

Manuskript

Softwaregesteuerte Envelope-Tracking Hüllkurven PA für den Kurzwellenbereich

Version: V1.5

Rüdiger Möller, DJ1MR

Datum: 18.11.2016,

Moderne elektronische Geräte müssen den Anforderungen der Zeit entsprechen und möglichst energieeffizient arbeiten. Dies war bislang im Bereich der Kurzwellen PAs ohne Softwareunterstützung nur schwer realisierbar. Durch moderne Software, wie z. B. die „Power-SDR“ Software der HPSPDR-Gruppe existiert jetzt die Möglichkeit, neben der Steuerung des eigentlichen SDR-Transceivers auch die PA energieeffizient mittels Envelope-Tracking Verfahren zu steuern. Der vorliegende Beitrag zeigt am Beispiel einer 1KW Mosfet PA einen Weg auf, dieses Ziel in die Praxis umzusetzen.

Endstufendesign für Envelope-Tracking Betrieb

Nahezu alle im Amateurfunkbereich eingesetzten Kurzwellenendstufen, seien es nun Röhren- oder Transistor-PAs, zeichnen sich dadurch aus, dass sie mit fester Betriebsspannung betrieben werden. Die Folge davon ist, dass ein nicht unerheblicher Anteil an DC Leistung in Wärme umgesetzt wird. Das Design der vorliegenden Kurzwellenendstufe wurde so gewählt, dass sie sowohl mit fester Betriebsspannung als auch mit modulierter Betriebsspannung betrieben werden kann. Die unterschiedlichen Hüllkurven PA Verfahren und Grundlagen hat der Autor bereits in [3] ausführlich beschrieben. Für die hier vorgestellte Endstufe wurde für den Betrieb mit modulierter Betriebsspannung das Envelope-Tracking Verfahren (kurz ET) gewählt. Als Betriebsspannungsmodulator für die Endstufe wird der vom Autor in [3] beschriebene Pulsbreitenmodulator (PWM) eingesetzt.

Die Halbleiterindustrie hat in der jüngeren Gegenwart leistungsstarke LDMOS Transistoren in 50 Volt Technologie herausgebracht, mit den zahlreiche PA-Eigenbauprojekte erfolgreich realisiert wurden. Der Autor hat sich in diesem Projekt aufgrund des Betriebsspannungswunsches von 100 Volt nicht für die bekannten aktuellen LDMOS Transistoren entschieden. Allgemein gilt, dass Bauelemente mit höherer Betriebsspannung wegen der günstigeren Dimensionierung der Ausgangstransformatoren gute Übertragungsparameter erwarten lassen. Außerdem können die Maximalströme auf unter 20 Ampere bei einer maximalen Betriebsspannung von 100 Volt reduziert werden. Die Wahl fiel auf den Vertikal N-Kanal RF-Power-Mosfet vom Typ VRF3933 der Firma Microsemi.

Der vorliegende Beitrag soll selbstbauinteressierte OM's dazu ermuntern, Erfahrungen mit Hüllkurvenkurzwellen-PAs zu sammeln. Dies wird u.a. auch dadurch erleichtert, dass die Power-SDR Software für die Hermes-Transceiver Platine auch gleich das Steuersignal für den PWM bereitstellen kann.

ET Verfahren

Das ET Verfahren stellt unter den drei Hüllkurven-PA Verfahren die geringsten Ansprüche an die Modulationspräzision der Betriebsspannung für die Endstufe. Bei diesem Verfahren wird die Amplitudeninformation des PA Eingangssignals nicht abgeschnitten, sondern, durch die AB-Endstufe weiter genutzt und verstärkt. Die Ansteuerung der ET-Endstufe aus dem PWM erfolgt nicht mit der original gleichgerichteten Hüllkurve, sondern wird durch die Power-SDR Software mit einer modifizierten geschapten Hüllkurve durchgeführt. Die Modifikation der Hüllkurven PWM erfolgt in der Gestalt, dass bei keinem oder sehr geringem SSB-Signal die Betriebsspannung für die Endstufe nicht null Volt, sondern oberhalb der jeweils eingesetzten Mosfetkiespannung liegt. Dies hat den Vorteil, dass die Ausgangsmosfets nicht in dem Triodenbereich betrieben werden müssen und damit

ungewollte Verzerrungen, u.a. verursacht durch die hohen nichtlinearen Kapazitäten, entstehen. Mit wachsender Aussteuerung wird dann auch die Betriebsspannung im Rhythmus der SSB-Hüllkurve erhöht, d.h. die Spannungsversorgungskennlinie nähert sich der linearen Betriebsspannungssteuerung, wie bei dem EER und H-EER Verfahren üblich, an. Abbildung 1 zeigt diesen Vorgang (blau gestrichelte und grüne Kennlinie).

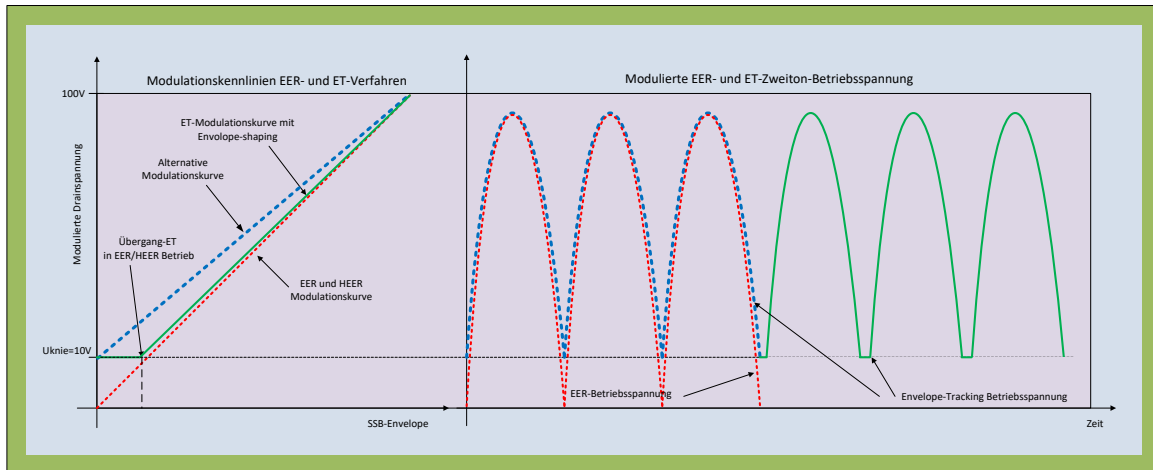


Abbildung 1: Modulationskennlinien für EER-, HEER- und ET-Betrieb

Man muss in jedem Aussteuerbereich der PA dafür Sorge tragen, dass immer hinreichend Betriebsspannung zur Verfügung steht, um die geforderte Augenblicksleistung bereitstellen zu können. Bekannt ist diese Betriebsart einer Endstufe aus dem Audiobereich. Sie wird dort als Class H Betriebsart bezeichnet. Wird die Betriebsspannung in zwei bis drei diskrete Stufen zugeschaltet, spricht man vom Class G Betrieb.

Ein Vergleich der Wirkungsgrade zwischen den Endstufenklassen, dargestellt in Abbildung 2, zeigt sehr deutlich auf, dass durch die Modulation der Betriebsspannung gegenüber einer normalen Class AB Endstufe insbesondere bei kleineren und mittleren Aussteuerungen beachtliche Wirkungsgradsteigerungen erreicht werden können. Den besten Wirkungsgrad erzielen Class D und ihre Untergruppen E, F und EF Endstufen.

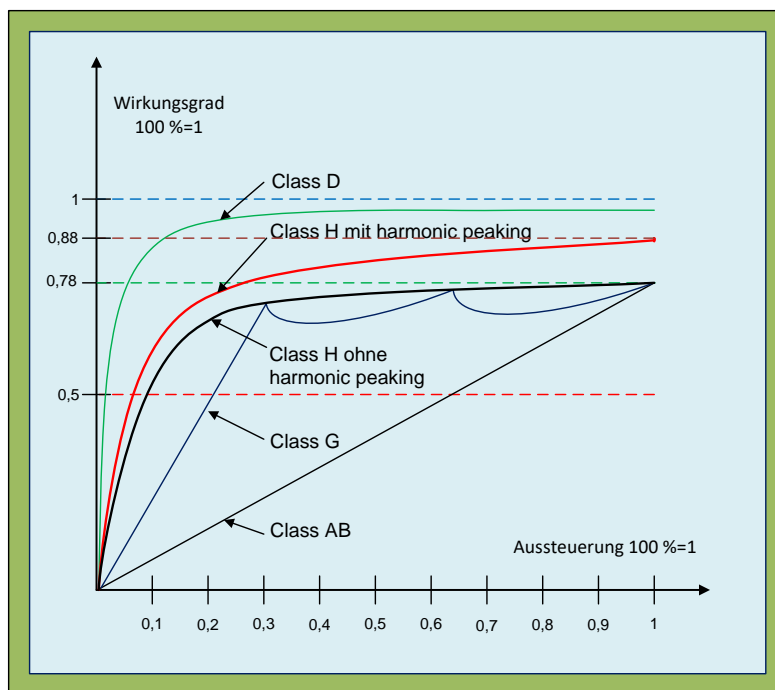


Abbildung 2: Wirkungsgradverläufe der verschiedenen Endstufenklassen

Nutzung der Power-SDR Software für den Hüllkurvenmodulator (PWM)

Für Nutzer der Power-SDR Software gibt es unter dem Reiter DSP/EER die Möglichkeit den PWM und damit die Form Modulationsbetriebsspannung direkt vom Hermes-Transceiver steuern zu lassen. Abbildung 3 zeigt diese Möglichkeiten. Mit dem Wert im Feld PWM Control „Minimum“ kann man den minimalen Betriebsspannungswert einstellen (z.B. Wert der Kniespannung der Endstufenmosfets, hier ca. 10 Volt) und im Maximum-Feld den maximalen Wert, den die Betriebsspannung bei Vollaussteuerung erreichen soll (hier 100 Volt).

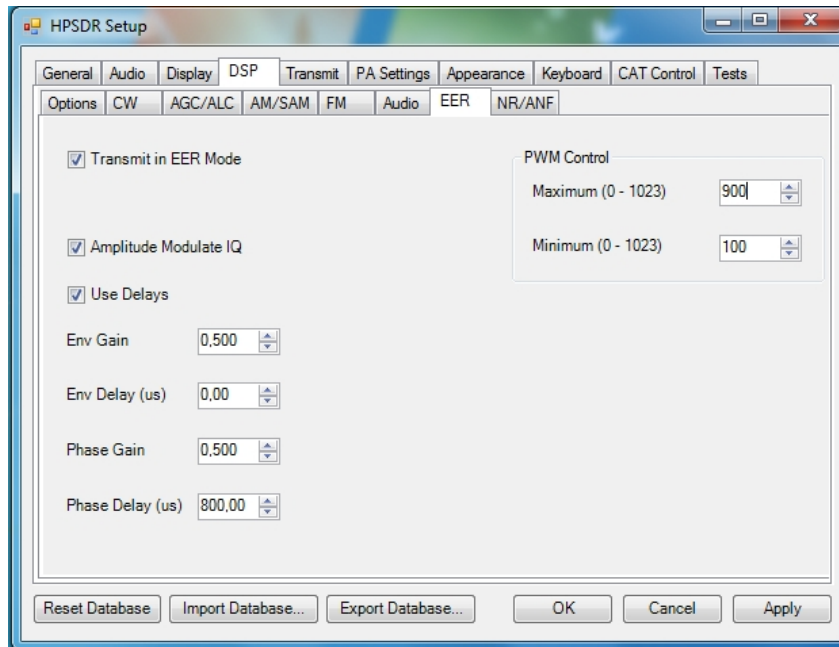


Abbildung 3: Einstellung der PWM-Modulationskurve mittels Power-SDR Software

Beim ET Verfahren ist es wie bei allen HK-Verfahren (EER, HEER) wichtig, dass die Hüllkurve des SSB Signals (modulierte Betriebsspannung) zeitgenau zum Phasensignal an der Endstufe anliegt. Verzögerungen des Hüllkurvensignals gegenüber dem Phasensignal sind beim ET Verfahren bis ca. 10 μ s tolerierbar. Je genauer die Übereinstimmung ist, desto bessere IMD3 Werte werden erreicht. Größere Abweichungen erkennt man an asymmetrischen Intermodulationsspektren. Das heißt, dass die einzelnen IMD-Träger (3, 5, 7, 9 etc.) auf beiden Seiten des Zweitonspektrums unterschiedliche Amplitudenwerte aufweisen. In der Power-SDR Software ist nun diese Zeitbeziehung zwischen beiden Signalen mit den Eingabefeldern „Phase Delay“ und „Env Delay“ sehr fein einstellbar. Diese Eigenschaft kommt einer programmierbaren Verzögerungsleitung gleich. OM Waren C. Pratt, NR0V, der Entwickler der EER-Software, erreicht dies durch Mehrfachausgaben in Richtung Altera FPGA des Hermes-Transceivers. Für die in diesem Projekt eingesetzten Systemkomponenten wie PC, Power SDR-Software und Hermes-Transceiver liegt der ermittelte Phase Delay Wert bei ca. 800 μ s. Der Wert 800 μ s bedeutet nicht, dass durch den TP des PWM-Leistungsteils eine Verzögerung von 800 μ s erzeugt wird, sondern dass die Phasensignal- und Hüllkurvensignalbereitstellung für die PA softwarebedingt um ca. 800 μ s auseinander liegen. Er wird also im Wesentlichen durch die Systemverarbeitungszeiten im PC und im FPGA des Hermes- Transceivers bedingt. Der im PWM vorhandene Tiefpass erzeugt bei einer Switchingfrequenz von 250 KHz zusätzlich ca. 7 μ s Verzögerungszeit zwischen Hüllkurvensignal Phasensignal. Abbildung 4 zeigt im linken Teil, wie das HF-Zweitonausgangssignal der ET-PA verzerrt werden würde, wenn der Phase Delay Wert nicht korrekt eingestellt wird.

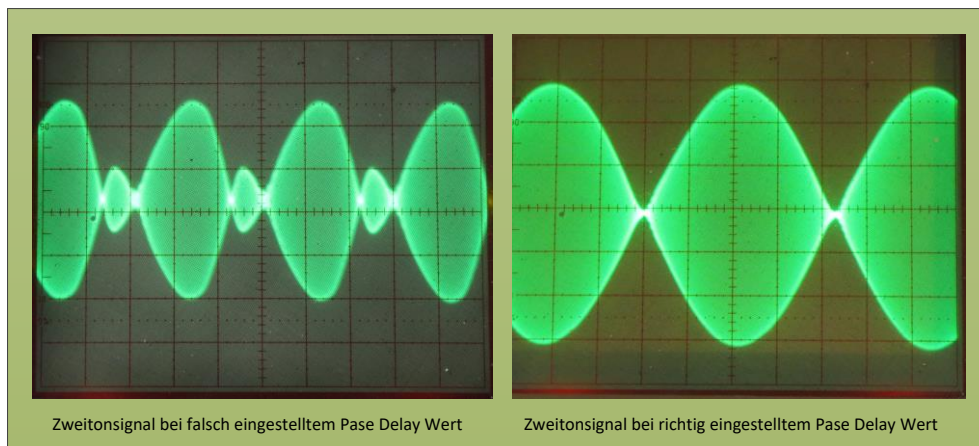


Abbildung 4: Zweitonsignal am Ausgang der ET PA bei falsch und richtig eingestelltem Phase Delay Wert.

Diesen Test sollte man für Zweitongfrequenzen von 200 Hz, 1,2 KHz und 2,9 KHz durchführen. Bei allen Zweitongfrequenzen muss das Zweitong-HF-Ausgangssignal der PA einen korrekten Verlauf aufweisen. Die Variation der Zweitongtestfrequenzen kann sehr komfortabel und einfach durch die Power SDR Software unter dem Reiter „Tests“ durchgeführt werden.

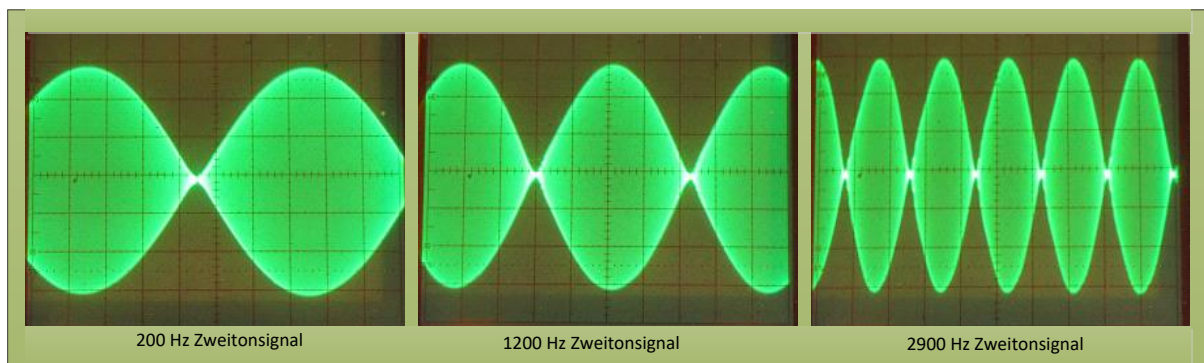


Abbildung 5: Zweitonsignal im gesamten NF-SSB-Band bei korrekt eingestelltem Phase Delay Wert von ca. $800\mu s$

Man kann den gefundenen Delay Wert auch mit einem Zweistrahloszillographen überprüfen. Abbildung 6 zeigt das über einen Tiefpass mit einer Grenzfrequenz von ca. 35 KHz aufgenommene PWM Ausgangssignal aus dem Hermes-Transceiver (unten) für einen Zweitong und das dazugehörige SSB HF Zweitonsignal an dem TX Ausgang des Hermes-Transceivers. In Abbildung 6 wird deutlich sichtbar, dass die SSB-Hüllkurve gegenüber dem SSB-Eingangssignal verzögert ist.

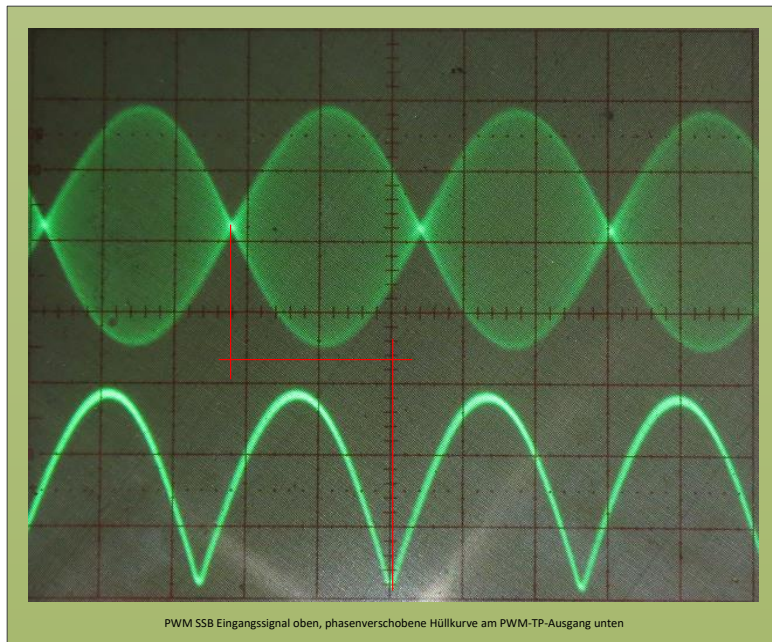


Abbildung 6: zeitliche Verzögerung zwischen PWM Eingangssignal und generierter PWM Hüllkurve von ca. 800 μ s bei einer Zweitonfrequenz von 1,2 KHz

PWM Control Einstellungen

Da in diesem Projekt das ET Verfahren für die PA zum Einsatz kommen soll, hat sich der Autor für die in Abbildung 1 in grün dargestellte Modulationskurve entschieden. Mit dem Einstellwert PWM Control Minimum stellt man die Startspannung für die Endstufe ein. Sie sollte wie schon erwähnt kurz oberhalb der Kniespannung der eingesetzten Endstufenmosfets liegen.

Abbildung 7 zeigt für drei unterschiedliche Einstellungen im PWM Control Feld „Minimum“ die mit dem PWM des Autors modulierte Betriebsspannungen für die ET Endstufe bei SSB-Zweitonaussteuerung.

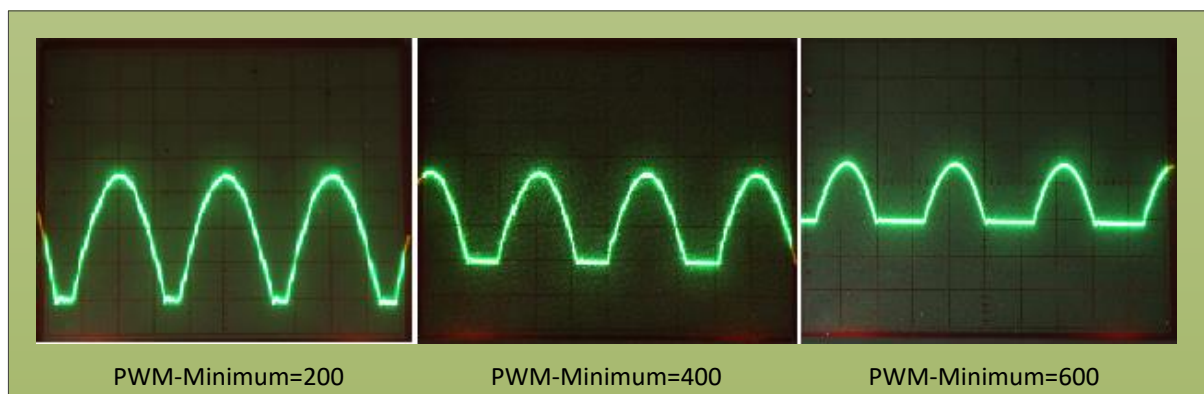


Abbildung 7: modulierte Betriebsspannung in Abhängigkeit von der PWM Control (20 Volt/Teilstrich)

Für die beschriebene Endstufe werden die Werte auf 10 Volt mit dem Wert im Minimumfeld und auf 100 Volt mit dem Wert im Maximum Feld eingestellt. Es werden in diesem Projekt zwei in Reihe geschaltete 48 Volt Schaltnetzteile verwendet, wobei das erste Netzteil auf 50 Volt und das zweite Netzteil auf 55 Volt eingestellt wird, so dass sich insgesamt 105 Volt Betriebsspannung für den PWM ergeben. 5 Volt fallen bei Vollaussteuerung im PWM-Modulator als Restspannung ab, so dass der maximale Betriebsspannungswert für die Endstufe 100 Volt beträgt. Abbildung 8 zeigt drei Beispiele für die Betriebsspannungsverläufe, wenn anstelle der Zweiton-Modulation mit der menschlichen Stimme moduliert wird. Es wird sehr deutlich ersichtlich, dass das Integral über den zeitlichen Spannungsverlauf wesentlich kleiner ausfällt als bei konstanter Betriebsspannung. Die Belastung für

die Transistoren sinkt enorm und die Lüfter zur Kühlung der Endstufe werden nahezu überflüssig. Insbesondere auch in den Sprachpausen werden die Transistoren bei gedrückter PTT-Taste deutlich weniger belastet, da die Betriebsspannung auf ca. 10 Volt absinkt. Die Ruheverlustleistung fällt dadurch in diesen Pausen von 200 Watt ($100\text{V} \times 2\text{A}$ Ruhestrom) auf ca. 20 Watt ($10\text{V} \times 2\text{A}$) ab und beträgt damit gegenüber Endstufen mit fester Betriebsspannung lediglich 1/10.

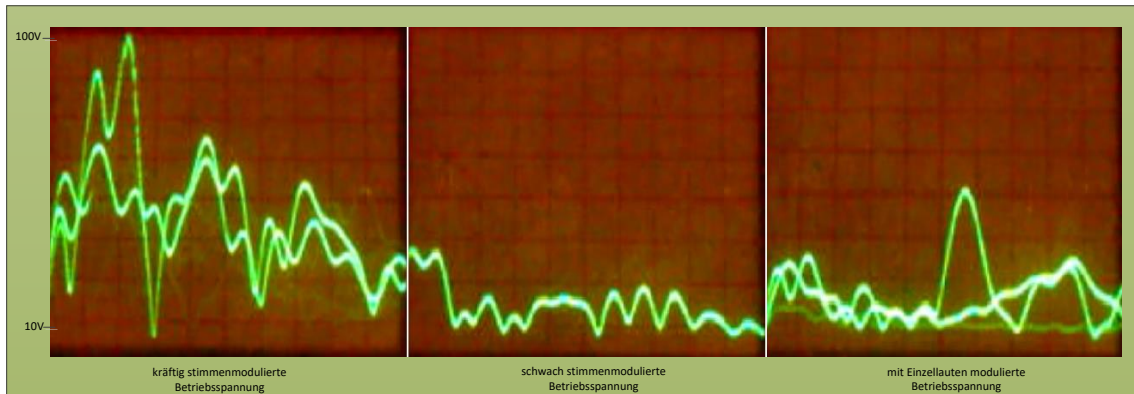


Abbildung 8: Zeitlicher Verlauf der mit menschlicher Stimme modulierten Betriebsspannung der PA für den Envelope-Tracking Betrieb.

Alle weiteren Einstellungen in der SDR Software sollten gemäß Abbildung 3 vorgenommen werden. Dazu gehören insbesondere das Setzen der Haken „Transmit in EER Mode“, „Amplituden Modulate IQ“ und „Use Delays“ zum Einschalten der Software Delay Line. Das Eingabefeld für „Modulate IQ“ sorgt dafür, dass das SSB-Signal am TX-Ausgang des Hermes-Transceivers die Amplitudeninformation behält, was für den ET-Betrieb unerlässlich ist. Nimmt man den Haken heraus, besitzt das SSB-Ausgangssignal am TX Ausgang eine konstante Amplitude und ist für die Ansteuerung von EER Endstufen geeignet. Der Wert im Feld „Envelope Gain“ beeinflusst die Amplitudenhöhe der modulierten Betriebsspannung und sollte zu Beginn des Abgleichs auf Werte zwischen 0,5 und 0,8 gesetzt werden. Es ist wichtig zu wissen, dass der PWM Ausgangswert der Hermes-Platine unabhängig von der Driverreglereinstellung in der Power-SDR Software ist. Der Wert im „Phase Gain“ Feld ist für diesen Einsatzfall ohne Bedeutung und kann auf den Wert 0,5 gesetzt werden. Die Software gestattet es auch, den Wert „Env Delay“ zu setzen, was zu einer digitalen Verzögerung der Hüllkurve gegenüber dem Phasensignal führen würde. Dies ist aber in der Praxis ein unwahrscheinlicher Einsatzfall.

Anschluss des PWM an den Hermes-Transceiver

Die von OM Phil Harman, VK6APH, entwickelte Hermes Firmware im Altera FPGA stellt das digitale PWM Signal an Jumper J14, Pin 2 der Hermes-Platine bereit. Der Autor hat die Entwicklung der FPGA-Firmware und EER Software in zahlreichen Tests mit begleitet. Das EER-Frontend in der Power SDR Software selbst hat OM Warren C. Pratt, NR0V, entwickelt. Auch mit ihm erfolgte ein reger Austausch der Testergebnisse. Herzstück des EER-Frontends in der Power-SDR Software bildet die programmierbare digitale Delay Line für das SSB-Phasensignal und SSB-Envelopesignal. Die Logik-Pegel am FPGA-Ausgang liegen zwischen 0 und 3,3 Volt. An Pin1 von J14 befindet sich ein Pegel von +3,3V (Betriebsspannung des Altera FPGAs) und an Pin 5 das „Ground“, Bezugspotential. Abbildung 9 zeigt den Jumper J14 auf der Hermesplatine an dem die digitalen PWM Signale abgenommen werden können.

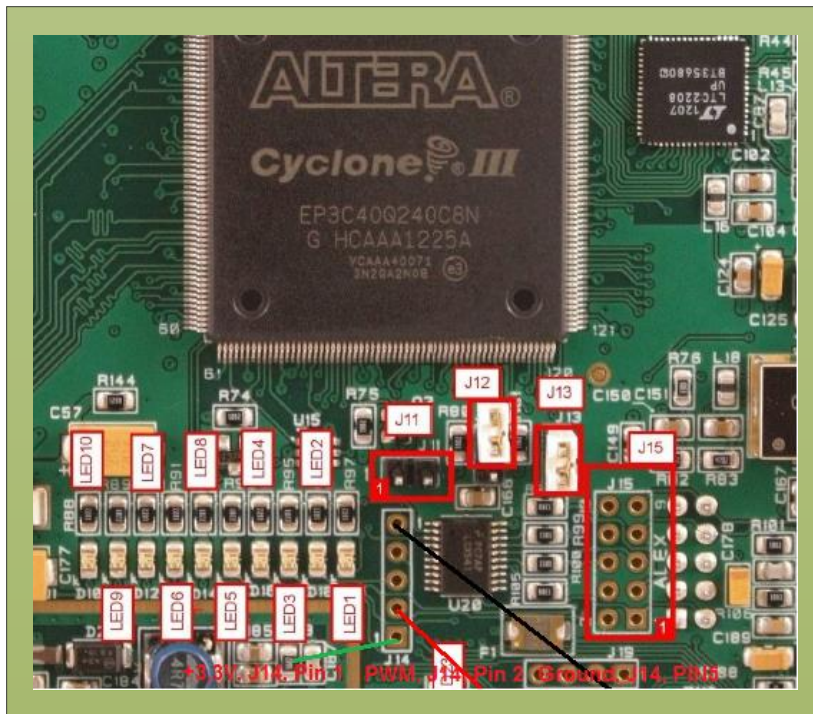


Abbildung 9: Jumper J14 der Hermes Platine

Der Autor hat eine 5 polige Stiftleiste im 2,54 mm Raster auf die Hermesplatine für J14 aufgelötet, was relativ gefahrlos möglich ist. Darauf wird dann die Anschlussplatine für das digitale PWM Signal aufgesteckt. Um Störsignale und Verkopplungen zwischen dem Hermes-Transceiver und dem PWM zu vermeiden, wird zur galvanischen Entkopplung von Transceiver und PWM ein schneller CMOS Optokoppler der Firma Hewlett Packard vom Typ HCPL 0721 eingesetzt. Abbildung 10 zeigt die auf J14 aufgesteckte PWM Anschlussplatine.

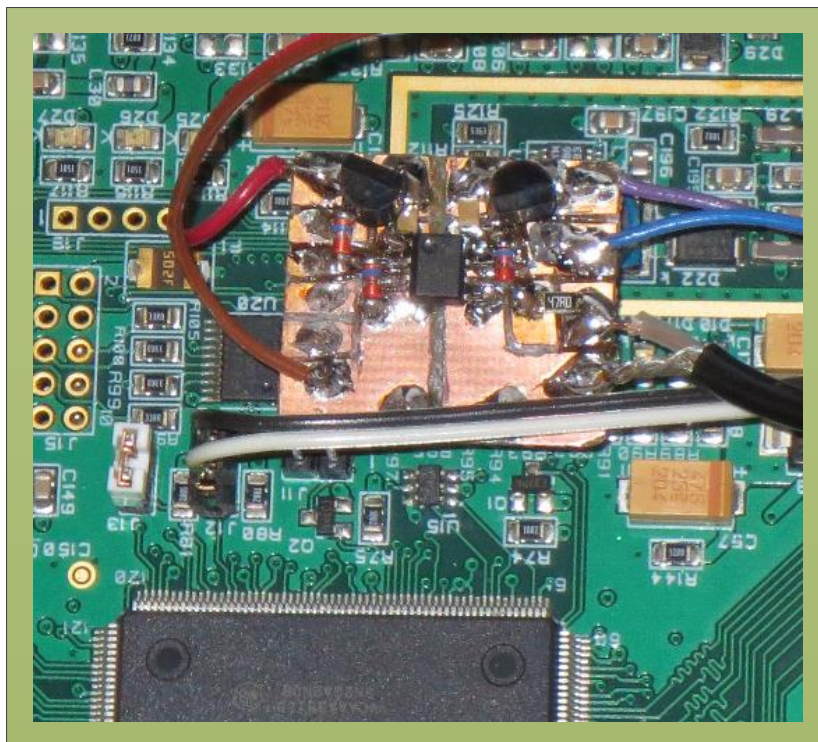


Abbildung 10: Aufgesteckte Anschlussplatine mit dem HP Optokoppler HCPL 0721

Sie wurde zunächst als Universalplatine für Testzwecke ausgeführt. In Abbildung 11 ist das interne Schaltbild des Optokopplers dargestellt. Beide Versorgungsspannungen VDD1 und VDD2 werden

mittels Spannungsregler 78L05 auf jeweils 5 Volt stabilisiert. Abblockkondensatoren von jeweils 100 nF an den Ein- und Ausgängen der Spannungsregler sind zur Unterdrückung von Spannungsspitzen erforderlich. Zum Schutz der Ein- und Ausgänge des Optokopplers vor Spannungsspitzen werden jeweils zwei schnelle Shottky-Dioden eingesetzt. Der Eingang V_i , Pin 2 des HCPL0721, wird über die auf der Unterseite der Aufsteckplatine angeordnete 5 polige Buchsenleiste direkt mit Pin 2 von J14 verbunden. Das PWM-Ausgangssignal wird an Pin 6 (V_o) des HCPL0721 über einen kleinen Schutzwiderstand von 4,7 Ohm abgenommen und über ein geschirmtes ca. 2 Meter langes vierpoliges USB-Kabel an den PWM angeschaltet. Über dieses Kabel wird auch die Spannungszuführung für den Spannungsregler 78L05 auf der Sekundärseite der Anschlussplatine aus dem PWM bereitgestellt. Als Anschlussbuchsen für das USB-Kabel zwischen Hermes-Transceiver und PWM eignen sich USB-Einbaubuchsen. Im Hermes-Transceiver sollte diese Buchse isoliert eingebaut werden, um unnötige Verkopplungen zwischen Transceiver und dem PWM zu vermeiden.

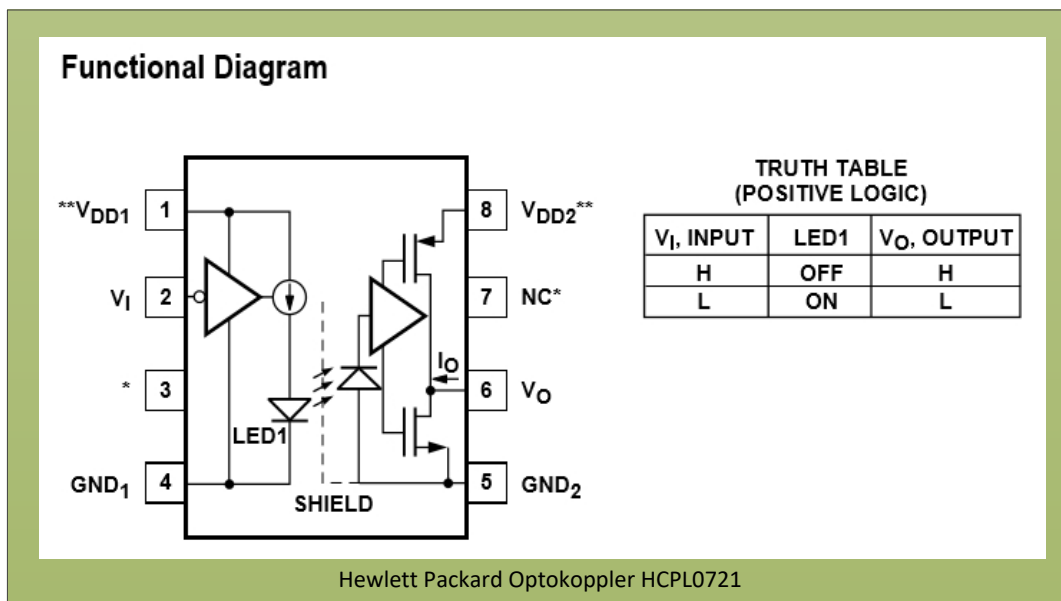


Abbildung 11: Innenschaltung des Optokopplers HCPL 721, (Quelle [11])

Abbildung 12 zeigt die Schaltung der kleinen Aufsteckplatine zur galvanisch getrennten Bereitstellung des digitalen PWM Ausgangssignals.

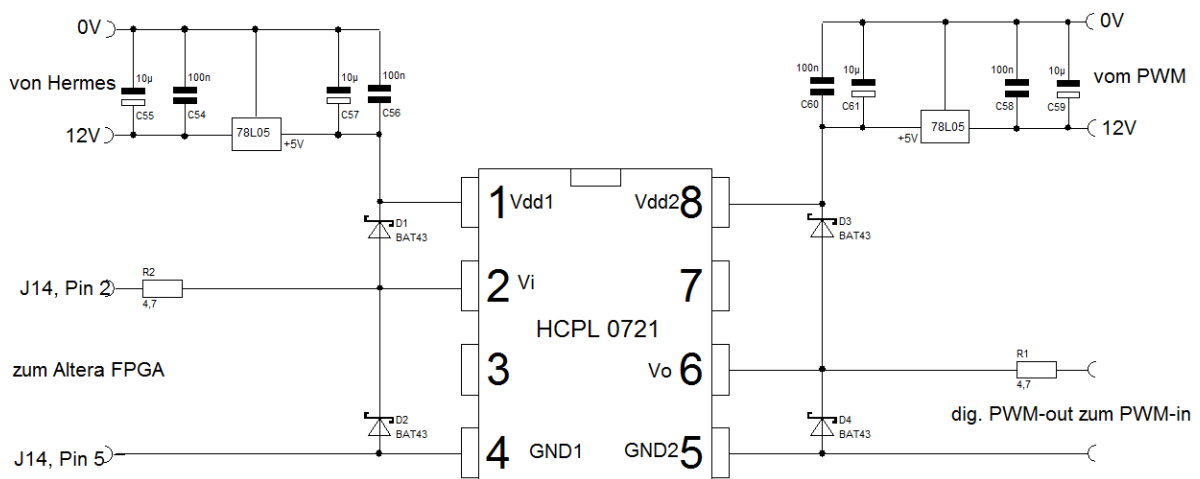


Abbildung 12: Schaltung der PWM-Aufsteckplatine

Die Ausgangsimpulse des HCPL0721 sind sehr steilflankig. Deshalb ist unbedingt ein abgeschirmtes Verbindungskabel einzusetzen. Abbildung 13 zeigt die PWM Signale aus dem Hermes-Transceiver am Ausgang V_o des Optokopplers. für ein Zweitonsignal mit unterschiedlichen PWM Control Minimum Einstellungen. Die Amplitudenhöhe beträgt nahezu 5 Volt, was zur sicheren Ansteuerung

des PWM Eingangstreibers vom Typ MCP14E11 nach [3] hinreichend ist.

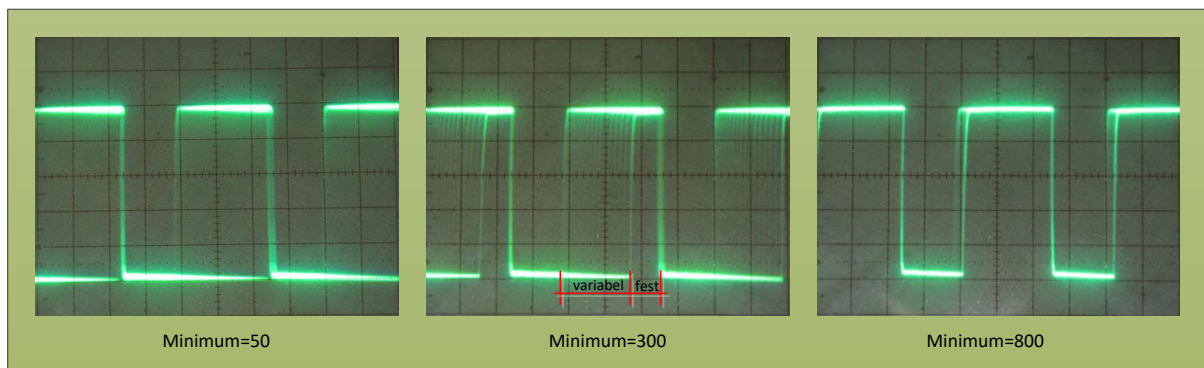


Abbildung 13: Digitale PWM Ausgangssignale für ein Zweitonsignal mit unterschiedlichen PWM Control Minimum Einstellungen

Aus Abbildung 13 erkennt man, dass für Minimum Werte größer null, immer eine Ansteuerung des PWM erfolgen wird, die minimale Betriebsspannung für die PA Endstufe also größer als null sein muss. Im Leistungs-PWM des Autors nach [3] wird gemäß Prinzipschaltbild in Abbildung 14 die SSB Hüllkurve durch einen Tiefpass wieder herausgefiltert. Gleichzeitig wird durch die Wahl von +UDD die maximale Ausgangsamplitude bestimmt, die in dem vorliegenden Projekt ja 100 Volt betragen soll.

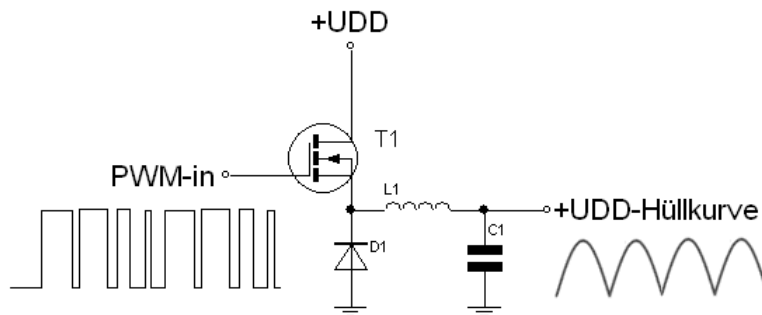


Abbildung 14: Prinzipschaltbild des Leistungs-PWM nach dem Buck-Converter Prinzip

Das digitale PWM Ausgangssignal mit einer Switchingfrequenz von ca. 250 KHz aus dem Hermes-Transceiver enthält auch die um den Faktor 8 bis 10 auf ca. 25 bis 30 KHz verbreiterte SSB Hüllkurve (siehe Marker 2 in Abbildung 15) in seinem Spektrum. Dies lässt sich sehr gut mit einem Spektrumanalyzer nachweisen. Abbildung 15 zeigt das Spektrum der digitalen PWM, aufgenommen mit einem VNWA nach DG8SAQ. Das SSB-Spektrum endet kurz oberhalb von 26,5 KHz (Marker 2) bei einer 3KHz SSB Bandbreite. Zusätzlich gruppieren sich um den 250 KHz Träger (Marker 7) und dessen Harmonischen weitere Seitenbänder mit abnehmender Amplitude herum.

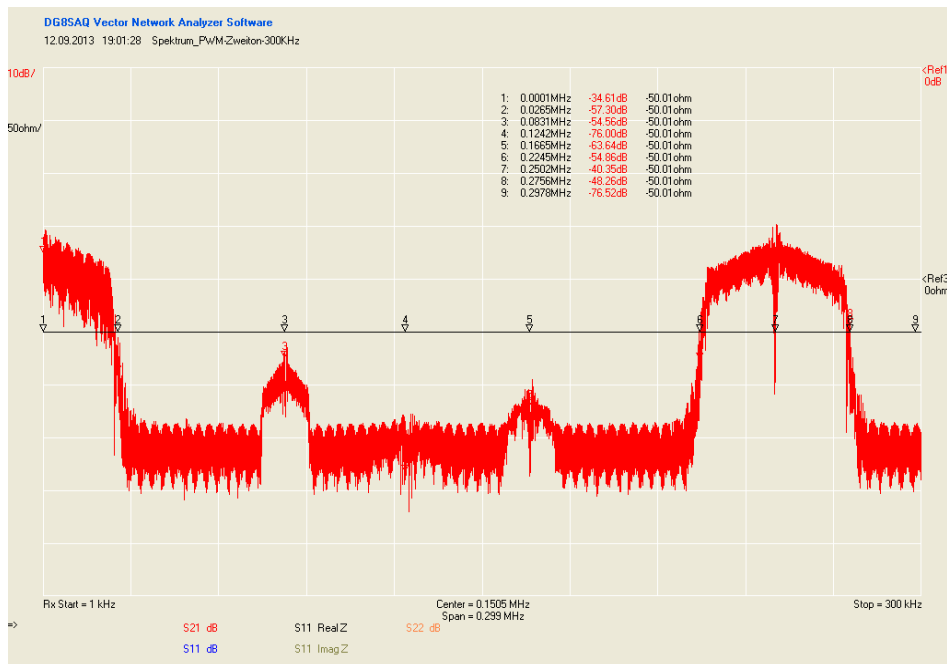


Abbildung 15: Frequenzspektrum einer digitalen Zweitton-PWM

Die Grenzfrequenz des PWM-Tiefpasses sollte also mindestens bei ca. 30 KHz liegen, um das Originalsignal der SSB-Hüllkurve wieder „unverzerrt“ gewinnen zu können. Außerdem müssen die Oberwellen hinreichend herausgefiltert werden, was einen Tiefpass höherer Ordnung am Ausgang des PWMs erfordert. Nähere Details zur Dimensionierung des Leistungs-PWMs können aus [3] entnommen werden.

Envelope-Tracking Endstufenkonzept

Es wurden Schaltpläne und Leiterplattenlayouts für eine zweistufige und eine einstufige PA entwickelt.

Variante 1 zweistufig

- mit 4xVRF3933 sowie 2x MRF 148A im Treiberverstärker
- Gesamtverstärkung 38 dB, 160 Milliwatt Eingangsleistung für 1000 Watt Ausgangsleistung

Variante 2 einstufig

- mit 4xVRF3933
- Verstärkung 22 dB, 6,3 Watt Eingangsleistung für 1000 Watt Ausgangsleistung

Für die ein- und zweistufigen Varianten werden Layout-Entwürfe im Downloadbereich des Funkamateurs zur Verfügung gestellt. Im Downloadbereich befinden sich weiterhin die Schaltpläne im .spl-Format.

Treiberverstärker

Um die gesteckten Ziele nach linearem Frequenzgang und hohem IMA 3 bis zum 6 Meter Band erreichen zu können, muss der Treiberverstärker neben der Endstufe sehr gute Übertragungseigenschaften aufweisen. Die vom Autor seit Jahren eingesetzten bipolaren Transistoren vom Typ MRF 426 der Firma Motorola sind zwischenzeitlich abgekündigt und nur noch schwer erhältlich. Chinesische Muster wurden zwischenzeitlich getestet, erreichten aber nicht annähernd die Eigenschaften des Originaltyps. Nach längerer Suche viel dem Autor die Mosfet-Typen VRF 148A von der Firma Microsemi und der MRF148A von der Firma MA-COM der VRF148A auf. Sie sind bis auf die Gatespannungshöhe nahezu identisch. Gemäß Angaben in den Datenblättern würden diese beiden Typen bei einer benötigten Treiberleistung von ca. 6 Watt die angestrebten 50 dBc IMD3

Abstand bis zu den oberen Bändern gut schaffen können. Ein weiterer Vorteil gegenüber dem bipolaren Transistortyp MRF 426 besteht darin, dass sie mit 50 Volt betrieben werden können. Da die 100 Volt Endstufenspannungsversorgung aus zwei in Reihe geschalteten 48 Volt Schaltnetzteilen erfolgen sollte, fallen in der Mitte der Reihenschaltung die 50 Volt für den Treiberverstärker nebenbei mit ab. Ein separates 24 Volt-Netzteil wird nicht mehr benötigt.

Schaltungsentwicklung Treiberstufe

Die Treiberstufe wurde als Gegentakt-A-Verstärker mit zweimal MRF148A entwickelt. Abbildung 16 zeigt den Schaltplan des Treiberverstärkers.

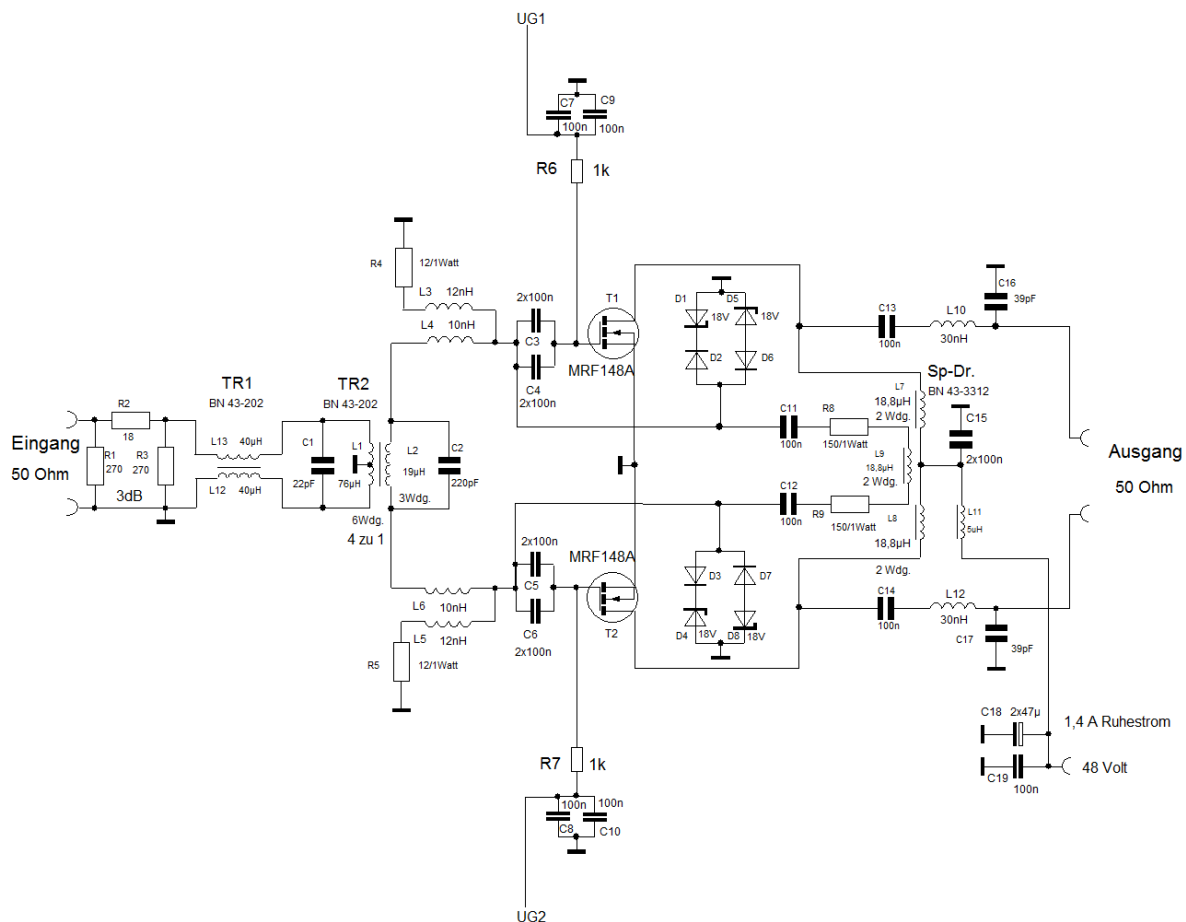


Abbildung 16: Treiberverstärker mit 2x MRF148A im Gegentakt-A Betrieb

Die beiden in Reihe geschalteten Eingangstrafos werden durch einen 1 zu 1 Guanella-Trafo und einen 4 zu 1 Faraday-Balun jeweils auf einen Doppellochkern vom Typ BN43-202 realisiert. TR1 wandelt das unsymmetrische in ein symmetrisches Eingangssignal um, und TR2 nimmt die Anpassung des Eingangswiderstandes der Mosfettreiberstufe auf den Wert von 50 Ohm vor. Bei etwas geringeren Ansprüchen an die Symmetrie der Schaltung kann auf TR1 verzichtet werden. Die Kondensatoren C1 und C2 dienen zur Kompensation der Streuinduktivitäten. Dies ist für einen Betrieb bis zum 6 Meter Band auch zwingend erforderlich. R1 bis R5 sowie L3 bis L6 bilden einen weiteren Teil der Eingangsanpassung. Sie kompensieren die Eingangskapazitäten der Mosfets.

Die beiden MRF 148A Mosfets werden bei einem Ruhestrom von ca. 700 Milliampere und 50 Volt Spannung betrieben. Die Zuführung der Betriebsspannung erfolgt über eine gemeinsame Speisedrossel auf einem Doppellochkern vom Typ Amidon BN43-3312. Über eine zusätzliche Wicklung (L9) auf der Speisedrossel und den Widerständen R8 und R9 sowie die Kondensatoren C11 und C12 wurde die Gegenkopplung vorgenommen. Dies reduziert die Verstärkung des Treibers auf ca. 18,5 dB. Die Dioden D1 bis D8 dienen der Spannungsbegrenzung an den Gates. Ein weiterer wesentlicher Vorteil des MRF148A und VRF148A besteht in ihre erweiterte Spannungsfestigkeit am Gate von plus/minus 40 Volt.

Messwerte

Abbildung 17 zeigt den erreichten Frequenzgang (rote S21 Kurve) und die Eingangsanpassung als VSWR (grüne S11 Kurve) der Treiberstufe. Das VSWR variiert vom 160 bis zum 6 Meter Band zwischen 1,0 und 1,4. Der Frequenzgangverlauf ist bis 50 MHz hervorragend linear (rote S21 Kurve). Die Verstärkungsvarianz liegt bis zu 50 MHz unter 0,3 dB. Dies liegt nicht zuletzt an den Kompensationsmaßnahmen am Ein- und Ausgang der Mosfets. Diese hat der Autor bereits in seinen Artikeln in [9 und 10] ausführlich beschrieben. Fügt man das 3dB-Dämpfungsglied am Eingang hinzu, dann beträgt die Verstärkung der Treiberstufe ca. 15,5 dB.

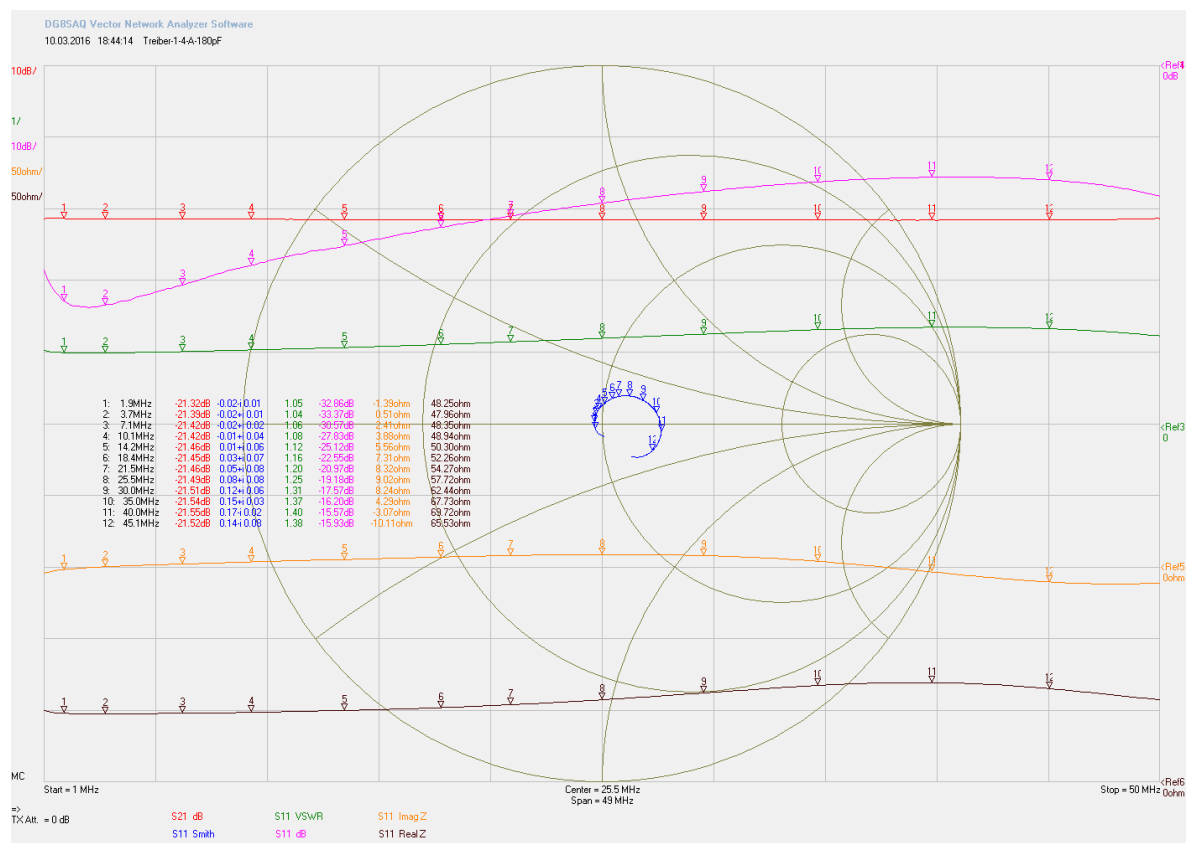


Abbildung 17: Frequenzgang und Eingangs-VSWR der Treiberstufe, 18,5 dB Verstärkung ohne 3 dB Dämpfungsglied, sonst 15,5 dB

Bei einem Ruhestrom von 700 mA pro Mosfet werden ca. 55 dBc IMD3 Abstand bei 6 Watt Ausgangsleistung erreicht. Abbildung 18 zeigt den erreichten IMD3 Abstand im 80 Meter Band.

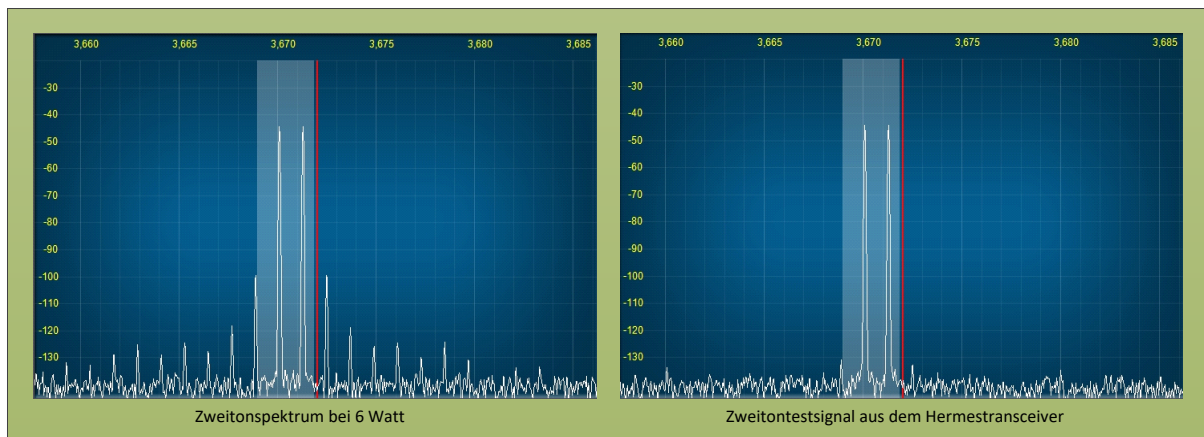


Abbildung 18: IMD3 Spektrum des Treiberverstärkers und das Testsignal im 80 Meter Band

Man benötigt für diese Messung ein sehr sauberes IMD3 freies Testsignal. Dieses hat der Autor aus seinem Hermes-Transceiver gewinnen können. Mittels Predistortion war der IMD3 Abstand des Testsignals besser als 85 dBc.

Gatespannungserzeugung und PTT Schaltung

Die Gatespannungsversorgungs- und PTT-Schaltung wurde gegenüber früheren Lösungen des Autors sehr vereinfacht. Abbildung 19 zeigt die Schaltungsdetails.

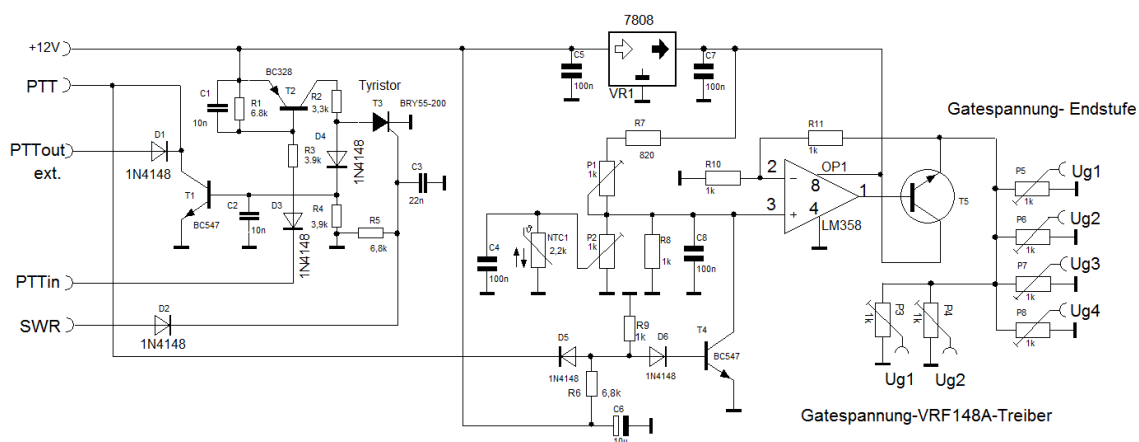


Abbildung 19: PTT-Schaltung mit Gatespannungserzeugung und -regelung

T1, T2 und T4 übernehmen über die Eingangsdiode D3 das Einschalten des Ruhestromes sowohl für die Treibermosfets als auch für die Endstufenmosfets.

Über P3 und P4 lassen sich die gewünschten Ruhestrome für den Treiberverstärker seidenweich einstellen. Der Thermistor NTC1 von 2,2KOhm regelt in Zusammenarbeit mit OP1 und T5 die Gatespannung in Abhängigkeit von der Temperatur. Mit P1 und P2 kann man die Steilheit der Schaltung nach seinen Bedürfnissen und Kühlverhältnissen sehr gut einregeln, so dass sich die Ruhestrome der Treibermosfets und der Endstufenmosfets über einen weiten Bereich sehr konstant halten lassen. P1 und P2 sollen zu Beginn des Abgleichs in Mittelstellung gedreht werden. Am Emitter von T5 stehen dann ca. 5 Volt. Man stellt mit P2 dann den exakten Wert von 5,00 Volt bei ca. 20°C am Kühlkörper ein. P1 und P2 sollen von hoher Qualität und mindestens als 10-Gang Potentiometer ausgeführt sein. Der 5 Volt Wert stellt dabei immer die Ausgangsreferenz für weitere Abgleiche dar. Als Ausfallschutz kann parallel zu den sechs Potentiometern eine 5,1 Volt Z-Diode gelegt werden. Dies kann unter Umständen beim Ausfall von P2 oder des 8 Volt Spannungsstabilisators die Endstufe

vor der Zerstörung retten. Mit P3 bis P8 können die insgesamt für die Endstufenmosfets benötigten vier Gatespannungen separat eingestellt werden. In der Schaltung wurden 25-Gang Potentiometer eingesetzt, um dies sehr fein zu ermöglichen. Die MRF148A benötigen für 700 mA Ruhestrom ca. 2,1 bis 2,2 Volt und die VRF3933 der Endstufe für jeweils 500 mA ca. 3,5 Volt Gatespannung. Werden im Treiber VRF148A eingesetzt, dann erhöht sich die notwendige Gatespannung auf ca. 3,5 Volt. Sie ist also nahezu identisch mit der Gatespannung der Leistungsmosfets in der Endstufe. Der VRF148A Typ wäre deshalb dem MRF148A vorzuziehen.

Der Thyristor T3 dient zum schnellen Abschalten der PA im Falle von hohen SWR-Werten.

Spannungen von + 1,6 bis 2 Volt am SWR-Eingang schalten den Thyristor in den leitenden Zustand.

Schaltungsbeschreibung der Endstufe

Bei der Entwicklung des Eingangsanpassnetzwerkes wurde das Philips Modell aus [1], Fig.5 zu Grunde gelegt. Es besteht die Aufgabe, die Eingangskapazitäten der zwei parallel geschalteten Mosfets von ca. 1600 pF zu kompensieren. Bei der Anpassnetzwerkschaltung handelt sich um ein T-Glied mit C_{in} als Eingangskapazität der parallel geschalteten Mosfets.

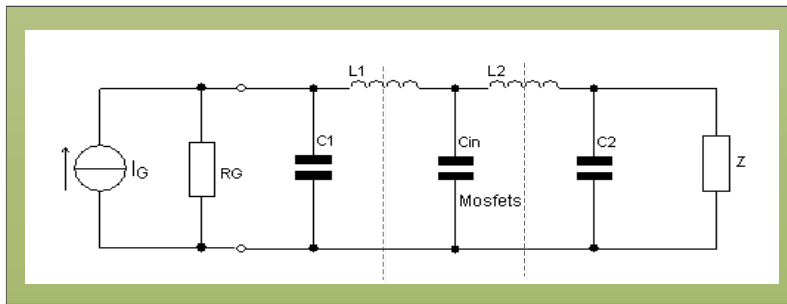


Abbildung 20: geeignetes Eingangsanpassnetzwerk nach [1], Fig. 5

Mit dem Programm RFSim99 nach [8] lassen sich die Komponenten des T-Gliedes sehr schnell ermitteln. Abbildung 21 zeigt die mit dem Programm RFSim99 ermittelten Werte der Komponenten bis 40 MHz. Da die Frequenzabsenkung des einfachen T-Gliedes sehr flach ist, kann auch noch bis 50 MHz mit hinreichender Verstärkung gerechnet werden. Auf die vordere Induktivität L1 kann verzichtet werden, da der 9 zu 1 Trafo hinreichend Streuinduktivität aufweist. Die Induktivität L2 wird durch eine halbe Windung aus 1,5 mm Cu-Lackdraht mit einem Durchmesser von 7 mm und durch die Leiterzüge gebildet.

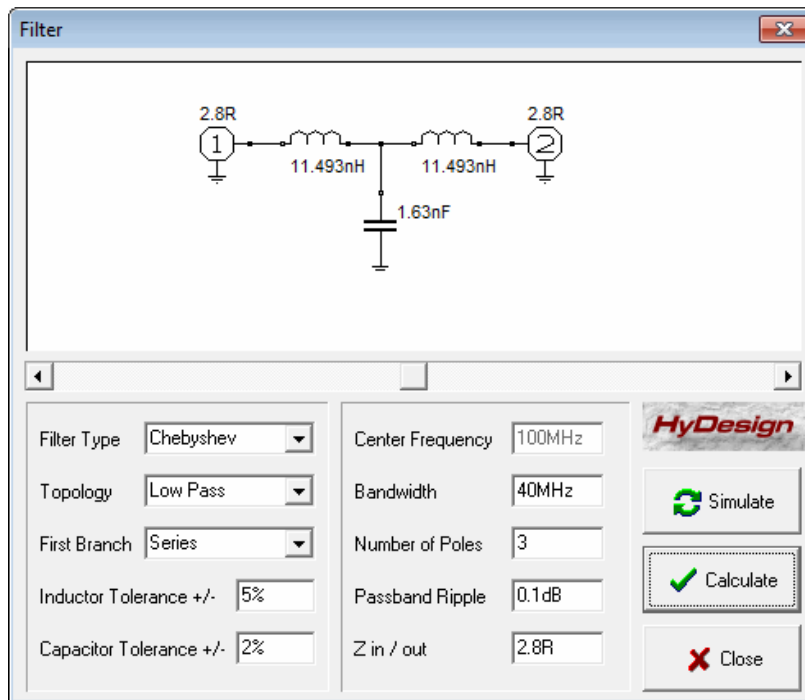


Abbildung 21: Berechnetes Eingangsanpassnetzwerk für die Mosfetendstufe

Der gesamte Eingangswiderstand der Mosfetendstufe beträgt wegen der eingangsseitigen Reihenschaltung von R1-3 mit R4-6 sowie R7 und R8 ca. 5,6 Ohm. In der Schaltung für die Endstufe (siehe Abbildung 24) werden die zwei T-Glieder mit den sechs Widerständen R1 bis R6 abgeschlossen. Diese müssen insgesamt 6,3 Watt aufnehmen können. Deshalb ist jeder Widerstand ein zwei Watt Typ. Mit dem 9:1 Trafo Tr1 erreicht man dann einen Eingangs-Z-Wert der Endstufe von 50 Ohm. Tr1 muss auf der Sekundärseite bei einer Last von 5,6 Ohm sehr sorgfältig ausgeführt und kompensiert werden. Zur Herstellung des Trafos nimmt man ca. 10 cm versilbertes Abschirmgeflecht aus einem doppeltgeschirmten Stück RG400 Koaxialkabel und zieht in dieses Abschirmgeflecht drei isolierte Litzendrähte ein. Es ist ausreichend die innere Hülle des Abschirmgeflechts zu nehmen. Sie hat einen etwas geringeren Durchmesser und passt besser in den Doppellochkern vom Typ BN-43-3312. Die drei Drähte werden in Reihe geschaltet und bilden die Primärseite des Trafos. Das Abschirmgeflecht bildet die Wicklung für die Sekundärseite. Die Kompensation der Streuinduktivitäten gelingt bis 50 MHz recht wirkungsvoll wie Abbildung 22 zeigt.

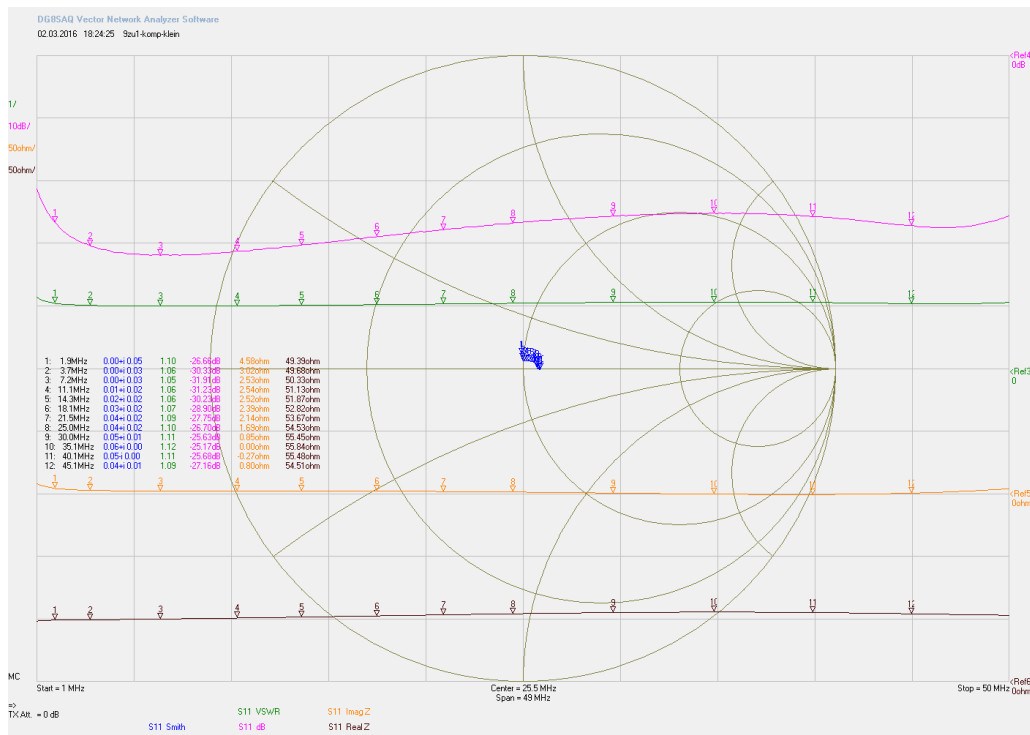


Abbildung 22: kompensierter 9 zu 1 Trafo (27pF primär und sekundär 5,6 Ohm Widerstand parallel zu 330 pF)

Kurze Anschlussdrähte und ein guter Kopplungsfaktor zur Primärwicklung sind unbedingte Voraussetzungen. Ein zusätzlicher Kondensator von 27pF auf der Primärseite des Trafos Tr1 wird, wie die Messungen zeigten, in der zweistufigen PA Variante selbst nicht unbedingt benötigt. Sekundär ergibt im Zusammenhang mit dem Treiberverstärker ein Wert von 420 bis 470 pF optimale Anpassungswerte. Der Vortreiber entkoppelt die Endstufe vom Eingang. Wer die PA jedoch in der einstufigen Variante betreiben möchte, sollte unbedingt die 27 pF auf der Primärseite und 330 pF bis 470 pF (mit Trimmer abgleichen) auf der Sekundärseite des Trafo Tr1 der Endstufe vorsehen. Der optimale Kapazitätswert hängt von der Qualität des angefertigten 9 zu 1 Trafos ab.

Festlegung der Ausgangsimpedanzwerte der Endstufe für $P_{outmax}=1KW$

Bei einer vorgegebenen Betriebsspannung von 100 Volt soll die maximale Ausgangsleistung ca. 1KW betragen. Dabei sollen im durchgesteuerten Zustand der Transistoren die verbleibenden Restspannungen die Kniespannungsschwelle von ca. 10 Volt nicht unterschreiten. Dies erfordert dann bei einem Hub von 90 Volt (durch die Speisedrossel bedingt 180 Volt) einen Arbeitswiderstand R_L von 12,5 Ohm. Ein 1 zu 4 Trafo am Ausgang wird bei 100 Volt Betriebsspannung erforderlich. Jede Gegentakteite sieht dann 6,25 Ohm (bedingt durch die Spannungsverdopplung an der Speisedrossel muss die leitende Transistorseite mehr Strom aufbringen).

Da auf einen Betrieb bis zum 6 Meter Band Wert gelegt wurde, mussten die Ausgangskapazitäten der jeweils zwei parallel geschalteten Mosfets von ca. 600 pF kompensiert werden. Eine Anregung dazu wurde in [2], Fig.3-21 gefunden. Der gewählte halbe Lastwiderstand von 6,25 Ohm legt die Impedanz des Ausgangsanpassnetzwerkes fest. Mit dem Programm RFSim99 wurde das Anpassnetzwerk ermittelt. Abbildung 23 zeigt die gefundenen Werte.

Die Eingangskapazität des Pi-Ausgangsanpassnetzwerkes wird durch die Drinausgangskapazitäten der Mosfets (2x300pF) gebildet. Die Ausgangskapazität wird durch Parallelschaltung von 3 x 180 pF und Glimmerkondensatoren mit einer Spannungsfestigkeit von 500 Volt realisiert. Die 25 nH Induktivität des Pi-Gliedes wird auf einem 13,5 mm Rundkörper gewickelt. Sie besteht aus 2 mm Cu Lackdraht.

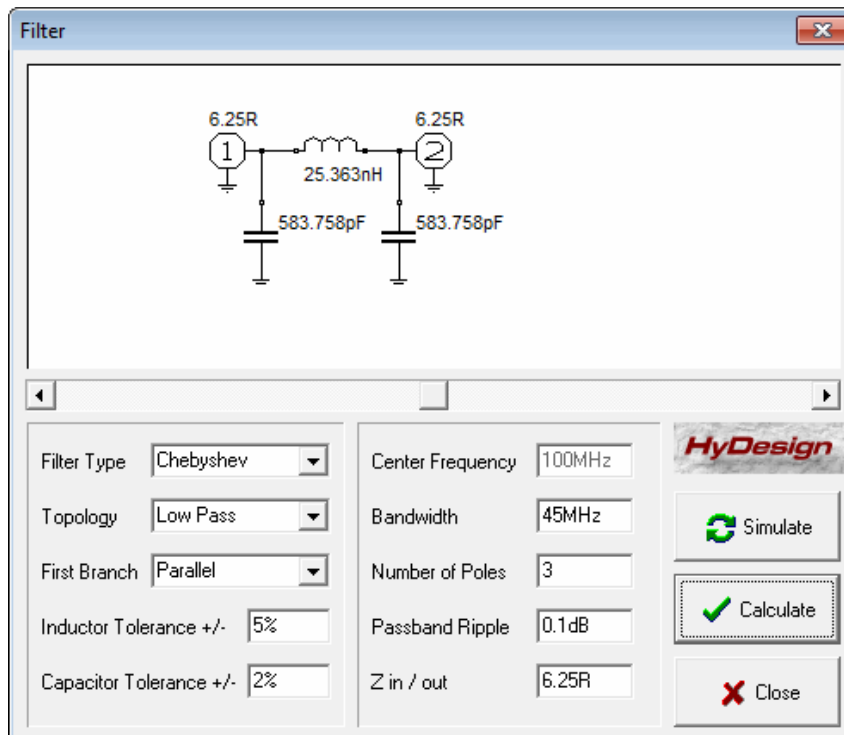


Abbildung 23: Kompensationsnetzwerk für die Drainkapazitäten bis 45 MHz.

Auf der Grundlage der vorangegangenen Betrachtungen wurden die Endstufenvarianten entwickelt. Die nachfolgende Abbildung 24 zeigt den Schaltplan der Endstufe. Über L7 und R13, R14 und C20/21 wird die Endstufe gegengekoppelt. L7 wird aus einer Windung auf der Speisedrossel gebildet. Die Speisedrossel selbst, besteht aus 2 x 2 Windungen die bifilar angeordnet sind. Für die Gegenkopplung steht damit 1/4 der Ausgangsspannung zur Verfügung. Diese Untersetzung verringert die Verlustleistung in den Widerständen R13 und R14. Diese Spannung wird noch einmal durch die Widerstandsverhältnisse R13/R1 bis R3 sowie R14/R4 bis R6 herabgesetzt. Die Gegenkopplung beträgt ca. 3 dB auf den unteren Bändern und ca. 2 dB auf den oberen Bändern. Das liegt u.a. auch daran, dass die hohen Eingangskapazitäten der Mosfets die Gegenkopplungswirkung zum Teil aufheben. Die Dioden D1 bis D8 dienen zum Schutz der Gates der Leistungsmosfets. Spannungen größer als +/- 18,6 Volt werden abgeschnitten. Diese Maßnahme schützt die Gates vor zu hohen Eingangsspannungen. Der eingesetzte Mosfettyp VRF3933 ist bis zu Spannungswerten von +/- 40 Volt betriebssicher.

Die Steckverbinder X1 bis X4 ermöglichen die beiden eingangs erwähnten verschiedenen Betriebsmodi. Sind X1 und X3 geschlossen, dann kann die Endstufe mit modulierter Betriebsspannung (ET) betrieben werden. Sind X2 und X4 geschlossen, dann kann mit fester Betriebsspannung gearbeitet werden. Die Betriebsart ET bietet den wesentlichen Vorteil, dass keine Lüfter zur Kühlung mehr benötigt werden.

Der Ausgangstrafo wird durch die Reihenschaltung eines 1 zu 4 Faraday-Trafos mit einem 1 zu 1 Stromtrafo (nach Guanella) gebildet. Der Vorteil dieser Lösung besteht darin, dass keine Auskoppelkondensatoren benötigt werden und die Induktivitätswerte der Speisedrossel etwas geringer ausfallen können. Außerdem kann der 1 zu 1 Guanella-Trafo mittels 50 Ohm Koaxialkabel hergestellt werden, welches leichter beschaffbar ist. Etwas nachteilig an dieser Lösung wirkt sich die gegenüber der 1 zu 4 Guanella-Trafo-Lösung geringere Breitbandigkeit des Faraday-Trafos aus. Dies kann man aber dadurch minimieren, dass man in einem Abschirmgeflecht zwei Litzendrähte einzieht und diese in Reihe schaltet und damit eine gute magnetische Kopplung erzielt. Diese beiden Litzen bilden dann die Sekundärwicklung des Faraday-Trafos. Die Primärwicklung besteht dann aus dem Abschirmgeflecht. Auf diese Weise wird eine optimale magnetische Kopplung zwischen beiden Wicklungen erreicht.

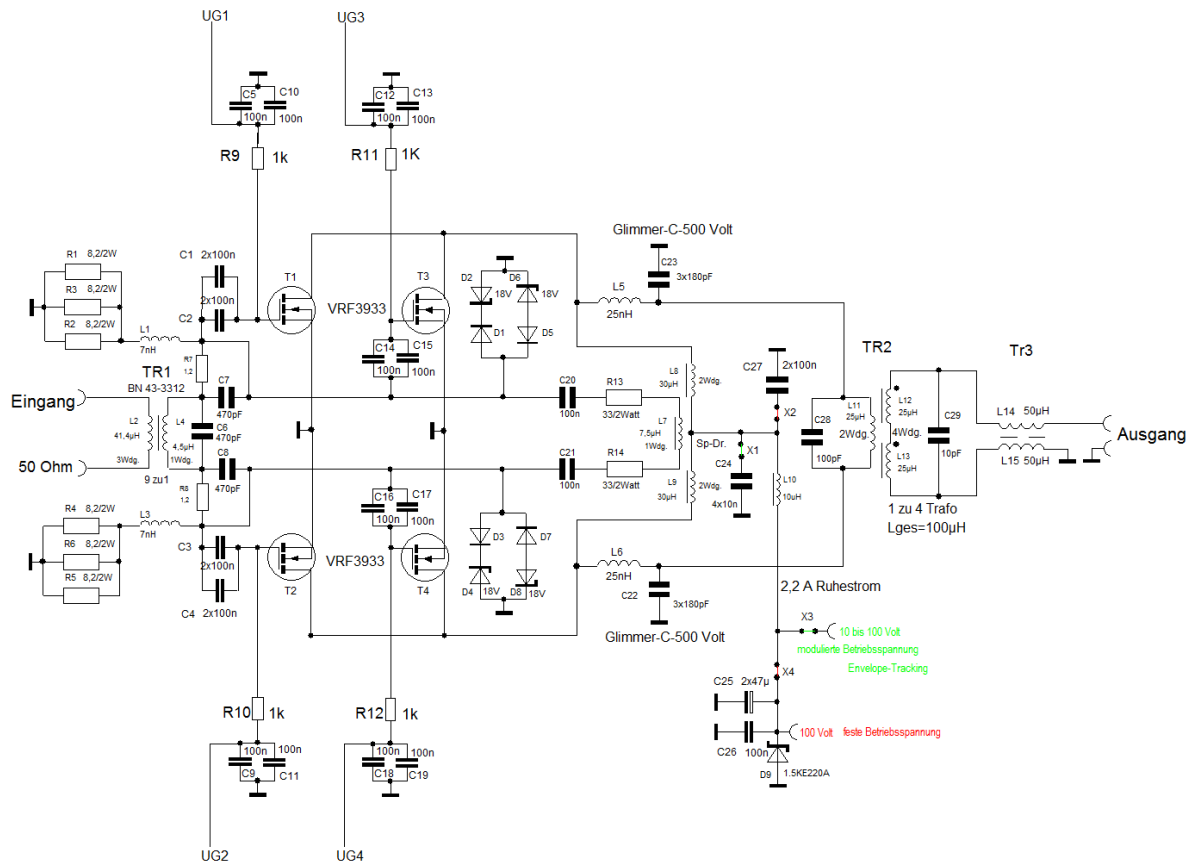


Abbildung 24: Endstufe mit 1 zu 4 Faraday- und 1 zu 1 Guanella-Trafo

Als Kernmaterialien eignen sich Ferrithülsen der Firma AMIDON FB43-1020.

In der Abbildung 25 ist der erreichte der Frequenzgang der Endstufe und des Treibers als Gesamtanordnung ersichtlich. Bei der Messung wurde ein 40 dB Dämpfungsglied zum Schutz des VNWA-Eingangs eingesetzt. Die Gesamtverstärkung der zweistufigen PA liegt bei 470 pF für C7 und C8 bis 30 MHz zwischen ca. 38 und 39dB. Bei 50 MHz beträgt die Verstärkung ca. 30 dB. Das Eingangs-VSWR liegt im gesamten Frequenzgang von 1,9 MHz bis 30 MHz zwischen 1,0 und 1,3 und im 6 Meter Band bei 1,08.

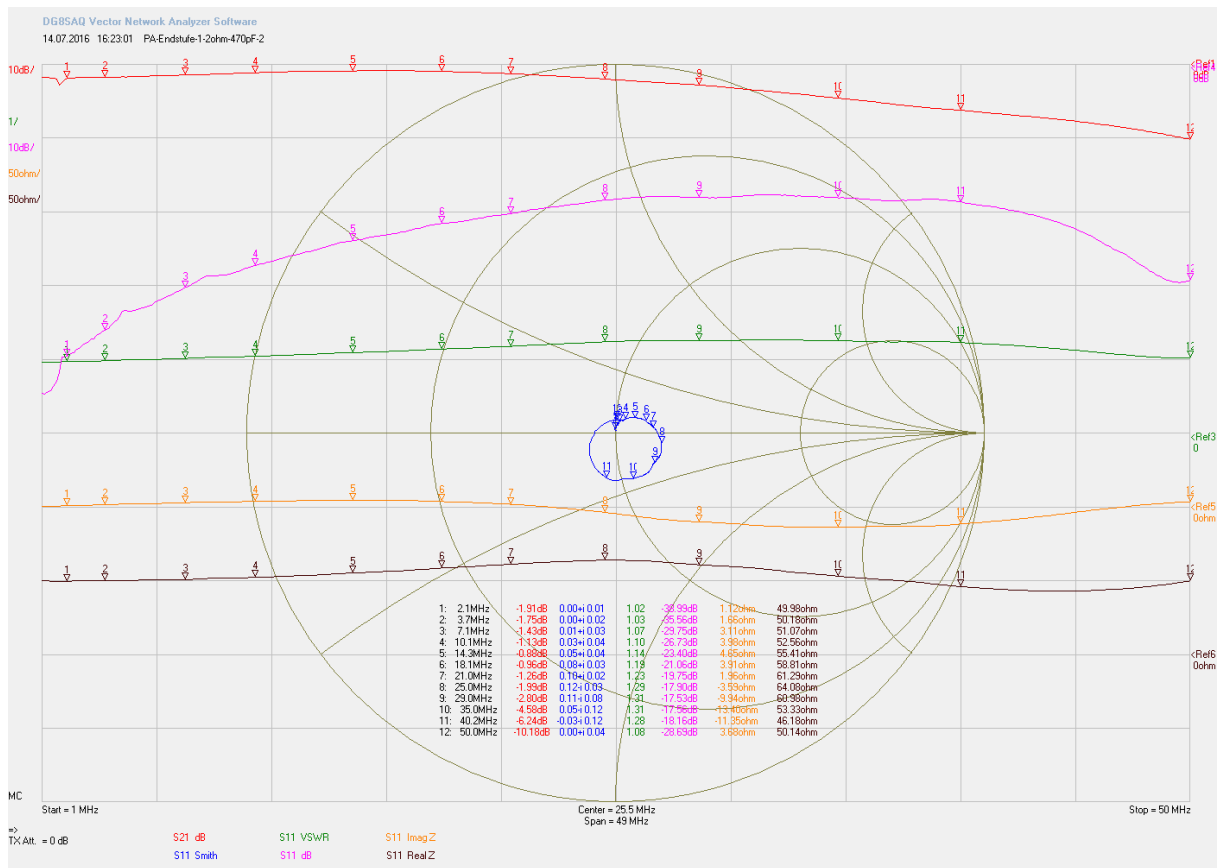


Abbildung 25: Frequenzgang und Eingangsanpassung der gesamten Endstufe mit 1 zu 4 Faraday-Trafo und 470pF für C7 und C8

Vergößert man C7 und C8 auf z.B. 4,7 nF dann wird der Frequenzgang bis 50 MHz deutlich linearisiert. Die Verstärkung im 6 Meter Band steigt dann um ca. 7 dB auf 37 dB. Auf den unteren Bändern liegt sie bei ca. 39 bis 40 dB. Die Endstufe ist dann gut abzuschirmen, da es unter ungünstigen Umständen (z.B. schlechte Entkopplung in der PTT Schaltung) auch zu Schwingneigungen kommen kann. Abbildung 26 zeigt den linearisierten Frequenzgang.

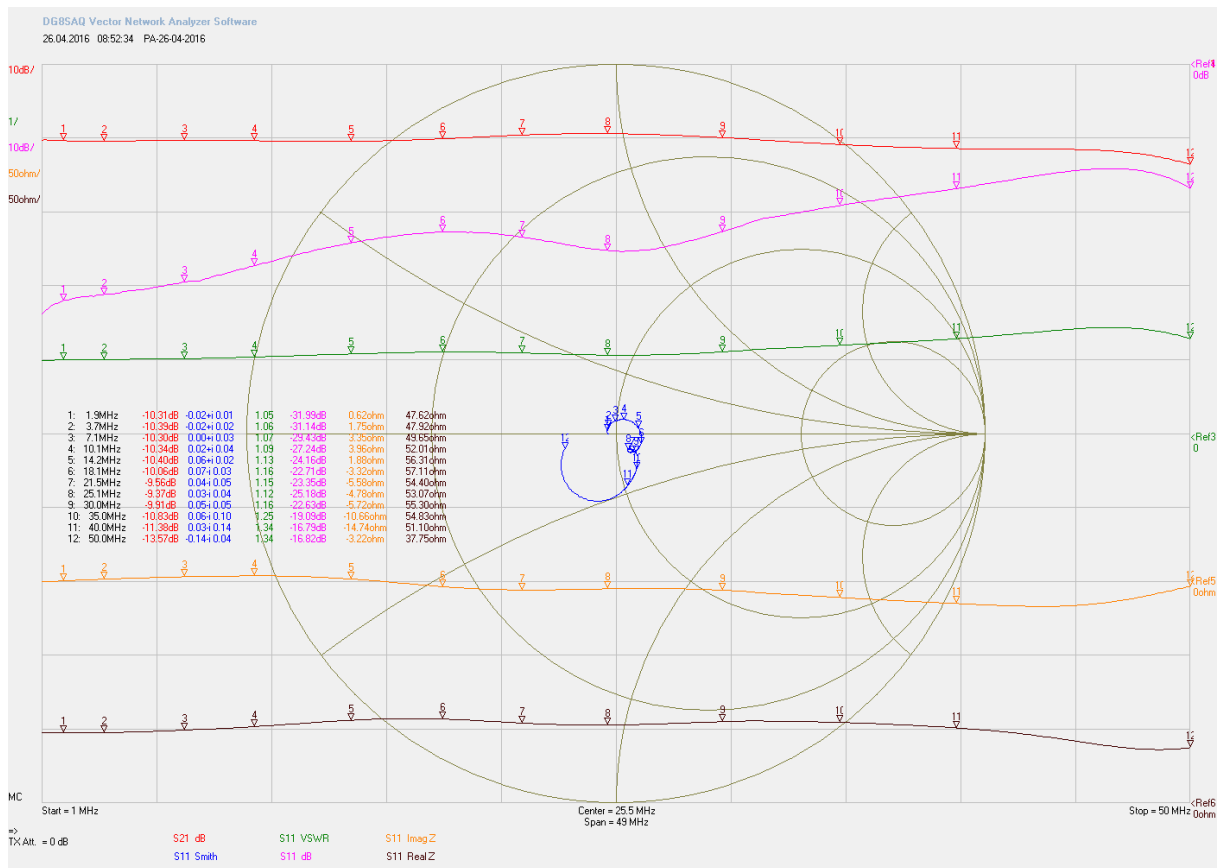


Abbildung 26: linearisierter Frequenzgang bei 4,7 nF für C7 und C8

Layoutentwicklung

Die nachfolgenden Abbildungen zeigen die Layout- und Bestückungspläne der einzelnen Varianten. Es werden im Niedervoltteil überwiegend SMD Bauelemente der Baureihe 1206 eingesetzt. Diese sind für den Nachbau noch gut zu handhaben. Wer eine beleuchtete Ringlupe zur Verfügung hat und eine in der Temperatur regelbare Lötstation dürfte keine Probleme mit dem Nachbau haben. Die nachfolgenden Abbildungen zeigen die Layouts der zweistufigen und einstufigen PA Variante.

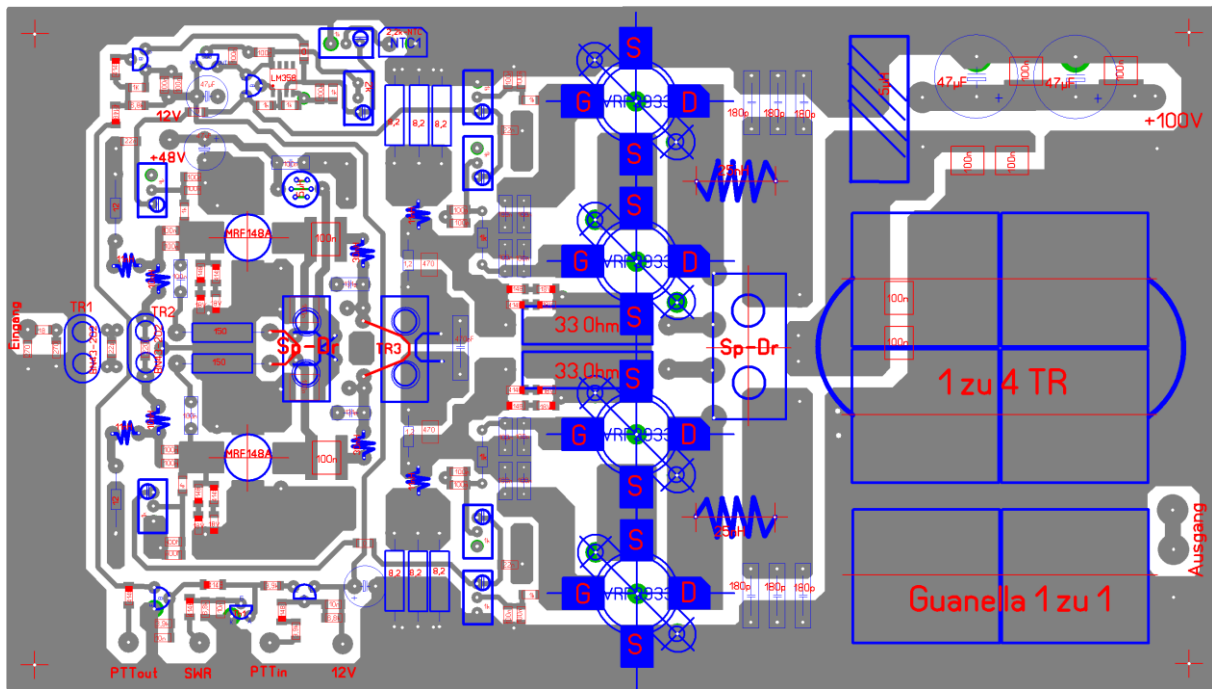


Abbildung 27: Layout und Bestückungsplan der zweistufigen PA.

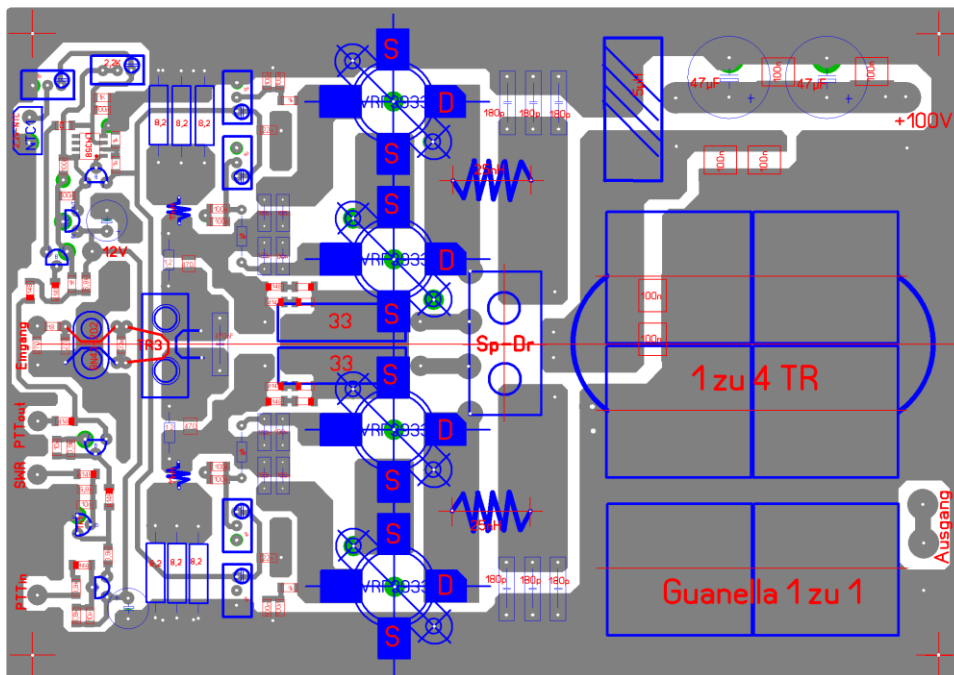


Abbildung 28: Layout und Bestückungsplan der einstufigen PA

Wer schon eine Treiber-PA für ca. 10 Watt besitzt, kann das Layout der einstufigen PA Variante einsetzen. Diese Variante besitzt ca. 22 dB Verstärkung. Der Vorteil der einstufigen Variante besteht darin, dass man sie sehr leicht zu einer 2KW Endstufe „combinern“ kann. Der Autor selbst hat dies selbst nicht erprobt.

Leiterplattenherstellung und Bestückung

Die Layouts der verschiedenen PA Varianten sind im Downloadbereich des Funkamateurs herunterladbar. Sie wurden mit dem Programm Sprintlayout der Firma ABACOM erstellt. Die Rückseite der Platine (zum Kühlkörper zeigend) bildet im Wesentlichen eine Massefläche. Der Autor hat sich zwei Musterplatten für die zweistufige Variante bei einer kleinen Manufaktur herstellen lassen. Sie sind gebohrt aber nicht durchkontaktiert. Weiterhin muss man die Aussparungen für die

Leistungsmosfets selber herstellen. Dies ist aber nicht sehr aufwändig. Die Abbildung 29 zeigt die so vorbereitete Prototyp-Platine.

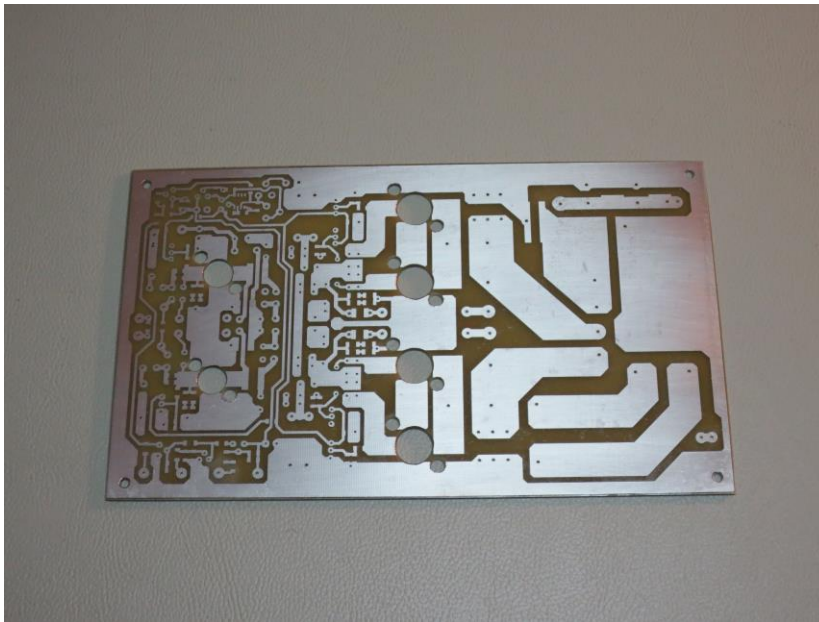


Abbildung 29: PA Platine für die zweistufige Variante

Diese wurde nach Abschluss aller Messungen optimiert. Im Downloadbereich des Funkamateurs zu diesem Artikel befinden sich die entsprechend überarbeiteten Sprint-Layout-Files.

Die Bestückung beginnt mit der Realisierung der Durchkontaktierungen für die Masseverbindungen. Für diesen Zweck eignet sich ein 1 mm Draht mit bereits verzinnter Oberfläche, der beidseitig verlötet wird. Sind alle Durchkontaktierungen eingebracht, beginnt man zweckmäßiger Weise mit dem Einlöten der beiden MRF148A Treibertransistoren. Danach folgen die übrigen SMD Bauelemente in beliebiger Reihenfolge.

Nach der Bestückung der SMD Bauelemente werden alle übrigen Bauelemente bestückt. Sind alle Komponenten im vorderen Teil der Platine bestückt, können die Transformatoren, Drosseln, Glühkeramik Kondensatoren und Induktivitäten der Mosfetendstufe bestückt werden. Die Abbildung 30 zeigt die fertig bestückte und in Betrieb genommene Endstufe.

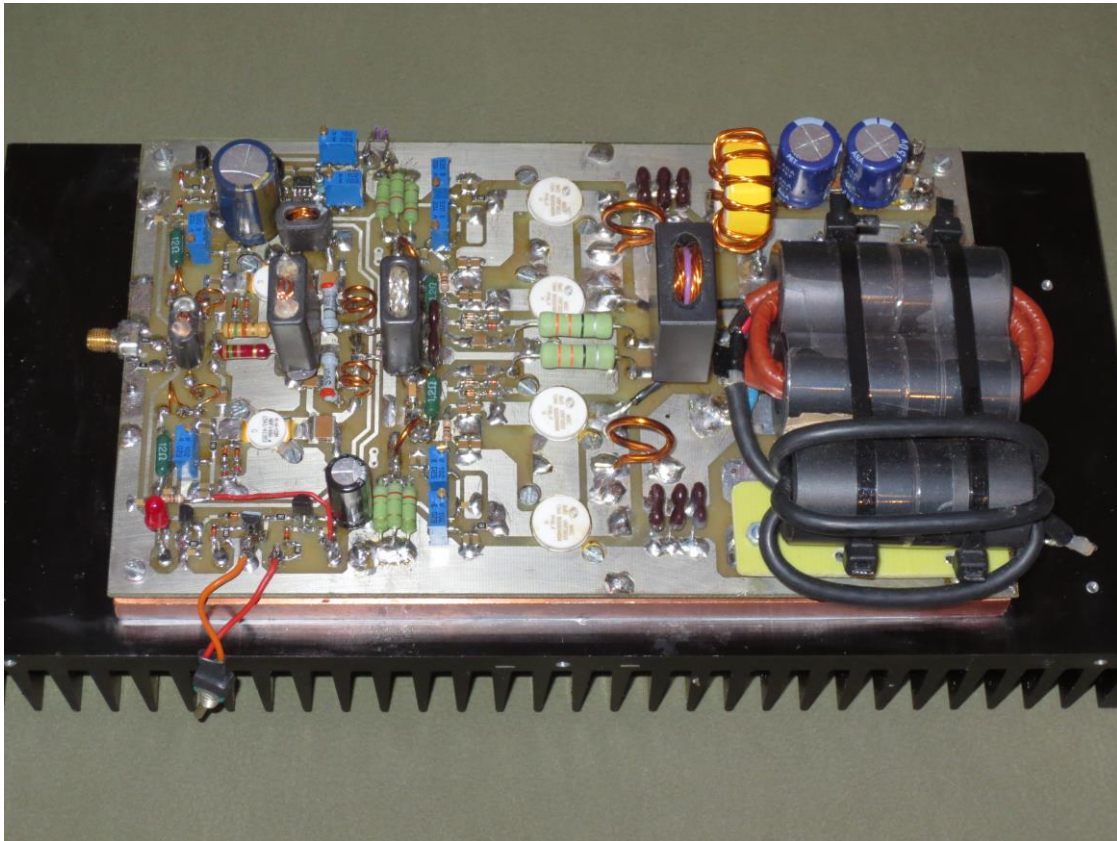


Abbildung 30: ET-Endstufe mit 1 zu 4 Faraday-Trafo und 1 zu 1 Guanella-Trafo

Die vier Leistungsmosfets der Endstufe werden zum Schluss bestückt. Im Vorfeld muss man die für die Wärmeabfuhr nötigen Kühlkörper und die Kupferplatte fertig gestellt haben. Dazu sind eine Reihe von Bohrungen und Gewinde zu erstellen. Der Autor selbst schneidet die Gewinde für die Schraubverbindungen der Transistoren und Mosfets und für die Platine immer in den unter der Kupferplatte befindlichen Aluminium Kühlkörper. Wer genügend Erfahrungen hat, kann die Gewinde auch in die 10 mm starke Kupferkühlplatte schneiden. Dies kann aber sehr schnell zum Abbrechen des Gewindebohrers führen, und dann ist die nicht ganz billige Kupferkühlplatte in der Regel nicht mehr verwendbar. Insgesamt ist an dieser Stelle ein genaues Arbeiten erforderlich, damit alle Schraubverbindungen leicht angezogen werden können.

Vor dem Verschrauben der Kupferplatte mit dem Aluminium Kühlkörper wird diese beidseitig poliert. Die Seite der Kupferplatte, die zum Aluminiumkühlkörper hinzeigt, wird gleichmäßig mit hochwertiger Kühlpaste bestrichen. Nach dem endgültigen Verschrauben der Kupferplatte mit dem Kühlkörper wird die herausquellende Wärmeleitpaste mehrfach entfernt (es quillt durch den Anpressdruck immer etwas Paste heraus).

IMD 3 Messungen im 80 Meter Band ohne Predistortion bei 750 Watt out

Die vorgestellte PA mit den vier Stück VRF3933 in der Endstufe erreicht bei einer Ausgangsleistung von 750 Watt PEP im 80 Meter Band ca. 35 bis 36 dBc (41 bis 42 dB PEP). Die lokal durchgeführten Messungen wurden auch über Band durch OM Hermann, DJ5RV, verifiziert (siehe auch Abbildung 32). Damit reiht sie sich, was die derzeit mit VMOS PAs erreichbaren IMD3 Werte betrifft, nahtlos ein. Bessere Werte wären dann nur noch mit Überkapazitäten (combinern von 2 oder mehr Modulen) erreichbar.

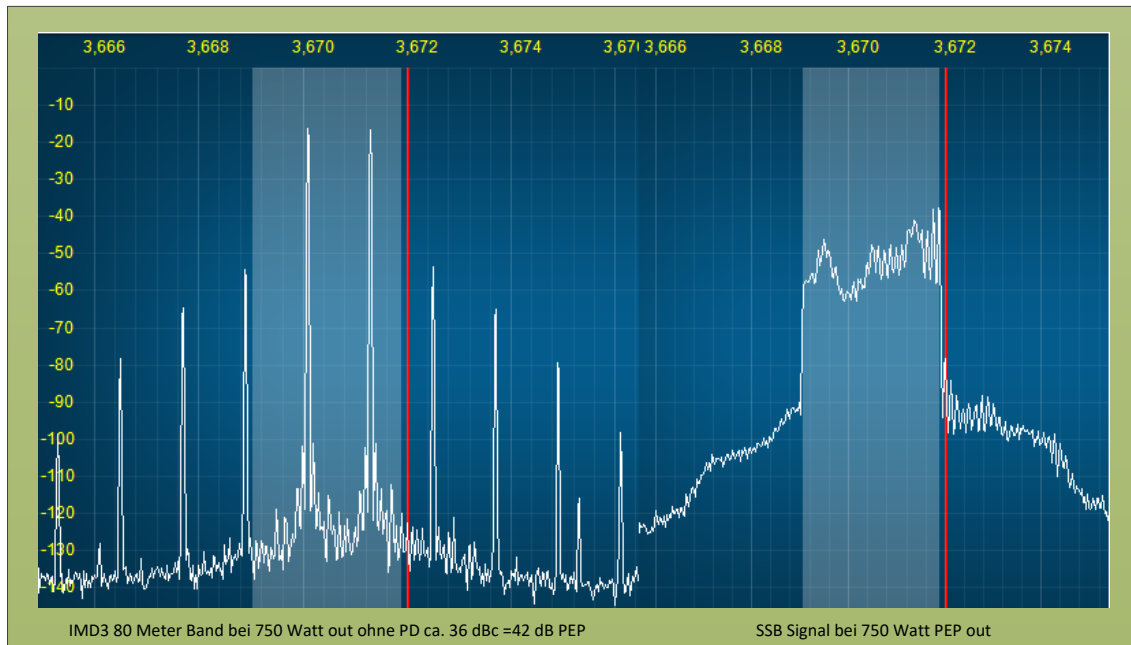


Abbildung 31: IMD3 Verhalten und SSB Signal auf 80 Meter ca. 36 dBc bei 750 Watt out (ohne Predistortion)



Abbildung 32: IMD3 über Band bei 250 km Entfernung ohne PD aufgenommen von OM Hermann, DJ5RV

IM IMD 3 Messungen im 80 Meter Band mit Predistortion bei 750 Watt out

Abbildung 33 zeigt die IMD3 Werte und das SSB Signal bei aktivierter Predistortion. Man erhält noch einmal einen IMD3-Abstandsgewinn von ca. 25 dBc und erzielt damit letztendlich IMD3 Werte über 60 dBc. Diese Werte lassen dann keine Wünsche nach höherem IMD3 Abstand mehr offen.

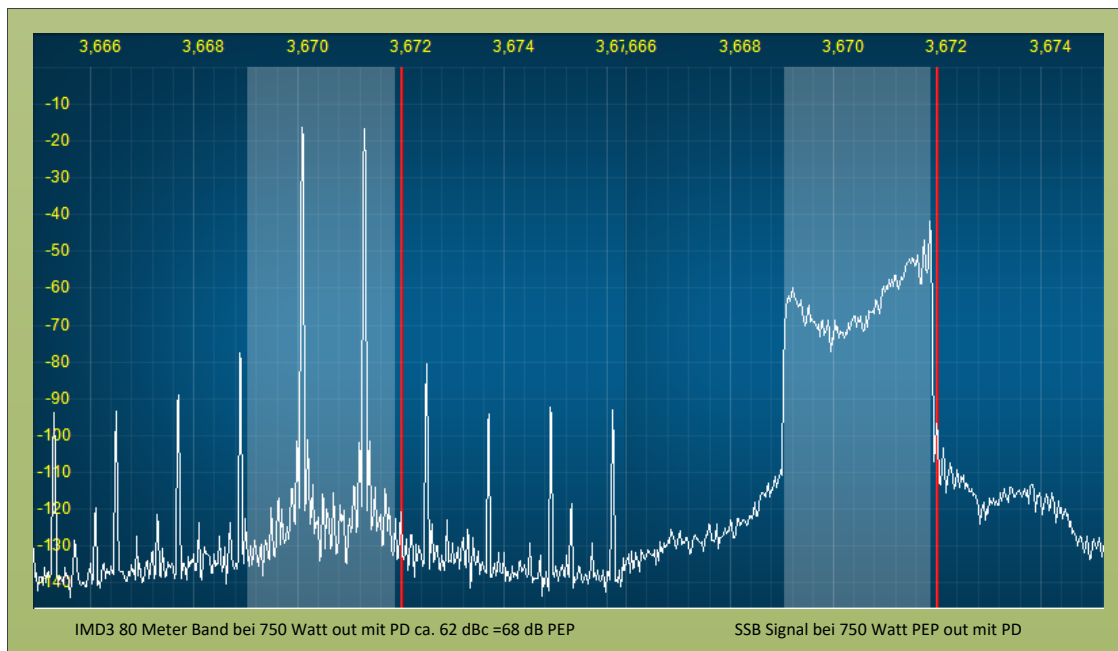


Abbildung 33: IMD3 Verhalten und SSB Signal mit aktivierter Predistortion auf 80 Meter out ca. 62 dBc bei 750 Watt out

Die gezeigten IMD3 Werte sind bei Nutzung einer festen Betriebsspannung aufgenommen worden. Bei modulierter Betriebsspannung im ET-Verfahren werden mit „Predistortion“ ca. 52 dBc erreicht, was auch noch als sehr guter IMD3 Abstand gelten kann.

Die in der Power SDR Software integrierte Funktion „Linearity“ lässt sich wahlweise aktivieren und deaktivieren. Die Softwarefunktion „AmpView“ gestattet einen Blick auf die Korrekturwerte für Phase und Amplitude. Abbildung 34 zeigt dies bei ca. 750 Watt Ausgangsleistung.

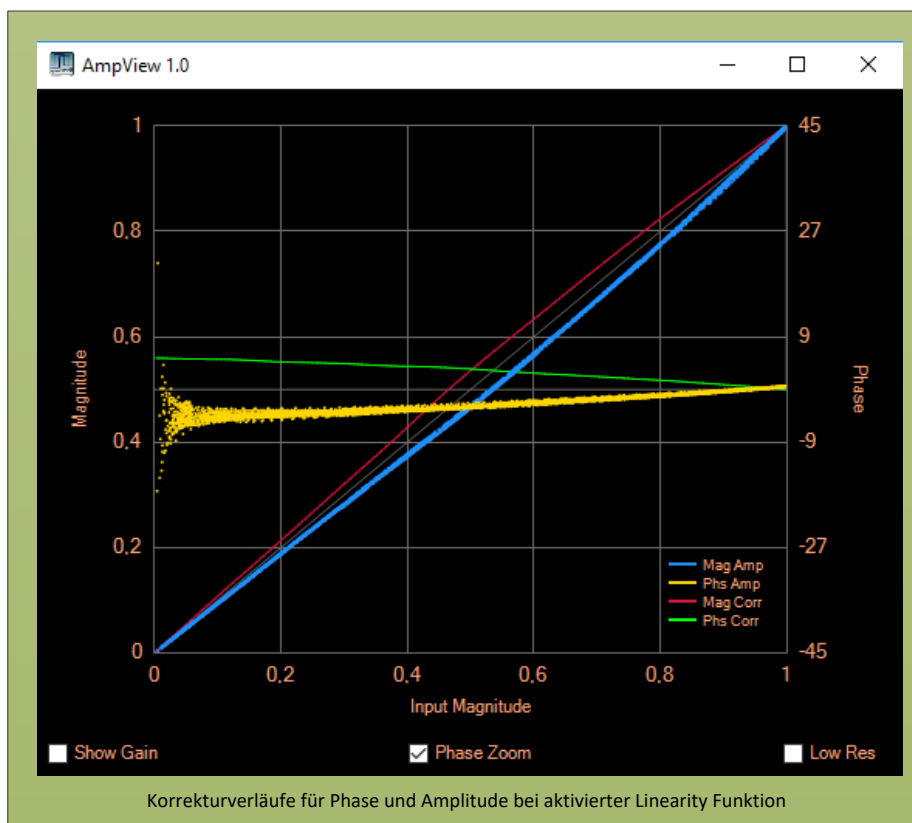


Abbildung 34: Korrekturverläufe für Phase und Amplitude des SSB HF Signals bei aktivierter Linearity Funktion

Sowohl Phasen- und Amplitudenwerte müssen in Richtung positiver Werte durch die Predistortion Software korrigiert werden. Das verwundert auch weiter nicht, da mit zunehmender Aussteuerung der Einfluss der Mosfetkapazitäten nichtlinear steigt. Die eingefügten Kompensationsnetzwerke verringern jedoch die notwendige Korrekturhöhe. Andernfalls würde man nicht einen IMD3-Abstandsgewinn von 25 dBc erzielen können.

Ausgangsfiler

Die Ergebnisse bei den Spektrenmessungen haben den Autor veranlasst, auf ein Diplexfilter nach OM W. Sabin zu verzichten und stattdessen ein fünfpoliges Doppel-T-Ausgangsfiler einzusetzen. Dieses lässt sich bei Bedarf mittels eines zusätzlichen Hochpasses zu einem Diplexfilter erweitern. Die Abbildung 35 zeigt das Ausgangsfiler für das 80 Meter Band. Sein Dämpfungsverlauf oberhalb der Grenzfrequenz von 4 MHz ist hinreichend steil. Dadurch, dass das T-Glied mit einer Induktivität als Eingangselement beginnt, wird ein zu großer Ausgangsstrom bei der dritten Harmonischen vermieden.

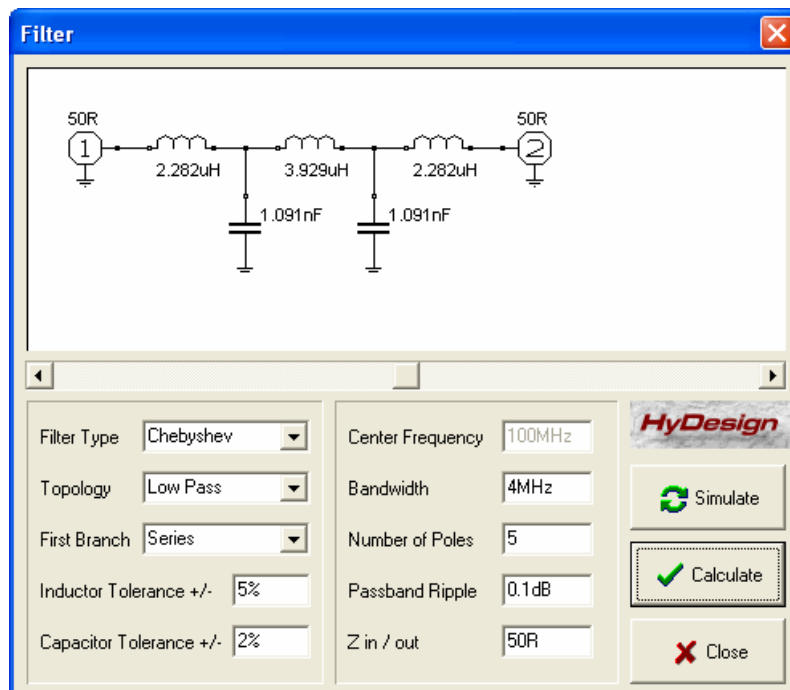


Abbildung 35: 5 poliges Ausgangstiefpass-Filter in Doppel-T-Form für das 80 Meter Band

Die Eingangsinduktivität von ca. 2,3 μH besitzt bei 10,8 MHz einen Scheinwiderstand von ca. 156 Ohm. Der Eingangskondensator von 1,1 nF hat einen Scheinwiderstand von ca. 13,4 Ohm. Damit kann die in der dritten Harmonischen vorhandene Energie über beide Blindelemente „gezähmt“ nach Masse abfließen, ohne die Mosfet-Transistoren zu gefährden. Die Resonanzfrequenz der beiden Eingangsblindelemente, die einen Reihenresonanzkreis bilden, liegt bei ca. 3,18 MHz und damit weit ab von der dritten Harmonischen von 10,8 MHz. Die Spannungsüberhöhungen an den Drains der Endstufenmosfets durch die Reflektionen der dritten Harmonischen sind tolerierbar. Wer dies verbessern möchte, kann einen Hochpassteil nach OM Sabin gemäß [7] am Eingang des Tiefpasses dazu schalten. Bild 36 zeigt die fertig gestellte Ausgangsfilerplatine.



Abbildung 36: Fertig gestellte Ausgangsfilterplatine auf der Basis von Amidon T130 Kernen für die Bänder 160 bis 40 Meter

Die Abbildung 37 zeigt das überarbeitete Layout der Ausgangsfilterplatine in den Abmessungen 180x170 mm für vier Filterblöcke und ist sehr leicht auf weitere Filterblöcke erweiterbar. Die Bestückungsseite ist als durchgehende Massefläche ausgeführt.

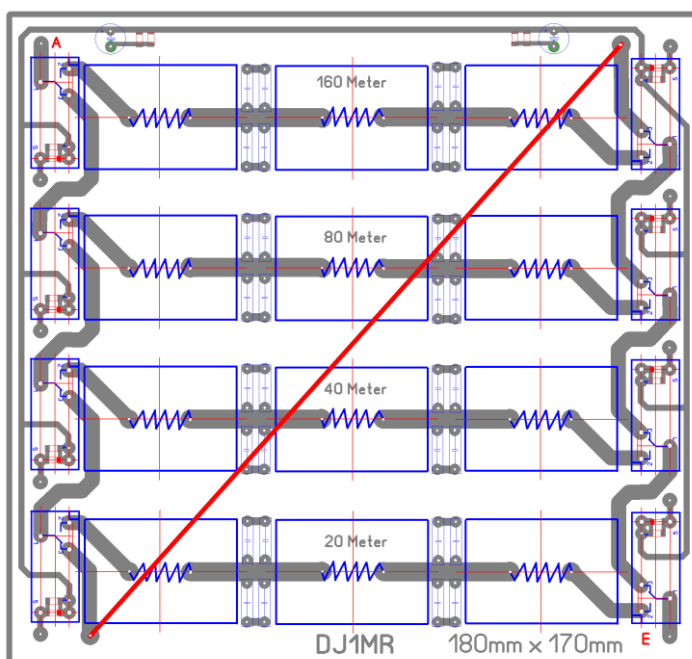


Abbildung 37: Platinenlayout für die Ausgangstiefpässe

Blockschaltbild und Sequenzdiagramm der Transceiver und PA-Anordnung

Die Abbildung 38 zeigt die zeitlichen Verläufe der Transceiver und PA-Anordnung. Es wurde Wert darauf gelegt, dass die PTT-Schaltung der PA (PTTin/BIAS-PA) erst nach dem Umschalten der Relais RE1 bis RE3 erfolgt. Die PTT-Schaltung muss aufgrund der hohen Verstärkung der PA von ca. 37 bis 40 dB eine hohe Übersprechdämpfung aufweisen. Deshalb wurden die Relais RE1 bis RE3 eingeführt und zusätzlich auf getrennten Platinen untergebracht. Beim Abschalten wird das PTT-Signal für die PA als erstes wieder deaktiviert. Dies verhindert unzulässige Spannungsspitzen an den einzelnen Punkten der Schaltung.

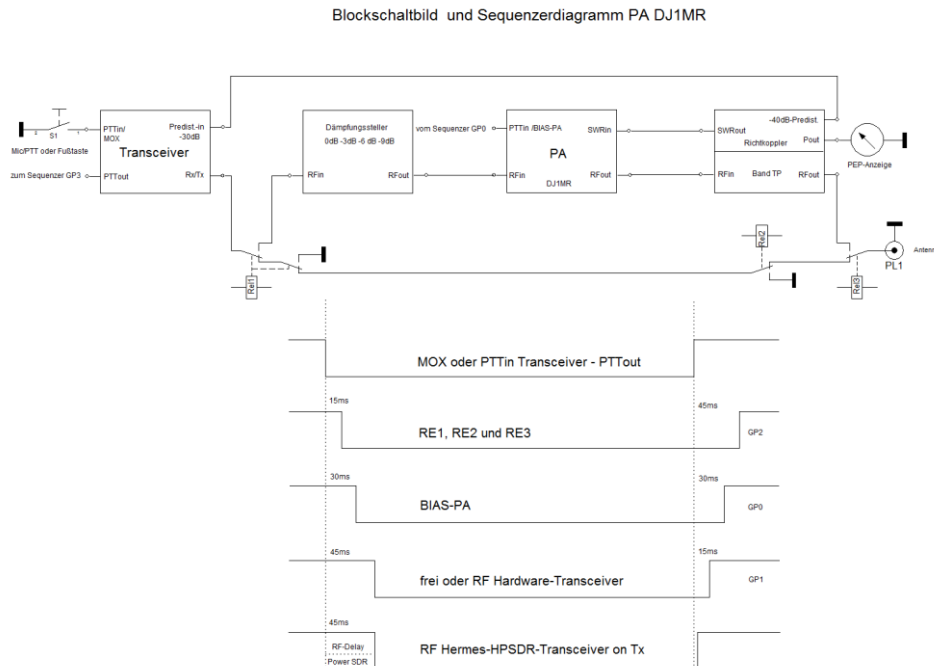


Abbildung 38: Blockschaltbild und Sequenzdiagramm der Transceiver- und PA-Anordnung

Sequenzerschaltung der PA

Da schon die PA Endstufe durch die Power SDR Software gesteuert wird, wurde auch für die Sequenzerschaltung eine auf Software basierte Lösung vorgesehen. Sie basiert auf die von Bernhard Hochstätter, DL6NBS, entwickelte Lösung mit einem PIC vom Typ 12F683. Bernhard hat freundlicherweise einer Nachnutzung und einer Veröffentlichung in diesem Artikel zugestimmt. An dieser Stelle geht ein besonderer Dank des Autors an Bernhard. Die zeitliche Schaltreihenfolge wurde dem vorliegenden Projekt angepasst und verhält sich wie nachfolgend beschrieben:

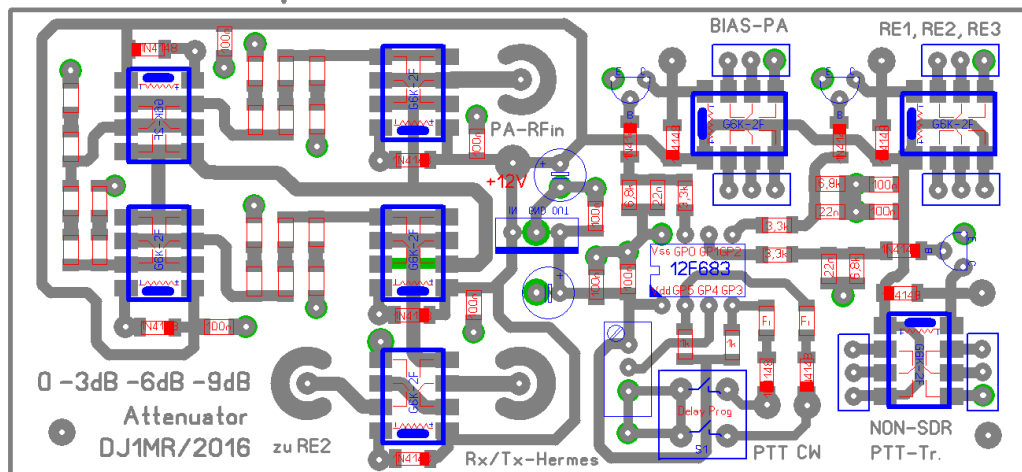
- Reihenfolge Ein
 - RE1 bis RE3 ein
 - BIAS Endstufe ein (PA)
 - Transceiver ein oder RF von HERMES ein (TX)
- Reihenfolge Aus
 - Transceiver aus oder alternativ RF von HERMES aus (TX) (wahlweise)
 - BIAS Endstufe aus (PA)
 - RE1 bis RE3 aus (Empfang)

Der Sequenzer nach DL6NBS weist folgende Eigenschaften auf:

- Die Verzögerung kann auch frei programmiert werden (default = 50 ms)
- Die CW-Haltezeit kann mit dem Poti in einem weiten Bereich stufenlos eingestellt werden.
- Die Ausgänge sind mit schnell schaltenden Miniaturrelais galvanisch getrennt ausgeführt

Abbildung 39: PTT-Sequenzerschaltung

Sequenzer nach DL6NBS



50 x 110 mm

Abbildung 40: Leiterplattenlayout für den Sequenzer und für den Attenuator der Endstufe

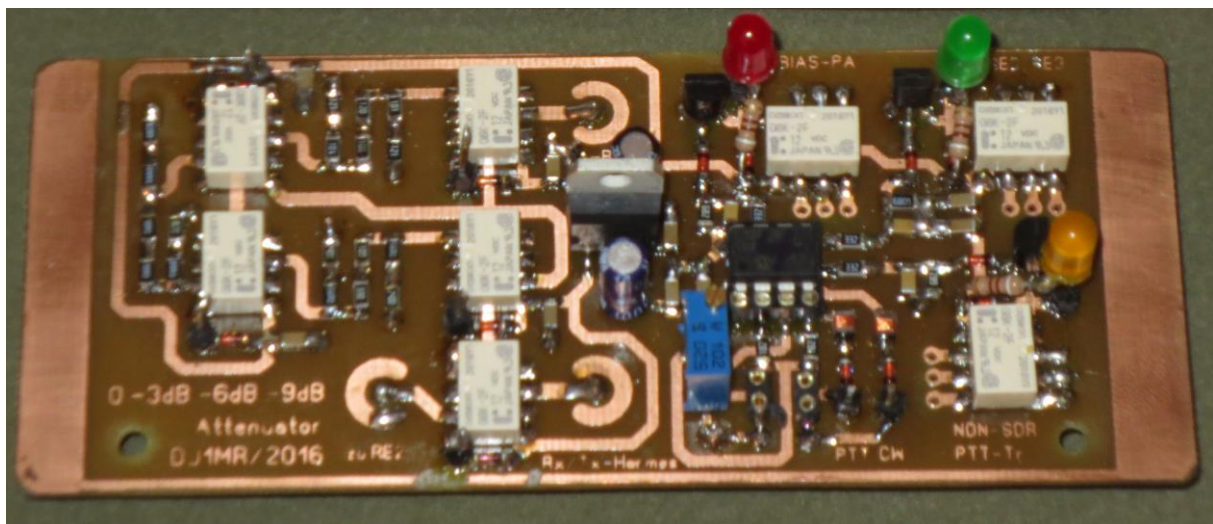


Abbildung 41: bestückte Sequenzer und Attenuator-Platine

Richtkopplerschaltung

Die Richtkopplerschaltung wurde nach der in [6] von Josef Hisch, DJ7AW, vorgestellten Lösung ausgeführt. Es kommt hier eine „Eintrafo“-Lösung zum Einsatz, die ca. 23 dB Richtschärfe aufweist. Dieser Wert ist für ein Kreuzzeigerinstrument hinreichend. Ein zweiter Trafo auf dem Koaxialkabel des Richtkopplers mit 30 Windungen und ein zusätzliches 10 dB Dämpfungsglied stellen das um insgesamt 40 dB gedämpfte Ausgangssignal für die Predistortion Funktionalität der Power SDR Software zur Verfügung. Dieses Signal wird im Hermes-Transceiver noch einmal um 30 dB gedämpft. Die mittels Shottky-Dioden vom Typ Bat 43 gleichgerichteten HF-Signale beider Flussrichtungen werden einem vierfach OPV vom Typ LM324 zugeführt, der auch die „Sample and Hold“ Glieder für eine echte PEP- und SWR-Anzeige ansteuert. Auf der Platine wurden auch die beiden Relais RE2 und RE3 (PA-Ausgangsrelais und Antennenrelais) untergebracht. Der HF Ein- und Ausgang ist jeweils mit einem kleinen Kondensator (2 bis 3 pF) bis 50 MHz kompensiert. Abbildung 42 zeigt das Platinenlayout in den Abmaßen 50 x 110 mm und Abbildung 43 die fertig bestückte Platine. Die SMD Bauelemente befinden sich auf der Unterseite der Platine.

- [1] Philips Semiconductors, A wideband linear power amplifier (1.6 - 28 MHz) for 300 W PEP with 2 MOS transistors BLF177 Application Note NC08703
- [2] Philips Semiconductors, RF transmitting transistor and power amplifier fundamentals, Power amplifier design
- [3] Pulsbreitenmodulator für Linearendstufen, DJ1MR, FA Heft 10 und 11 2014

- [4] Sequenzerschaltung Bernhard Hochstätter, <https://dl6nbs.homepage.t-online.de/html/sequenzer.html>
- [5] Josef Hisch, DJ7AW, CQ DL Heft 4, 2001, Hüllkurven PA von 80 bis 15 Meter
- [6] Josef Hisch, DJ7AW, CQ DL Heft 10, 2004, Leistung ist nicht gleich Leistung
- [7] QEX, Diplexer Filters for an HF MOSFET Power Amplifier, by William E. Sabin, W0IYH,
- [8] Bolch, P.: RFSim 99, Programm zur HF-Schaltungssimulation. FA Heft 2001 H. 1, H. 2,
- [9] 300 und 600 Watt PA mit IXYS Z-Mosfets, DJ1MR, FA Heft 7 und 8 2012
- [10] Mosfet PA für 1000 Watt DJ1MR, CQ DL-Spezial QRO
- [11] Datenblatt HCPL 0721, www.agilent.com/semiconductors