

„Oberon“ 2-m-Sender/Empfänger-Konzept zum Selbstbau (2)

Harald Helpert, DJ9HH, Oberer Kirchwiesenweg 7a, 6000 Frankfurt 56

Emetteur-récepteur 2 mètres (2^e partie). L'émetteur. Comment obtenir 144 MHz, les différentes méthodes applicables. Explications du montage et des différents étages. Données nécessaires à l'ajustage et liste des composants.

2 meter tranceiver (2nd part). The Transmitter. 144 MHz but how? Short discussion of the different methods available. The project: lay-out, functions and stages. Adjustment and parts list.

DJØSL

2. Sender

2.1 Schaltung

Bevor die Senderschaltung im Detail besprochen wird, möchte ich doch einige Überlegungen voranstellen, die für jeden von uns, der einen kleinen 2-m-Sender konstruieren möchte, sicherlich interessant sind und zu überraschenden Schlußfolgerungen führen dürften.

Die simple Frage, die sich uns beim Anblick der wenige Quadratcentimeter großen Platine stellt, auf der wir unser Projekt aufbauen wollen, lautet: Welche Art der Frequenzaufbereitung wähle ich? Zählen wir einmal die verschiedenen Möglichkeiten auf und erörtern kurz ihre Vor- und Nachteile:

- Quarzoszillator auf der Grundwelle mit anschließender Vervielfachung
- Quarzbertonoszillator auf dem 3. oder 5. Oberton und Vervielfachung
- Quarzbertonoszillator auf der Endfrequenz, danach Treiber und Endstufe
- Analyseaufbereitung mittels digitalem Frequenzteiler
- Voll-Synthesizer
- Mischkonzepte nach Art der Super-VFOs

Einschränkend möchte ich noch bemerken, daß sich die angestellten Überlegungen auf die derzeit gängigste Modulationsart im 2-m-Band, nämlich FM bzw. PM, beziehen.

Zu a:

Nach einem Grundwellenoszillator, der für 2 m etwa mit den Frequenzen 8, 9, 12 oder 16

Kenndaten

Frequenzbereich	144 – 146 MHz
Nominelle Betriebsspannung	12 Volt
Zulässige Betriebsspannung	10 – 15 Volt
Ausgangsleistung	2 Watt bei 12,0 Volt
Nebenwellen	besser als –72 dB bis zu +/-250 kHz vom Träger, daneben besser –85 dB
Oberwellendämpfung	40 dB ohne OWF 60 dB mit OWF
Stromverbrauch	330 mA bei 2 W und 12 V
Gesamtwirkungsgrad	ca. 50 – 55 %
Abmessungen	76 x 67 mm

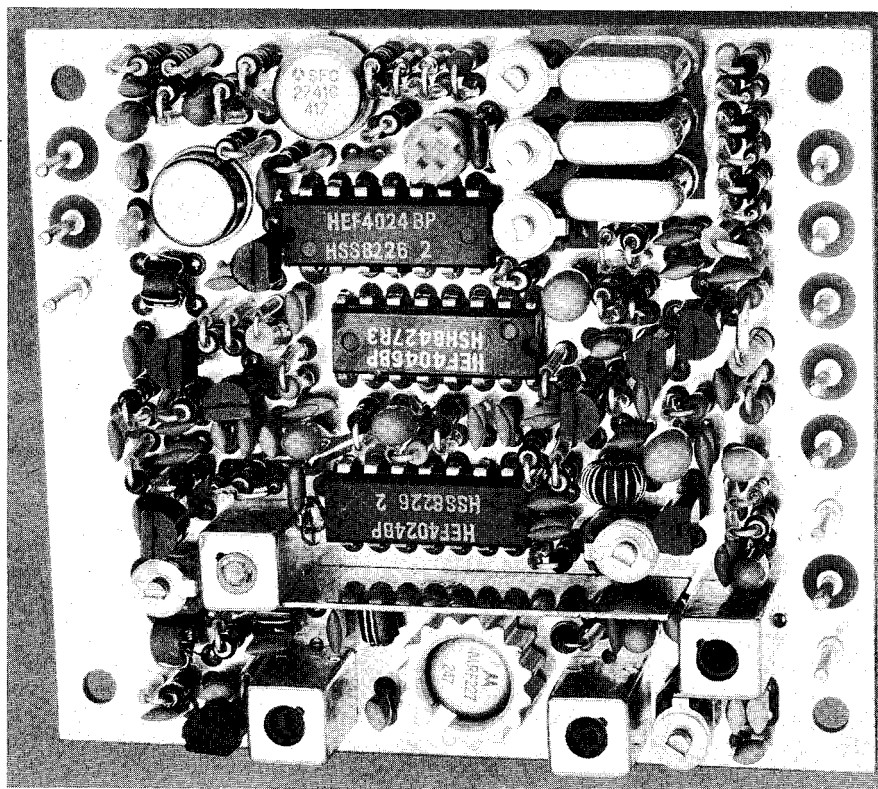


Abb. 6: Photo der Senderplatine.

MHz beginnen könnte, muß eine Vielzahl von Vervielfacherstufen folgen, ehe die Endfrequenz erreicht wird. Dies ist zum einen platzaufwendig – und einem Miniaturaufbau abträglich –, zum anderen müssen durch aufwendige Bandfilter zwischen den einzelnen Stufen die unerwünschten Frequenzanteile eliminiert werden.

Ohne sorgfältige Kammerbauweise und einen Spektrum-Analysator wird man hier nur klägliche Ergebnisse an Nebenwellenfreiheit erzielen.

Ich darf verraten, daß ich auf diesem Sektor einige meiner größten Enttäuschungen als „2-m-Konstrukteur“ erlebte.

Bei einem offenen Platinaufbau mit normalen Abschirmbechern für die Filter kann man nach meinen Erfahrungen höchstens 35 bis 40 dB Nebenwellenabstand gewinnen.

Ein Blick in die DV-AFuG § 12 ernüchert uns weiter, denn dort lesen wir, daß 25 µW an unerwünschten Ausstrahlungen nicht überschritten werden dürfen. Bezogen auf unseren Kleinsender von 1 Watt benötigen wir also ca. 46 dB, für einen 2-Watt-Sender gar 49 dB Nebenwellenabstand.

Es ist richtig, daß bei kleineren Ausgangsleistungen die erforderlichen Nebenwellen- und Oberwellendämpfungen geringer sein dürfen. Ganz Spitzfindige würden formulieren, daß bei einer Nutzleistung von 25 µW unseres Eigenbausenders die Nebenwellen-

dämpfung gar 0 dB betragen dürfte!! Alles theoretisch richtig, aber – wir wollen ja auch einmal einen Nachbrenner unserem Kleinsender nachschalten.

Ab 25 Watt werden 60 dB an Neben- und Oberwellendämpfung verlangt, es ist daher sinnvoll, unseren Entwurf auf diesen Wert auszurichten.

60 dB sind aber in dieser Form des Aufbaus nicht erreichbar, daher muß – auch aus Platzgründen – diese Version verworfen werden.

Ein Positivum ist allerdings dazu noch anzumerken: Eine FM oder PM mit ausreichendem Hub ist bei dieser Lösung sehr leicht möglich.

Zu b:

Platzsparend ist es immer, von höheren Quarzfrequenzen im Oszillator auszugehen, da sich die Zahl der Vervielfacherstufen reduziert. Eine Bandfilterkopplung ist trotzdem absolute Voraussetzung. Hängen wir ein derartiges Konzept an den Spektrum-Analysator, wird es etwas einfacher beim Zählen: Statt alle Finger und Zehen beim Abzählen der Nebenspektrallinien brauchen wir jetzt nur noch unsere Finger, aber die Nebenspektrallinien bei –30 bis –40 dB sind noch da.

Hinzu kommt eine große Schwierigkeit bei diesem Konzept, nämlich einen ausreichenden Hub auf den entsprechenden Oszillatorfrequenzen zu erzeugen. Hübe werden ja

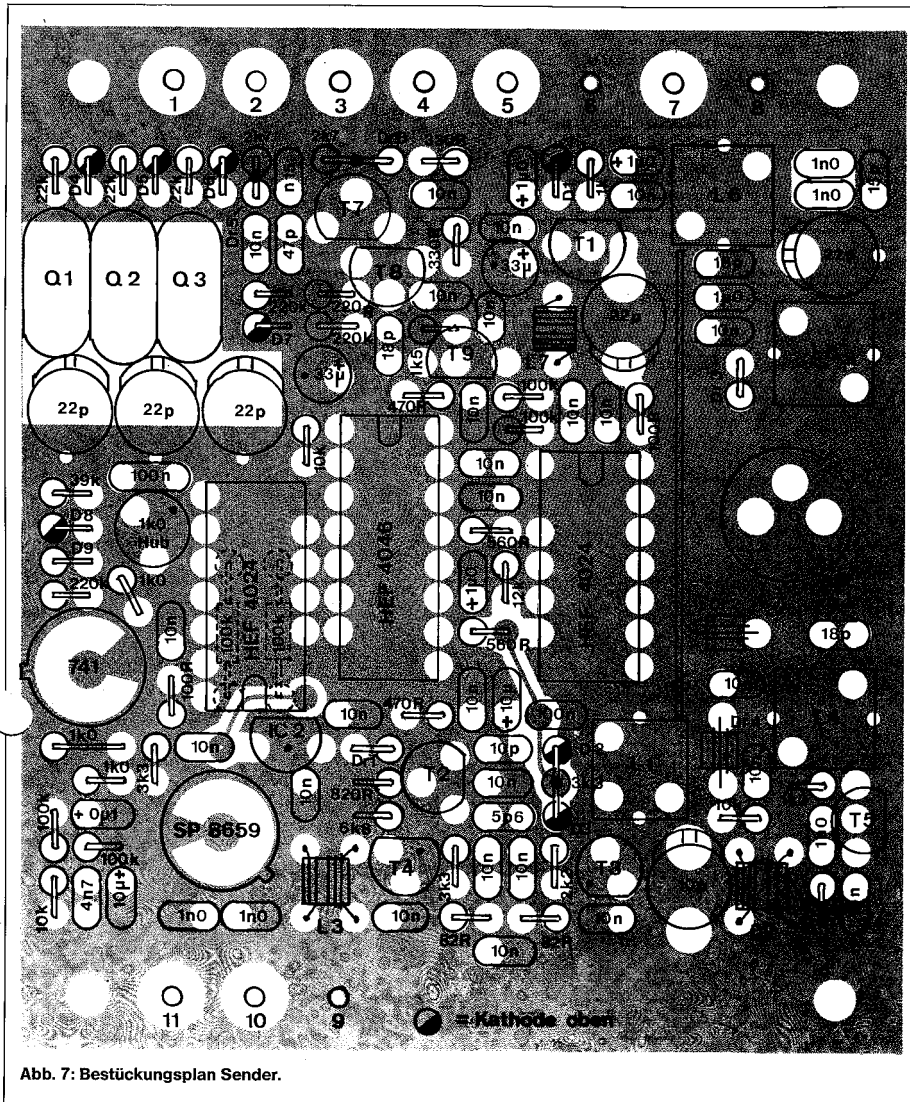


Abb. 7: Bestückungsplan Sender.

meistens durch „Ziehen“ eines Quarzes mittels einer Kapazitätsdiode erzeugt, und hier zeigt uns ein Blick ins Lehrbuch, daß ein Quarz im 3. Oberton nur noch 1/9, ein Quarz im 5. Oberton nur noch 1/25 des Ziehbereiches in der Grundwelle hat ($1/n^2$).

In konkreten Zahlen sieht dies etwa so aus, daß ein Grundwellenquarz bei 20 MHz etwa 20 kHz Ziehbereich hat, im dritten Oberton schrumpft dieser Wert auf 2,2 kHz, im 5. Oberton auf ca. 800 Hz und im 7. Oberton – wie er bei einem Quarzschwinger direkt auf 145 MHz nötig wäre – auf ganze 400 Hz!!

Eine sinnvoll Lösung für 2 m ist also allenfalls mit einem Schwinger im 3. Oberton möglich. Aufgrund der trotzdem vorhandenen Nebenwellen habe ich dieses Konzept ebenfalls verworfen.

Zu c:

Hier gilt das Vorhergesagte hinsichtlich erreichbarem Frequenzhub als vordergründiges und alleiniges Hindernis.

Zu d:

Vor etwa 12 Jahren erschien in der QST der Artikel „Frequency multiplying by dividing“,

mein erstes Zusammentreffen mit dem Prinzip der Frequenzanalyse mit Hilfe eines digitalen Teilers. Ich war sofort begeistert und baute das Konzept nach. Es entstand der Mini-Gartenzwerg (cq-DL 10/78).

Im historischen Rückblick ist zu kritisieren, daß dieses Gerät noch zwei „Kinken“ hatte, nämlich einen ungeeigneten Phasenvergleich und zu wenig Pufferstufen zwischen VCO und Antenne, so daß die PLL sehr leicht ausrastete.

Aber mit zunehmendem weißen Haupthaar wird man ja klüger.

Zum konkreten Prinzip der Frequenzanalyse für 2 m: Die Frequenz eines spannungsgesteuerten Oszillators auf 145 MHz (VCO) wird mit Hilfe eines digitalen schnellen Teilers durch 16 geteilt. Man erhält eine Frequenz um 9 MHz. Selbstverständlich wären auch andere Teilerfaktoren möglich (natürlich dann mit anderen Referenzquarzfrequenzen).

Im vorliegenden Beispiel werden die 9 MHz mit einer Bezugsfrequenz (Referenzfrequenz) von ebenfalls 9 MHz verglichen. Falls ein Frequenzunterschied besteht und mithin

auch ein Phasenunterschied, generiert ein „Phasenvergleich“ eine derart gepolte Regelspannung, so daß mit ihrer Hilfe der VCO (mit Kapazitätsdioden) wieder exakt auf seine Nennfrequenz eingeregelt wird. Der VCO ist also phasenstarr an den Referenzoszillator angebunden und erreicht dessen Quarzstabilität.

Dieses Verfahren hat mehrere entscheidende Vorteile:

- Es sind nur sehr wenige Spulen (=Platz) erforderlich.
- Da jedwede Vervielfachung entfällt, entstehen keine Nebenwellen. Die Oberwellendämpfung ist eine reine Funktion des Oberwellenfilters nach der PA und somit frei bestimmbar.
- Weiter wird durch Aufprägen einer NF auf die Regelspannung des VCO sehr leicht eine reine FM fast beliebig hohen Hubes erzeugt.
- Letztlich bietet das Verfahren auch einen finanziellen Vorteil: Als Referenzfrequenzquarze werden CB-Quarze auf 27 MHz benutzt, die hier in der Grundwelle auf 9 MHz erregt werden. Diese Quarze sind heutzutage für wenige Pfennige erhältlich. Ein Preisvergleich: Drei 48-MHz-Kanalquarze im 3. Oberton kosten etwa 3 x 32,—gleich 96 DM; drei CB-Quarze sind für etwa 6 DM zu haben.

Stückliste	
Halbleiter	
IC1 SP 8659	Plessey
IC2 78 L05	versch. Hersteller
IC3, 4 HEF 4024	Valvo
IC5 HEF 4046	Valvo
IC6 741	Gehäuse TO-99
T1 BC 238 C	versch. Hersteller
T2, 3, 4, 7, 9 BF 256 C	Motorola
T5 2 N 5769	Fairchild, Ersatz 2 N 2369
T6 MRF 227	Motorola
T8 BF 224	TI
D1 ZPD 10	oder ähnlich
D2, 3 BB 105 B	oder BB 205B, 505 B etc.
D4, 5, 6 BA 244	Siemens, ITT
D7, 8, 9 1 N 418	versch. Hersteller
Kondensatoren	
Keramische Kondensatoren Bauform EDPU RM 2,5 mm ansonsten Tantal-Perlen	
Widerstände	
0,25 Watt, 5 %, Abmaße 2,5 x 6,5 mm, dazu 2 Stück 100 k in 1 x 4 mm	
Sonstiges	
Platine DJ9HH 033 doppelt kaschiert und durchkontaktiert DJ9HH	
L1 Bausatz 7 V 1 S	Neosid, siehe Spulenwickelplan
L4, 5, 6 Spulen 511830	Neosid
L8, 9, 10 Spule FEM 10G	DJ9HH
L2 Ringkern R4, F 100 b	Neosid
L3 Ringkern R4, F 2	Neosid
L7 Ringkern R4, F 10 b	Neosid
Dr. 2, 4 2 Ferritperlen 3 mm	
Dr. 3 HF-Drossel 0,47 µH	Siemens
Dr. 1 HF-Drossel 1,0 µH	Siemens
Dr. 6 HF-Drossel 47 µH	Siemens
Dr. 5 HF-Drossel 100 µH	Siemens
C14 Folientrimmer 10 pF/5 mm	Valvo
C23, 27, 28, 29, 37	
Folientrimmer 22 pF/5 mm	Valvo
R43 Hubregler 1 k, Ø = 6 mm	Alps
6 Quarzfassungen 1 mm	Cambion
1 Kühlkörper TO-5	
11 Lötnägel und Stecker 1,3 mm Kupferlackdraht 0,22 mm	

Zu e und f:

Betrachtungen zum Vollsynchronisierer erübrigen sich eigentlich, da dieser zur Zeit noch einen größeren Platzbedarf hat und für die gewünschte Anwendung einfach zuviel Aufwand bedeutet.

Ähnliches gilt für Aufbereitungen mit Mischern, dort ist der Aufwand an Bandfiltern genauso hoch wie bei der Vervielfacherverstärkung.

Aus den obigen Gründen erhielt Konzept d. den Zuschlag.

Überleitend nun zur realisierten Schaltung in **Abb. 8** ist die Stufenfolge des Senders leicht erklärt: T2 bildet den VCO auf 145 MHz. Über eine Pufferstufe T3 zur besseren Entkopplung folgt der Treiber T5 und schließlich die Endstufe T6, die mehr als 2 Watt liefern kann. In dieser insgesamt vierstufigen Ausführung des Senderstreifens ist die Rückwirkung einer Antenne mit schlechtem VSWR so gering, daß ein Ausbrechen des VCO aus seinem Haltebereich mit Sicherheit vermieden wird.

Auf der Platine selbst hatten gerade noch zwei Glieder des Tiefpasses Platz, die restlichen drei, nämlich L8—L9—L10, sind in das Antennenkabel eingeschleift (siehe hierzu die Ausführungsskizze **Abb.12**).

Als Endstufentransistor findet eine „Grounded-emitter“-Ausführung Verwendung. Diese hat den Vorteil, daß man ohne isolierende Zwischenscheibe das Gehäuse auf der Massefläche aufsitzend einbauen kann, ja sogar zwecks besserer Wärmeableitung auflöten kann. Die Anschlußlöcher in der Platine sind so ausgestaltet, daß auch andere Transistortypen in der PA probiert werden können, etwa 2N 4427 oder BFW 16 A (isolierende Scheibe dabei nicht vergessen). Letztere bringen aber in keinem Fall die Leistung des MRF 227, ja neigen sogar zu Nebenresonanzen.

Spannungstabelle

Spannungen gemessen mit Digitalvoltmeter 10 MOhm gegen Masse bei einer Betriebsspannung von 12,0 Volt. Abweichungen können sich durch Toleranzen der Zenerdiode D1 ergeben.

T1 Emitter		9,12
T2 Drain	7,60 gemessen an C6	
T2 Source		2,65
T3 Source		3,58
T4 Source		3,87
T5 Emitter		0,40
T7 Drain		8,88
T8 Kollektor		7,06
T9 Source		2,87
IC2 Pin 3		4,96
IC3 Pin 14		8,98
IC4 Pin 14		8,98
IC5 Pin 16		8,84
IC6 Pin 7		8,37

Betrachten wir nun den anderen Abzweig des Nutzsignals über die Pufferstufe T4. Er führt über den Ringkernübertrager L3 an den 16er-Teiler SP 8659. Seine Betriebsspannung ist durch 3-Bein-Regler IC2 auf 5 Volt stabilisiert. Die 9 MHz verlassen IC1 am Pin 4 und stehen nach C44 zu unserer Verfügung.

Hinüber zunächst zum Referenzoszillator mit T7—T8—T9: Dieser soll unser quarzstabiles Bezugssignal erzeugen und mit ausreichendem und konstantem Pegel an die CMOS-Logik abgeben. Außerdem muß für die CB-Quarze eine Ziehmöglichkeit vorhanden sein, wie uns ein kleines Rechenexempel zeigt. Der Kanalabstand im CB-Band beträgt 10 kHz, da wir aber die Grundwelle verwenden, erhalten wir dort Frequenzen mit 3,3 kHz Abstand. Projiziert ins 2-m-Band (durch den 16er-Teiler) erhalten wir dort alle 53 kHz eine Quarzmarke. Falls es uns gelingt, einen Ziehbereich von mindestens dieser Größenordnung im 2-m-Band zu erreichen, können wir mit den CB-Kanalquarzen jede gewünschte Frequenz in diesem Band einstellen.

Die entwickelte Schaltung garantiert einen Ziehbereich von mindestens 100 kHz, selbst bei sehr schwach schwingenden Quarzen.

T7 und T8 bilden einen Colpitts-Oszillator, wobei T8 als Emitterfolger im Rückkopplungs-zweig einbezogen ist. Sehr lose ist dann mit C35 eine FET-Pufferstufe mit T9 angekop-pelt. D7 wirkt als Pegelregler, da sie alle positiven HF-Halbwellen, die höher als 0,7 Volt liegen, abkappt. Wie im Empfänger wurde auch hier eine Kanalschaltung mittels Dioden realisiert.

Das 9-MHz-Signal aus dem Referenzoszillator und das andere Signal aus dem IC1 können nun phasenverglichen werden, wenn es einen ordentlichen integrierten Phasenver-gleicher für diese Frequenz gäbe. Der be-kannte 4046 schafft höchstens 1 MHz, daher wurde in beiden Signalzweigen noch ein 128er-Teiler in Gestalt eines HEF 4024 einge-fügt. Letztendlich findet also der Phasenver-gleich auf 70 kHz statt, für die Funktion der PLL ist die absolute Größe dieser Frequenz (fast) belanglos.

Ganz schlaue OMs werden fragen, warum nicht ein 4518 oder 4520 genommen wurde, da ließe sich doch ein IC einsparen? Der Grund liegt darin, daß ein HEF 4024 eine garantierte Frequenzgrenze von 13 MHz bei 10 Volt Ub hat, während es der HEF 4518/4520 nur auf 7 MHz bringt.

An dieser Stelle noch ein wichtiger Hinweis für den Nachbauer: Es müssen hier ausschließlich die „High-speed“-Ausführungen (Valvo nennt sie LOCMOS) HEF 4024 und HEF 4046 genommen werden, die normale CMOS-Logikreihe geht nicht!

Ein ähnlicher Hinweis ergeht für die FET-Transistoren BF 256 C. Messungen über sehr große Stückzahlen verschiedener Hersteller haben gezeigt, daß die Steilheit sehr unterschiedlich ausfallen kann. Aus Gründen der

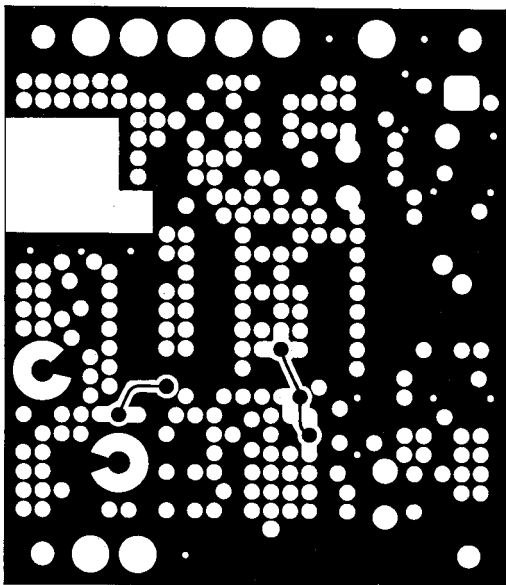


Abb. 9: Oberseite Sendeplatine M 1:1.

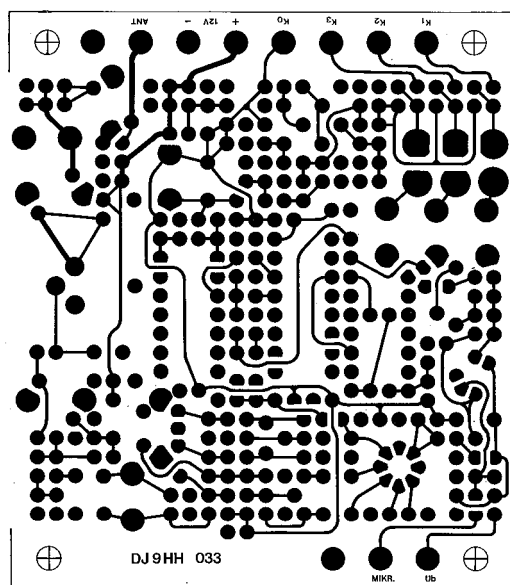


Abb. 10: Unterseite Sendeplatine M 1:1.

Konstanz und Schwingsicherheit wird ausschließlich die Motorola-Ausführung empfohlen.

Der Rest der Schaltung ist schnell besprochen. An Pin 3 und 14 werden die beiden 70-kHz-Signale dem IC5 zugeführt. Am Pin 13 erscheint die Regelspannung und geht über mehrere Tiefpässe dem VCO zu. Ihr überlagert wird das Modulationssignal des IC6. Um eine Clipperwirkung zu erzielen und Übermodulation oder Splatter zu vermeiden, ist die Verstärkung des OpAmps mittels R40 auf etwa 220fach festgelegt – damit gehen die Dioden D8–9 in die Begrenzung. Da der Pegel am Ausgang 6 jedoch noch zu hoch ist, muß er durch R42–R43 entsprechend reduziert werden.

Die Betriebsspannung des gesamten Gerätes mit Ausnahme des Treibers und der PA ist durch T1 auf knapp 10 Volt stabilisiert.

2.2 Aufbau und Abgleich

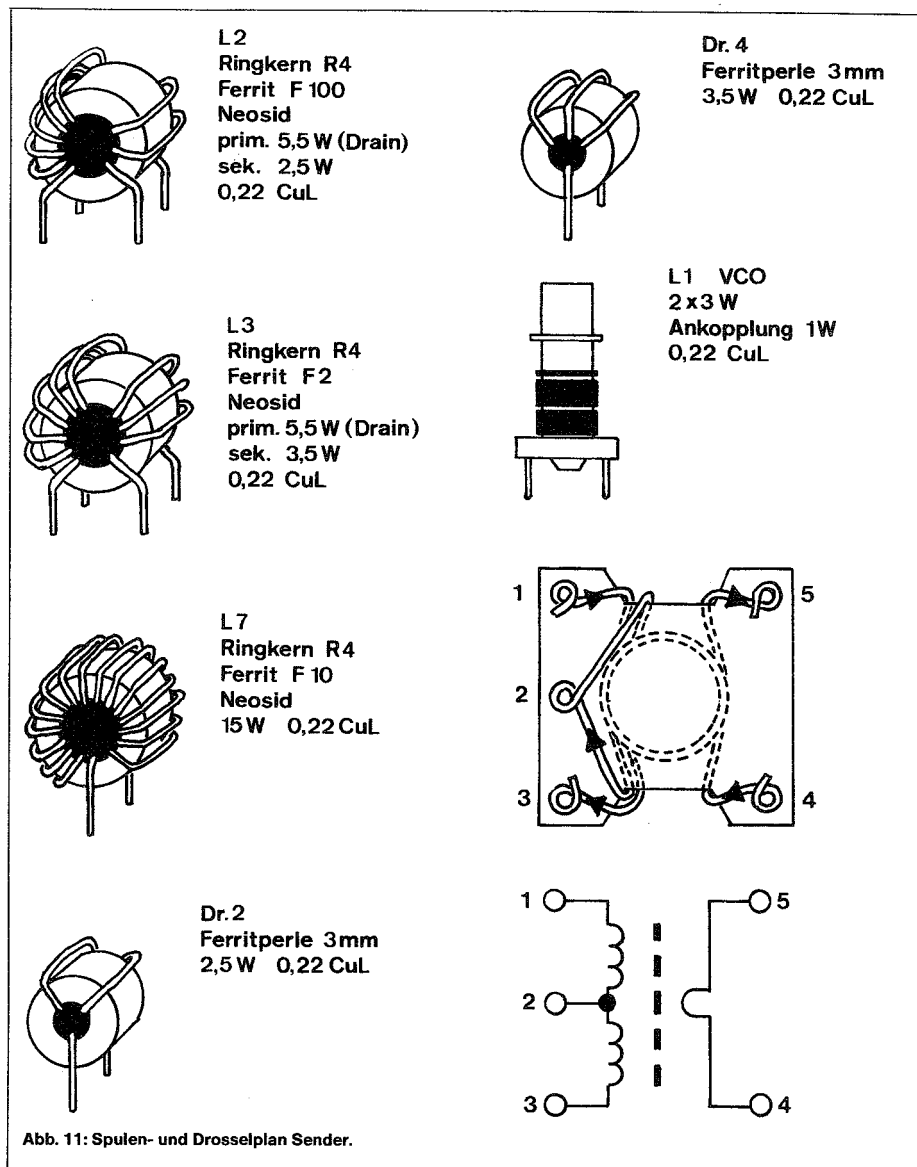
Vorab ist anzumerken, daß bei IC3, IC4 und IC5 eine Verwendung von IC-Fassungen möglich ist, bei IC1 sollte direkt eingelötet werden.

Man beginnt mit der Bestückung des Regeltransistors T1 mit allen seinen Teilen sowie mit Referenzoszillator T7 – T8 – T9. Um den richtigen Abstand bei den Cambion-Buchsen an den Quarzen zu gewährleisten, Buchsen auf den Quarz aufstecken und dergestalt einlöten. R16 und Drossel 5 werden nur einbeinig eingelötet, ihre Drähte oben auf 4 mm gekürzt, zusammengebogen und verlötet. Das gleiche gilt für R18 – Drossel 6. Ringkern L7 wird durch Bewickeln mit 15 Windungen 0,22 CuL hergestellt. Die Windung wird gleichmäßig auf dem Umfang verteilt und anschließend mit UHU-plast verklebt. Beim Einlöten von T7 und T9 sollte vorher ein dünner blanker Draht um die drei Beine gewickelt werden, der dann wieder entfernt wird.

Mittels entsprechender Lötstiftstecker wird an Pin 6 Minus und an Pin 5 Plus 12 Volt angeklemmt. Pin 4 ist mit Pin 1 zu verbinden. Einen CB-Quarz einsetzen und Schwingung am Drain von T9 mittels Oszilloskop kontrollieren. Mit C37 zieht man auf maximale Amplitude, ansonsten Trimmer auf Mittelstellung. Hierbei ist zunächst darauf zu achten, daß Trimmer C27 ganz eingedreht ist. Bei extrem schlecht schwingenden Quarzen könnte die Schwingung abreißen, wenn der Ziehtrimmer auf der kleinsten Stellung steht.

IC3 mit R24, R25, R26, C39 einsetzen. Am Pin 3 kann die Ausgangsfrequenz von 140 kHz in Form eines Rechtecksignals von 9 Volt ss mit dem Oszilloskop beobachtet werden. Bitte die üblichen Vorsichtsmaßnahmen bei CMOS beachten!

Es folgt der Aufbau von VCO T2 sowie der beiden Pufferstufen T3 – T4. Ringkerne L2 und L3 gemäß Wickelplan erstellen und mit Polystyrolkleber umhüllen. Die Windungen der VCO-Spule werden ebenfalls dick mit diesem Kleber umhüllt. Widerstand R5 und die beiden Dioden D2 – D3 stehen senkrecht



einbeinig in ihren Löchern (die Kathoden der Dioden nach oben) und werden oben durch Heranbiegen der gekürzten Diodendrähte alle drei zusammengelötet.

Am Widerstand R5 (da, wo später C50 = 100 nF sitzt) wird eine Hilfsspannung von + 6,5 Volt eingespeist, die man aus einer Potentiometerschaltung gewinnt, sie simuliert die spätere Regelspannung.

VCO und Pufferstufen werden in Betrieb genommen. Zur Prüfung kann am Ausgang von L2 ein 50-Ohm-Kabel zum Frequenzzähler angeschlossen werden und die Frequenz des jetzt noch freischwingenden VCO gemessen werden. Das Soll beträgt 145 MHz und kann durch Kern L1 oder durch Ändern der Regelspannung einreguliert werden. Alternativ kann man das Signal mittels eines 2-m-Empfängers abhören, dabei bitte die Diodenvorspannung sehr, sehr langsam variieren, sonst huscht das Signal zu schnell über den Durchgangsbereich eines schmalbandigen Empfängers.

IC1 und IC2 sowie zugehörige Teile einsetzen. IC1 sitzt auf der Platine auf. Zur Prüfung Oszilloskop an C44, dort muß eine annähernde Sinusschwingung von ca. 9 MHz und etwa 5 bis 6 Volt Amplitude sichtbar werden.

IC4 einsetzen mit zugehörigen Teilen. Auf der Unterseite dürfen R27 und R28, zwei Subminiatur-Widerstände, nicht vergessen werden, die gemäß Bestückungsplan auf dort vorgesehene Lötinseln aufgelötet werden.

Am Ausgangspin 3 kann ebenfalls wie bei IC3 eine Rechteckschwingung von 9 Volt und ca. 70 kHz mit dem Oszilloskop festgestellt werden.

Abschließender Baustein der PLL ist der Phasenvergleicher IC5, der nun mit allen Teilen inklusive Tiefpaß eingebaut wird. Provisorische Regelspannung am C50 jetzt entfernen und das ganze in Betrieb nehmen. Messen Sie die Diodenvorspannung oben an D2 – D3 gegen Masse. Es sollten etwa 6 Volt nachweisbar sein. Zur Kontrolle, ob die PLL eingerastet ist, dreht man am Kern L1 heraus

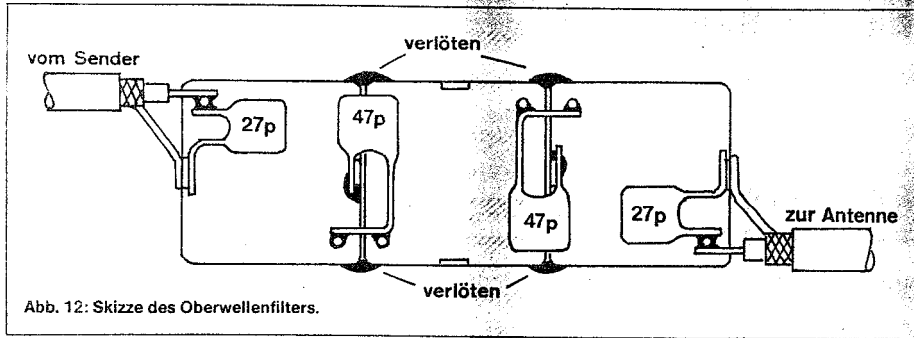


Abb. 12: Skizze des Oberwellenfilters.

und hinein. Die Ragselspannung muß dann sinken bzw. steigen. Einstellender Sollwert mittels Kern L1 ist 6,5 bis 7,0 V.

Der Sender kann nun mit Treiber und PA komplettiert werden. Bevor man diesen Teil aufbaut, empfiehlt es sich, aus Abschirmgründen eine kleine Blechwand mit 12 mm Höhe gemäß Bestückungsplan einzusetzen. Man lötet dazu drei Stück blanken 0,8 Cu in die drei Befestigungslöcher und kneift die Drähte oben bei etwa 1 cm ab. Dann wird die Blechwand aus Weißblech (Konservendose) einseitig an die Drähte gepreßt und festgelötet.

Der PA-Transistor MRF 227 sitzt auf der Platine auf, zusätzlich steckt man noch einen Kühlkörper TO-5 darüber.

Korrigieren Sie bitten auf dem Schaltplan an der PA dahingehend, daß parallel zum Trimmer C23 noch ein Festkondensator von 15 pF liegt. Der Bestückungsplan ist jedoch richtig.

Schließen Sie an Pin 7 und 8 eine Kunstlast oder Wattmeter von 50 Ohm an. Im einfachsten Falle ist dies ein 51-Ohm-Widerstand (Massewiderstand 2 Watt, kein Drahtwiderstand!). Daran wird über eine Si-Diode und ein Glättungs-C von 10 nF das Multimeter angeschlossen mit Bereich 25 Volt.

Durch wechselseitigen Abgleich von C14, L4 und C23 – zum Schluß auch L5 und L8 – versucht man, auf maximale Spannung an der Kunstlast abzugleichen. Es sind etwa 14

Vt erreichbar, dies entspricht 2 Watt. Der Gesamtstrom wird dabei ca. 330 mA betragen. Versuchen Sie, das Maximum der Leistung bei einem Minimum an Stromverbrauch zu erreichen.

Die Oberwellendämpfung des Netzwerkes nach der PA auf der Platine beträgt 40 dB. Insbesondere bei Verwendung von Nachbrennern ist eine höhere Oberwellendämpfung erforderlich, die der Tiefpaß mit L8 – L9 – L10 erbringt.

Seine Ausführung geht aus Abb. 12 hervor und bedarf keiner besonderen Erläuterung. Man fügt ihn zwischen Senderausgang und Wattmeter ein und gleicht wiederum auf höchste Leistung ab. Man vertauscht dann Ein- und Ausgang und wählt die Richtung, die die geringste Durchgangsdämpfung aufweist.

Zum Schluß des Aufbaus wird noch der Modulator bestückt. Dynamische Mikrophone 200 Ohm bis 2 kOhm schließt man an 10 und 9 an. Elektretkapseln 3polig wie folgt:

- Plus Ub an 11
- NF an 10
- Masse an 9

Elektretkapseln 2polig:
 – 11 mit 10 verbinden, daran NF-Ausgang der Kapsel
 – Masse an 9

Der Hubregler wird am besten nach Rapport eingestellt. Eine höhere bzw. niedrigere Verstärkung des Modulators kann durch Ändern des Widerstandes R40 bewerkstelligt werden.

Abschließender Hinweis: Betreiben Sie den Sender nie längere Zeit ohne Last, d. h. mit Wattmeter oder Antenne, der Endstufen-Transistor könnte defekt werden.

Ich wünsche allen Nachbauenden gutes Gelingen und allzeit ein niedriges Stehwellenverhältnis.

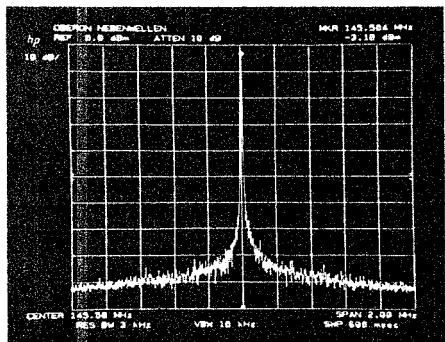


Abb. 13: Spektrum des Sendesignals +/- 1 MHz.

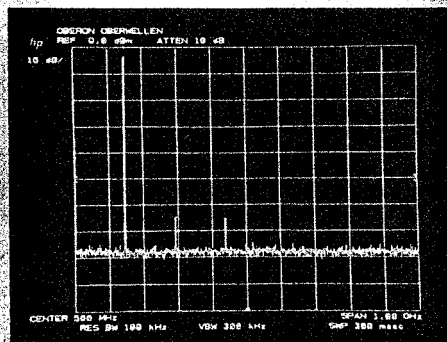


Abb. 14: Spektrum des Sendesignals bis 1 GHz.

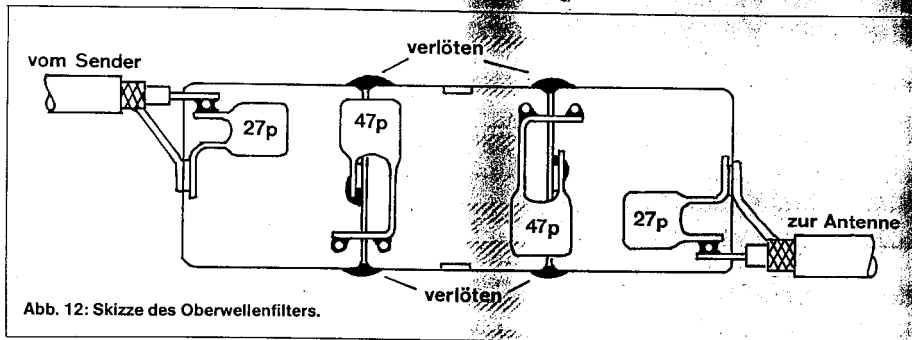


Abb. 12: Skizze des Oberwellenfilters.

und hinein. Die Regelspannung muß dann sinken bzw. steigen. Einzustellender Sollwert mittels Kern L1 ist 6,5 bis 7,0 V.

Der Sender kann nun mit Treiber und PA komplettiert werden. Bevor man diesen Teil aufbaut, empfiehlt es sich, aus Abschirmgründen eine kleine Blechwand mit 12 mm Höhe gemäß Bestückungsplan einzusetzen. Man lötet dazu drei Stück blanken, 0,8 Cu in die drei Befestigungslöcher und kneift die Drähte oben bei etwa 1 cm ab. Dann wird die Blechwand aus Weißblech (Konservendose) einseitig an die Drähte gepreßt und festgelötet.

Der PA-Transistor MRF 227 sitzt auf der Platine auf, zusätzlich steckt man noch einen Kühlkörper TO-5 darüber.

Korrigieren Sie bitten auf dem Schaltplan an der PA dahingehend, daß parallel zum Trimmer C23 noch ein Festkondensator von 15 pF liegt. Der Bestückungsplan ist jedoch richtig.

Schließen Sie an Pin 7 und 8 eine Kunstlast oder Wattmeter von 50 Ohm an. Im einfachsten Falle ist dies ein 51-Ohm-Widerstand (Massewiderstand 2 Watt, kein Drahtwiderstand!). Daran wird über eine Si-Diode und ein Glättungs-C von 10 nF das Multimeter angeschlossen mit Bereich 25 Volt.

Durch wechselseitigen Abgleich von C14, L4 und C23 – zum Schluß auch L5 und L8 – versucht man, auf maximale Spannung an der Kunstlast abzugleichen. Es sind etwa 14 Volt erreichbar, dies entspricht 2 Watt. Der Gesamtstrom wird dabei ca. 330 mA betragen. Versuchen Sie, das Maximum der Leistung bei einem Minimum an Stromverbrauch zu erreichen.

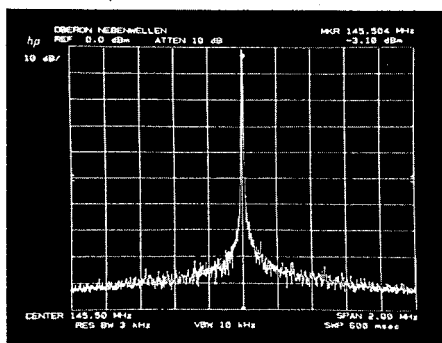


Abb. 13: Spektrum des Sendesignals +/- 1 MHz.

Die Oberwellendämpfung des Netzwerkes nach der PA auf der Platine beträgt 40 dB. Insbesondere bei Verwendung von Nachbrennern ist eine höhere Oberwellendämpfung erforderlich, die der Tiefpaß mit L8 – L9 – L10 erbringt.

Seine Ausführung geht aus Abb. 12 hervor und bedarf keiner besonderen Erläuterung. Man fügt ihn zwischen Senderausgang und Wattmeter ein und gleicht wiederum auf höchste Leistung ab. Man vertauscht dann Ein- und Ausgang und wählt die Richtung, die die geringste Durchgangsdämpfung aufweist.

Zum Schluß des Aufbaus wird noch der Modulator bestückt. Dynamische Mikrophone 200 Ohm bis 2 kOhm schließt man an 10 und 9 an. Elektretkapseln 3polig wie folgt:

- Plus Ub an 11
 - NF an 10
 - Masse an 9
- Elektretkapseln 2polig:
- 1 mit 10 verbinden, daran NF-Ausgang der Kapsel
 - Masse an 9

Der Hubregler wird am besten nach Rapport eingestellt. Eine höhere bzw. niedrigere Verstärkung des Modulators kann durch Ändern des Widerstandes R40 bewerkstelligt werden.

Abschließender Hinweis: Betreiben Sie den Sender nie längere Zeit ohne Last, d.h. mit Wattmeter oder Antenne, der Endstufen-Transistor könnte defekt werden.

Ich wünsche allen Nachbauenden gutes Gelingen und allzeit ein niedriges Stehverhältnis.

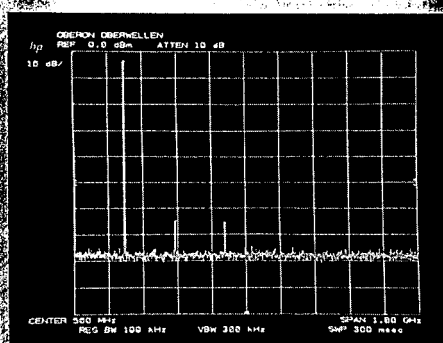


Abb. 14: Spektrum des Sendesignals bis 1 GHz.

P. S.: Daß sich der Oberon auch für Packet Radio eignet, dürfte klar sein. Bei Bedarf kann daher in Kürze ein Erfahrungsbericht gegeben werden.

Noch ein Wort zu den Schaltungen und Platinen: Platinenentwürfe und Schaltungsdetails sind von mir gebrauchsmusterrechtlich geschützt bzw. zum Patent angemeldet. Ein Einzelnachbau ist selbstverständlich erwünscht, jedoch behalte ich mir jedwede kommerzielle Nutzung vor.

Fachtagung über Antennen

Traditionsgemäß in fünfjährigem Abstand veranstaltete die Informationstechnische Gesellschaft im VDE (ITG), ehemals Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE (NTG), in Würzburg vom 24. bis 27. März 1987 eine Fachtagung „Antennen“.

Die wissenschaftliche Tagungsleitung hatte Prof.-Ing. F. Landsdorfer, Stuttgart.

Die Tagung fand diesmal in einem Jubiläumsjahr statt, genau 100 Jahre nach dem experimentellen Beweis der Maxwell'schen Theorie durch Heinrich Hertz, zur damaligen Zeit Professor an der Technischen Hochschule Karlsruhe.

In 14 Vortragsgruppen gaben 97 Autoren mit 52 Vorträgen einen Überblick über den Stand und die Entwicklungstendenzen in der Antennentechnik.

Einen Schwerpunkt mit vier Vortragsgruppen bildeten die Satellitenfunkantennen, wobei Mehrfacherreger, Nebenzipfeldämpfung und orthogonale Polarisierung vorrangige Themen waren.

Ein weiterer Schwerpunkt waren „Antennen für Navigation und Ortung“. Dabei wurden Kreisgruppenantennen, Radarrundsuchantennen, Interferometer und Polarisationsoptimierung behandelt.

Bei den „Antennen für Mobileinsatz“ fanden sich als Vortragsthemen Antennendiversity, adaptive Regelung der Richtcharakteristik und Streifenleitungsantenne.

Bei den „Rundfunkantennen“ waren Vorträge über phasengesteuerte Diagrammschwenkung im KW-Bereich und Mittelwellen-Richtantenne zu finden.

Weitere Vortragsthemen beschäftigten sich mit „Gruppenantennen“ und „Verarbeitung von Antennensignalen“.

Bei den „Numerischen Verfahren“ wurde über Syntheseverfahren und Modularanalyse referiert.

Zu finden war auch der Themenkreis „Aktive Antennen“. Diese gehören mittlerweile in verschiedenen Anwendungsbereichen zum Stand der Technik.

Abgerundet wurde das Vortragsprogramm durch den Themenkreis „Antennenmeßtechnik“, dessen Beiträge die heutigen hohen Anforderungen an die Antenneneigenschaften speziell von Satellitenfunkantennen widerspiegeln.

A. Kriskche, DJØTR – OE8AK