

Der lange Weg zur Mittelwellen-PA

Inhaltsverzeichnis

1. Vorwort.....	3
2. Das Konzept.....	3
3. Erste Versuche.....	6
3.1. Untersuchung der ersten Bauchlandung.....	7
4. Der Aufbau für die weiteren Tests.....	8
5. Die Schwingkreiskondensatoren.....	10
6. Die Schwingkreisspule.....	10
6.1. Die Schwingkreisgüte.....	11
6.2. Die Güte der Kondensatoren.....	12
7. Die Spulengeometrie.....	13
8. Der erste Testaufbau.....	14
8.1. Erste Versuche zur Problembehebung.....	14
9. Der (vorerst) endgültige Aufbau.....	15
9.1. Die ersten Erfahrungen.....	15
9.2. Die Fehlersuche.....	15
9.3. Ein Nebenkriegsschauplatz.....	17
9.3.1. Generator für die Ansteuersignale.....	18
9.4 Der nächste Anlauf.....	19
10. Die Nacharbeiten.....	20
11. Die Schwingkreisplatine.....	20
11.1 Ein logischer Fehler.....	21
11.2. Ein noch nicht ganz verstandenes und noch nicht gelöstes Problem.....	23
12. Test an einer realen Antenne.....	24
12.1. Einstellung der optimalen Parameter.....	26
13. Ergebnisse.....	26
14. Was noch zu verbessern wäre.....	27

1. Vorwort

Eine Aktivität des DARC in unserem Mittelwellenband hat im Ortsverband die Idee reifen lassen, selbst auch auf 475kHz qrv zu sein. Dafür wurde im Ortsverband das Projekt „Mittelwellensender“ gestartet. Bei den Vorbesprechungen wurden dann einige Teile beschrieben, die unabhängig voneinander gebaut werden sollten:

- Ein Steuergerät das ein bereits modulierte Signal mit kleiner Leistung ausgibt.
- Eine Endstufe die etwa 100W liefern könne sollte.
- Ein Netzteil mit variabler Spannung, möglicherweise sogar modulierbar um z.B. auch Signale mit AM-Anteil wie z.B. PSK31 aussenden zu können.

Um bei diesem Projekt auch etwas zu lernen, sollten nicht einfach stumpf irgendwelche Bauvorschläge nachgebaut werden sondern das Ganze sollte vorwiegend eine Eigenentwicklung werden.

Nachdem ich bereits Erfahrungen mit PAs im Langwellenband hatte, wollte ich den Teil „Mittelwellen-PA“ übernehmen.

Letztendlich hat sich das Ganze dann doch weit komplexer erwiesen als ursprünglich vermutet. In dem Bericht soll davon erzählt werden was so alles passieren kann, bis letztendlich ein Gerät entstanden ist, das man tatsächlich einsetzen kann.

2. Das Konzept

Bei meinen Langwellenversuchen habe ich für die PA ein Konzept übernommen, das bei den früheren DECCA-Navigationssendern benutzt wurde: Die PA besteht aus einer Brücke aus vier FETs in deren Brückendiagonale ein Serienschwingkreis liegt. Bei dem Betrieb werden die diagonal zueinander stehenden FETs im Takt der Sendefrequenz ein- und ausgeschaltet. Die Sendeleistung wird aus dem zentralen Schwingkreis ausgekoppelt.

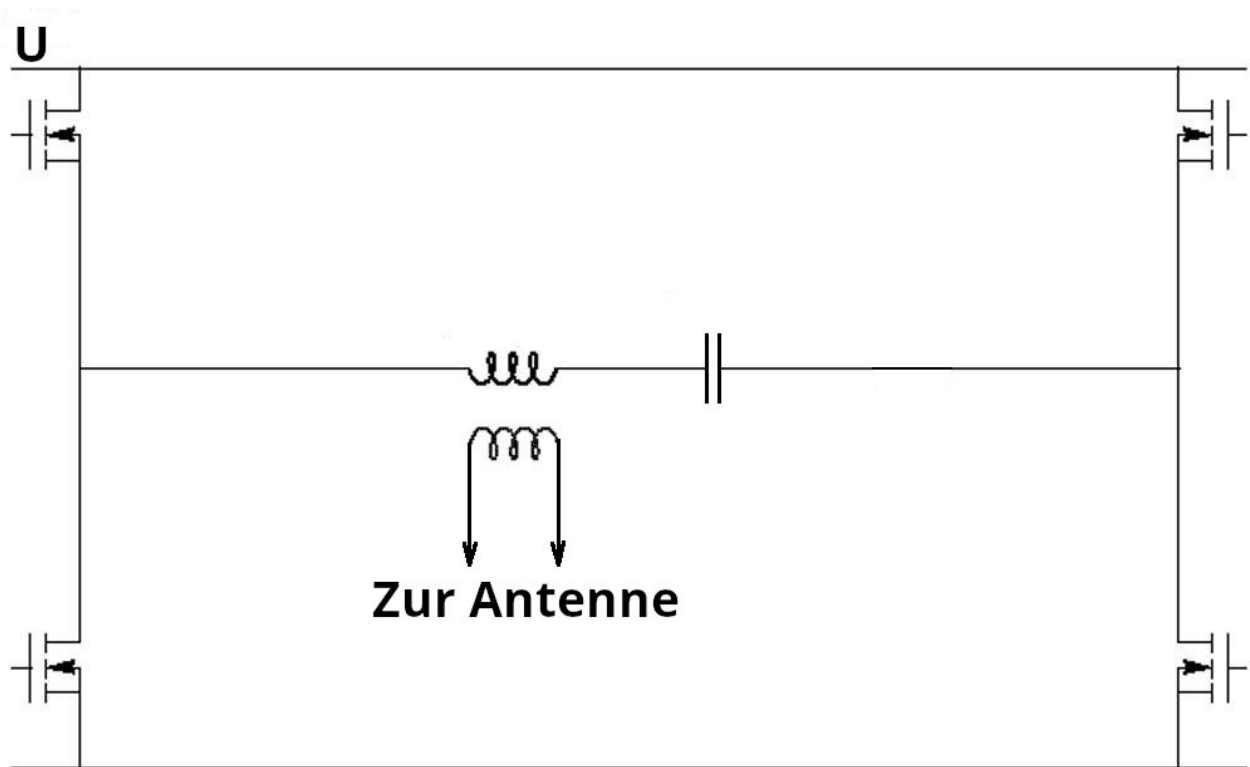


Bild 1: Prinzip der PA

Bei dieser Schaltung gibt es aber ein Problem, das dafür sorgt, dass Lösung nicht trivial ist: Während zwei FETs mit ihren Source-Anschlüssen fest auf Masse liegen, ist die Source-Spannung der oberen beiden Transistoren variabel, sie springt im Takt der Sendefrequenz von Null auf die Versorgungsspannung der Brücke und wieder zurück. In meiner ersten Version hatte ich das Problem so gelöst wie es auch bei den DECCA-Sendern gemacht wurde. Die Gate-Anschlüsse wurden über einen magnetischen Übertrager galvanisch getrennt.

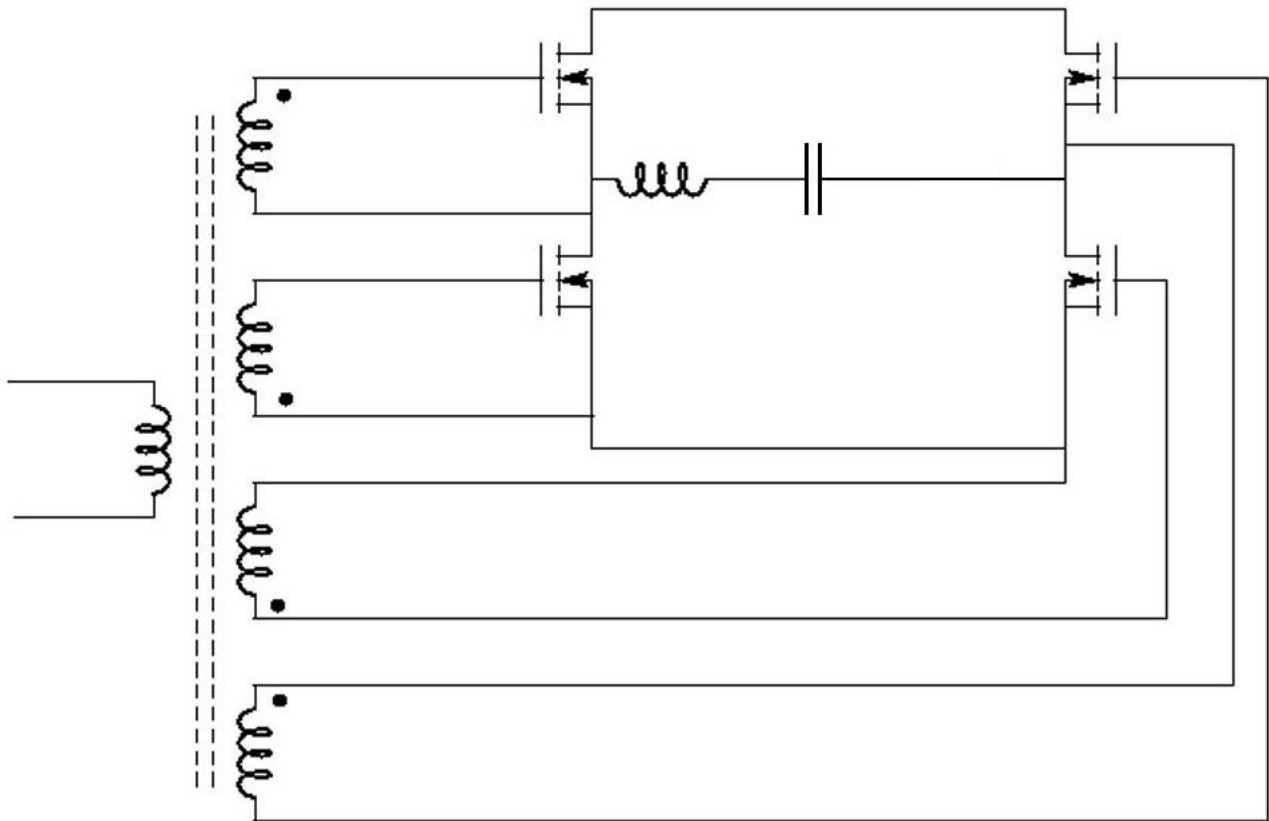


Bild 2: Magnetische Ansteuerung der FETs

Mit diesem Verfahren handelt man sich aber gleich ein paar weitere Probleme ein: Die Gates werden exakt gleichzeitig angesteuert. Da die FETs aber eine endliche Zeit brauchen um zu schließen oder zu öffnen, entstehen ganz kurze Zeitfenster in denen die Transistoren die Versorgungsspannung direkt kurzschließen was zu großen Stromspitzen und zur Zerstörung der FETs führt. Das Problem lässt sich wiederum beheben indem man in die Brücke zusätzliche Induktivitäten einfügt um den Strom in den kritischen Zeiten nicht beliebig schnell ansteigen zu lassen. Diese Induktivitäten sorgen aber wiederum für heftige Schwingungen die durch Widerstände gedämpft werden müssen. Zusätzlich mussten die Gates mit zusätzlichen Zenerdioden gegen positive und negative Überspannungen geschützt werden Kurz: Die ursprünglich recht einfache Struktur aus vier FETs wurde für einen brauchbaren Betrieb recht komplex.

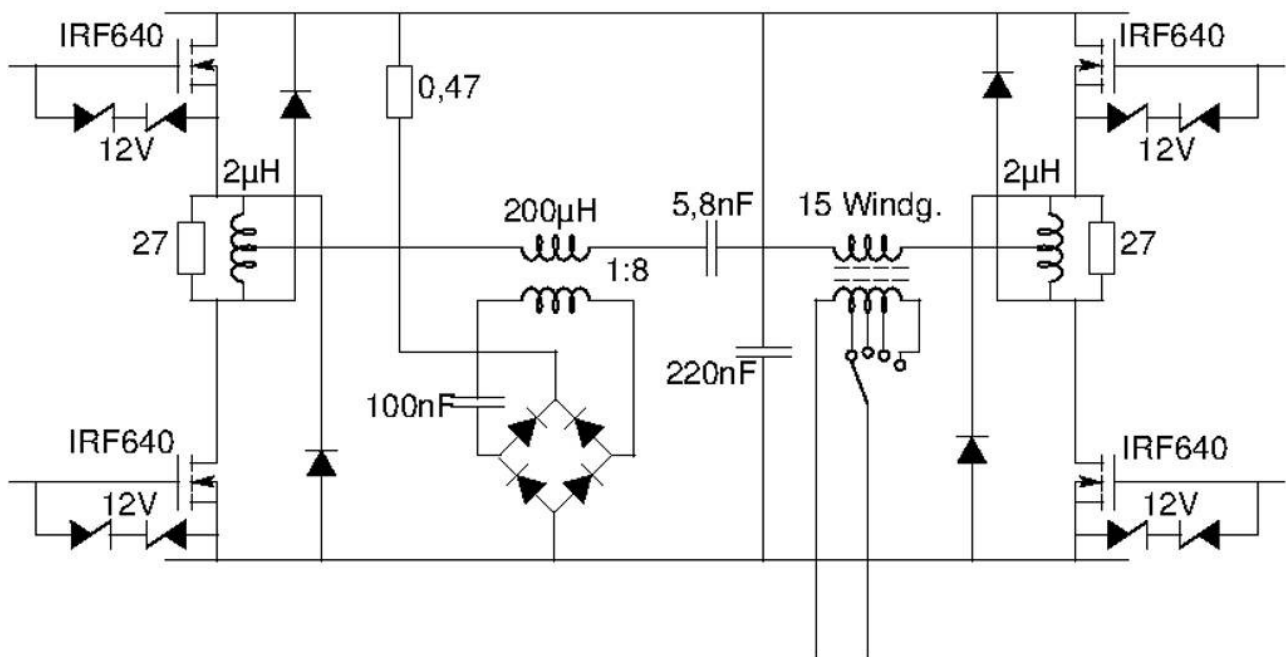


Bild 3: Die endgültige Schaltung der FET-Brücke beim ersten LW-Sender

Mit einer auf die hier beschriebene Weise aufgebauten Endstufe war ich über längere Zeit QRV gewesen. Die Sendeleistung lag bei etwa 100W, begrenzt durch das, was mein Netzteil liefern konnte. Die Nachteile des Aufbaus waren ein verhältnismäßig großer Aufbau der Brückenschaltung selbst und die Tatsache dass der Verstärker, der das Signal für die Gates der FETs zu liefern hatte so heiß wurde, dass ich dafür einen eigenen Lüfter spendieren musste. Die Transistoren der Endstufe selbst blieben kalt.

Ein Versuch, diese Brückenschaltung auch für Mittelwelle zu benutzen, war damals ebenfalls erfolgreich gewesen.

Jahre später fielen mir Halbbrückentreiber (IR 2111) in die Hände. Das war der Anstoß dafür, einen weiteren Langwellensender zu bauen der die beim alten Aufbau nicht so ganz zufriedenstellend gelösten Probleme umgehen sollte. Das hat tatsächlich funktioniert – es brauchte keinen eigenen Vorverstärker mit Lüfterkühlung mehr, es waren keine Maßnahmen mehr nötig, irgendwelche Spitzenströme mit Induktivitäten zu glätten. Kurz – das schien das ideale Konzept zu sein.

Diese Erfahrungen haben mich dann dazu gebracht den Bau einer Endstufe für 475kHz zu übernehmen.

3. Erste Versuche

Der erste Versuch bestand darin, beim vorhandenen Sender den vorhandenen Schwingkreis durch einen für 475 kHz zu ersetzen und in die Steuerung anstatt der bisherigen 136kHz ein 475kHz Signal einzuspeisen. Die Schwingkreisspule war auf einem runden Spulenkörper aus Holz mit Drahtlitze schnell gewickelt.

Und tatsächlich - im Resonanzpunkt baute sich an der Spule eine Spannung von mehreren 100V auf. Nach der ersten Freude, dass das tatsächlich funktioniert, fiel mir aber auf, dass ich ja nur den blanken Schwingkreis ohne Auskopplung irgendeiner Sendeleistung vor mir hatte. Eigentlich hätten es mehrere 1000V sein müssen. Mit einer über die Spule gewickelten Auskoppelwicklung konnte ich nur 3 Watt an Leistung herausholen.

3.1. Untersuchung der ersten Bauchlandung

Um dem Phänomen auf den Grund zu gehen, habe ich den Schwingkreis durch einen 10 Ohm Widerstand ersetzt. Die Idee – Die Brücke macht in der Brückendiagonale aus der Gleichspannung der Brückenspannung eine Rechteckspannung gleicher Höhe. Im Idealfall müsste das Strom zu Spannungsverhältnis der Gleichspannungsversorgung der Brücke ebenfalls 10 Ohm ergeben. Gemessen habe ich aber 40 Ohm.

Dafür konnte es nur einen Grund geben: Die Brücke ist zu lange offen. Ein Oszillogramm der Gatespannungen bestätigte das dann auch. Der Grund dafür ist eine in den Halbbrückentreibern vorhandene Schutzschaltung die das „Durchzünden“ der Brücke verhindern soll: Nachdem die Gatespannungen der noch leitenden FETs auf Null gesetzt wurde, wird einige 100ns gewartet, bevor die anderen beiden Transistoren geschlossen werden. Diese Totzeit wirkte sich bei Langwelle kaum aus, bei Mittelwelle aber extrem.

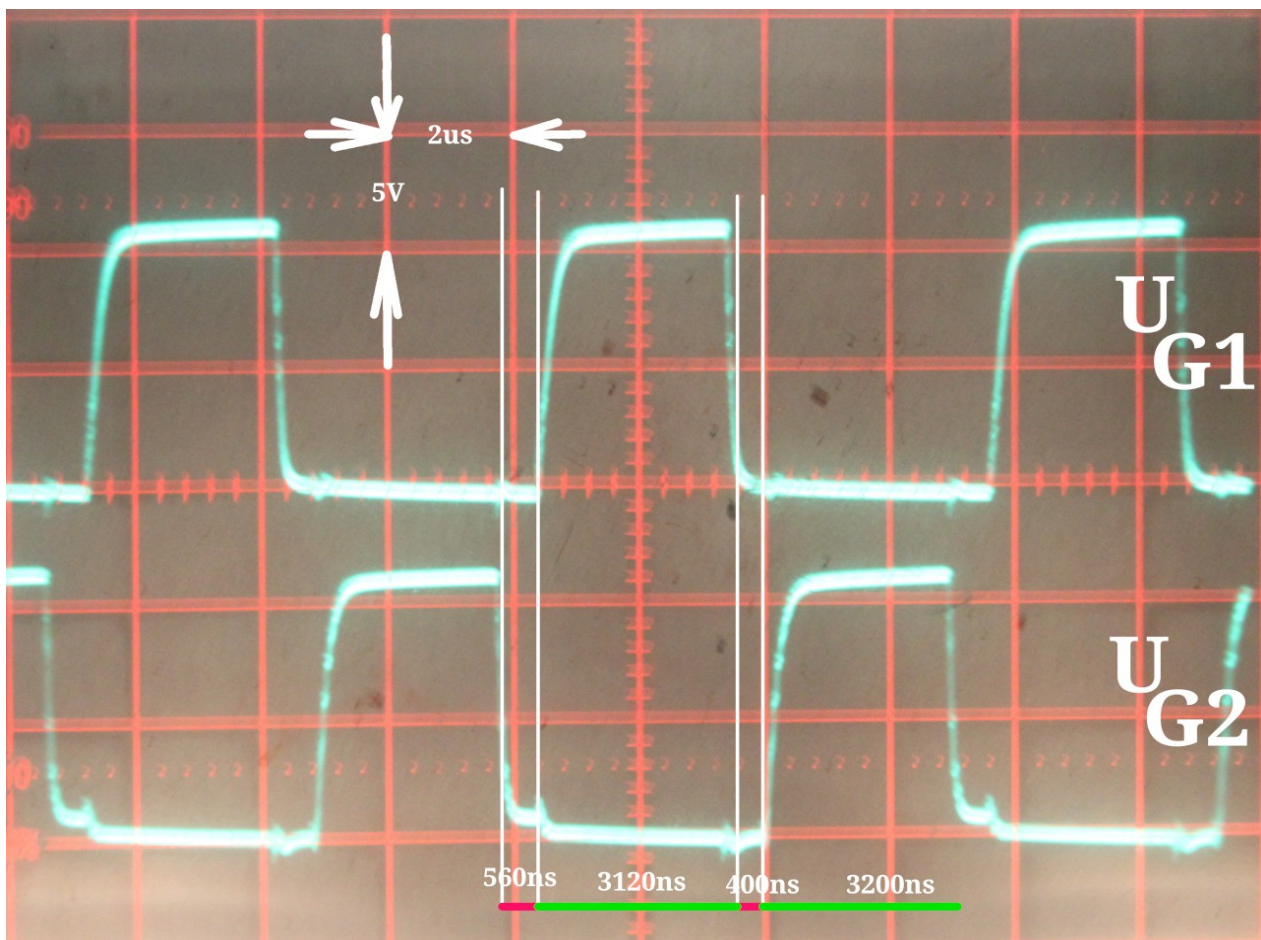


Bild 4: Totzeit bei 137kHz



Bild 5: Totzeit bei 410kHz

Nachdem die Totzeit beim IR2111 aber nicht veränderbar ist, musste ein passender Ersatz gefunden werden. Nach einiger Suche im Internet war dann ein Ersatztyp gefunden – der 2EDL23N06PJ. Den habe ich dann bei einem Distributor, der den Chip auf Lager hatte auch bestellt. Die Bestellung hatte ich in den Weihnachtsfeiertagen per Internet ausgelöst. Nachdem sich nach zwei Wochen immer noch nichts tat, hat eine Anfrage ergeben, dass man die Bestellung wohl völlig versemfelt hatte. Kurz – es hat schließlich gute 6 Wochen gebraucht bis ich die neuen Chips in meinen Händen hatte.

4. Der Aufbau für die weiteren Tests

In meinem Aufbau des letzten Langwellensenders habe ich die alten IR2111 durch die neuen Chips (mit nur noch 60ns Totzeit) ersetzt und erst mal mit 136kHz getestet. Ergebnis – zumindest bei Langwelle funktionieren die Treiber tadellos. Auch der erste Test auf Mittelwelle mit den 10 Ohm anstatt eines Schwingkreises brachte bei 2V Brückenspannung 200mA Strom, was genau diesen

10 Ohm entspricht. Damit schien dieser ursprüngliche 136kHz-Aufbau der ideale Aufbau für meine Mittelwellenversuche zu sein.

Einen Pferdefuß hatte der Aufbau dann doch: Um das 136kHz Signal zu erzeugen wurde ein kommerzieller Meßsender benutzt der auf 6,8 MHz lief. Mein Testaufbau hat das Signal von einem Pegel von -5dB mW auf TTL-Signal verstärkt und dann in einer Teilerkette auf die 136kHz heruntergeteilt. Der gesamte Aufbau ist in Wire-Wrap-Technik erstellt worden. Bei kleinen Sendeleistungen funktionierte dieser Aufbau recht gut, ab etwa 30W sorgten Einkopplungen (vermutlich in den Vorverstärker) dafür, dass aus dem reinen Sinussignal plötzlich eine breite Rauschglocke wurde.

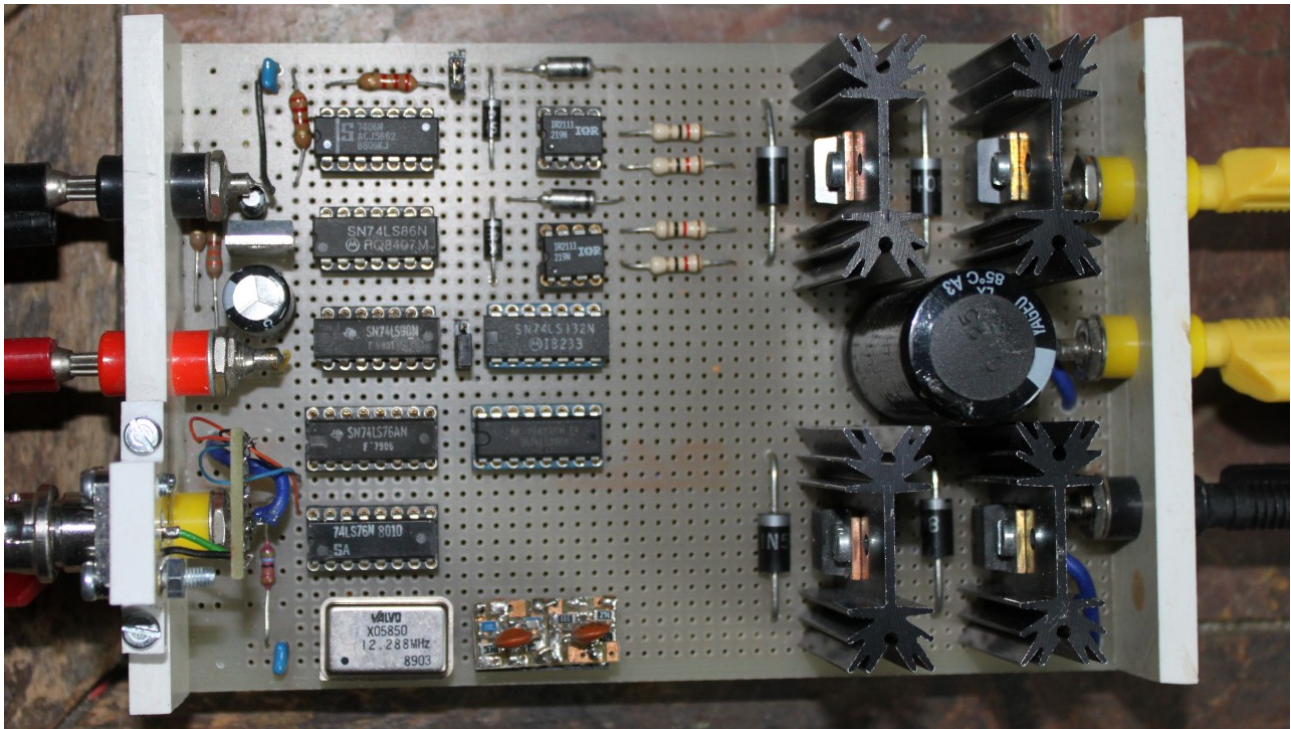


Bild 6: Der Testaufbau für Langwelle mit den IR2111-Treibern

Für Mittelwelle sollte die 1:50er Teilerkette durch eine 1:30er-Kette ersetzt werden und der Vorverstärker unempfindlicher gemacht werden um damit etwas besser gegen Einstreuungen geschützt zu sein. Mit steigender Frequenz (in dem Fall 14,25 MHz) steigt natürlich auch wieder die Gefahr unerwünschter Einstreuungen – für die ersten Tests sollte der Aufbau aber erst mal genügen.

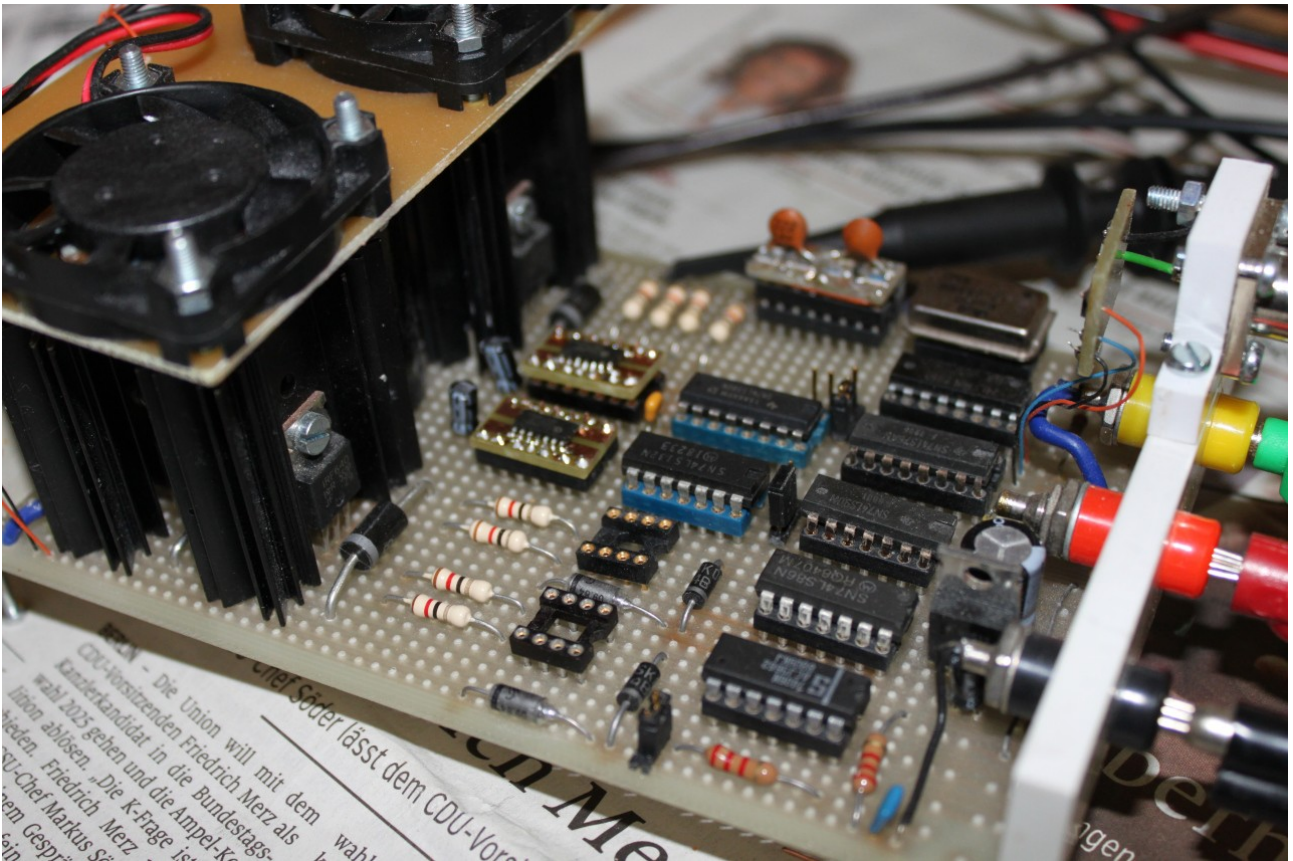


Bild 7: Der Testaufbau mit den neuen Treibern

5. Die Schwingkreiskondensatoren

Bei meinen Tests auf Langwelle waren die Kondensatoren die Problembauteile schlechthin gewesen. Sie mussten bei 136kHz bis zu 3A und einige kV an Spannung vertragen können. Fast alle Kondensatortypen, egal ob mit Glimmer-, Kunststoff- oder Keramikdielektrikum wurden heiß, veränderten mit der Temperatur ihre Kapazität oder rauchten gleich ganz ab. Auch große Arrays mit über 100 Kondensatoren (um Spannung und Strom aufzuteilen) halfen nicht weiter. Die einzig wirklich funktionierenden Kondensatortypen waren MKP Polypropylen-Kondensatoren. Die wurden höchstens handwarm, die Kapazitätswerte blieben stabil. Es blieb zu hoffen, dass diese Kondensatoren auch bei 475kHz noch funktionieren,

6. Die Schwingkreisspule

Um den Schwingkreis in der Brückendiagonale abstimmen zu können war die erste Idee, es so zu machen wie auf Langwelle. Dort hatte ich ausschließlich Luftspulen benutzt. Für die Abstimmung wurde die Spule in zwei Hälften geteilt, eine Hälfte fix eingebaut, die zweite Hälfte über eine Gewindestange verschiebbar montiert. Der mechanische Aufwand dafür war beträchtlich.

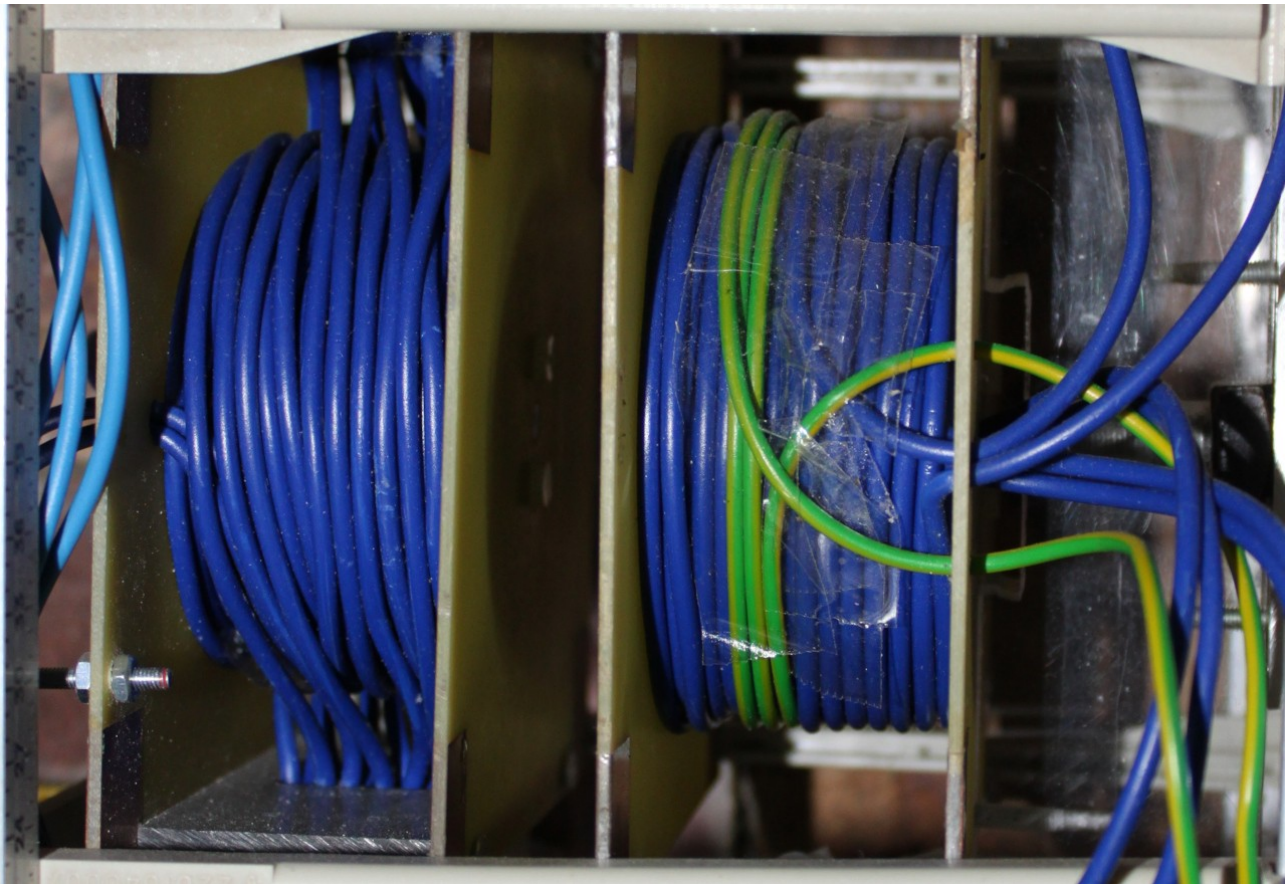


Bild 8: Abstimmvorrichtung des LW-TX

Ich begann mit meinen Tests erst einmal mit Holzspulenkörpern auf die ich die Wicklungen aufgebracht hatte. Über eine Möglichkeit wie sich das mechanisch auch für Mittelwelle machen ließe, wollte ich erst in einem zweiten Schritt nachdenken. Für die Grobabstimmung hatte ich die Windungszahl so gewählt, dass die Resonanzfrequenz möglichst nahe bei den 475kHz liegt und dann die Frequenz mit dem Meßsender so lange nachgestellt bis an der Spule das Spannungsmaximum erreicht war.

6.1. Die Schwingkreisgüte

Bei dem beschriebenen Aufbau ist eine Zahl die die Schwingkreisgüte beschreibt schon fast eine Art Abfallprodukt. Ein verlustfreier Serienschwingkreis hat im Resonanzpunkt die Impedanz 0. Es genügt also Gleichspannung und Gleichstrom der Stromversorgung zu messen. Im Resonanzpunkt (und genau den stellt man im Normalbetrieb ja ein) gibt der daraus berechnete Widerstand den Wert an der die Verluste des Systems beschreibt. Je kleiner der Wert, desto besser, also verlustärmer ist der gesamte Aufbau. Ganz auf den Wert Null wird man nicht kommen denn die Verdrahtung wird vielleicht 50mOhm ausmachen, das Strommeßgerät auch und die jeweils zwei durchgeschalteten FETs etwa 0,4 Ohm. Die Grenze sollte also bei etwa 0,5 Ohm liegen.

6.2. Die Güte der Kondensatoren

Der erste Test begann mit Glimmerkondensatoren. Die gemessene Impedanz ergab nicht gerade berauschende 6 Ohm. Bei einem normalen Sendebetrieb mit einem Strom von 3A würden dann 54W in Schwingkreis und FETs verbraten was für einen recht lausigen Wirkungsgrad sorgen würde und im Betrieb eine aktive Kühlung erfordern würde.

Um zu verifizieren, dass die oben schon erwähnten KMP-Kondensatoren wie schon auf Langwelle auch hier die bessere Wahl sind, wurde der Test mit diesen Polypropylenkondensatoren wiederholt. Ergebnis: Aus den 6 Ohm sind jetzt 4 Ohm geworden, also eine deutliche Verbesserung. Aus den 54W Verlusten wären damit 36W geworden.

Güte der Spule

Bei der geplanten Luftspule wird die Güte hauptsächlich durch den Ohmschen Widerstand der Spule bestimmt. Dabei spielen aber zwei physikalische Effekte mit, die einem beim Spulendesign das Leben schwer machen können:

- Der Skineffekt: Wegen des Skineffekts wird der Strom vom Leiterinneren an die Oberfläche gedrängt. Dieser Effekt wird mit steigender Frequenz immer dominanter. Zahlenmäßig lässt sich der Effekt durch die Schichtdicke beschreiben in der der Strom z.B. eines Leiters mit kreisförmigem Querschnitt fließt. Bei Kupfer als Leitermaterial und 475 kHz liegt die Schichtdicke bei 0,11mm.

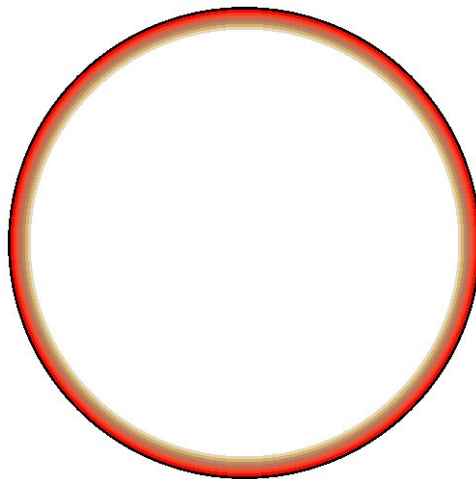


Bild 9: Stromverteilung bei einem mit HF-Strom durchflossenen Leiter

- Der Proximityeffekt: Der Proximityeffekt hat die gleiche Ursache wie der Skineffekt – Verdrängung des Stroms wegen der durch den Wechselstrom generierten Felder. In diesem Fall werden aber nicht isolierte Leiter betrachtet sondern Leiter, die parallel liegen und in denen sich der Strom in gleicher Richtung bewegt.

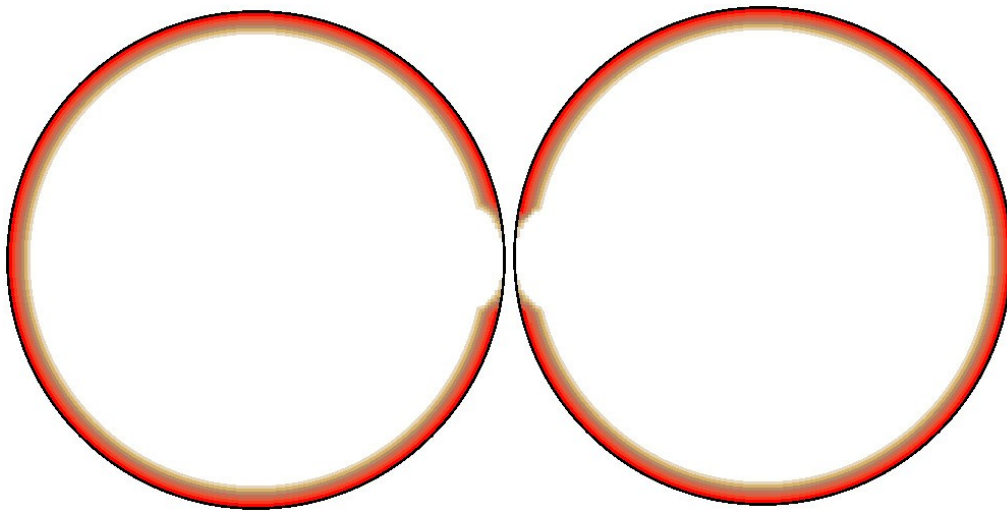


Bild 10: Gegenseitige Stromverdrängung bei benachbarten Leitern

Diese beiden Effekte hatte mir schon beim Bau des 136kHz Senders zu schaffen gemacht. Dort hatte 1mm Drahtlitze mit dicker Kunststoffisolation (gegen den Proximityeffekt) die besten Ergebnisse gezeigt. Deshalb hatte ich meine Tests der Schwingkreisgüten genau mit dieser Art Draht begonnen und war dabei auf die schon erwähnten 4 Ohm gekommen.

Die nächste Luftspule wurde dann eine mit 0,5mm Kupferlackdraht. Der Widerstand liegt jetzt bei 3,3 Ohm, also noch immer nicht so berauschend. Im Internet wird empfohlen, nicht einen Draht sondern mehrere verdrehte zu benutzen.

Der nächste Test startete mit 7x0,35mm CuL, zu einem Strang verdreht. Ergebnis: 4,5 Ohm, also weit schlechter als der einfache 0,5mm CuL Draht.

Schließlich wurde noch 0,75CuL-Draht getestet. Ergebnis: 3 Ohm, also mit Abstand das beste Ergebnis.

Die Ergebnisse waren etwas verblüffend. Während im Langwellensender der Draht mit dicker Kunststoffisolierung den besten Ergebnisse gebracht hatte, war das bei 475 kHz nicht der Fall. Vermutlich ist der als Isolationsmaterial verwendete Kunststoff nicht HF-tauglich und verursacht bei 475 kHz Verluste die bei 136 kHz noch nicht ins Gewicht fallen.

7. Die Spulengeometrie

Die ursprüngliche Idee war, den Schwingkreis, so wie im Langwellensender auch – mit Hilfe einer variablen Induktivität abzustimmen. Der mechanische Aufwand dafür ist aber erheblich. Im Prinzip wäre das mit 3D-Druckmitteln machbar. Für das Problem, dass sich die Schwingkreisspule im Betrieb erwärmt und sich die im 3D-Druck erstellten Teile verformen könnten, hatte ich keine Lösung. Es blieb also nur der Versuch mit festen Induktivitäten weiterzumachen und andere Abstimmungsmöglichkeiten zu untersuchen.

Ohne die Vorgabe mit variablen Induktivitäten zu arbeiten, kamen jetzt auch Spulen auf Ferritkernen in den Fokus. Bei Experimenten mit verschiedenen Ringkernen erwies sich der

Kern T225-2 als Optimum. Bewickelt mit 0,75mm CuL lag die Impedanz an der Brücke jetzt nur noch bei 2 Ohm. Zieht man die Widerstände für Verdrahtung, FETs und Meßgerät ab, bleiben nur noch 1,5 Ohm übrig.

8. Der erste Testaufbau

Um jetzt nicht weiter mit fliegenden Aufbauten in Drahtigeltechnik weiter experimentieren zu müssen, wurde der Schwingkreis einschließlich der Bauelemente für den Schutz auf einer Europakarte aufgebaut und in einem 19 Zoll Rahmen montiert. Parallel zum letzten Schwingkreiskondensator der Kondensatorreihe wurden ein 500pF Drehko und 3 MKP Kondensatoren (1nF, 2nF, 4nF) mit Schaltern versehen angeschlossen. Damit war es dann möglich einen Bereich von 50pF bis 7,5nF stufenlos zu überstreichen.

Angesteuert wurde dieser Schwingkreis mit dem oben schon beschriebenen (und im Bild 7 gezeigten) Aufbau bei dem ich die alten IR 2111 Halbbrückentreiber durch die neuen Type ersetzt hatte. Die Teilerkette und der Vorverstärker blieben unverändert.

Die ersten Tests an einer Außenantenne zeigten auch prompt das befürchtete wilde Schwingen ab einer Leistung von etwa 10W. Mit umlegen von Masseleitungen und ähnlichen Versuchen gelang es schließlich die Leistung bis an die 30W hochzutreiben ohne dass die extremen wilden Schwingungen einsetzten.

8.1. Erste Versuche zur Problembehebung

Um die Einstreuungen die zu den wilden Schwingungen führten zu vermeiden gab es nur eine Abhilfe: Die 1:30er Teilerkette und speziell den Vorverstärker in ein abgeschirmtes Gehäuse zu verfrachten und den Vorverstärker weit unempfindlicher zu machen als den alten.

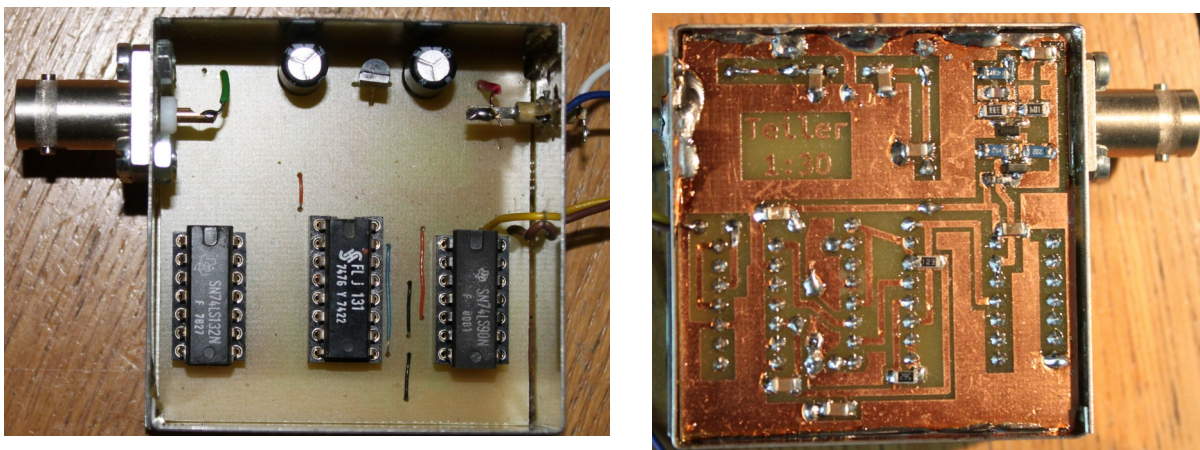


Bild 11: Teiler mit Vorverstärker im Weißblechgehäuse

Das Ergebnis war bei den ersten Senderversuchen tatsächlich besser als mit dem ursprünglichen Aufbau, so richtig sauber war das Signal, speziell bei größeren Leistungen aber nicht. Jetzt blieb nur noch die Möglichkeit Nägel mit Köpfen zu machen und alles so aufzubauen wie es in der

endgültigen PA sein sollte. Damit sollten die störenden Einstreuungseffekte endgültig vermieden werden.

9. Der (vorerst) endgültige Aufbau

Die endgültige PA sollte aus zwei ALU-Halbschalen bestehen wobei in einer die Platine mit dem Schwingkreis, einer HF-VOX und der Schutzschaltung stecken sollte und in der anderen die vier auf einen großen Kühlkörper geschraubten FETs sowie die Platine mit den Halbbrückentreibern und deren Ansteuerung.

Nachdem sich beim ersten Aufbau gezeigt hat, dass die rein kapazitive Abstimmung nicht ausreicht, wurde die Schwingkreisspule mit 12 Anzapfungen versehen, auch die Spule für die Auskopplung bekam 12 Anzapfungen und für die kapazitive Abstimmung wurden 6 Kondensatoren vorgesehen. Auf einen Drehko wurde verzichtet, dafür reichte der Platz im Gehäuse nicht. Für das alles musste also eine neue Platine entflochten werden.

Für die Ansteuerschaltung reichte ein 10cm x 5cm Platinchen auf dem die Halbbrückentreiber und die dafür nötige Ansteuerlogik untergebracht waren.

9.1. Die ersten Erfahrungen

Für den ersten Versuch mit diesem Aufbau wurde noch der Schwingkreis aus dem ersten Aufbau – also der in dem 19 Zoll Einschub – verwendet. Das Ausgangssignal war leider nicht „sauber“. Am Oszilloskop war ein Sinussignal zu sehen das nach außen hin scharf begrenzt war, nach innen aber verwaschen. Es hörte sich auch an, als sei es etwas verbrummt. Nachdem ich aber keine Nebenträger sehen konnte, habe ich mich damit mit der Betriebsart WSPR an die Antenne gewagt. In den Wasserfalldiagrammen der Mittelwellengrabber sah das Signal nicht schlecht aus und konnte fehlerfrei dekodiert werden. Das Brummen begann ab einer bestimmten Leistung. Ich hatte das verwendete Labornetzteil in Verdacht und das durch Bleiakkus ersetzt – das Brummen und damit das verwaschene Signal blieb.

Die Bauelemente (FETs, Kondensatoren und die Spule) blieben während es Betriebs kalt, einzig die Widerstände zwischen den Treibern und den Gates der FETs begannen nach hoher Temperatur zu müffeln.

9.2. Die Fehlersuche

Um dem Problem näher zu kommen wurde der Schwingkreis in der Brückendiagonale durch einen 50 Ohm Widerstand ersetzt und das Signal an diesem Widerstand mit dem Oszilloskop aufgenommen.

Bei kleinen Brückenspannungen sah das Signal so aus, wie es sollte – sieht man mal von den starken Überschwüngen an dem Umschaltzeitpunkten ab. Ab etwa 10V Brückenspannung blieb die Spannung am Widerstand aber sporadisch auf Null.

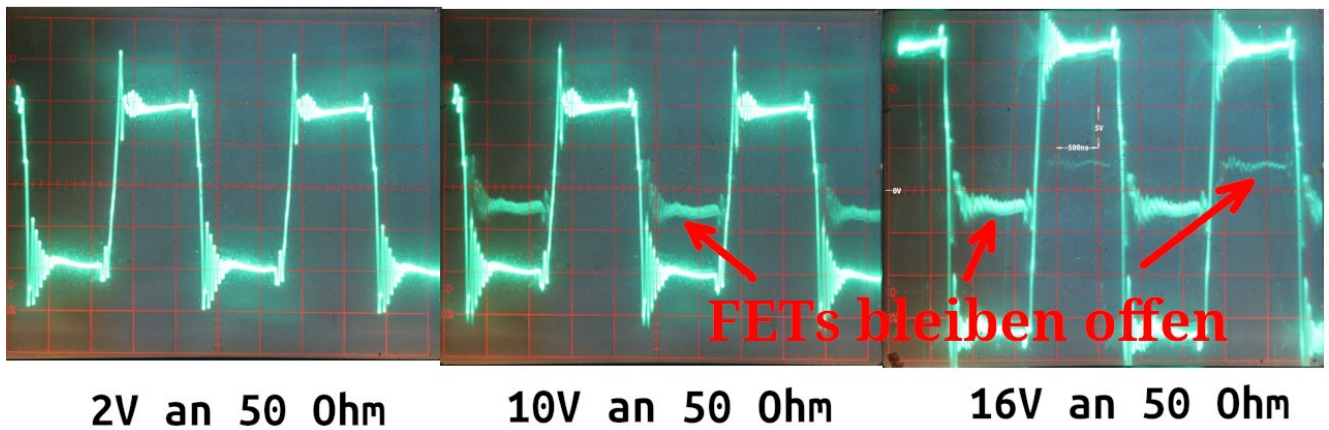


Bild 12: Signal am 50Ohm-Widerstand

Die Ansteuerung der Halbbrückentreiber war korrekt, dort waren also keine Aussetzer zu sehen. Die Gatespannungen der unteren beiden FETs waren ebenso fehlerfrei, die der oberen beiden FETs blieben aber sporadisch aus.

Im Datenblatt des Brückentreibers wird so etwas ähnliches beschrieben. Um die FETs zu schützen sollten zwischen den Source-Anschlüssen der beiden unteren FETs und Masse Shuntwiderstände gesetzt werden. Die Spannungen an diesen Widerständen werden gemessen. Wenn der Wert größer als 0,4V wird, sollte die Brücke dann ganz abgeschaltet werden. Wann sie dann wieder eingeschaltet wird, war im Datenblatt nicht zu erkennen. Um diese Fehlerursache ausschließen zu können, habe ich diese Shunts für die weiteren Tests einfach kurzgeschlossen. Das Problem blieb bestehen.

Die nächste Idee war, dass das vielleicht mit den sehr hohen Überschwüngen zusammenhängt die eine Frequenz von etwa 20MHz hatten. Eine Messung mit einem VNA zeigte, dass die MKP-Kondensatoren zur Glättung der Versorgungsspannung bei 475 kHz tatsächlich ihren Nennwert haben, bei 20MHz aber nur noch Induktivitäten sind. Mit Schottky-Dioden gegen die Brückenspannung und gegen Masse konnte ich diese Überschwinger zwar gut begrenzen – das Problem blieb aber unverändert.

Die nächste Idee war, dass das Problem durch irgendwelche Einkopplungen des Brückenstroms ausgelöst wird, der über Leiterbahnen der Ansteuerplatine läuft. Um das auszuschließen habe ich den 50 Ohm Widerstand in der Brückendiagonale durch einen 75 Ohm Widerstand ersetzt.

Ergebnis: Der Effekt trat immer noch bei der gleichen Brückenspannung auf, der hing also von der Brückenspannung und nicht der Größe des Brückenstroms ab.

Die nächste mögliche Ursache könnte vielleicht eine Einkopplung der Gateströme irgendwo in die Schaltung sein. Die Leiterbahnen zu den Gates wurden aufgetrennt und durch verdrehte Leitungen ersetzt – leider auch kein Erfolg.

Die Treiber brauchen externe „Bootstrap-Kondensatoren“. Über deren Größe wurde im Datenblatt keine Aussage getroffen. Ich hatte deshalb einen Wert von 2uF genommen weil der bei den Vorgängertypen funktioniert hat. Testhalber habe ich die 2uF durch 100nF ersetzt: Das Fehlerbild blieb weiterhin unverändert.

Ich hatte außerdem einen Tipp erhalten, mal auszuprobieren was die Schaltung macht, wenn ich anstatt der 475 kHz eine niedrigere Frequenz nehme. Und tatsächlich – je niedriger die Frequenz, desto höher wird die Brückenspannung an der das Fehlerbild auftritt. Das war eigentlich ein interessantes Ergebnis – wirklich weitergeholfen hat es aber leider nicht

9.3. Ein Nebenkriegsschauplatz

Bei diesen Tests wurde die Ansteuerung gelegentlich so abgeschaltet, dass die Brücke nicht ganz offen war sondern eine Diagonale geschlossen blieb. Bei 2,3V flossen am Brückeneingang 45mA was ganz gut zu dem 50 Ohm Widerstand in der Brückendiagonale passte. Irgendwann fiel mir dann auf, dass beim Einschalten des 475 kHz Signals der Strom plötzlich auf 92mA anstieg. Dafür gab es nur eine Erklärung: Die Brücke „zündet“ zu den Umschaltzeitpunkten doch ganz kurz durch, die Totzeit der neuen Halbbrückentreiber ist mit 60ns offenbar zu klein. Diesen Effekt gab es in dem alten Aufbau eindeutig nicht. Es musste an den FETs liegen – und tatsächlich – die IRF 640 im neuen Aufbau sind von einem anderen Hersteller als die alten. Eine intensive Suche in meiner Bastelkiste förderte leider nur noch zwei der alten FET-Typen zutage. Beim Tausch wenigstens dieser zwei gegen die Neuen ging der Strom zwar auf etwa 65mA zurück, das Problem mit dem Durchzünden blieb aber weiterhin bestehen. Deshalb hatte ich beschlossen mich erst mal um dieses Problem zu kümmern bevor ich mich wieder dem alten Problem zuwende.

Eine Aufnahme der Gatespannungen mit dem Oszilloskop zeigte, dass sich die fallende Flanke an einem Gate und die steigende am anderen bei 3.8V treffen. Die alten FETs schlossen (oder öffneten) bei etwa 4 V, die neuen leider bei viel niedrigeren Spannungen.

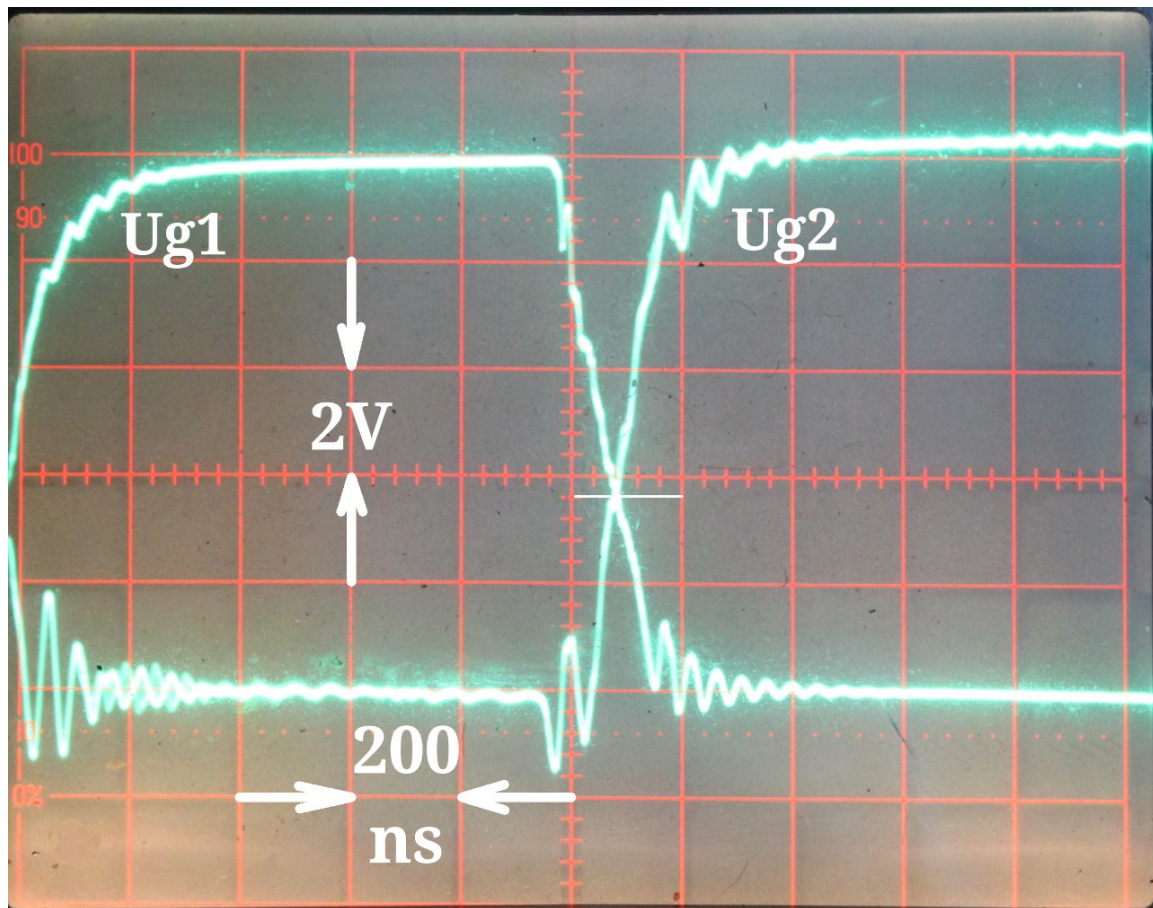


Bild 13: Die Gatespannungen im neuen Aufbau

Meine Hoffnung war nun, in der Bastelkiste noch IRF 640 zu finden bei denen diese Spannung in der Gegend von 4 V liegt. Bei den 100 getesteten FETs war fast alles dabei, von 2,95V bis 3,85V, aber alle Spannungen zu tief. Die nächste Idee war, die Gatespannungen mit Widerstands-Diodennetzwerken so zu modifizieren, dass die FETs zwar so schnell schießen wie zuvor aber langsamer öffnen. Das hätte aber den Nachteil, dass der Wirkungsgrad der Gesamtschaltung drunter leidet und damit genau das was diese Schaltung auszeichnet letztendlich vernichtet. Blieb also nur, die Ansteuersignale der Brückentreiber zu verändern, dass die Totzeiten über den bisherigen 60ns liegen.

9.3.1. Generator für die Ansteuersignale

Nachdem sich gezeigt hat, dass die Lösung des Durchzündproblems auch nicht trivial ist und ich bei meinen weiteren Arbeiten nicht immer den riesigen Aufbau mit Meßsender, Vorverstärker und Teilerkette samt Stromversorgung weiter mitschleppen wollte, sollte ein weiterer Testaufbau geschaffen werden der die Ansteuersignale für die Halbbrückentreiber direkt erzeugt.

Auf einer Lochrasterplatte entstand dann in Wire-Wrap-Technik ein Ozillator bestehend aus einem 74LS123, einem Teiler 1:2 um aus den Nadelimpulsen des 74LS123 ein symmetrisches Rechteck zu machen und schließlich noch einem 74LS86 um daraus zwei um 180 Grad versetzte Signale zu

generieren. Die damit direkt angesteuerte Brücke zeigte – wie nicht anders zu erwarten - das altbekannte Problem immer noch.

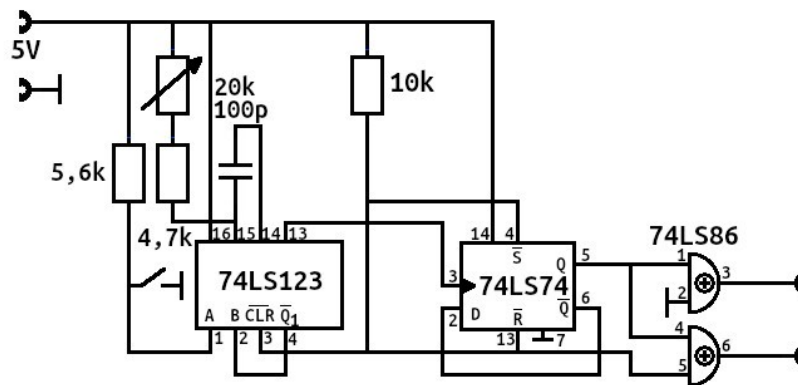


Bild 14: 475kHz Oszillator

Im nächsten Schritt sollten die steigenden Flanken der Rechtecksignale verzögert werden. Dazu sollten die Gatterlaufzeiten von NAND-Gattern benutzt werden. Das hat leider nicht funktioniert – die Gatter waren einfach zu schnell und bei einer Verzögerung von weniger als 60ns war an den Ausgängen der Halbbrückentreiben überhaupt keine Veränderungen zu sehen.

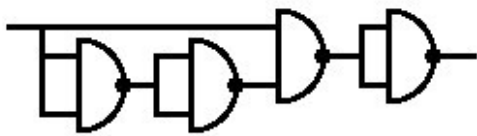


Bild 15: Anstiegsverzögerung mit Gatterlaufzeiten

Letztendlich brachten Netzwerke aus Schmitt-Triggern und RC-Gliedern den gewünschten Erfolg:

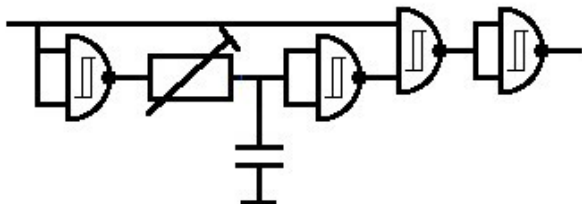


Bild 16: Variable Anstiegsverzögerung

Der Strom ging von den 90mA auf 50mA zurück, die 5 mA gegenüber den 45 mA lassen sich mit kapazitiven Effekten erklären.

Leider: Das Problem mit den ausbleibenden Ansteuersignalen blieb unverändert.

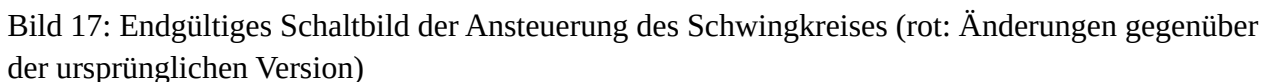
9.4 Der nächste Anlauf

Jetzt blieb nur noch eine Option – nach anderen Halbbrückentreibern suchen und vielleicht sogar einen einsetzen bei dem sich die Totzeit einstellen lässt. Beim Durchsehen der Datenblätter fiel mir auf, dass in den Applikationsschaltbildern aller dieser Treiber zwischen Bootstrap-Kondensator und der Versorgungsspannung der Treiber eine Diode eingezeichnet ist. Im dem Datenblatt meines

Ergebnis: Das Problem tritt nicht mehr auf.

Die Erkenntnisse aus den vielen langen Testreihen haben natürlich eine Reihe von Änderungen erfordert:

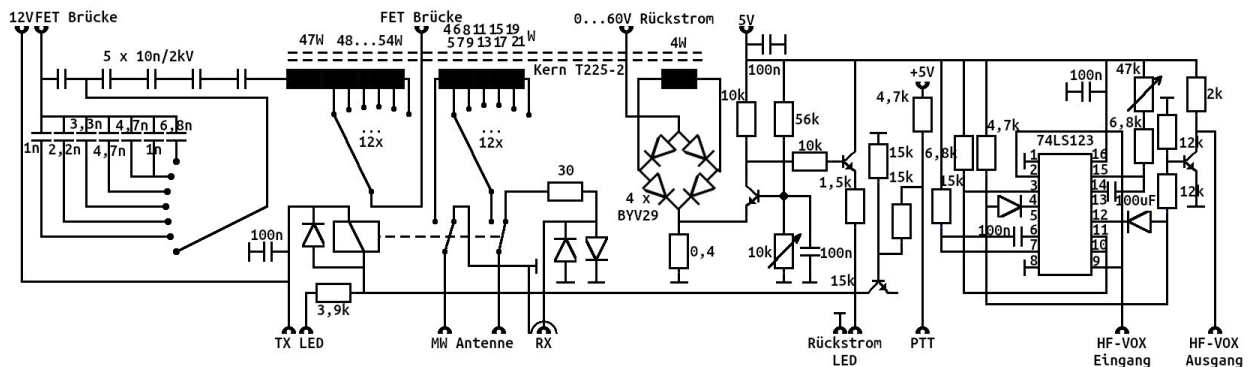
- Für das alles war natürlich eine Neuentflechtung der Ansteuerplatine nötig.



Gegenüber der ursprünglichen Platine, die in einen 19 Zoll-Einschub eingebaut worden war, gab es einige Änderungen:

- Um die Frequenz des Schwingkreises in einem etwas größeren Bereich ändern zu können, wurde die Schwingkreisspule mit 12 Anzapfungen versehen.
- Die HF-Vox wird nicht mehr über die gleichgerichtete Spannung des Schwingkreises gesteuert sondern über eines der Ansteuersignale der FETs. Die Zeit bis die VOX wieder in den Empfangsbetrieb geht, wird über ein Zeitgatter (74LS123) gesteuert.
- Die Erkennung einer Fehlanpassung (Rückstrom > 0) wird nicht mehr über ein Messgerät angezeigt sondern über eine LED.

Im Gegensatz zur Ansteuerung sind bei dieser Platine während der oben beschriebenen Tests keine Probleme aufgetreten.



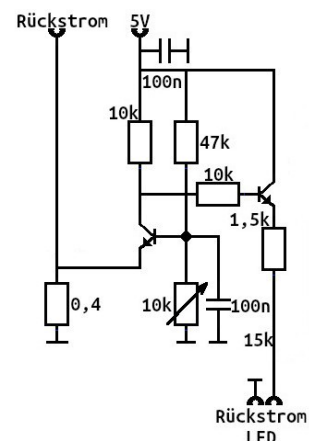
Schwingkreisplatine MW-PA

Bild 18: Die Schwingkreisplatine der PA

11.1 Ein logischer Fehler

Nachdem in der neuen PA kein Anzeigeelement für den Rückstrom vorgesehen ist, wurde eine Schaltung eingebaut die einen Strom von wenigen mA anzeigen sollte, aber auch Ströme bis 5A verkraften sollte. Im korrekt angepassten Betrieb sollte der Rückstrom 0 sein, bei extremer Fehlanpassung eben diese 5A erreichen können. Ich hatte mir vorgestellt, dass eine LED ausgeleuchtet wird, wenn der Strom über 100mA liegt. Im Trockentest hat die Schaltung, die ich mir ausgedacht hatte auch gut funktioniert. Trockentest heißt, dass ich die Schaltung mit zwei Transistoren und der LED auf einem Steckbrett aufgebaut hatte und für den Test den Strom am 0,4 Ohm Shuntwiderstand eingespeist hatte. An dem 10k-Poti ließ sich der Grenzstrom genau einstellen.

Bild 19: Schaltung zur Anzeige des Rückstroms

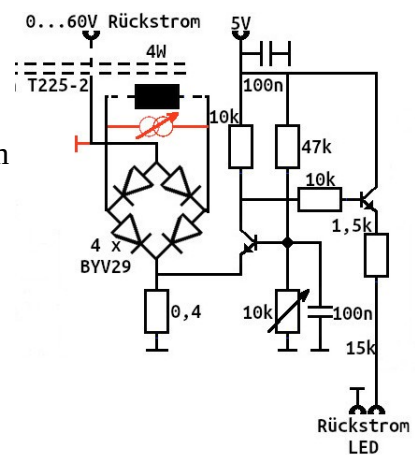


Auch mit der fertigen Schwingkreisplatine schien die Ausleuchtung korrekt zu funktionieren. Bei angeschlossener Dummyload und kleiner Sendeleistung blieb die LED aus. Trennte man in dem Zustand die Dummyload ab, begann die LED zu leuchten.

Etwas sonderbar war das Verhalten bei höheren Leistungen. Egal wie gut die Anpassung war, ab einer bestimmten Leistung begann die LED zu glimmen und wurde mit steigender Leistung immer heller. Ein Verhalten, dass einfach nicht sein durfte.

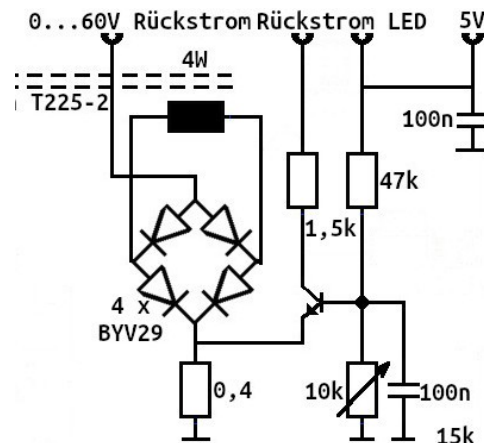
Um dem Problem auf den Grund zu gehen, wollte ich den Grenzstrom am Poti genau einstellen. Dazu musste die externe Stromversorgung durch einen Kurzschluss ersetzt werden und die Rückstromwicklung (4 Windungen) durch eine Stromquelle ersetzt werden.

Bild 20: Aufbau (rot) um um den Strom einzustellen bei dem die Rückstrom-LED beginnen soll zu leuchten.



Egal welchen Strom ich auch eingespeist habe, die LED blieb aus. Testhalber habe ich das Poti so weit gedreht, dass die LED schon beim Strom 0 ausgeleuchtet ist. Beim Einspeisen eines Stroms ungleich 0 ging die LED dann immer aus. Als Ursache stellte sich heraus, dass die Spannung die am Shunt abfällt nicht positiv ist sondern negativ. Dass man in Schaltungen, die ausschließlich mit einer positiven Versorgungsspannung betrieben werden plötzlich negative Spannungen auftreten, ist eher ungewöhnlich, in diesem Fall aber korrekt. Für eine korrekte Ausleuchtung der LED musste die Schaltung also noch geändert werden.

Bild 21: Korrigierte Rückstromanzeige



11.2. Ein noch nicht ganz verstandenes und noch nicht gelöstes Problem

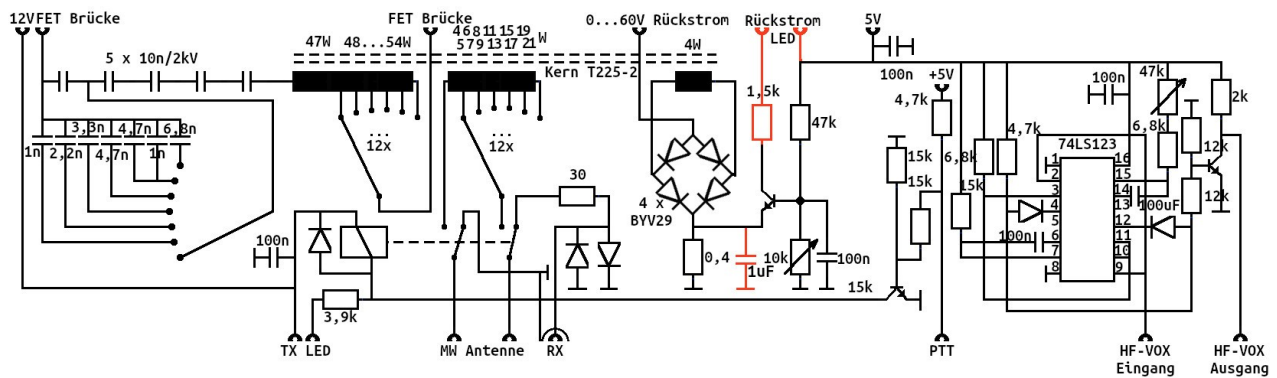
Bei den ersten Tests mit kleiner Leistung war es ja so gewesen, dass die LED beim abziehen der Dummyload angegangen ist und nicht aus. Erklären konnte ich mir das nur dadurch, dass die am 0,4 Ohm Widerstand anstehende Hochfrequenz für den beobachteten Schmutzeffekt sorgt. Als Abhilfe wurde parallel zu dem 0,4 Ohm Widerstand ein 1uF Kondensator geschaltet.

Beim ersten Test dieser Änderung war die PA schon an die reale Antenne angeschlossen. Als Test hatte ich mir gedacht, dass der kritischste Teil, das Abziehen der Antenne die SWR LED sofort zum Leuchten bringen müsste. Die blieb aber dunkel. Weitere Tests haben dann gezeigt, dass die LED korrekt funktioniert, wenn anstatt der realen Antenne eine Dummyload angeschlossen ist. Das leichte Glimmen der LED bei höheren Leistungen immer noch zu sehen, wenn auch weit schwächer.

Die mögliche Erklärung hängt wohl mit dem Betrieb an der realen Antenne zusammen. Wie unten genauer beschrieben, verstimmt die reale Antenne den zentralen Schwingkreis merklich. Um wieder in Resonanz zu kommen, musste das L im Schwingkreis erhöht werden. Zieht man in diesem Zustand die Antenne ab, springt die Resonanzfrequenz wegen des jetzt zu hohen L nach unten. Der Schwingkreis kann jetzt keine Energie aus dem Netzteil mehr aufnehmen und der Strom fällt dabei so weit ab, dass die in der Schutzwicklung induzierte Spannung zu klein wird um einen Rückstrom zu erzeugen. Die SWR-LED bleibt also aus.

Das ist zwar etwas unschön, dass die SWR-LED nicht in allen Fällen ein schlechtes SWR anzeigt. Schaden kann dadurch aber keiner entstehen, weil die PA in dem Fall keine Leistung aus dem Netzteil aufnimmt und damit auch keine Leistung irgendwo in der Schaltung verheizen kann

Mit der oben beschriebenen Änderung sieht die vorerst endgültige Schaltung der Schwingkreisplatine so aus:



Schwingkreisplatine MW-PA

Bild 22: Vorerst endgültige Schaltung der Schwingkreisplatine

12. Test an einer realen Antenne

Nachdem die PA fertiggestellt war, sollte sie an einer realen Antenne getestet werden. Als Antenne wurde ein Aufbau benutzt wie ich ihn in ähnlicher Form auch für meine früheren Langwellenversuche benutzt hatte:

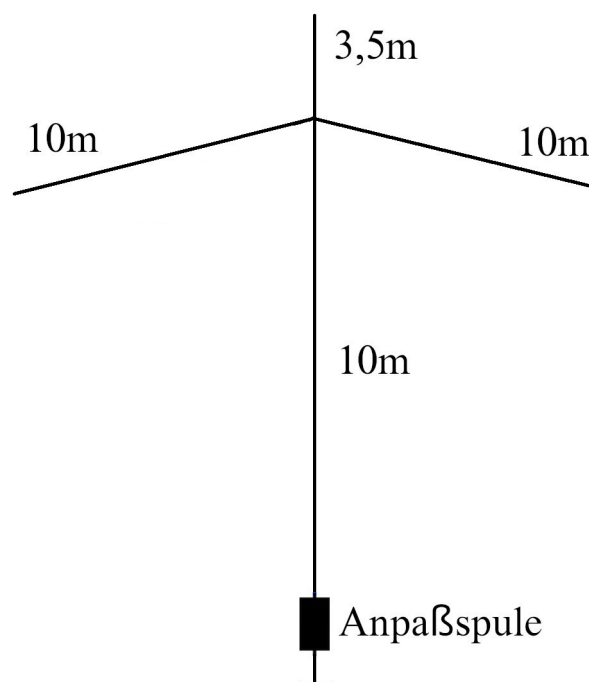


Bild 23: Struktur der MW-Antenne

Als Anpaßspule wurde ein mit HF-Litze bewickeltes Kanalisationsrohr benutzt. Am oberen Ende wurde noch ein Variometer eingebaut und zur Einkopplung der HF ein im 3D-Druck hergestellter Zylinder verwendet, der in das Kanalisationsrohr eingelassen wurde.

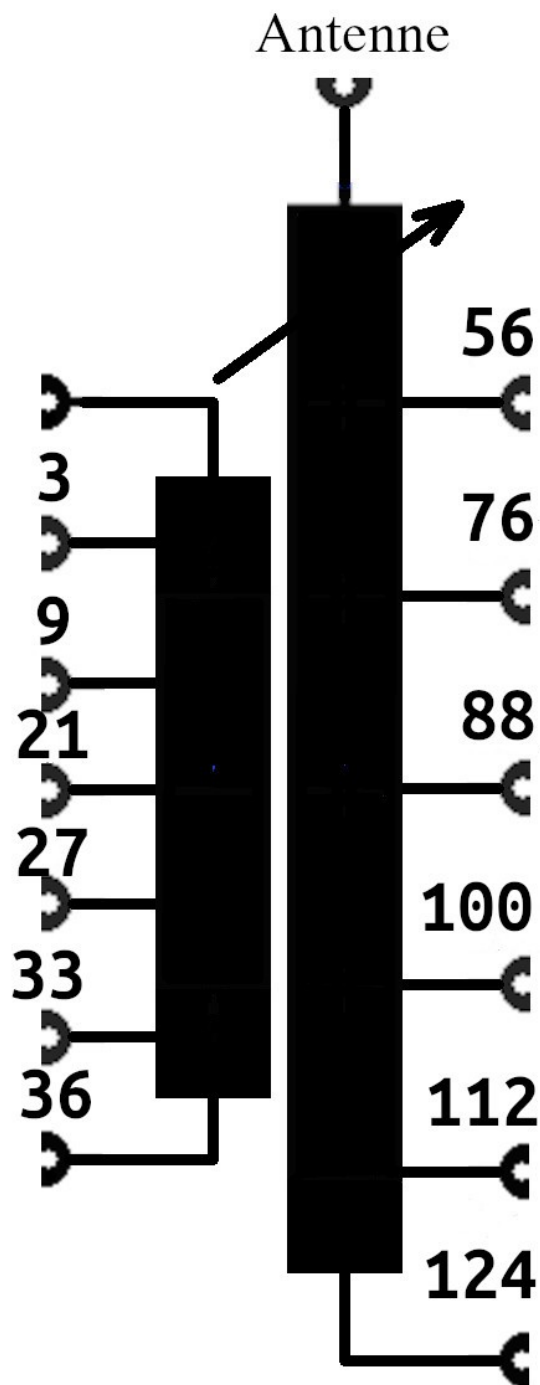


Bild 24: Aussehen und Schaltbild der Anpaßspule

12.1. Einstellung der optimalen Parameter

Die optimale Abgriff an der Anpaßspule wurde mit einem VNA ermittelt. Trotzdem dauerte es eine Weile, bis die optimalen Einstellungen gefunden waren. Als Abstimmungshilfe diente die Höhe des eingespeisten Gleichstroms. Dieser Strom war auf ein Maximum einzustellen ohne dass die SWR-LED aufleuchtet. Als veränderbare Parameter waren einzustellen

- die Induktivität der Schwingkreisspule
- die Kapazität der Schwingkreisspule
- der Abgriff an der PA-Auskopplung
- Die Anzapfung der Primärwicklung der Anpaßspule.

13. Ergebnisse

Eine parallele Prüfung des HF-Signals während der Sendung mit dem Oszilloskop zeigte, dass das Signal im Strommaximum der Versorgung auch das reinste Sinussignal brachte.

Die Spannung am Antennenfußpunkt liegt (bei 30W Sendeleistung) bei 550Vss und damit weit niedriger als bei Langwelle. Die Isolation von Kabeln, wie z.B. RG58U schlägt also nicht durch.

Die aktuelle Antennenkonstruktion verstimmte den zentralen Schwingkreis, er musste nach dem Anschluss der Antenne deutlich nachgestimmt werden.

Ein halbstündiger Test mit 24 Grad Umgebungstemperatur und 70W Dauerstrich Eingangsleistung sorgte für eine Erwärmung

der Wicklung der Schwingkreisspule auf 62 C,

der Schwingkreiskondensatoren auf 50 C,

der Kühlkörper mit den FETs erreichte keine 30 C.

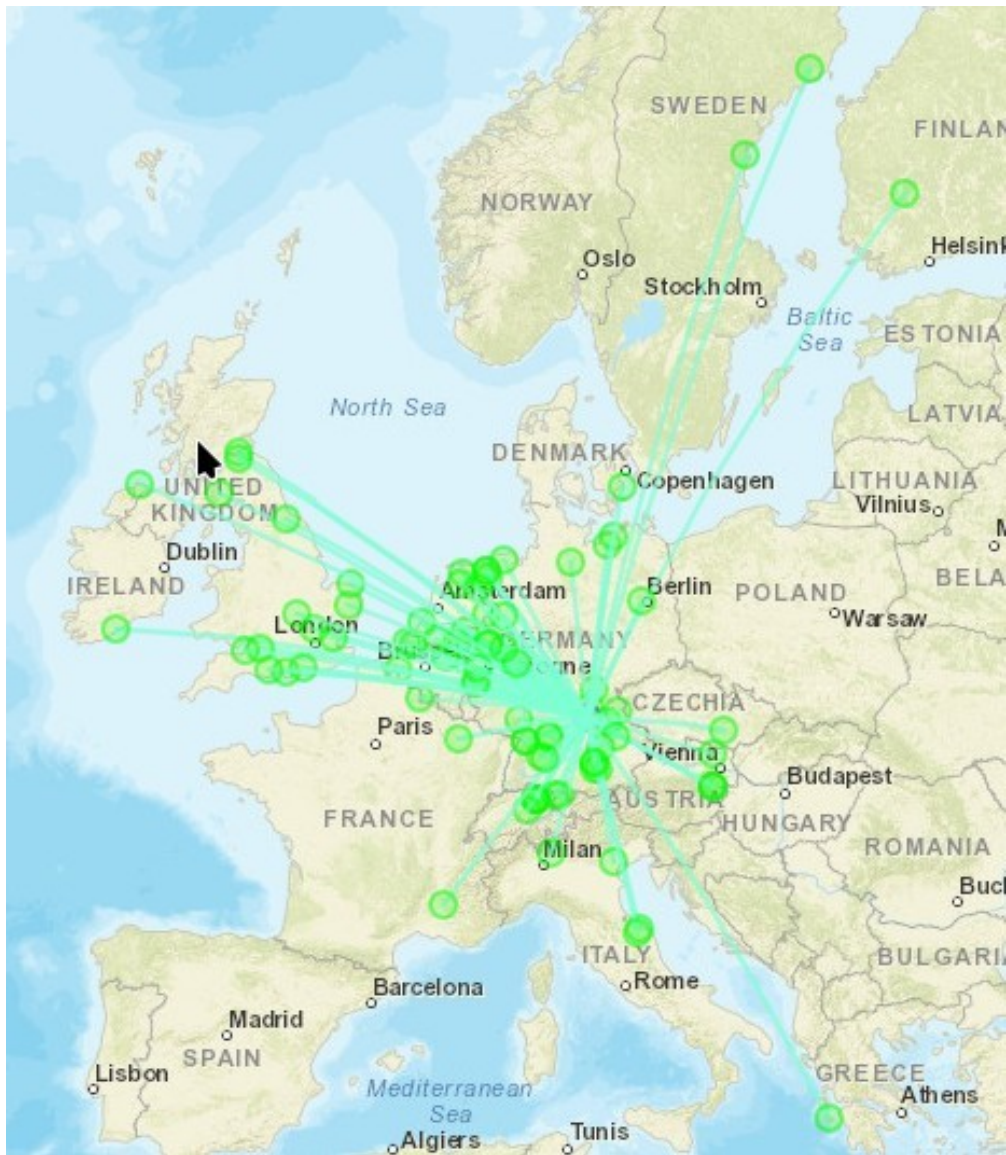


Bild 25: Ergebnisse eines WSPR Sendeversuchs

14. Was noch zu verbessern wäre

- Der Kühlkörper für die FETs ist offensichtlich überdimensioniert, er könnte viel kleiner ausfallen.
- Die Wicklung der Schwingkreisspule ist der Teil, der bei Dauerstrich-Betrieb die höchsten Temperaturen erreicht. Es wäre deshalb besser anstatt 0,75mm CuL, 1mmCuL zu verwenden wobei die Spule mit 1mm CuL allerdings weit schwieriger zu wickeln ist.
- Die Schwingkreisspule sollte die Anzapfungen jeweils mit 2 Windungen Abstand anstatt mit nur einer Windung haben. Damit kann der Frequenzbereich deutlich erweitert werden. Das ist besonders hilfreich, wenn die verwendete Antenne Blindanteile in die PA einkoppelt.