

Betrachtung zu 12V-PAs mit MOSFETs

Andreas Auerswald, DL5CN

Bei der Suche nach Transistoren und Technologien für eine 12V-Endstufe für einen tragbaren, digitalen TRX auf der Basis einer HPSDR-HERMES-Platine fiel die Wahl auf den bekannten Typ RD100HHF1 der Firma Mitsubishi.

Bekanntermaßen ist ein digital erzeugtes SSB-Signal extrem linear und so stellte sich die Frage nach einem möglichst linearen Verstärkerkonzept. Die Platine HERMES liefert einen Pegel von maximal 26 dBm, so dass für die gewünschten, üblichen 50 dBm = 100W Pegel eine zweistufige Anordnung notwendig ist.

Es folgten Literaturstudien und ein erster Probeaufbau, siehe Abb 1.

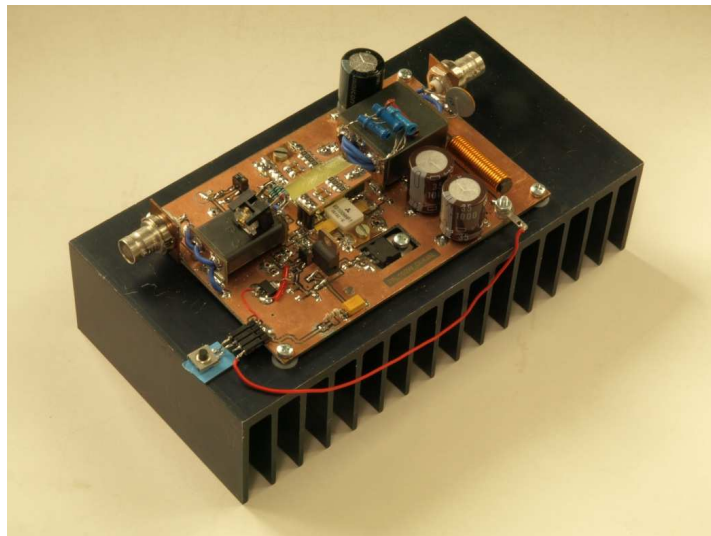


Abb. 1 Versuchsaufbau mit RD100HHF1

Nach einer Idee von Andreas, DL4JAL, wurde die Gegenkopplung steckbar ausgeführt, um leichter und schneller verschiedene Varianten zu testen.

Die Resultate bezüglich Verstärkung und Linearität blieben jedoch hinter den Erwartungen zurück. Bei weiteren Recherchen, vielen Diskussionen und etlichen e-mails mit freundlichen, hilfsbereiten OMs ergab sich die Erkenntnis, dass in vielen Veröffentlichungen für 12V Endstufen ein Ausgangsübertrager gewählt wird, der zugleich für die Zufuhr der Betriebsspannung dient.

Ein wichtiger Artikel ist in [1] zu finden. Manfred hat die Funktion und die Nachteile eines Doppellochkerns als Trafo für Leistungsendstufen analysiert und interessante Schlussfolgerungen gezogen. Die nachfolgenden Ausführungen beziehen sich auf diese Veröffentlichung.

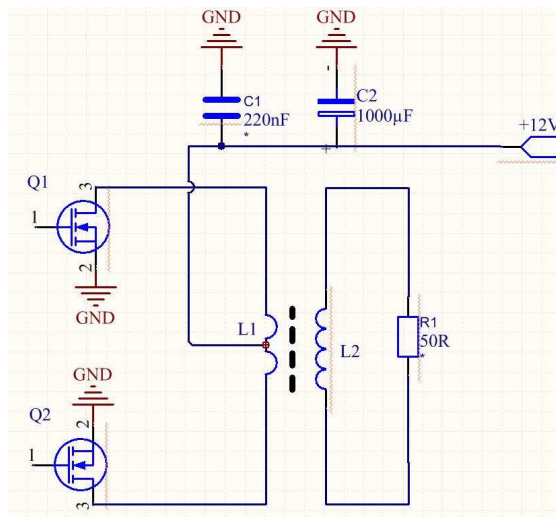


Abb. 2 Prinzip einer Gegentaktschaltung

Obenstehende Schaltung in Abb. 2 zeigt das normale, übliche Prinzip einer Gegentaktendstufe, gegen das normalerweise auch keine Einwände bestehen. L1 mit Mittelabgriff und L2 bilden einen magnetisch möglichst hart gekoppelten Transformator.

Üblicherweise wird jedoch für den Übertrager ein Doppellochkern oder eine Anordnung aus zwei Ferritröhrchen benutzt. Dabei besteht die Primärwicklung aus zwei, vom Ferritmaterial umgebenen Röhrchen, die an die Drainanschlüsse der Transistoren führen und auf der anderen Übertragerseite verbunden und abgeblockt sind.

Die wichtigste Erkenntnis aus den Diskussionen [2] und der Literatur ist die wahrscheinlich wenig bekannte Tatsache, dass Wicklungen eines Doppellochkerns, welche den Mittelsteg nicht umfassen, magnetisch **nicht** gekoppelt sind. Das lässt sich leicht belegen, weil sich die Induktivität einer Wicklung durch eine Bohrung kaum ändert, wenn durch die zweite Bohrung eine weitere Wicklung eingebracht und diese wahlweise kurzgeschlossen und geöffnet wird.

Das bedeutet, dass auch die beiden Röhrchen der Primärwicklung des Ausgangstrafos einer 12V Gegentaktendstufe unter Verwendung eines Doppellochkerns oder von Ferritringen oder -röhrchen **nicht** magnetisch gekoppelt sind. Es entstehen praktisch zwei in Reihe geschaltete Transformatoren, siehe Abb. 3.

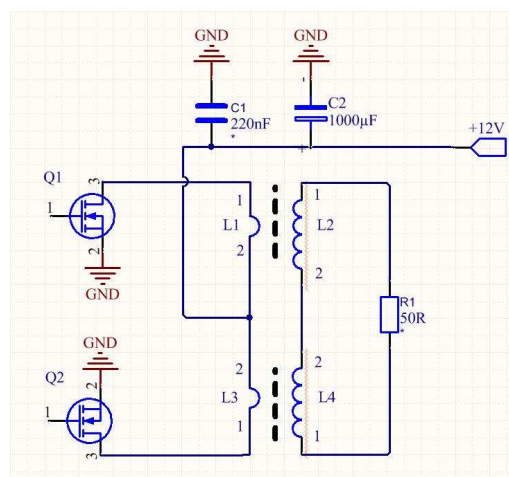


Abb.3 Ausgangstrafo mit DLK

Daraus ergibt sich die zwingende Schlussfolgerung, dass der Mittelabgriff der Primärwicklung **keinesfalls** hf-mäßig geerdet werden darf.

Tut man dies dennoch und führt über den abgeblockten Mittelabgriff außerdem noch die Betriebsspannung, ist die gewünschte Arbeitsweise der Ausgangstransformation nicht mehr gegeben. Ein solcher Transformator bewirkt keinerlei Symmetrie des Verstärkers.

Aus Abbildung 4 lässt sich erkennen, was geschieht, wenn der Ausgangstrafo als zwei in Reihe geschaltete Transformatoren arbeiten muss. Die vier Teilwicklungen sind zur besseren Beschreibung nummeriert. Wenn z.B. Q1 leitend wird, sinkt seine Drainspannung bis zur Sättigung ab. Würde die Primärwicklung L1, L3 des Trafos korrekt funktionieren, müsste sich die Drainspannung an Q2 bis auf ca. den zweifachen Wert der Betriebsspannung erhöhen, weil der durch L1 fließende Strom infolge der magnetischen Verkopplung auch in L3 fließen müsste, was aber nicht der Fall ist.

Durch die abgeblockte Mitte der Primärwicklungen und die **fehlende** magnetische Kopplung zwischen L1 und L3 ist das eben unmöglich. Der obere Teiltrafo L1-L2 versorgt die als Last zu betrachtende Reihenschaltung aus L4 und R1 allerdings so, dass an R1 kaum die gewünschte Ausgangsspannung entstehen kann. L3 erhält durch die Kopplung mit L4 eine Spannung, die aber phasengleich zur Spannung an L1 ist. D.h. die Drainspannung von Q2 steigt nicht, wie erwartet an, sondern sinkt ab.

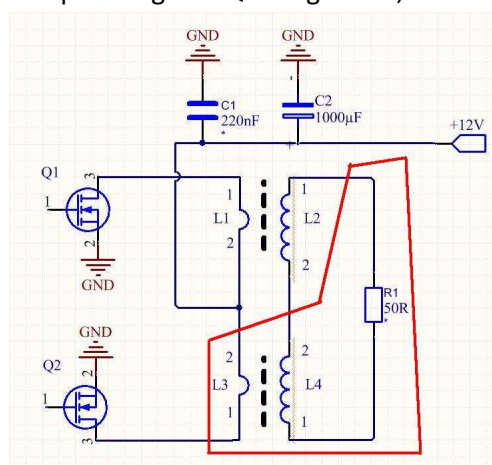


Abb. 4 Lastwiderstand

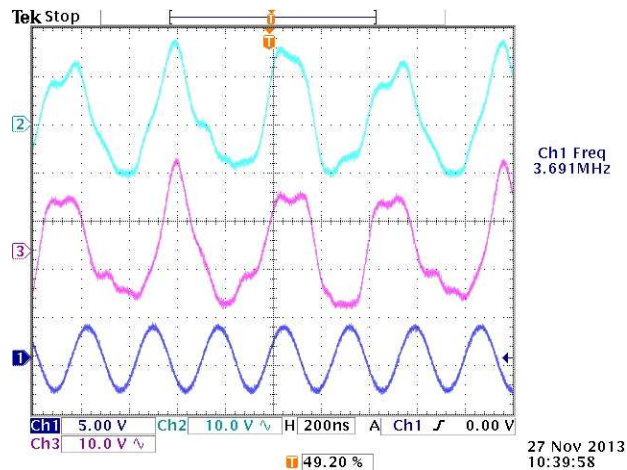
Derlei aufgebaute Endstufen funktionieren zwar trotzdem grundsätzlich, haben aber eine geringe Leistungsverstärkung, einen schlechten Wirkungsgrad und auch eine geringe Linearität.

Ein meist hoher Ruhestrom hilft, ebenso wie eine starke Gegenkopplung kombiniert mit großen Kondensatoren an den Drainanschlüssen, die Nachteile dieser Anordnung zu vermeiden.

Zusätzlich tragen auch Unsymmetrien der Trafos und des gesamten Aufbaus zu einer - wenn auch verbesserungsfähigen - Funktion bei.

Das nachfolgende Oszillogramm zeigt die Verläufe einer Eingangsspannung (unten) und an den beiden Drainanschlüssen der Transistoren bei entfernter Gegenkopplung (100 Ohm in Reihe mit 100nF). Von einer symmetrischen Arbeitsweise eines solchen Verstärkers ist nichts erkennbar.

Es ist zu erkennen, dass die Drainspannungsverläufe der Ansteuerung absolut nicht folgen und der Verlauf zusätzlich austuerabhängig ist..



Ein Ausweg aus dem Dilemma ist die Verwendung von Trafos mit Primärwicklungen, die mehr als eine Windung umfassen, was aber bei dem für 12V und 100 W nötigen Übersetzungsverhältnis von 1:5 sehr schwierig ist. Bei reinem A-Betrieb einer Gegentaktendstufe treten die beschriebenen Schwierigkeiten nicht auf.

Eine weitaus bessere Lösung ist die Verwendung einer bifilaren Drossel zur separaten Zuführung der Speisespannung an die Drainanschlüsse. Dadurch wird der Ausgangstrafo nicht mehr vom Gleichstrom durchflossen und der Mittelabgriff der Primärwicklung kann schwimmend gestaltet werden. Sättigungseffekte des Kernes durch den hohen Gleichstrom können ebenfalls nicht entstehen. Eine hart gekoppelte, bifilar gewickelte Drossel erlaubt außerdem eine streng symmetrische Arbeitsweise des Verstärkers.

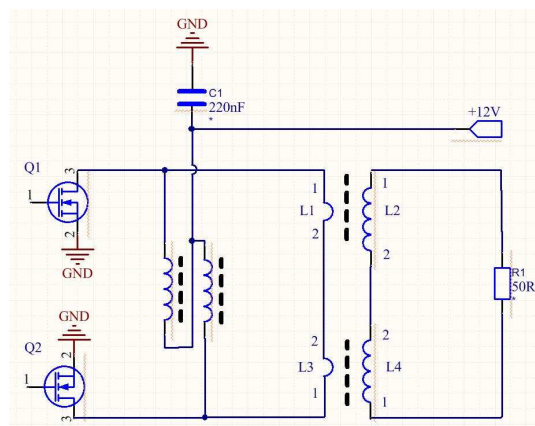


Abb. 5 Gegentaktprinzip mit einer Speisedrossel

Die Schaltung mit einer symmetrischen, bifilaren Speisedrossel vermeidet all die beschriebenen Nachteile, Abb. 5.

Die Transistoren arbeiten als Stromsenken, die wechselseitig angesteuert werden.

Die Aufgabe des Ausgangsrafos besteht darin, für die Transistoren einen Lastwiderstand zur Verfügung zu stellen, welcher der maximalen Stromergiebigkeit der Transistoren angemessen ist. Bei 12V Betriebsspannung und 50 Ohm Last ist das ein Windungszahlverhältnis von 1 zu 5.

Das ergibt einen primären Lastwiderstand von 2 Ohm. Niedrigere Übersetzungsverhältnisse, die zu einem höheren Lastwiderstand führen, funktionieren genau so, nur wird die gewünschte Ausgangsleistung nicht erreicht.

Die nachfolgende EXCEL-Tabelle zeigt die Berechnung der Spannungs- und Leistungsverhältnisse bei einer angenommenen Betriebsspannung von 13,8 und einer Restspannung von 2 V.

Berechnung der theoretischen Ausgangsleistung eines Linearverstärkers ausgehend von Betriebs- und Restspannung der Transistoren und 50 Ohm			
AA, 27.11.2013			
Eingabewerte			
Betriebsspannung [V]	Restspannung [V]	Übersetzung Trafo	Last-R [Ohm]
Ub	Ur	N	RI
13,8	2	5	50
Rechenwerte			
Spitzenspannung Drain gegen GND [Vs]	Ausgangspitzenspannung sekundär[V _s]	Lastspitzenstrom sekundär[Is]	erzielbare Leistung [Weff]
2 mal Ub-Ur	Primärspitzenspannung mal N	Sekundärspitzenspannung durch RI	(Spitzenspannung mal Spitzenstrom) / 2
23,60	118,00	2,36	139,24

Nach der Verarbeitung all dieser Erkenntnisse und Umstände entstand eine weitere Platine mit den entsprechenden Korrekturen und Ergänzungen.

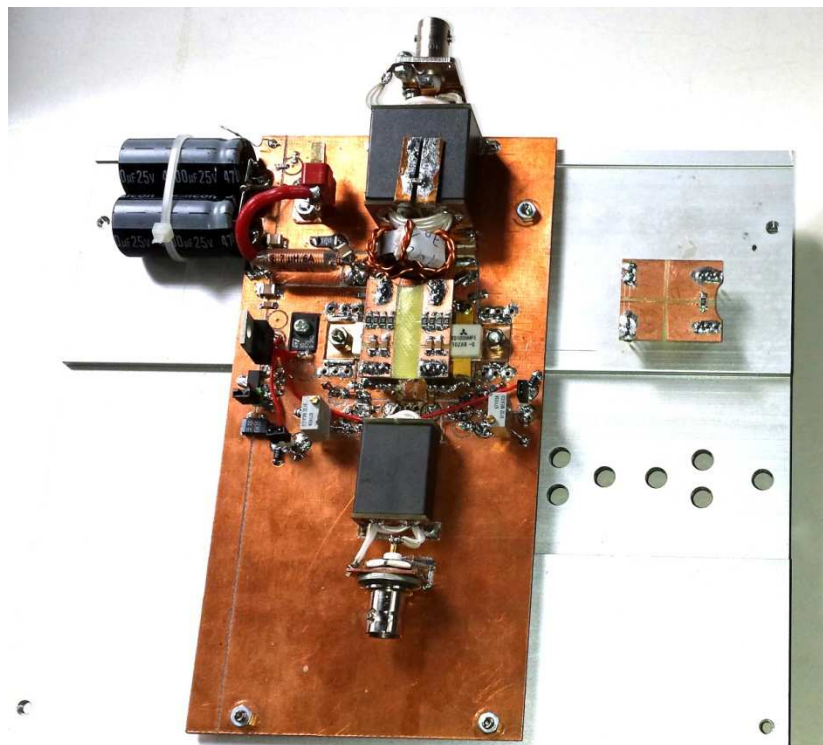


Abb. 6 neuer Entwurf mit Speisedrossel

Nachfolgend ist in Abb. 7 die prinzipielle Schaltung des neuen Testaufbaus angegeben. Auf C3 und C4 kann ggf. verzichtet werden weil alle Schaltungsteile Betriebsspannungspotential führen.

Die Induktivität der Symmetriedrossel sollte bei der niedrigsten Betriebsfrequenz einen Blindwiderstand ergeben, der fünfmal größer als der Lastwiderstand ist.

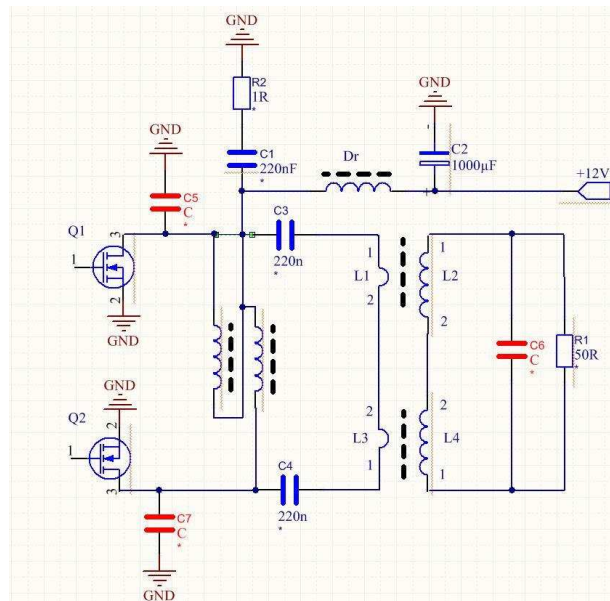


Abb. 7 Schaltung der Endstufe mit Kompensation

Die rot eingezeichneten Kondensatoren werden für die Kompensation der Streuung des Ausgangsrafos benötigt.

Diese lässt sich netzwerktechnisch messen, indem der Lastwiderstand von 2 Ohm zwischen die Drainanschlüsse gelegt wird und "rückwärts" vom Ausgang her die Eigenschaften des Transformators bestimmt werden. Dabei zeigt sich, dass eine Transformation von 5:1 schwer zu beherrschen ist.

Eine Rückflussdämpfung von 20 dB bis 30 MHz ist schon ein guter Wert. Der verwendete Trafo hat die schon erwähnte Primärwicklung aus zwei Cu-Röhrchen und eine Sekundärwicklung, die aus fünf Windungen dreier, parallel geschalteter, teflonisolierter Litzen besteht.

Wird der Querschnitt der Primärröhrchen durch die Sekundärwicklung gut ausgefüllt, verbessert sich die Kopplung zwischen den Wicklungen.

Der Mittelabgriff der Speisedrossel in Abb. 7 wird nicht hart hf-mäßig geerdet, sondern über einen niederohmigen Widerstand kapazitiv an GND gelegt. Eventuell noch auftretende Unsymmetrien des Verstärkers lassen sich damit auffangen. Details dazu sind in [3] beschrieben. Nachteilig aber akzeptabel ist dabei eine zweite Drossel für die Spannungszuführung.

Bei der Inbetriebnahme der Platine mit der veränderten Schaltung zeigte sich gegenüber der ersten Variante sofort eine ca. 3 dB höhere Leistungsverstärkung und ein um ca. 10 dB besseres Intermodulationsverhalten.

Zur Ansteuerung muss ein Zweitonsignal verwendet werden, dessen IM-Abstand mindestens 20 dB besser als das der zu untersuchenden Stufe sein muss.

Das Spektrum eines hinreichend sauberen Signals zur Ansteuerung zeigt Abb. 8.

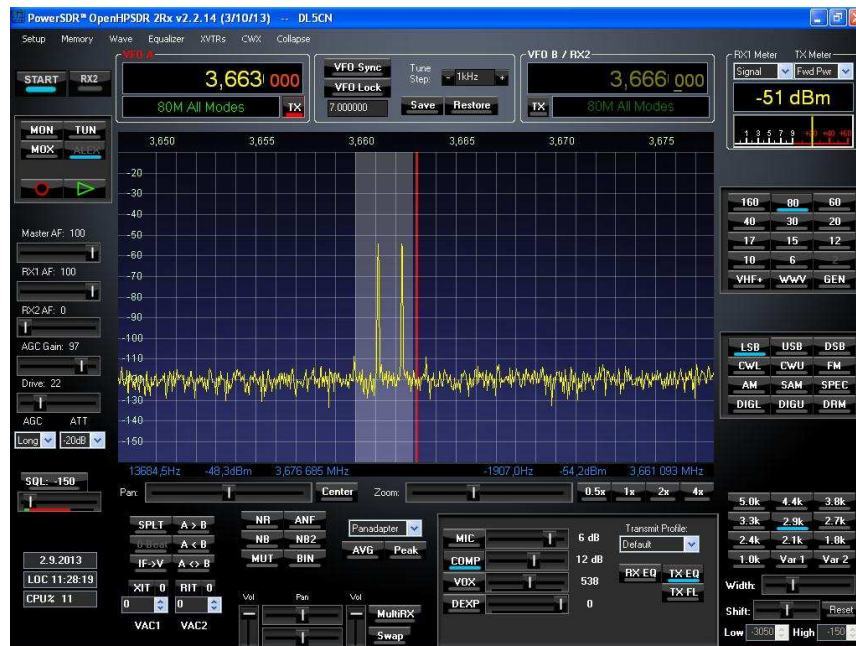


Abb. 8 Das Ansteuersignal von ca. 2,5 Watt PEP

Als Generator wurde die von der HPSDR-Gruppe stammende Platine "HERMES" verwendet, gefolgt von diversen Abschwächern und einem Verstärker im A-Betrieb mit einem MRF150 zur Bereitstellung von ca. 2,5 Watt PEP.

Als Empfänger zur spektralen Darstellung diente das schon länger in Betrieb befindliche Direktsampling-System auf der Basis von HPSDR-Platinen. Alternativ dazu kann jeder I/Q-Mischer in Verbindung mit einer Soundkarte und geeigneter Software unter Beachtung der korrekten Aussteuerung verwendet werden.

Der Lastwiderstand für den Sender hat eine -30dB Auskopplung. Über einen 3 dB-Teiler lassen sich Wattmeter und weitere Abschwächer zur spektralen Darstellung anschließen.

Das nachfolgende Bild, aufgenommen mit HSDR, zeigt das Ausgangsspektrum der PA bei 100 Watt PEP und einem IMD3-Abstand von ca. 40 dBc.

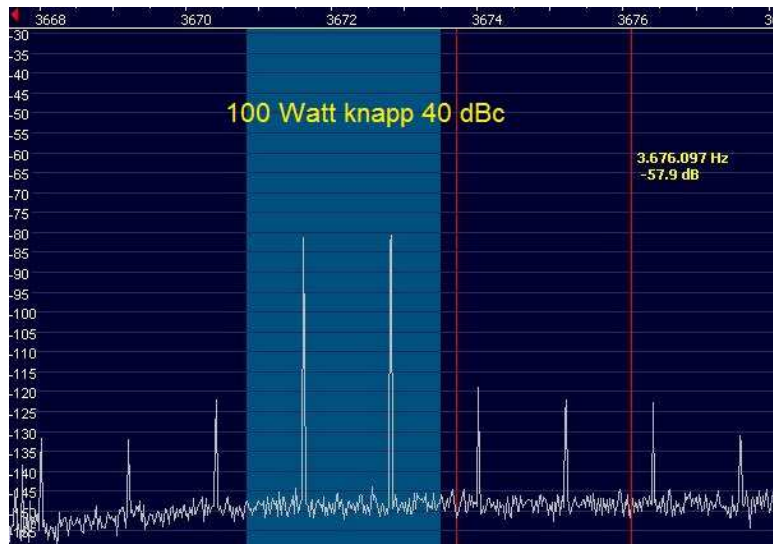


Abb. 9 Bei 100 Watt PEP werden ca. 40 dBc Intermodulationsabstand erreicht

Mit der von der HPSDR-Gruppe stammenden Software „KISS“ läßt sich das gesamte, gesampelte Spektrum bis 6m darstellen. Damit kann der Oberwellengehalt der Aussendung kontrolliert werden.

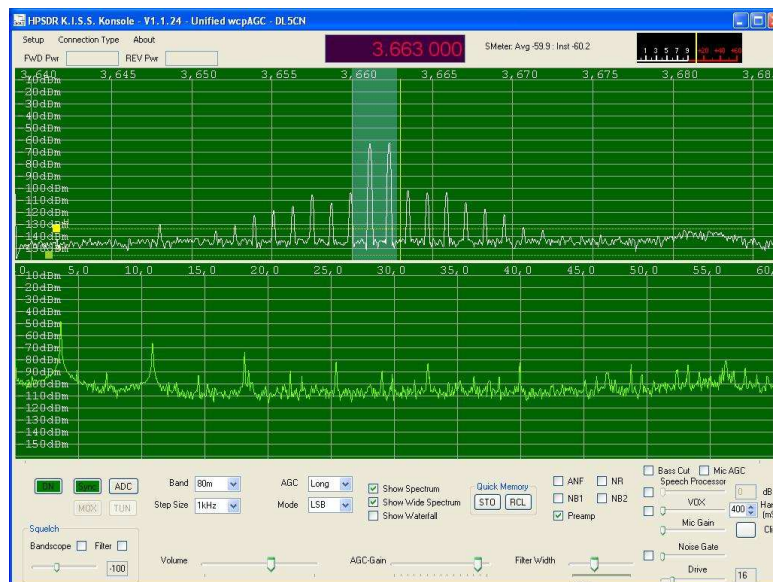


Abb. 10 gesamtes Spektrum bis 50 MHz

Aus dem Breitbandpektrum in Abb. 10 ergibt sich die Notwendigkeit einer Filterung hinter dem Leistungsverstärker. Erwartungsgemäß sind die gradzahligen Oberwellen gut unterdrückt, für die ungradzahligen benötigt man einen Tiefpass.

Weiterhin sollte unmittelbar am +12V-Anschluß der Platine ein ausreichend großer Pufferkondensator angebracht werden. Bei SSB-Signalen mit Amplitudenänderungen im NF-Rhythmus fließen hohe Spitzenströme. Einige tausend Mikrofarad sind also sehr angebracht.

Bei einer gemessenen Leistungsverstärkung von 16 dB ist am Eingang des Verstärkers nach einem 4:1 Transformator die Erzwingung einer ohmschen Anpassung zulässig. Diese wird über niederohmige Gateableitwiderstände erreicht. Am Fußpunkt dieser Widerstände werden die einstellbaren Gatespannungen zugeführt.

Eine getrennte Möglichkeit, die Gatespannung abzuschalten, kann über zwei Brücken erreicht werden. Damit ist der Drainstrom getrennt pro Transistor besser meß- und einstellbar. Sind die Brücken offen, muss sichergestellt sein, dass die Gatepotentiale über einen hochohmigen Widerstand weiterhin an GND liegen.

Bei einer Platine muss außerdem auf kürzeste Leitungsführung geachtet werden. Die Emitteranschlüsse der Transistoren werden über Cu-Streifen mit der Platine verbunden.

Durchkontaktierungen erfolgen mit innen nicht verzinnnten Hohlknoten, tnx an DK4SX.

....wird fortgesetzt.....Treiberstufe, etc....

AA, 07.07.2013, aktualisiert 19.11.2013

Literatur:

[1] Manfred Mornhinweg, XQ6FOD, www.ludens.cl

[2] Prof. Dr. Ing Jochen Jirmann, DB1NV, Manuskript UKW-Tagung Weinheim 2012

[3] William E. Sabin, Edgar O. Schoenike, „Single-sideband Systems and Circuits“

McGraw Hill Higher Education; 2nd edition (August 1, 1987)

ISBN-10: 0070544077, ISBN-13: 978-0070544079