, ergibt sich mit dem Widerstandsteiler am Eingang des CODEC (4,7 k Ω + 4,7 k Ω // 20 k Ω Impedanz des CODEC) beträgt die maximale einstellbare Dämpfung 18,28 dB. Unter diesen Umständen kann die „zu hohe Verstärkung“ wider „ausgeglichen“ werden. Doch warum muss man erst hoch verstärken, um anschließend wieder abzuschwächen???
- Dieses Ergebnis mag auch erklären, dass Experimente mit höher verstärkenden MMIC's an der Stelle des bidirektionalen Verstärkers keine Verbesserung der Betriebsempfindlichkeit ergaben
- Die Gesamtrauschzahl des ZF-Verstärkers wird von den ersten Stufen bestimmt. Eine zu hohe Verstärkung der letzten Stufe verstärkt nur das Rauschen!
- Trotz des viel zu hoch angenommenen Ausgangsinterceptpunkts des letzten Verstärkers von +45 dBm, der diesen hohen IP bei einem Kollektor-Ruhestrom von nur 817 μA nie erreichen kann, ist der Beitrag des Interceptpunkts dieser Stufe mit 14,66 dB sehr hoch!
- Der Einfluss der Rauschzahl des VGA auf die Gesamtrauschzahl sticht mit 5,41 dB heraus.
- Unter der Annahme, dass die Baugruppen Bandpassfilter (BPF) und erster Mischer, „magic Roundabout“ eine Verstärkung von +3 dB haben, liegt am propagierten Einsatzpunkt der AGC von -95 dBm am ZF-Verstärker ein Signal von -92 dBm an. Ein um 100 dB höheres Signal (+5 dBm) am Antenneneingang hat dann ein Eingangssignal am ZF-Verstärker von +8 dBm zur Folge. Dies ist ein Pegel, der für Quarzfilter schon kritisch werden kann, besonders wenn man bedenkt, dass die Spannung am Filtereingang auf Grund der Impedanztransformation um den Faktor 4,2 heraufgesetzt wird. Sowohl der „originale“ bidirektionale Verstärker als auch meine Schaltung können diesen Pegel **nicht** verzerrungsfrei verarbeiten! Das Ausgangssignal des ZF-Verstärkers beträgt unter der Annahme der verzerrungsfreien Verarbeitung aller aktiven Stufen $+9 \text{ dBm} + 16 \text{ dB} = +25 \text{ „dBm“} = 4 V_{\text{eff}} = 11,28 V_{\text{ss}}$ (dBm in Anführungszeichen, da es hier nur um Spannungen und nicht um Leistungen geht). Man erkennt schnell, dass diese Ausgangsspannung von der letzten Verstärkerstufe nicht geliefert werden kann!!!

Auf der Tiefpassfilter-Leiterplatte (nach der Sendeendstufe) ist zusammen mit dem Antennen-Umschaltrelais ein schaltbares 20 dB Dämpfungsglied angeordnet, das im Empfangsbetrieb eingeschaltet werden kann. Wird dieses Dämpfungsglied eingeschaltet, entspannt sich die Situation. War das von den Entwicklern des „beta teams“ so beabsichtigt, um das maximal zu verarbeitende Antennensignal verarbeiten zu können?

Die Systemsimulation zeigt jedoch auch, dass man das 12 dB Dämpfungsglied vor dem Verstärker in Basisschaltung weglassen könnte und stattdessen einen Verstärker mit 13 dB Ver-

stärkung und hoher Aussteuerbarkeit (z.B. Operationsverstärker) einfügen könnte, um dem CODEC ein Signal anzubieten, mit dem die Betriebsempfindlichkeit erreicht wird.

Alternativ könnte man den Spannungsteiler am CODEC Eingang weglassen, und die Verstärkung des bidirektionalen Verstärkers erhöhen. Dadurch werden jedoch sehr hohe Anforderungen an diese Verstärker bezüglich Aussteuerfähigkeit gestellt. Meine jetzige Version des bidirektionalen Verstärkers kann den hohen Antennen-Eingangsspegel von +5 dBm nicht verarbeiten!

Laut Syscalc kann die Rauschzahl der Kombination bidirektionaler Verstärker (F = 2 dB, G = 12 dB)– VGA (F = 8,8 dB, G = 40 dB) auf 3,01 dB „gesenkt“ werden. Durch Vorschaltung des Quarzfilters (F= 4 dB, G = -4 dB) wird eine Gesamtrauschzahl von 7 dB erzielt. Eine Serienschaltung von Quarzfilter und VGA ergibt eine Gesamtrauschzahl von 12,8 dB.

Alternative Anordnung der Baugruppen im Empfangsbetrieb

Nach diese „Vorübungen“ wurde eine alternative Anordnung der Baugruppen des ZF-Verstärkers simuliert, siehe **Bild 31**:

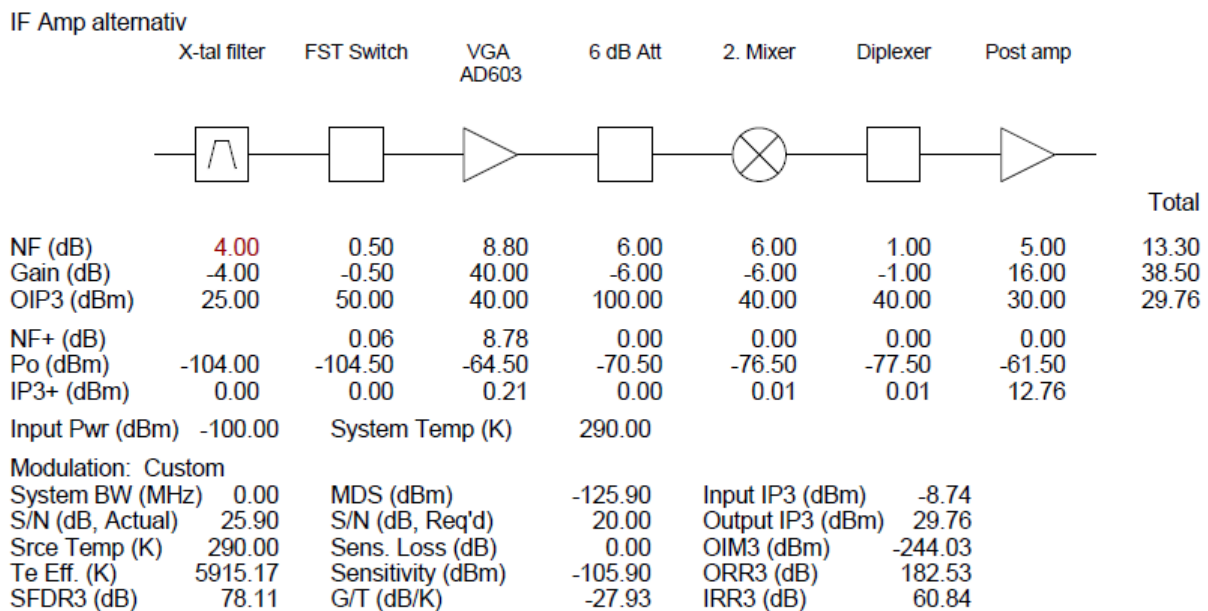


Bild 31

Systemsimulation des ZF-Verstärkers, alternatives Design (DK5LV)

Weglassen des bidirektionalen Verstärkers zwischen Quarzfilter und VGA, kein Dämpfungsglied zwischen Diplexer und letztem Verstärker. Der letzte Verstärker hat eine Verstärkung von 16 dB um (mit 0,5 dB Reserve) um dem CODEC ein Signal von -61,5 dBm anzubieten. Mit dieser Konfiguration würde eine Betriebsempfindlichkeit von -106 dBm (anstatt -100 dBm, laut erster Simulation) erreicht werden, wenn der letzte Verstärker „noch etwas dazu legt“, sprich eine 6 dB höhere Verstärkung erhält, um das Quantisierungsrauschen des CODEC zu kompensieren.

Die Rauschzahl des ZF Verstärkers beträgt 13,3 dB und ist nur 1,1 dB schlechter als die Simulation der Originalschaltung zeigt!

Laut Datenblatt kann der VGA eine maximale Eingangsspannung von typisch ± 1,4 V, maximal ± 2 V verarbeiten, groß genug, um ein Antennensignal von +5 dBm zu verarbeiten, wenn die davor liegenden Stufen diese Pegel verarbeiten können!

Baugruppen für den Sendebetrieb auf dem ZF-Verstärker

Im Sendebetrieb wird das Mikrofonsignal mittels Operationsverstärker angehoben, mittels CODEC digitalisiert, im DSP zum SSB Signal verarbeitet, über den CODEC als 15 KHz Signal ausgegeben, mittels weiterem Operationsverstärker und diskret aufgebauter Treiberstufe mit Komplementärtransistoren verstärkt, dem zweiten Mischer zugeführt und von dort auf das Quarzfilter gegeben.

Zwischen zweitem Mischer und Quarzfilter ist in der Originalschaltung der in der Richtung umschaltbare bidirektionale Verstärker angeordnet. Der VGA wird im Sendebetrieb nicht benutzt.

Zur Entkopplung muss zwischen zweitem Mischer und Quarzfilter ein Verstärker mit hoher Isolation (Ausgang – Eingang) und breitbandig reellem Ausgangswiderstand eingefügt werden, um das vom Quarzfilter reflektierte Spiegelfrequenzsignal ($10,710 \text{ MHz} + 15 \text{ kHz} = 10,725 \text{ MHz}$), das die gleiche Amplitude wie das Wunschsinal ($10,710 \text{ MHz} - 15 \text{ kHz} = 10,695 \text{ MHz}$) aufweist, zu verhindern. Die Verstärkung braucht nicht hoch zu sein, 4 dB könnten ausreichen. Es bietet sich eine Schaltung mit zwei ausgesuchten und parallel geschalteten JFET (J310) in Gateschaltung an, deren Ausgang über einen Breitbandübertrager (trifilar gewickelt, Übersetzungsverhältnis 9:1) mit parallel geschaltetem 470Ω Widerstand als breitbandigem Ausgangs-Abschluss des Verstärkers an. Die Leistungsverstärkung dieser Anordnung beträgt rund 4 dB.

Fazit

Meine Messungen und „Verbesserungen“ des bidirektionalen Verstärkers brachten zwar eine Erhöhung der Betriebsempfindlichkeit, jedoch kann „mein“ Cascodeverstärker kein Antennensignal von +5 dBm verzerrungsfrei verarbeiten.

Die merkwürdige Anordnung von Verstärkern und Dämpfungsgliedern fiel bei den frühen Untersuchungen zur „unzureichenden Empfindlichkeit“ zwar auf, dies hätte zu einem früheren Zeitpunkt zu einer Untersuchung der Baugruppen des ZF-Verstärkers führen müssen.

Erst mit der Ausarbeitung dieses Textes kam die Erleuchtung! Diese Erkenntnisse können durchaus als ein Ergebnis der von G3XJP propagierten „Selbstausbildung“ (self education) verstanden werden.

Die per Systemsimulation ermittelte Alternative sollte unbedingt ausprobiert werden!

Erster Mischer; „Magic Roundabout“

Auch der " Magic Roundabout" sprich erster Mischer wird nicht in der Originalversion eingesetzt werden, auch wenn diese Baugruppe fast komplett bestückt ist und schon teilweise in Betrieb genommen wurde

Auch hier besteht nach meiner Meinung ein erhebliches Verbesserungspotential.

Im CDG 2000 Transceiver [4] wird zwischen dem ZF-Ausgang des Mixers ein Diplexer nachgeschaltet, auf den ein „roofing filter“ aufgebaut aus zwei Reihen diskreter Quarze, die über 90° Hybridkoppler angesteuert werden und damit einen breitbandigen reellem Abschluss des Mischer-ZF-Ports bieten. Dieses „roofing filter“ fehlt im PIC A STAR. Ich bezweifle, dass unter diesen Bedingungen der propagierte IP3 erreicht werden kann.

Im Folgenden werden Einzelbaugruppen näher betrachtet, die beim Aufbau und Messungen auffielen.

Baugruppen des Magic Roundabout.

Der „magic Roundabout“ wird in Teil 16 und 17 der zwanzigteiligen Beschreibung behandelt. Die Baugruppe besteht aus dem H-mode-Mischer, dessen Schaltsignale vom VFO (DDS= über eine Signalformung („squarer“) mittels Exklusiv-Odergattern gegenphasig angesteuert wird, einem Diplexer am ZF-Ausgang dieses Mixers, einem Verstärker mit vier JFET und zwei CMOS Schalter-IC vom Typ FST3126, die den JFET Verstärker je nach Betriebsweise („best IP“ bzw. „best NF“, Sendebetrieb) an den Ausgang des Mixers oder vor den Mischer schalten.

G3XJP gibt in Teil 16 einige Überlegungen zum Entwurf des Mixers an, bezieht sich dort auf einen Artikel („HF Receiver Dynamic Range: How much do we need?“ von Peter Chadwick, G3RZP, QEX May June 2002; auch in den „technical Topics“ Februar 2003, RadCom), erwähnt, dass er den Dynamikbereich den der CDG2000 bietet, nicht nutzen kann. Mittels ei-

niger Rechnungen kommt er dann zu dem veröffentlichten Design, gibt jedoch die Rechnungen nicht preis.

Die Aussage, dass eine hohe Empfindlichkeit auf den niedrigen Kurzwellenbändern wegen des hohen Rauschpegels nicht sinnvoll sei, ist sicher zutreffend. Schaut man sich andererseits die im Teil 17 veröffentlichten Werte der Grenzempfindlichkeit an, erkennt man, dass im „best IP mode“ zwischen dem 80m, 40m Band und dem 10m Band nur ein Unterscheid von 4 dB besteht, der IPIP3 sich jedoch von +33 dBm (80m) +35 dBm (40 m) auf +28 dBm (10m) verringert.

Die Betriebsart „Best NF“ sprich Betrieb mit Verstärker vor dem Mischer ist auf den niedrigen Bändern nur bei einer Antenne mit schlechtem Wirkungsgrad sinnvoll.

Diplexer

Bei den Messungen an der Baugruppe „Magic Roundabout“ meines Aufbaus fiel auf, dass die Dämpfung des Diplexers im Durchlassbereich mit 0,8 dB trotz der großen 3 dB Bandbreite von 13 MHz zu hoch erscheint.

Der Diplexer ist als überbrücktes T-Glied, englisch „Bridged-Tee RF Diplexer“ aus einem Serien-Schwingkreis und Parallel-Schwingkreis aufgebaut. Der Serienkreis ist zwischen Eingang und Ausgang geschaltet, der Parallelkreis ist über je zwei parallel geschaltete Widerstände (je 100 Ω) vom Eingang und Ausgang nach Masse gelegt. Dieser Diplexer ist mit dem ZF-Anschluss des H-Mode Mischers verbunden.

Bei Betrachtung der Schaltung des Diplexers fällt auf, dass beide Schwingkreise mit den gleichen Bauteilwerten aufgebaut sind. Diese Bemessung geht nach [46] auf einen Artikel von Joe Reisert W1JR in dem Magazin Ham Radio März 1984 und November 1984 zurück. Interessanterweise wird die Bemessung des Diplexers mit gleichen Bauteilwerten auch im Frontend von PA3AKE [47] und CDG2000 [48] angewandt.

G3XJP erwähnt in Teil 17 seiner Beschreibung, dass die Impedanzen der Kondensatoren und Induktivitäten bei 10,7 MHz ungefähr 50 Ω aufweisen sollen, beide Schwingkreise werden vor Einbau mittels Grid Dipper (eine Windung durch den Ringkern als Koppelwindung) vor Einbau auf die Sollfrequenz abgeglichen werden sollten.

Ich erinnerte sich an einen Artikel [49] in den UKW Berichten, in dem die Dimensionierung eines Diplexers beschrieben wird, bei dem sich je nach gewählter Betriebsgüte sehr unterschiedliche Bauteilwerte für beide Schwingkreise ergeben.

Berechnung der Bauteilwerte eines Diplexers nach [49; 50]

Ich habe in [50] einen Vortrag über die Dimensionierung der Diplexer gehalten, die Herleitung der Formeln zur Berechnung ist in [49 und 50] zu finden.

Mit einem Tabellenkalkulationsprogramm werden die Bauteilwerte von L1, L2, C1 und C2 für die Mittenfrequenz 10,7 MHz in Abhängigkeit der Betriebsgüte Q ermittelt, siehe **Tabelle 3**:

Bandbreite	Betriebsgüte Q	L1	C1	L2	C2
MHz		μH	pF	μH	pF
1	10,7	7,96178344	27,81652	0,0695413	3184,71338
2	5,35	3,98089172	55,63304	0,1390826	1592,35669
3	3,56666667	2,65392781	83,44956	0,2086239	1061,57113
4	2,675	1,99044586	111,26608	0,2781652	796,178344
5	2,14	1,59235669	139,0826	0,3477065	636,942675
6	1,78333333	1,32696391	166,89912	0,4172478	530,785563
7	1,52857143	1,13739763	194,71564	0,4867891	454,959054
8	1,3375	0,99522293	222,53216	0,5563304	398,089172
9	1,18888889	0,8846426	250,34868	0,6258717	353,857042
10	1,07	0,79617834	278,1652	0,695413	318,471338
10,7	1	0,74409191	297,636764	0,74409191	297,636764

Tabelle 3 Bauteilwerte eines Diplexers für 10,7 MHz Mittenfrequenz, Bandbreite 1 - 10 ; Betriebsgüte 1 – 10
 Schaut man sich die Tabelle an, erkennt man, dass für eine Betriebsgüte $Q = 1$ beide Schwingkreise die gleichen Werte aufweisen. Für sehr hohe Güten wird die Induktivität des Parallelkreises sehr klein, die Parallelkapazität sehr groß. Damit ist der Parallelschwingkreis nur schwer realisierbar.

Vergleicht man die berechneten Werte des Diplexers ($Q = 1$, $f = 10,7$ MHz; $L = 0,774$ μ H; $C = 297$ pF) mit denen, die G3XJP angibt ($L = 680$ nH; $C = 330$ pF) lässt vermuten, dass dieser Diplexer nicht optimal sein könnte. Zwar weist ein Schwingkreis mit diesen Bauteilwerten gleichfalls eine Resonanzfrequenz von 10,7 MHz auf, der Kondensator müsste gemäß Programm RFSIM 99; „tools“; „calculator“ eine Kapazität von 325 pF aufweisen. Die Blindwiderstände X_L und X_C sind mit 45, 7 Ω jedoch etwas „zu klein“, d.h. die Formel (2) wird nicht erfüllt.

In der Schaltung nach G3XJP werden zwei parallel geschaltete 100 Ω Widerstände auch vom Ausgang des Diplexers auf den Parallelkreis geschaltet. Durch diese Widerstände „sieht“ die am Diplexerausgang angeschlossene Baugruppe (z.B. Verstärker) außerhalb der Betriebs-Bandbreite der beiden Schwingkreise einen reellen Abschluss. Die Bemessung der Bauelemente des Diplexers müssen nicht verändert werden.

Simulation des Diplexers

Die Simulation des „G3XJP Diplexers“, siehe **Bild 32** und **Bild 33** mit angenommenen Leerlaufgüten der Induktivitäten von 150, deren Güte im Frequenzbereich als konstant betrachtet wird, d.h. die ohmschen Verluste steigen im gleichen Verhältnis zum Blindwiderstand der Spule an. Die Resonanzfrequenz jedes Schwingkreises ist 11 MHz, die Einfügungsdämpfung auf der Resonanzfrequenz beträgt nur 0,2 dB Die Eingangsanpassung S11 beträgt -39 dB bei der Resonanzfrequenz, verschlechtert sich auf ca. -25 dB „links“ und „rechts“ davon, um bei sehr niedrigen Frequenzen und im Bereich von 50 MHz wieder auf -40 dB zu fallen, danach steigt S11 wieder auf ca. -27 dB bei 100 MHz an.

PIC A STAR Diplexer im "Magic Roundabout"

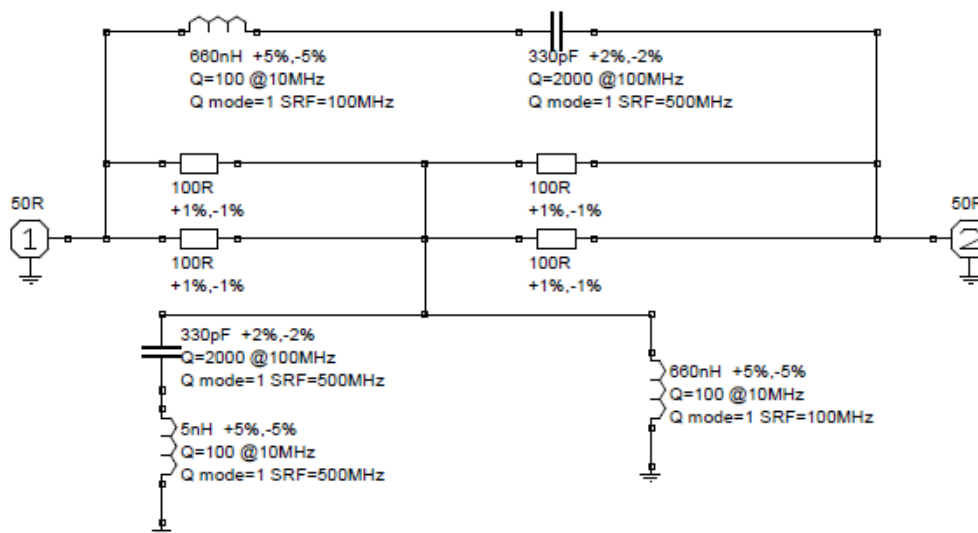


Bild 32

Schaltplan Diplexer G3XJP

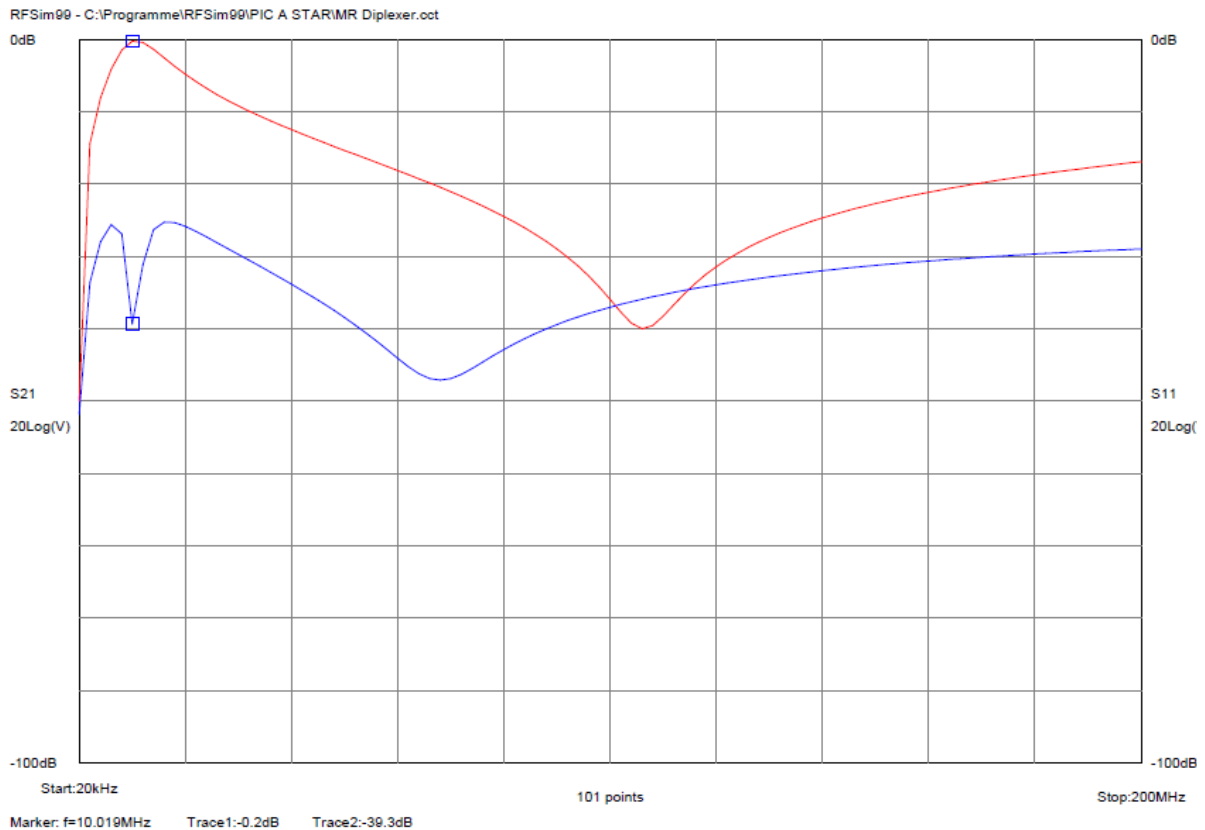


Bild 33
Plot Diplexer G3XJP

Das zweite Minimum ist wahrscheinlich durch die Eigenresonanzen der Bauteile in den beiden Schwingkreisen bedingt. Definitionsgemäß ist die Durchlassbandbreite des Serienkreises sehr hoch, der nachfolgende Verstärker wird (im Kurzwellenbereich) kaum von dem breitbandig umgesetzten Frequenzspektrum entlastet. Die Einfügungsdämpfung ist jedoch sehr gering. Die gemessene hohe Einfügungsdämpfung von 0,8 dB des „G3XJP Diplexers“ ist erstaunlich. War dies ein Messfehler oder sind die sehr kleinen Ringkerne (T25) daran „schuld“? Die zweite Simulation wurde mit einer Betriebsgüte $Q = 3,56$ durchgeführt, siehe **Bild 34** und **Bild 35**. Die Einfügungsdämpfung beträgt 0.4 dB, sie ist damit trotz der angenommenen gleichen Leerlaufgüten der Induktivitäten gegenüber der Betriebsgüte $Q = 1$ um 0,3 dB höher.

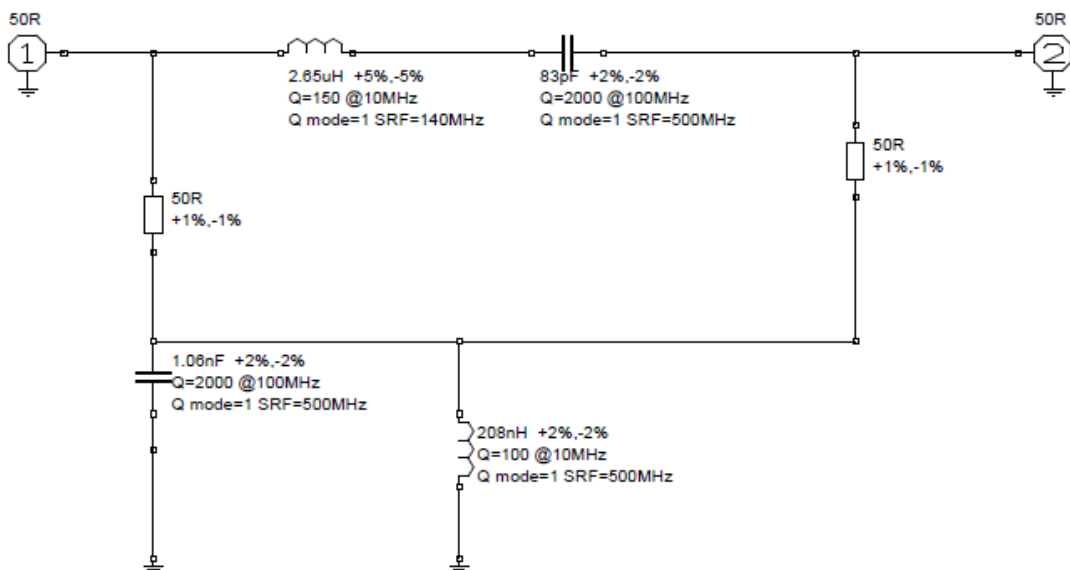


Bild 34
Schema Diplexer DK5LV

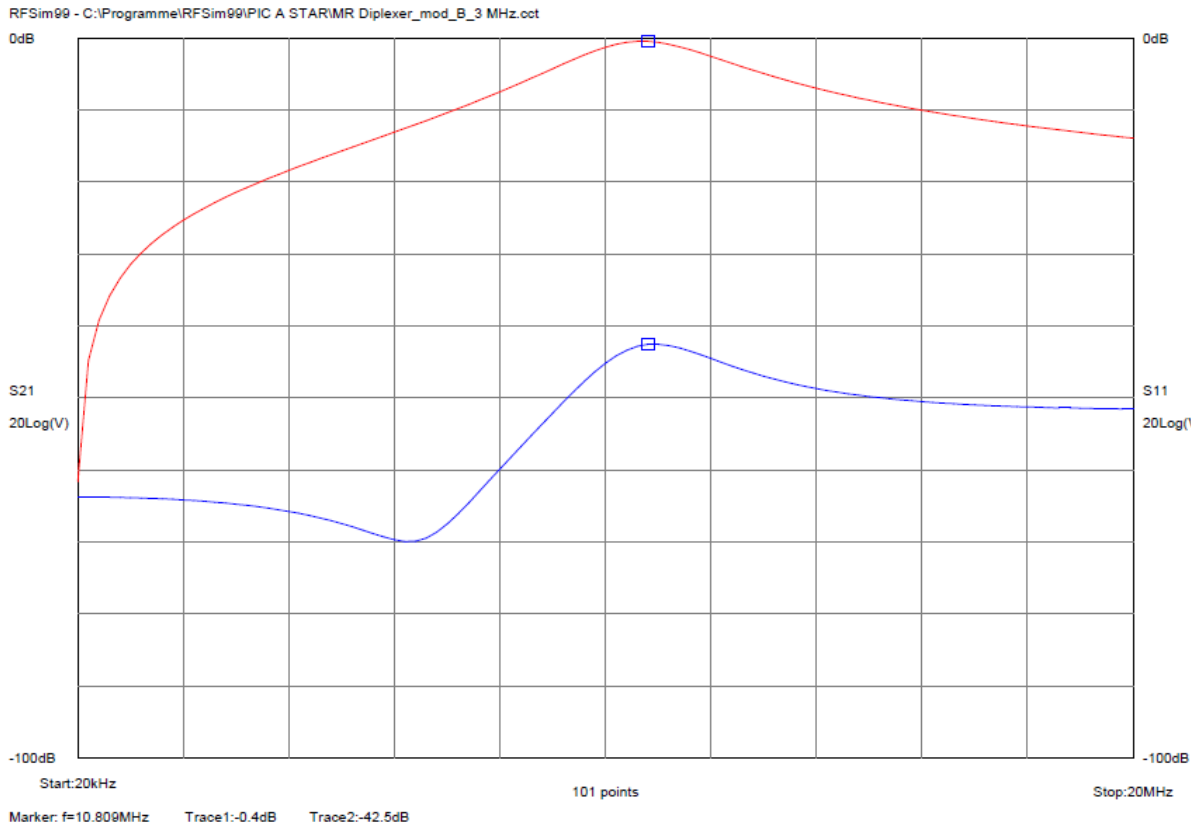


Bild 35

Plot Diplexer DK5LV

Messungen an Probeaufbauten

Um die Diplexer mit unterschiedlichen Betriebsgüten messen zu können, wurde eine kleine Testleiterplatte erstellt.

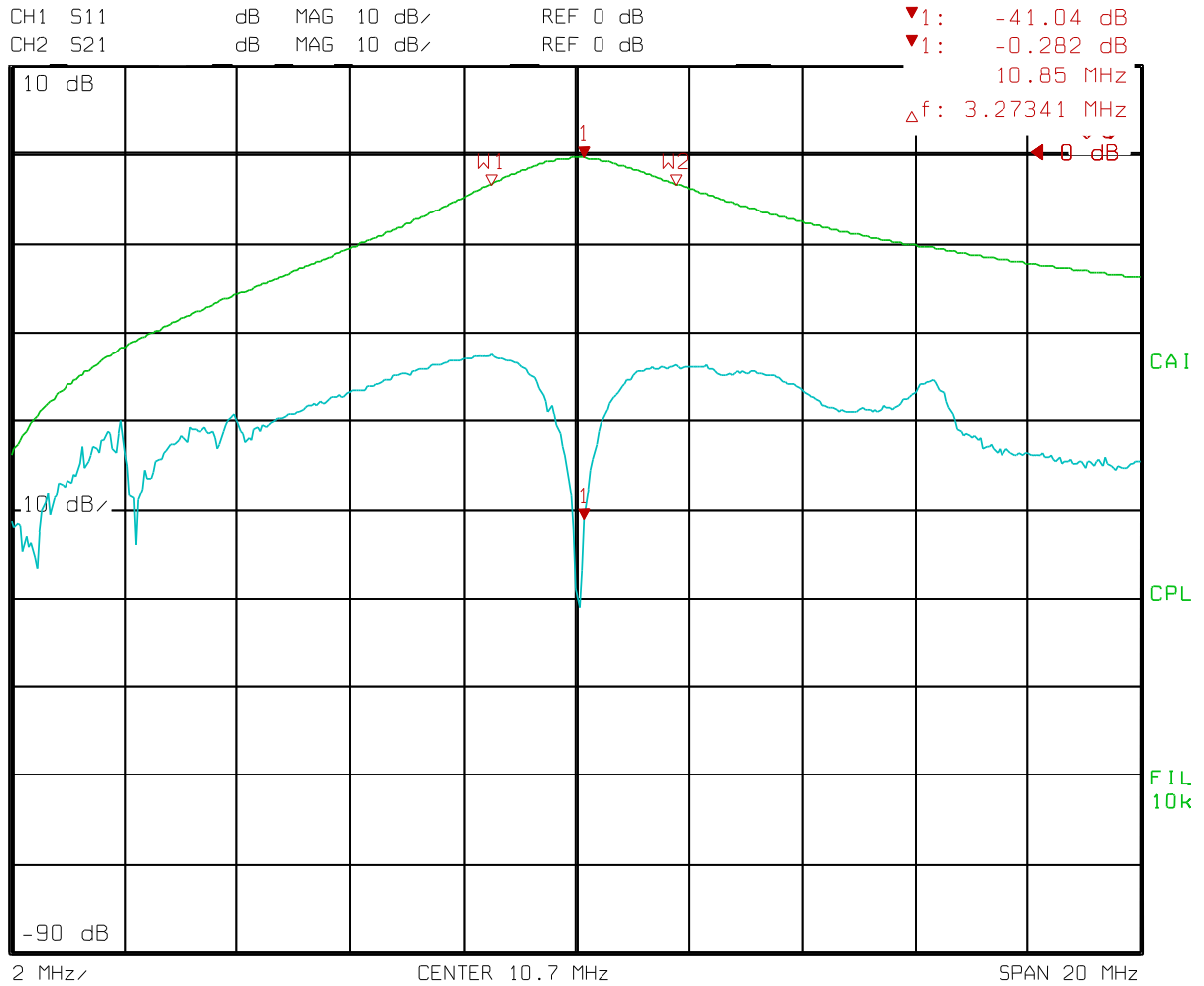
Für die Induktivitäten wurden Ringkerne T50-2 verwendet, bei sehr kleinen Induktivitätswerten für L2 werden Luftspulen (aus 0,8 mm Cul) eingesetzt. **Bild 36** zeigt die Durchlassdämpfung (S21) und Eingangsanpassung (S11) eines Diplexers mit der Betriebsgüte $Q = 3$. Die Induktivität L1 wurde auf einen Ringkern T50-2 gewickelt (23 Wdg Cul 0,4 mm), L2 sind 9 Windungen Cul 0,8mm auf einen 5 mm Kern, C1 ist 82 pF (anstatt 83 pF, C2 wurde aus 4 * 22 pF und 1 * 180 pF SMD Kondensatoren NP0, Baugröße 0805 zusammen gesetzt. Gegenüber der Simulation ist die Einfügedämpfung (des vorher kalibrierten vektoriiellen Netzwerkanalysators!) erheblich geringer.

Das Minimum der Rückflussdämpfung bei der Resonanzfrequenz konnte durch feinfühliges Verbiegen der Windungen der Spule L2 erzielt werden.

Entgegen der Simulation tritt kein zweites „Anpassungsminimum“ bei 50 MHz auf. Möglicherweise liegen die simulierten und tatsächlichen Eigenresonanzen der Bauteile weiter auseinander, als angenommen.

Bild 37 zeigt schließlich das Verhalten des Diplexers im Frequenzbereich bis 1 GHz. Bezüglich der Rückflussdämpfung S11 ist dieser Aufbau bis zu Frequenzen bis 300 MHz „gut“ brauchbar, da $S11 < -20$ dB (entsprechend einem $VSWR \leq 1,2$) bleibt.

Für die „Verschlechterung“ des VSWR bei hohen Frequenzen sind die „Zuleitungsinduktivitäten“ der Kondensatoren des Parallel-Schwingkreises und ggf. auch schon die Leiterbahnen auf der Platine „verantwortlich“.



Date: 20.AUG.12 15:58:08

Bild 36

Diplexer nach DK5LV mit einer Betriebsgüte $Q = 3$

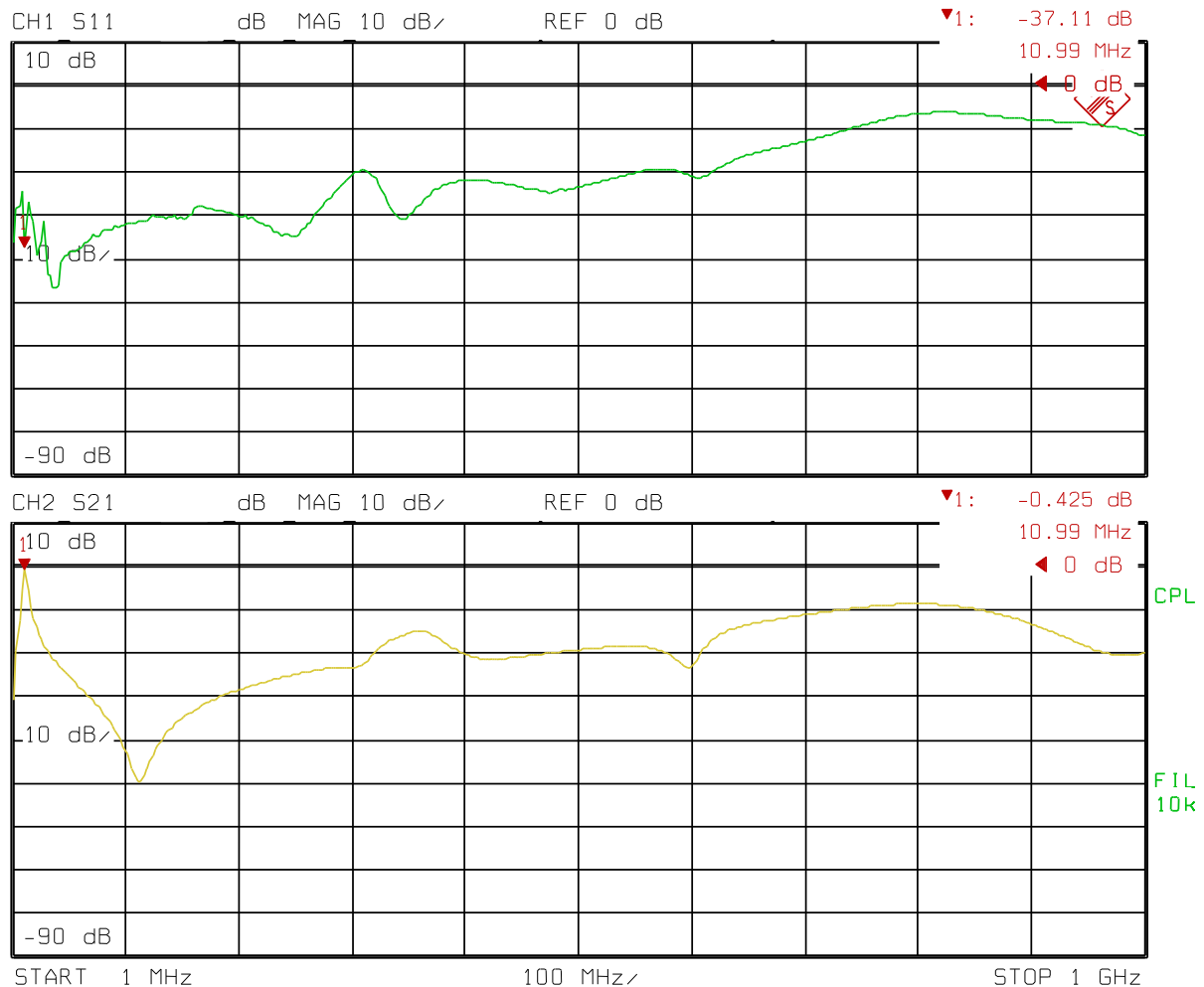


Bild 37

Diplexer nach DK5LV mit einer Betriebsgüte $Q = 3$ im Frequenzbereich bis 1 GHz

Zur Notwendigkeit eines Diplexers

In [51] wird der negative Effekt von reaktiven Fehlanschlüssen eines Mischers beschrieben. Ich kann mir gut vorstellen, dass in den ZF-Port eines z.B. mit Dioden aufgebauten Mischers zurückreflektierte Signale die Schaltzeitpunkte der Dioden verschieben und damit das Intermodulationsverhalten des Mischers verschlechtern. Bei dem fremdgesteuerten H-mode Mischer ist dieser Effekt jedoch nicht möglich. Andererseits können durch Überlagerungen von Mischprodukten, die in die Schalter zurück reflektiert werden, momentan hohe Spannungen an den CMOS-Schaltern auftreten. Die Schalter weisen einen spannungsabhängigen Durchlasswiderstand auf. Diese Nichtlinearitäten können zu Intermodulationsproblemen führen. Bob Dalley hat sich in [52] ausführlich mit der Problematik der CMOS Schalter befasst und eine Änderung der Gleichstromarbeitspunkte der Schalter (durch externe Widerstandsteiler bestimmt und nicht auf der halben Betriebsspannung liegend!) vorgeschlagen.

JFET-Verstärker

Der JFET Verstärker wird in Teil 16 und 17 der Beschreibung von G3XJP nicht im Detail beschrieben, es werden jedoch in Teil 16 Hinweise auf Literaturstellen [56, 57] gegeben. Eine Korrektur der Schaltung aus [57] ist in [58] zu finden.

Literatur zum Verstärker

Mittels Internetrecherche, Stichwort „Zwischenbasis amplifizier“ wurde ich bei [53] fündig. Neben Schaltungen werden dort weitere Literaturstellen angegeben:

- 1) Zwischen-Basis amplifier with J308 2) G3SBI Radcom TT Dec 95 pp70-71
- 2) Zwischen-Basis cascode-amp. with J310 1) G3SBI Radcom TT May 95 pp60
- 3) Zwischenbasis amplifier W4ZCB and G3SBI Radcom TT Sept 96 pp70-71
- 4) Zwischen-Basis JFET amplifier 4) G3SBI Radcom TT Sep 98 pp 58-59
- 5) ZB: Transistor-Konverter für 145MHz DJ2LR UKW berichte 1/64 pp.1-3

Weitere Literaturquellen sind in [54] und [55] zu finden. Die erste Verstärkerstufe des ZF-Verstärkers im CDG 2000 ist mit einem FET in Zwischenbasisschaltung aufgebaut, es ist wahrscheinlich eine Übernahme der Schaltung des ZF Verstärkers von Bill Carver W7AAZ, siehe [59].

Das Prinzip der transformatorischen Gegenkopplung ist „uralt“, denn es wurde bereits im Jahr 1953 von Dr. Crantz / Telefunken beschrieben. Die Beschreibung des Prinzips ist in [60] zu finden, eine in die englische Sprache übersetzte Version des Originalartikels kann von [61] herunter geladen werden.

Martijn Bakker, PA3AE hat in [62] den Zwischenbasisverstärker in seinem ZF Teil eingesetzt und zu seinem Entwurf auch Messergebnisse veröffentlicht. Danach erreicht sein Verstärker einen Ausgangs-Interceptpunkt von +36 dBm, Verstärkung 10 – 14 dB, Rauschzahl 1,5 dB, Isolation (Ausgang – Eingang) 30 dB.

Wes Hayward W7ZOI hat in [56] eine ausführliche Betrachtung und Berechnung des Zwischenbasisverstärkers ausgeführt. Er führt auf der Seite 217 (unten) aus, dass ein FET mit der Steilheit $g_m = 0,04 \text{ S}$ ($= 40 \text{ mS}$) bei einer bestimmten Wahl der Windungszahlen des Eingangstransformators eine gute Eingangsanpassung erreicht, die Ausgangsanpassung ist jedoch schlecht. Bei einer intuitiven Betrachtung der Verhältnisse der Schaltung ergäben sich jedoch bessere Ergebnisse.

Interessant ist jedoch die Aussage der Steilheit des FET: sie kann durch Parallelschaltung von vier JFET $g_m = je 10 \text{ mS}$ erreicht werden. Deshalb werden sowohl in der Schaltung von G3XJP als auch in [57, 58] vier JFET eingesetzt.

Schaltung

Der Verstärker besteht aus vier zusammen geschalteten JFET vom Typ J310 in Zwischenbasisschaltung. Der Arbeitspunkt jedes FET ist durch je einen kapazitiv ($0,1 \mu\text{F}$) überbrückten 22Ω Widerstand in der Sourceleitung eingestellt. Die Gates der Transistoren sind direkt zusammengeschaltet und führen auf eine Wicklung eines Breitbandübertragers, der mit einem Doppellochkern (BN43-2401) aufgebaut ist. Eine zweite Wicklung (eine Windung) ist mit den zusammen geschalteten Sourcewiderständen verbunden. Durch den Wickelsinn wirkt diese Beschaltung als transformatorisch rauschfreie Gegenkopplung.

Über jeden Drainanschluss ist eine Ferritperle gezogen, sie dient der Vermeidung von Schwingungen in VHF- bzw. UHF Bereich. Alle Drainanschlüsse sind parallel geschaltet und führen auf einen Anschluss eines Übertragers mit zwei in Serie geschalteten Teilwicklungen. Der Mittelanzapf ist mit einem schaltbaren Dämpfungsglied in T-Schaltung verbunden, das laut G3XJP eine Dämpfung von 8 dB aufweist. Dieses Dämpfungsglied wird nur im „best IP“ mode in Betrieb, wie man Bild 35 der Beschreibung entnehmen kann.

Im Gegensatz zu [58] werden die Gates nicht mit einer einstellbaren Gleichspannung vorge-spannt. Der Eingangstransformator besteht nur aus zwei Wicklungen, nicht drei, wie in [58] angegeben. In [58] und [62] werden Doppellochkerne vom Typ BN61-2401 für den Eingangsübertrager angegeben, G3XJP empfiehlt Übertrager von Epcos Typ B62152AX4X1.

PA3AKE empfiehlt für den Eingangsübertrager einen kleineren Kern (BN61-202) und Verwendung „normalem Kupferlackdrahts für alle Wicklungen, da dann die magnetischen Verkopplung der Wicklungen besser ist.

Das Material des Ausgangsübertragers sollte der Mix 43 sein, um VHF-UHF-Schwingungen zu unterdrücken.

Auch die mittels Extrawicklung im Ausgangsübertrager und Trimmkondensator einstellbare Gegenkopplung vom Ausgang auf die Gates wird im G3XJP Design nicht angewandt.

Der Verstärker wird im „best IP Mode“ an den Ausgang des Diplexers des H-mode Mischers geschaltet, über ein 8 dB Dämpfungsglied in T-Schaltung ($22\ \Omega - 47\ \Omega - 22\ \Omega$) auf den L-Transformator des Quarzfilters auf dem ZF-Verstärker geführt.

Im „best NF mode“ wird der Verstärker ohne „Dämpfungsglied“ vor den H-mode-Mischer geschaltet.

Der $47\ \Omega$ Widerstand wird im „best IP mode“ über einen Transistor nach Masse geschaltet, im „best NF mode“ sind die beiden $22\ \Omega$ Serienwiderstände wirksam

Im Sendebetrieb wird der Verstärker mit seinem Eingang an den Ausgang des Quarzfilters auf dem ZF-Verstärker verbunden, der Verstärkerausgang mit dem ZF-Port des H-mode Mischers verbunden. Der HF-Eingang/Ausgang des Mischers wird ohne weitere Entkopplung mit dem Ausgang der Bandfilter-Leiterplatte verbunden.

In [58] und [62] wird über die Serienschaltung der Wicklungen des Ausgangsübertragers ein Widerstand ($215\ \Omega$ bzw. $240\ \Omega$) gelegt. Dieser Widerstand fehlt im G3XJP Design. Da die JFET als spannungsgesteuerte Stromquellen betrachtet werden können, ist deren Ausgangsimpedanz sehr hoch. Die so entstehende Fehlanpassung wird im „best IP mode“ durch das Dämpfungsglied abgemildert, im „best NF mode“ wird jedoch diese Fehlanpassung über den Mischer weiter geleitet und zusätzlich durch die beiden $22\ \Omega$ Widerstände verschlechtert. Im Sendebetrieb wird das Quarzfilter auf dem ZF-Verstärker durch die Eingangsimpedanz des Verstärkers angepasst, die Kette Verstärkerausgang – Mischerein- und -ausgang- Bandfiltereingang „sieht“ jedoch keine Systemimpedanz.

Auch die fehlende Entkopplung des Hf-Ausgangs des Mischers zum Bandfilter durch einen (weiteren einzusetzenden) Verstärker fällt als mögliche Fehlerquelle auf. Dieser Verstärker müsste im Sendebetrieb nicht nur die „Spiegelfrequenz“ sondern auch weitere Mischprodukte reell abschließen.

Testaufbau

Um den Verstärker charakterisieren zu können, wurde ein „wilder Aufbau“ auf einem Stück Weißblech vorgenommen. **Bild 38** zeigt den Probeaufbau.

Der Eingangs-Transformator ist ein Doppellochkern vom Typ BN61-202, die Gegenkoppelwicklung besteht, wie von G3XJP vorgeschlagen, aus einem Stück Abschirmgeflecht eines RG58 Kabels, die Primärwicklung ist mit $0,2\ \text{mm}$ CuL ausgeführt

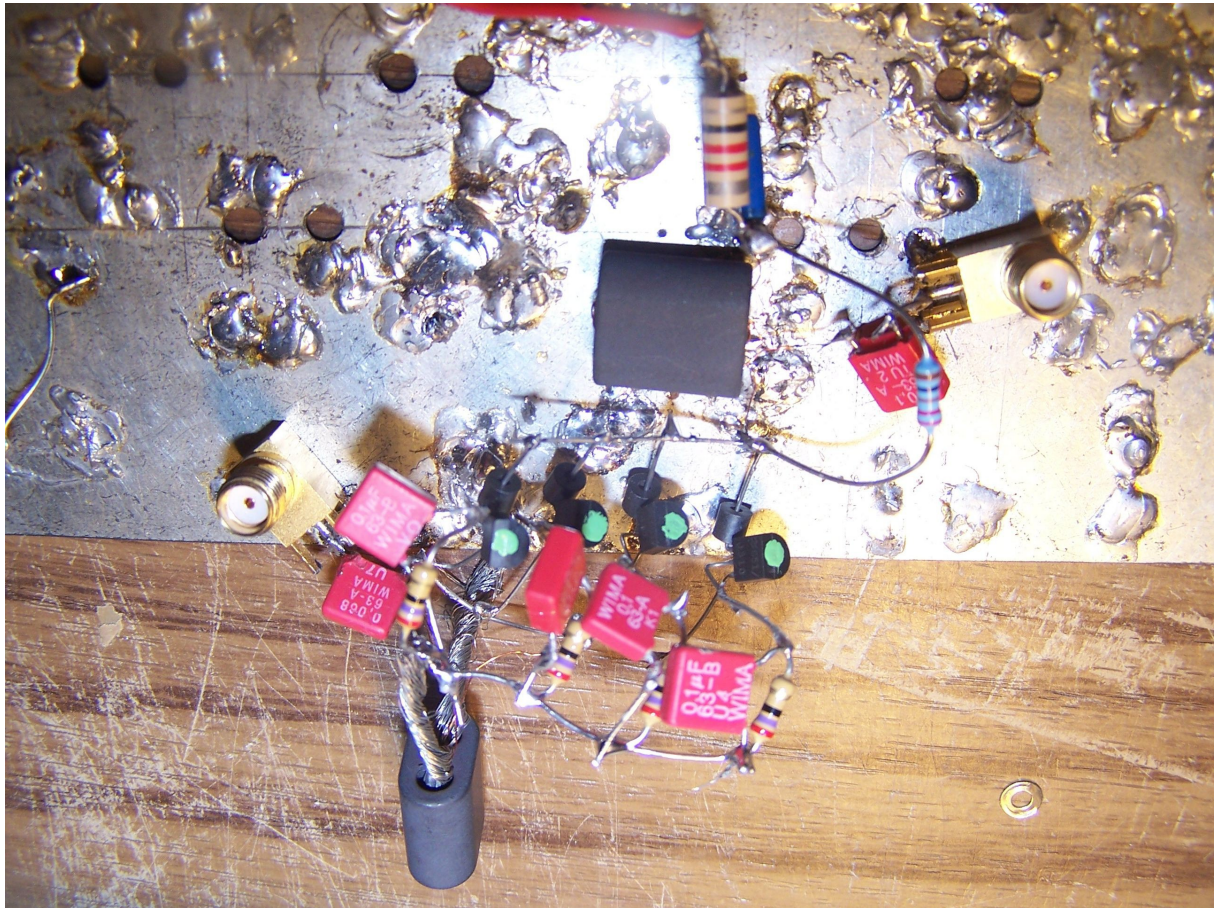


Bild 38

Testaufbau Zwischenbasisverstärker

Die J310 FET's sind für nahezu gleiche Drainströme (ca. 24 mA) mit je einem 22 Ω Sourcewiderstand (27 Ω anstatt 22 nach G3XJP) zur Gegenkoppelwicklung beschaltet, jeder Widerstand ist mit je einem Folienkondensatore (Wima MKS, 0,1 μ F) überbrückt .

Die FETs sind von National Semiconductor, Datums-Code (?) 851, also wahrscheinlich aus dem Jahr 1985. Die FETs sind auf ungefähr gleichen Drainstrom bei gegebenem Sourcewiderstand selektiert.

Es wurde ein Spannungsabfall über jedem Sourcewiderstand von 0,4 V gemessen. Der Gesamtstrom beträgt 87 mA, (gemessen mit einem Voltcraft 6010 DMM Multimeter). Mein Netzteil hp E3615A Netzteils zeigt 0.08A an.

Beobachtung:

Wenn die Eingangs- und Ausgangs-Ports des Verstärkers offen gelassen werden, schwingt der Verstärker! Wenn entweder der Eingang und / oder Ausgang mit 50 Ω abgeschlossen wird, verschwinden die Schwingungen!

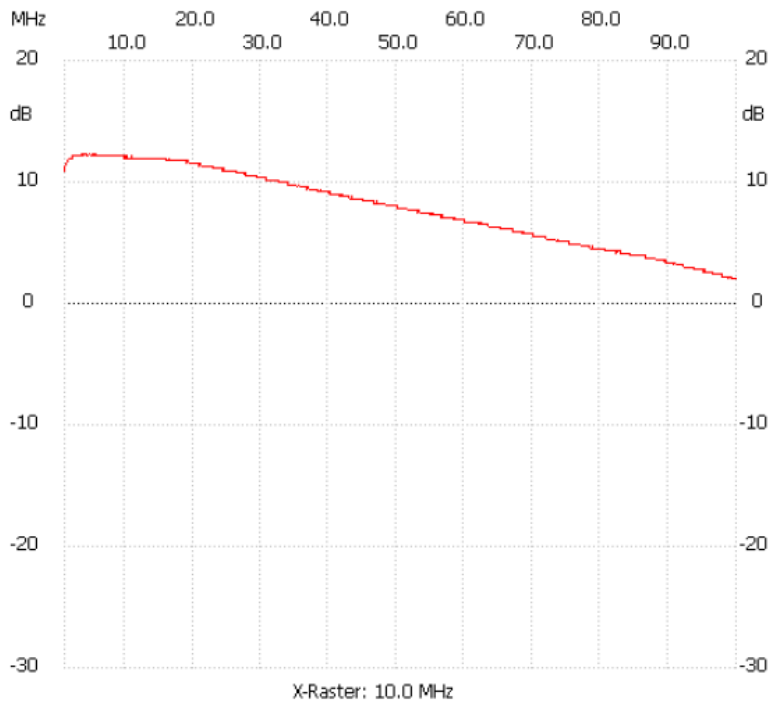
Die Verstärkung beträgt ohne den 240 Ω -Widerstand über der Wicklung des Ausgangsübertragers 18 dB (!!) Dieser Wert ist sehr hoch.

Die FETs sind ausgangsseitig Stromquellen, deren Innenwiderstände sind damit sehr hochohmig was zu einer sehr schlechten Ausgangsanpassung (S22) des Verstärkers führt. Mit dem Abschluss des eines 220 Ω (genauer: Einsatz 200 Ω) Widerstands über dem Ausgangsübertrager wird die Ausgangs- Rückflussdämpfung verbessert. Die Verstärkung fällt dann um 6 dB, was zu einer Verstärkung von 12 dB führt.

Mit dieser Belastung wurden keine Schwingungen selbst wenn der Ein- und Ausgang offen gelassen wurde!

Die folgenden Messungen wurden mit einem Lastwiderstand von 470 Ω // 560 Ω über dem Ausgangsübertrager durchgeführt, siehe **Bild 39**.

Startfrequenz: 1.000000 MHz; Endfrequenz: 100.000000 MHz; Schrittweite: 99.000 kHz
 Messpunkte: 1001; Zwischenzeit: 0 uSek



;no_label

Kanal 1
 max:12.32dB 3.376000MHz
 min:2.02dB 99.109000MHz

Bild 39

Messung Zwischenbasisverstärker

Die untere Grenzfrequenz beträgt 1,7 MHz, die maximale Verstärkung ist 12,5 dB, sie fällt auf 10 dB bei 30 MHz ab. Die untere Grenzfrequenz ist durch die niedrige Induktivität des Eingangsübertragers bedingt.

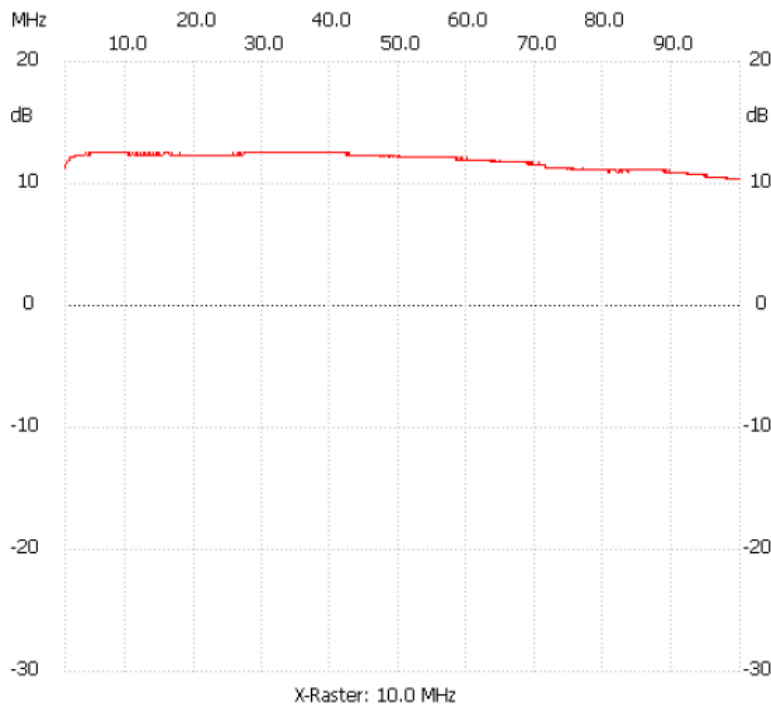
Die Eingangsreflexionsdämpfung (S11) beträgt nur -9 dB bei 1,7 MHz und -14 dB bei 30 MHz.

Der Verstärkungsabfall zu hohen Frequenzen wird „wieder“ durch die Millerkapazitäten der JFET verursacht. Diese Eigenschaft ist ärgerlich, da besonders in den „oberen“ Kurzwellenbändern der Einsatz eines Vorverstärkers wegen des niedrigeren atmosphärischen Hintergrundrauschens sinnvoll ist.

Probeweise wurde deshalb der Verstärker zu einem Cascodeverstärker erweitert, für den „oberen Transistor“ wurde ein 2N2219 gewählt, der aufgrund der Verlustleistung ($U_{CE} = 6 \text{ V}$; $I_C = 80 \text{ mA}$; $P_{tot} = 6 \text{ V} * 0,08 \text{ A} = 0,48 \text{ W}$) mit einem Kühlstern gekühlt werden muss.

Die obere Grenzfrequenz erhöht sich von ca. 30 MHz auf 100 MHz, siehe **Bild 40**.

Startfrequenz: 1.000000 MHz; Endfrequenz: 100.000000 MHz; Schrittweite: 99.000 kHz
Messpunkte: 1001; Zwischenzeit: 0 uSek



;no_label

Kanal 1
max:12.51dB 3.970000MHz
min:10.37dB 97.921000MHz

Bild 40

Messung Zwischenbasisverstärker in Cascodeschaltung

Messung der Linearität, 1 dB Kompressionspunkt

Die Testfrequenz ist 10 MHz, der Messender war ein Marconi 2024, der eine maximale Ausgangsleistung von +13 dBm abgeben kann. Es wurden zwei Messungen durchgeführt:

- Breitbandig mit dem FA-NWT sowie einem 10 dB Abschwächer Mini Circuits VAT10S +
- Schmalbandig mit einem R & S Spectrumanalysator FSP-7 (im QRL des Verfassers).

Für die QRL-Messung stand ein Messender Marconi 2042 zur Verfügung.

Die Ausgangsleistung des Messsenders wurde in 1 dB Schritten von -10 bis +13 dBm verändert. Die Messergebnisse sind in der **Tabelle 4** zusammengefasst

Tabelle 4

Magic Roundabout J310 amp

transformers: BN61-202, turns as per RFTM with 0.2 mm Cul, T1 primary is braid from RG58 cable
test equipment: Marconi 2024, f = 10m MHz FA NWT (AD8307) as power meter with 10 dB att in front
Spectrum analyser R&S FSP-

current consumption: 80 mA (source resistors 27 R, voltage drop about 0.4V)

JFETS selected with 22 R for nearly equal currents (about 25 mA)

transformer T2 primay winding: loaded with 560R in parallel with 470R

Pin dBm	P _{out} broadband dBm	P _{out} narrowband dBm	P _{out} ideal dBm	Gain broadband dB	Gain narrowband dB
-10	2,4	1,7	2	12,4	11,7
-9	3,4	2,62	3	12,4	11,62
-8	4,6	3,39	4	12,6	11,39
-7	5,6	4,57	5	12,6	11,57
-6	6,6	5,51	6	12,6	11,51
-5	7,6	6,48	7	12,6	11,48
-4	8,6	7,49	8	12,6	11,49
-3	9,6	8,47	9	12,6	11,47
-2	10,5	9,46	10	12,5	11,46
-1	11,5	10,45	11	12,5	11,45
0	12,5	11,47	12	12,5	11,47
1	13,4	12,46	13	12,4	11,46
2	14,4	13,46	14	12,4	11,46
3	15,4	14,47	15	12,4	11,47
4	16,5	15,48	16	12,5	11,48
5	17,5	16,47	17	12,5	11,47
6	18,3	17,46	18	12,3	11,46
7	19,2	18,43	19	12,2	11,43
8	20,4	19,4	20	12,4	11,4
9	21,4	20,35	21	12,4	11,35
10	22,4	21,26	22	12,4	11,26
11	23,3	22,09	23	12,3	11,09
12	24,3	22,83	24	12,3	10,83
13	25,2	23,43	25	12,2	10,43

Der 1-dB-Kompressionspunkt mittels Breitbandmessung bei einer maximalen Eingangsleistung von +13 dBm nicht erkennbar! Dieses auf den ersten Blick erstaunliche Ergebnis rührt daher, dass mittels Breitbandmessung auch die Leistung der Oberwellen berücksichtigt wird. Eine Messung des Ausgangssignals mittels Oszilloskops ergab, dass die negative Halbwelle bei +12 dBm Eingangsleistung „in der Spitze“ abgeflacht ist.

Die Messung mittels Spektrumanalysators ergab, dass der 1 dB Kompressionspunkt bei einer Eingangsleistung von +12 dBm erreicht wird.

Bild 41 zeigt die Auswertung der Messwerte der Tabelle 4.

Magic Roundabout; 4 * J310 amp
 Measurement of the linearity, single tone, f = 10 MHz

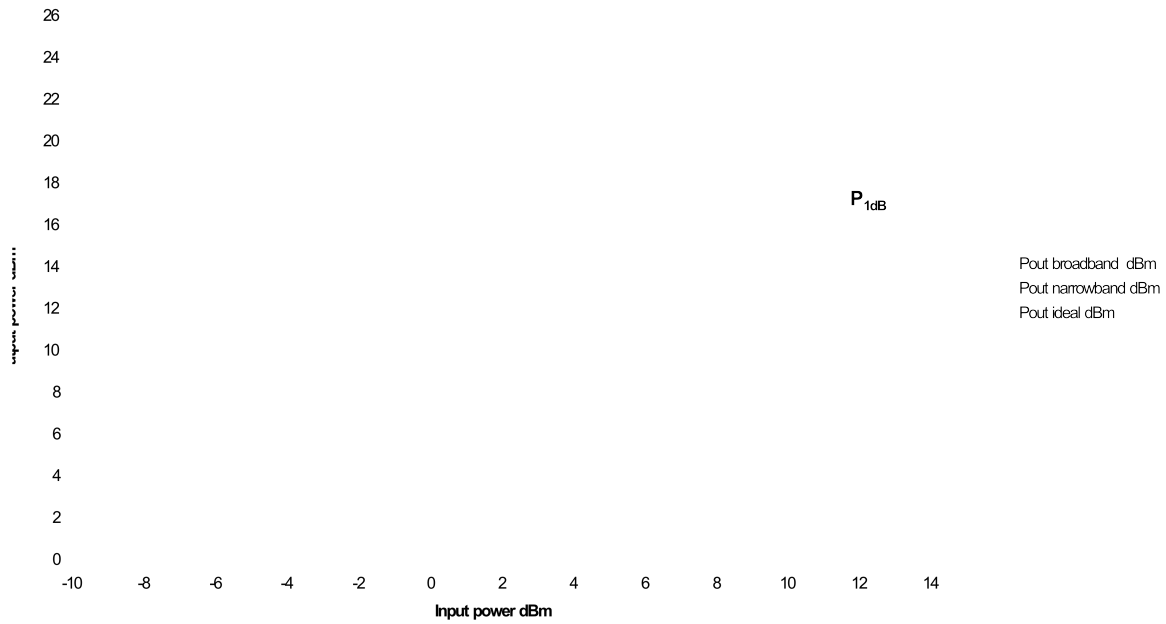


Bild 41

Bestimmung des 1 dB Kompressionspunktes, Eintonaussteuerung, Breitband- und Schmalbandmessung

Zum Vergleich wurde die Messung ohne Belastungswiderstand im Ausgangsübertrager wiederholt. Die Verstärkung steigt auf 18 dB.

Der Kompressionspunkt wird bei +7 dBm (Breitbandmessung) bzw. +6 dBm (Schmalbandmessung) erreicht. Beide Kompressionspunkte sind 6 dB niedriger als bei der Messung ohne Belastungswiderstand des Ausgangsübertragers.

Selbst bei der Breitbandmessung ist der Einsatz der Kompression gut erkennbar. Es wird eine „Sättigungsleistung“ von +28 dBm (!!) erreicht, siehe **Bild 42**.

Magic Roundabout; 4 * J310 amp
 Measurement of the linearity, single tone, f = 10 MHz
 Transformer T2 primary not loaded!

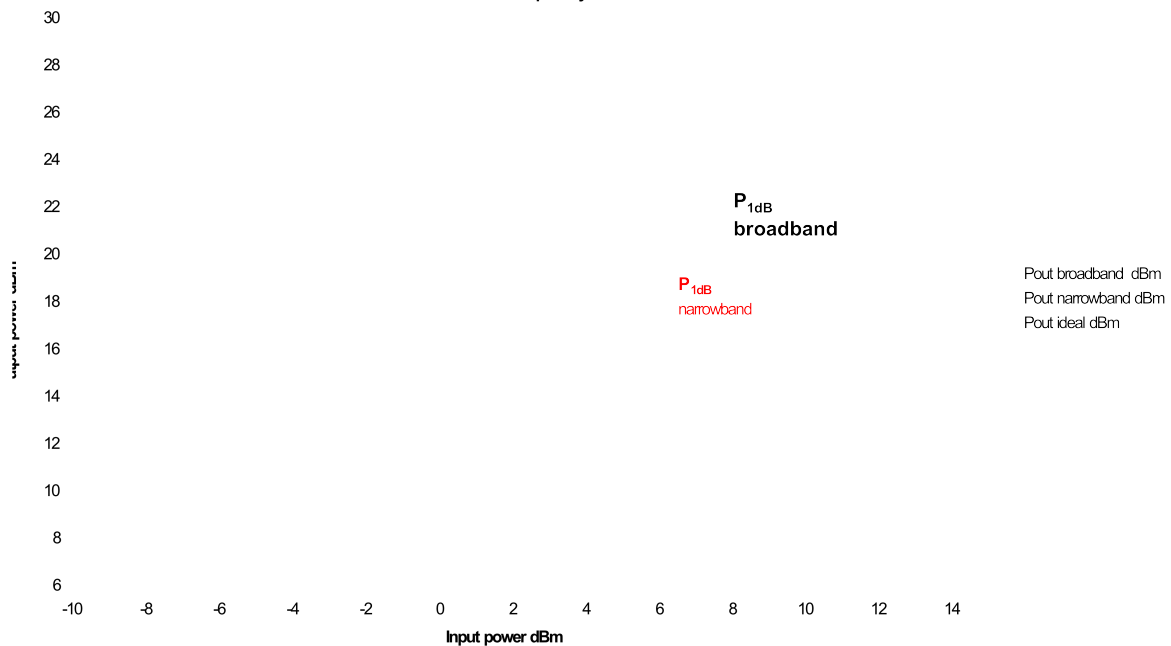


Bild 42

Bestimmung des 1 dB Kompressionspunktes der „Originalschaltung“. Der Kompressionspunkt wird bei +7 dBm (Breitbandmessung) bzw. +6 dBm (Schmalbandmessung) erreicht. Beide Kompressionspunkte sind 6 dB niedriger als bei der Messung ohne Belastungswiderstand des Ausgangsübertragers.

Selbst bei der Breitbandmessung ist der Einsatz der Kompression gut erkennbar, es wird eine „Sättigungsleistung“ von +28 dBm (!!) erreicht.

Bestimmung der Zweiton-Intermodulationsprodukte / Interceptpunkt

Zur Messung wurden zwei Messender (Marconi 2018 und Marconi 2024) eingesetzt, die Test Frequenz betrug 10,000 MHz und 10,001 MHz. Die Ausgänge beider Generatoren wurden über 10 dB Dämpfungsglieder (Mini Circuits MwSt.-10S +) entkoppelt, bevor sie einem Leistungssummierer (Mini Circuits PSC-2-11-S) zugeführt wurden. Der Spektrumanalysator ist ein hp8568A. Der Lastwiderstand der Primärwicklung des Ausgangs-Transformators T2 ist 220 Ω

Um einen genauen Verlauf des Intermodulationsverhaltens zu erhalten, hätte der Pegel der beiden Messender in 1 dB Schritten stufenweise erhöht werden müssen, um dann die jeweiligen Intermodulationsprodukte zu bestimmen. Meist verhalten sich die Intermodulationsprodukte nicht „Lehrbuch-gemäss“ sprich bei Erhöhung des Pegels jedes Nutzsignals erhöhen sich die Intermodulationsprodukte dritter Ordnung um 3 dB, Dieses Verhalten ist jedoch Voraussetzung für die korrekte Bestimmung des Interceptpunkts!

Es wurde aus Zeitgründen jedoch nur Intermodulationsmessungen bei Eingangsleistungen von -3dBm, -6 dBm und -9 dBm /Ton durchgeführt. Im ersten Fall wurde ein Intermodulationsabstand von 56,8 dB gemessen, im zweiten Fall von 63,8 dB, im dritten Fall von -71 dB. Aus allen Messungen ergibt sich ein Ausgangs-Interceptpunkt von +35 dBm, der Eingangs-Interceptpunkt ist um 12 dB niedriger, d.h. +23 dBm.

Sollte der H-mode Mischer einen Eingangs-Interceptpunkt von +30 dBm aufweisen, passt der Eingangs-IP des Verstärkers zum Ausgangs-IP des Mixers ($OIP3 = IIP3 + G$, da G negativ ist, ist der OIP3 um ca. 6 dB niedriger, sprich +24 dBm)

Leider wurden keine Messungen am „Original-Verstärker“ durchgeführt. Es ist jedoch anzunehmen, dass der Ausgangs-IP gleich bleibt, der Eingangs-IP jedoch um die höhere Verstärkung auf +17 dBm sinkt. Das 8 dB Dämpfungsglied am Ausgang des Verstärkers kann den IP nicht verbessern, da die Intermodulationsprodukte im Verstärker entstehen. In diesem Fall ist jedoch der Verstärker die bezüglich Intermodulation begrenzende Baugruppe!

H-mode Mischer

Die ausführlichsten Untersuchungen, die mir bekannt sind, hat Martein Bakker PA3AKE in [63] veröffentlicht. Um einen wirklich großsignalfesten Mischer zu realisieren, sind viele Parameter zu berücksichtigen: das „richtige“ Schalter-IC; deren Gleichstromarbeitspunkt (als Funktion der Frequenz), Übertrager, Ansteuerschaltung

Squarer

Bob Dalley hat sich in [64] ausführlich mit der Verbesserung der Ansteuerschaltung („squarer“) beschäftigt, diese Modifikationen sind in die ComboStar-Leiterplatten und den Porta-Combo eingeflossen.

Meine Version

Eine neue Leiterplatte meiner Version ist im Layout fertig, die Platine muss jedoch noch geätzt und bestückt werden. Die Schaltung besteht aus einem schaltbaren Vorverstärker (4 * J310 in Zwischenbasisschaltung + Cascodestufe mit 2N2219), dem H-mode Mischer, Squarer mit den Modifikationen nach MORJD, einem Diplexer ($Q = 3$), „roofing Filtern (2 * monolithische Zweipolfilter, IIP3 bei zwei (von zehn) Exemplaren gemessen: +36 dBm; +40 dBm (!!)) über 90 ° Hybride gekoppelt, Nachverstärker mit 4 * J310 in Zwischenbasisschaltung (ohne Cascode). Wie weit die Interceptpunkte der übrigen acht Zweipolquarzfilter variieren können, muss noch ermittelt werden!

Alle umschaltbaren Stufen (Empfang/Senden, Vorverstärker ein/aus) werden über Miniaturrelais in den Signalweg geschaltet.

Da im Sendebetrieb je ein Verstärker mit respektabler Rückwärtsdämpfung zwischen dem Quarzfilter im ZF-Verstärker und zwischen Mischerausgang und Eingang Bandfilter geschaltet ist, wird eine gute Entkopplung des Mischers an seinen Ports erreicht.

Eingangsbandfilter

Auf Grund der Untersuchungen von Bob Dalley [65] wird das Eingangsbandfilter nicht mit den "berühmten" FST 3126 Schaltern ausgerüstet. Es wurde eine neue Leiterplatte mit abgeänderten Bandfilterwerten aufgebaut. Die Bauteilwerte wurden mit dem Programm „Elsie [30] dimensioniert. Für die Spulen werden „Slot ten“ Typen von Coilcraft eingesetzt, nur das schmale Filter für das 30 m Band ist mit Ringkernen T50-2 bestückt.

Die Umschaltung der Bandfilter wird mittels Koaxrelais vorgenommen.

Ein mit Elsie berechnetes „echtes“ Notchfilter (Serienkreis – Parallelkreis – Serienkreis) ließ sich im ersten Muster jedoch nicht auf eine gemeinsame Sperrfrequenz abgleichen, so dass „nur“ ein Parallelschwingkreis als Sperrfilter übrig blieb. Die Weitabselektion ist für die unteren Bänder mit 80 dB ausreichend, für die oberen Bänder mit „nur rund 55 dB“ verbesserungswürdig. Eventuell kann ein zusätzliches Tiefpassfilter für eine Verbesserung sorgen. Eine Alternative zu den eingesetzten Koaxrelais wären GaAs Schalter (AS179 von Skyworks) die in großen Stückzahlen nicht nur im Mobilfunkbereich, sondern auch in Autoradios [Antennendiversity?] eingesetzt werden, jedoch ein sehr kleines Gehäuse haben. Das Selbstätzen von Leiterplatten kann an dieser Stelle problematisch werden.

Die 20 W G6ALU-PA

Die Endstufe wurde auf einer „kommerziell gefertigten“ Leiterplatte (VK3PE) aufgebaut und durchgemessen. Die spezifizierte Ausgangsleistung von 20 W wurde nicht erreicht. Das Ausgangssignal ist bei niedrigen Frequenzen (Eintonaussteuerung) verzerrt, (Rechteck mit Dachschräge), dies kann als Sättigungserscheinung in den Ausgangsübertragern gedeutet werden. Die Verstärkung als Funktion der Frequenz variiert erheblich, die von G6ALU propagierten Werte werden nicht eingehalten.

Die Ausgangsübertrager werden sehr warm, es entstehen Verluste. Sind sie durch die Gleichstromvormagnetisierung, Kerngröße und das ungünstige Material „43“ der beiden Ausgangsübertrager bedingt?

Möglicherweise ist auch die Beschaltung der beiden Ausgangsübertrager nicht korrekt (primärseitig in Serie mit Mittelabgriff, sekundärseitig parallel geschaltet). Ich wurde auf den Artikel [66] aufmerksam. Danach müssten die beiden Sekundärwicklungen in Serie und nicht parallel geschaltet werden!

Auch der Koppelkondensator am Ausgang (2 * 1 nF Glimmer parallel geschaltet) erscheint für das 160 m Band zu klein. Soll mit dieser kleinen Kapazität der Frequenzgang „gerade“ gebogen werden?

Meine Versuche, ohne Ausgangs-Koppelkondensator auszukommen, waren nicht erfolgreich.

DL4JAL verwendet für seine 10 W PA einen anderen Ausgangsübertrager (zwei Ferritrohre), die Versorgungsspannung wird über eine Symmetrierdrossel zugeführt, siehe [66]

DK5NOA hat in [67] für seinen Aufbau eine andere Variante der Bewicklung der Ausgangsübertrager mit dünnem teflonisiertem Koaxialkabel gewählt. In einer weiteren Variante verwendet er einen größeren Übertrager (FB43-3312) und vermerkt, dass diese Variante den besten Wirkungsgrad habe.

Die 140 W PA

Die Leiterplatte ist fast komplett bestückt, es sind jedoch noch keine weiteren Untersuchungen durchgeführt worden. Die Leistungstransistoren wurden seinerzeit preisgünstig in einer Sammelbestellung erworben.

Referenzfrequenzerzeugung:

Der „berühmte“ Butlersoszillator war oft Thema in der Yahoo-Gruppe. Das Phasenrauschen und die Temperaturstabilität dieser Baugruppe hat entscheidenden Einfluss auf die Großsignalfestigkeit (Stichwort reziprokes Mischen) und Frequenzstabilität des gesamten Transceivers. Die von einigen Nachbauern auf einer hohen Oberwelle „gequälten“ Grundtonquarze „aus der Bastelkiste“ dürften sicher keinen phasenrauscharmen Oszillator ergeben. Zwar ist eine Temperaturstabilisierung des Quarzes vorgesehen, um ihn (AT Quarz) im Umkehrpunkt seines Temperaturkoeffizienten zu betreiben. Dieser Punkt ist jedoch von dem genauen Schnittwinkel des Quarzes abhängig, siehe z.B. den Vortrag des Verfassers, [31]. Ob der verwendete Quarz des jeweiligen Nachbauers bei der eingestellten Temperatur der Quarzheizung tatsächlich seinen Umkehrpunkt hat, ist nicht bekannt.

Durch Einsatz des AD9951 DDS als Lokaloszillator (früher wurde der AD9850 eingesetzt) sollte dessen höchstmögliche Taktfrequenz (400 MHz) ausgenutzt werden.

Eine Idee des Verfassers:

100 MHz Quarzoszillator (Driscoll-Schaltung ähnlich der von DL1SNG in [68] beschrieben, der evtl. über eine PLL an einen 10 MHz OCXO angebunden wird, Vervierfachung dieses Signals, Auskopplung des 100 MHz Signals zwecks Ansteuerung eines DDS (AD9850) anstatt Quarz als zweiter Überlagerer im ZF-Verstärker. Dann hängt die Frequenzstabilität des Gesamtempfängers nur von der 10 MHz Referenz ab.

Tiefpassfilter

Das Tiefpassfilter (hinter der PA) ist eine Baugruppe die gut "nachbaubar" ist, wenn man für die Kondensatoren Glimmertypen nimmt. Messergebnisse meines Aufbaus sind in [26] zu finden. Auf dem Tiefpassfilter ist auch die Sende-Empfangsumschaltung mittels Relais vorgesehen. Die Einfügedämpfung Antenne – Empfänger beträgt im Aufbau des Verfassers 0,5 dB. Auf die im Original vorgesehenen Schutzdioden im Antenneneingang hat der Verfasser aus Intermodulationsgründen verzichtet.

Für die 140 W PA wird wahrscheinlich eine andere Konfiguration angewandt: um die von der PA erzeugten Oberwellen abzuleiten, sollte das Ausgangsfilter als Kombination Tiefpass-Hochpass ausgelegt werden, wobei der Ausgang des Hochpassfilters auf einen 50 Ω Dummyload führt.

Mechanik

Das Chassis ist ein 3 mm dickes Aluminiumblech mit den Maßen 26 * 30 cm. Dieses Chassis liegt an den Längsseiten auf je einem Winkel-Aluminiumprofil von 20 * 20 * 2 mm. Die Front- und Rückwand werden über Aluminiumprofile 20 * 20 * 2 mm angeschraubt, die ihre 4erseiwirts mit den Chassis-Profilen verschraubt sind.

An den vier Ecken der Front- und Rückseite sind spezielle Aluminiumprofile von „alten“ 19-Zoll-Einschüben aus dem Schrottcontainer angeordnet. Diese Profile haben Nuten, in die 1 mm dicke Aluminiumplatten eingesetzt werden können, um die Seitenwände, Boden und Deckel zu schließen.

Für den Boden und Deckel werden möglicherweise 2 mm dicke Alubleche eingesetzt, die an den Längsseiten in Nutenbreite der Aluprofile auf 1 mm Dicke mittels CNC-Fräse abgefräst werden.

Die Frontplatte wurde mit Hilfe der Software "Frontdsigner 3,0" von Abacom entworfen. Ein erster Versuch wurde der Entwurf auf Papier ausgedruckt, das Papier mittels Sprühkleber auf einem Aluminiumblech, befestigt die Löcher dann „frei“ angekörnt und die Löcher mittels Ständerbohrmaschine gebohrt. Die Ausschnitte für die Siebensegment-Anzeige und die Tastatur erfolgte unter Verwendung einer Fräsmaschine in meinem QRL. Das Ergebnis war nicht sehr professionell, da die Löcher nicht exakt in einer Reihe lagen.

Glücklicherweise konnten mit der neu erworbenen CAD-Fräsmaschine im QRL (Haase Cut 2500 professional) und der "WinPC NC light" Steuerungssoftware die hpgl-Dateien aus dem FrontDesigner Programm zur Ansteuerung der CAD Fräse verwendet werden.

So wurde nach mehreren Versuchen eine wirklich "professionelle" Frontplatte aus einem einem golden eloxierten und 2 mm dickem Aluminiumblech aus dem Schrottcontainer mittels CNC Fräse erstellt.

Auf der homepage von VK3PE sind viele Beispiele aufgebauter PIC A STAR's und auch ComboStar's sowie die ersten PortaCombos' zu bewundern.

Erste Empfangsversuche

Nach einigen Problemen gelang es mir, den DDS „richtig“ zu kalibrieren. Der Butlerszillator ist mit einem 100 MHz Quarz ausgerüstet, die PiC N MIX Software ist so kompiliert, dass im DDS der interne (phasenrauschschlechtere VCO mit Vervierfachung der extern zugeführten Quarzfrequenz) verwendet wird.

Bei der Kalibration muss die Endfrequenz der Referenzfrequenz (400 MHz) und nicht die 100 MHz extern zugeführte Referenzfrequenz eingegeben werden!

Mit einem am DDS-Ausgang angeschlossenen LO-Eingang eines Ringmischer IE 500, dessen ZF-Ausgang direkt mit dem Quarzfilter verbunden wurde und einer im Arbeitszimmer ausgelegten „Behelfsantenne“ konnten erste Amateurfunksignale empfangen werden!

Erste Hörtests zeigen eine gute AGC-Funktionalität ohne „plops“, dies ist eine wesentliche Verbesserung der Regeleigenschaften mit Hilfe DSP-Technik die gegenüber der "altmodischen" analogen Regelung Für mich ist dieses Ergebnis ist besonders wichtig, da ich eine schnell reagierende analoge AGC meines Empfänger- Projekts (siehe die Beschreibung in den UKW Berichten) entwerfen wollte, jedoch auf erhebliche Probleme stieß, die sich z.B. in einer schwingenden Regelung äußerten!

Fazit

Der PIC A STAR ist eine anspruchsvolle Transceiver mit DSP-Funktionalität. Aufbau und Abgleich des Transceiver braucht viel Zeit, d.h. es ist kein Wochenend-Projekt!

Da die maximale Leistung mit dem G6ALU FET PA oberhalb der QRP 5 W Grenze und eine relativ hohe Stromaufnahme beim Senden ist es nicht ein echtes QRP Gerät

Das modulare Design des ursprünglichen PIC A STAR gibt Raum für eigene Modifikationen. Diese Modifikationen sind in den Einplatinenversionen „Combostar“ bzw. „PortaCombo“ sehr viel schwerer umzusetzen, jedoch nicht völlig unmöglich.

Schlussbemerkung

Wie anfangs geschildert, ist dem Entwickler des PIC A STAR Peter RohdesG3XJP gelungen, eine sehr gut durchdachte und leistungsfähige Firmware/DSP Software zu entwickeln.

Die HF Eigenschaften des Transceivers könnten/sollten verbessert werden.

Ob es dann noch ein PIC A STAR im Sinne von Peter, G3XJP ist, steht auf einem andere Blatt...

Literatur

[1] QRP-QTC
Zeitschrift Funkamateure
Februar 2013
Seite 225

[2] HiQSDR-Direktabtast-Transceiver
Helmut Göbkes - DB1CC
Funkamateure
Februar 2013
Seite 13 bis 141

[3] DSP 10 Projekt
Bob Larkin W7PUA

<http://www.proaxis.com/~boblark/dsp10.htm>

[4] Der CDG 2000 Transceiver

Dave Roberts G8KBB, George Fare G3OGQ und Colin Horrabin G3SBI

http://www.warc.org.uk/cdg2000/the_cdg2000_transceiver.htm

[5] Eine Doppelt Balanced "H-Mode" Mixer für HF

Sergio Cartoceti, IK4AUU

QEX Juli August 2004

Seite 23 bis 32

Eine PDF-Kopie ist auf seiner homepage zu finden

http://ik4auy.xoom.it/pdf%20files/IK4AUU_%20qex_07-2004.pdf

[6] Der G4CLF Transceiver

James Bryant

<http://jbryant.eu/pages/g4clf.htm>

[7] 20W Linear Power Amplifier

Steve Drury G6ALU

http://www.radio-kits.co.uk/radio-related/20W_PA/index.htm

[8] 140 W PA

Steve Drury G6ALU

G6ALU private-Seiten

<http://www.radio-kits.co.uk>

[9] 20 W Endstufe mit Feldeffekttransistoren

Steve Drury,

Dipl.-Ing. Ing. Ingo Meyer DK3RED

QRP-Bericht 10 (2006)

Heft 4

Seite 4-9

[10] Die G4TZR LPF TX / RX Schalter und Abschwächer

G6ALU private-Seiten

<http://www.radio-kits.co.uk>

[11] Yahoo-PICAPROJECT -Gruppe

<http://uk.groups.yahoo.com/group/picaproject>

[12] Die PICASTAR-Users Group

<http://groups.yahoo.com/group/picatar-users>

[13] Die Homebrew-Radios Gruppe

<http://groups.yahoo.com/group/homebrew-radios>

[14] Starcat Software

Andreas Lindenau DL4JAL

http://www.dl4jal.eu/picatar_dl4jal/sw.html

[15] TrxAVRB

Ian Sommer G3VPX

<http://www.homebrew-radios.net/>

[16] TrxAVRB

Glenn Percy VK3PE

http://www.carnut.info/star-parts/TrxAVR_interface_pcb/TrxAVRB-interface_build.htm

[17] TFTA colour Display

http://groups.yahoo.com/group/TftA_Central

[18] PIC-a-STAR: selbstgebauter KW-Transceiver mit digitaler Signalverarbeitung

Wolfgang Schwarz DK4RW

Tagungsband UKW Tagung Weinheim 2007

[19] Homepage von Glenn Percy VK3PE

<http://www.carnut.info/>

[20] PCB Dateien (VK3PE)

<http://groups.yahoo.com/group/homebrew-radios/files/>

[21] PortaCombo

http://www.carnut.info/singleboard/Ver_Porta_P1/Porta_Combo_P1.htm

[22] PIC A Star Nachbauer Teil 1

<http://www.carnut.info/star-parts/pcbs/starbuilders.htm>

[23] PIC A Star Nach des Combo STAR

http://www.carnut.info/BUILDERS-BOTH-TYPES/STAR_COMBOSTAR_BUILDERS_LINKS.htm

und

http://www.carnut.info/singleboard/Ver_B/singlestar_B.htm # Builder

[24] Homepage von Helge Tefs DG0NF

<http://www.dg0nf.de/picastar/index.php>

[25] Homepage von Bob Dalley M0RJD

<http://www.m0rjd.co.uk/>

[26] DK5LV Modifikationen und Messungen des PIC A STAR

DK5LV Ordner im Abschnitt Files der Homebrew-Radios Gruppe

[27] Erfahrungen mit dem Aufbau des "SDR" Transceiver PIC A STAR

Dipl.-Ing. Ing. Henning Christof Weddig DK5LV

Tagungsband Amateurfunktagung München 2012

[28] Funkamateure Netzwerktester

http://www.box73.de/catalog/product_info.php?products_id=1940&osCsid=6h54i4356dfsc1-gou7mlf5f724

[29] Capacitance Change with Applied Voltage; or "when is a 0.1uF capacitor not a 0.1uF capacitor"

Jack Smith

http://www.cliftonlaboratories.com/capacitor_voltage_change.htm

[30] Programm Elsie

Jim Tonne

<http://tonnesoftware.com/elsie.html>

[31] Quarze, Quarzoszillatoren unbekanntes Wesen (?)

Dipl. Ing. Henning Christof Weddig DK5LV

[32] Some thoughts on low cost, solid state, efficient, kilowatt-class HF linear amplifiers
Manfred Mornhinweg.

<http://www.ludens.cl/Electron/mosfetamps/amps.html>

[33] FA-IQ-DDS-Generator 10 Hz bis 165 MHz

Norbert Graubner

Zeitschrift Funkamateure 9-12/09

[34] Systemsimulationsprogramm Syscalc (Version 4)

www.ardentech.com

[35] Datenblatt AD603 Seite 12

Analog Devices

www.analog.com

[36] PIC A STAR Bi-directional amplifier

Bob Dalley M0RJD

<http://www.m0rjd.co.uk/bidirectional-amplifier-old.html>

[37] Semiconductor Circuit Analysis

Philip Cutler

McGraw-Hill Book Company

1964

Seite 394 396

[38] Field-Effect Transistors.

Leonce, J. and Jr. Sevin

Texas Instruments Electronics Series

[39] PICASTAR Second IF (Receive path)

Bob Dalley M0RJD

<http://www.m0rjd.co.uk/if2-rx-path.html>

[40] Datenblatt AD1885 (wird nicht mehr hergestellt, deshalb kein ausführliches Datenblatt vom Hersteller herunterladbar)

Analog Devices

Herunterladbar von z.B.

<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/47950/AD/AD1885.html>

[41] Datenblatt Wima MKS02 Kondensatoren

http://www.wima.de/DE/WIMA_MKS_02.pdf

[42] Practical Measurements on the 2nd IF

Bob Dalley

http://www.m0rjd.co.uk/STAR_IF2_Measurements.html

[43] Datenblatt Inductors, RF chokes, SBC series

Series/Type: B82141A, B82141B

Date: March 2008

Epcos

[44] IF amplifier in SMT version

Steve Drury G6ALU

http://www.radio-kits.co.uk/pic_a_star/IF/IF.htm

[45] Quarzfilter

<http://www.kvg-gmbh.de/de/technologie/quarzfilter.html>

[46] Diplexer Topics

<http://www.qrp.pops.net/dip2.asp>

[47] Frontend documentation in pdf

Martein Bakker PA3AKE

<http://www.xs4all.nl/~martein/pa3ake/hmode/frontend-board.pdf>

[48] CDG 2000 frontend

http://www.warc.org.uk/cdg2000/front_end/schematics/front_end_cdg2000_board_1_part_3.pdf

[49] Anpass-Schaltungen für Dioden-Ringmischer

Joachim Kestler DK1OF

UKW Berichte Heft 4 1975

Seite 218 – 223

Englische Version:

Bandpass Link as Matching Circuit for Ring Mixers

J Kestler, DK1OF,

VHF Communication 1980 Heft 2

Seite 94 – 95

[50] Diplexer

Dipl. Ing. Henning Christof Weddig DK5LV

Tagungsband

57.UKW Tagung Bensheim 2012

[51] Will, Peter, "Reactive Loads — The Big Mixer Menace,"

Microwaves, April 1971,

pp. 38-42.

[52] Bus Switches as Analogue Switches

Bob Dalley M0RJD

<http://www.m0rjd.co.uk/bus-switches.html>

[53] Zwischenbasis amplifier

<http://www.agder.net/la8ak/c19.htm>

[54] 2-m-BAND-KONVERTER MIT DOÜPPEL-GATE-MOSFET Mischstufe

G. Laufs DL6HA

UKW-Berichte 2/1968

Seite 100 - 107

[55] Ein ZF-Nachsetzer, wie ihn die Industrie nicht baut (1)

Werner Schnorrenberg DC4KU

<http://www.mydarc.de/dc4ku/ZF.pdf>

und Funkamateure 10/2000

[56] Introduction to Radio Frequency Design

Wes Hayward W7ZOI
ARRL 1994-96
ISBN: 0-87259-492-0
Seite 215 ff.

[57] Experimental Methods in RF Design
Wes Hayward W7ZOI, Rick Campbell , K7B, Bob Larkin W7PUA
ARRL

[58] EMRFD Chapter 6 Errata.
Wes Hayward W7ZOI
http://w7zoi.net/em6_3.html

[59] A high performance AGC/IF Subsystem
Bill Carver W7AAZ
QST May 1996
Artikel als pdf herunterladbar z.B. von <http://www.anderschou.dk/oz3qy/qst199605.pdf>

[60] Die UKW-Vorstufe mit Trioden
http://www.radiomuseum.org/forum/die_ukw_vorstufe_mit_trioden.html?language_id=4

[61] Die UKW-Vorstufe mit Trioden
Rudolf Crantz 1953
http://www.radiomuseum.org/forumdata/users/133/PDF/Crantz_ZwischenBasis.pdf

[62] IF - Selectivity Board - Pre Amplifier
Low Noise Amplifier
Martein Bakker PA3AKE
http://martein.home.xs4all.nl/pa3ake/hmode/IF_ina.html

[63] H-mode mixer Frontend
Martien Bakker PA3AKE
<http://martein.home.xs4all.nl/pa3ake/hmode/>

[64] PICASTAR First LO Squarer
Bob Dalley M0RJD
<http://www.m0rjd.co.uk/squarer.html>

[65] Bus Switches as Analogue Switches
Bob Dalley M0RJD
<http://www.m0rjd.co.uk/bus-switches.html>

[66] Some thoughts on low cost, solid state, efficient, kilowatt-class HF linear amplifiers
Manfred Mornhinweg.
<http://www.ludens.cl/Electron/mosfetamps/amps.html>

[67] G6ALU PA design by G6ALU, PCB by VK3PE, mods by DK5NOA
www.mydarc.de/DK5NOA/picastar/20W-PA-mods-by-dk5noa.pdf

[68] FA-IQ-DDS-Generator 10 Hz bis 165 MHz
Norbert Graubner
Zeitschrift Funkamateure 9-12/09