

## Premixer für 23 und 13 cm

(Dieser Artikel ist erschienen in **UKW-Berichte Jahrgang 1995, Heft 3**)

### 1. Einleitung:

Es wird ein Zusatzgerät beschrieben, das den Meßumfang von Spektrum-Analysatoren und Meßsendern auf die Bereiche 1000-1500 MHz und 2000-2500 MHz erweitert. Da im Shack oft ältere Meßsender mit an sich sehr guten Daten, aber leider nur begrenztem Frequenzumfang von knapp 500 MHz existieren, ist ein Zusatz, der die Bänder 23 und 13 cm samt ihren Aufbereitungsfrequenzen umfaßt, eine willkommene Erweiterung der Meßmöglichkeiten. Vorhandene Wobbelsender erweitern ihren nutzbaren Frequenzbereich ebenfalls um diese beiden Bereiche. Dasselbe trifft auf einfachere Spektrum Analysatoren, wie HAMEG, etc. zu .

ATV-Amateure können so ihr Ausgangssignal direkt auf Bandbreite, Modulationssymmetrie, Tonabsenkung etc. beurteilen.

Baut man 2 derartige Geräte auf und hat man auch den dazugehörigen Tracking-Generator, können auch Wobbelmessungen auf 23 und 13 cm durchgeführt werden. Dabei kommt die log. Darstellung und die Meßdynamik von ca. 60 dB voll zur Geltung. Mit für diese Frequenzen tauglichen Richtkopplern sind selbst Anpassungsmessungen kein Problem mehr.

### 2. Übersicht:

Ein VCO bei 1 GHz wird von einer PLL stabilisiert. Nach einer Pufferstufe teilt sich das Signal auf einen 1 GHz und einen 2 GHz Teil auf. Beide Wege werden selektiv auf ca. 10 dBm verstärkt und über einen Pin-Diodenschalter wahlweise einem Ringmischer zugeführt.

Dieser erhält das hochfrequente Eingangssignal und gibt an seinem Ausgang dieses Spektrum im Bereich von 0-500 MHz ab. Ein- und Ausgang sind auch vertauschbar, so daß man je nach Anwendung eine Aufwärts- oder Abwärtsmischung erhält.

### 3. Schaltungsbeschreibung:

#### 3.1. VCO

Der VCO schwingt direkt auf 1 GHz mit einem PNP Transistor, damit der Kollektorkreis direkt geerdet werden kann. Am Emitter wird lose über 220 Ohm ausgekoppelt.

Um einen stabilen Umsetzwert von 1 oder 2 GHz sicherzustellen, wurde eine einfache PLL-Schaltung verwendet, die für den vorliegenden Zweck völlig ausreicht.

Dazu wird an einer Anzapfung des Kollektorkreises etwas HF zu einem Vorteiler durch 64 ausgekoppelt. Der verwendete Typ U664B ist bei 1 GHz hochempfindlich und benötigt nur einige mV Eingangsspannung. Deshalb der kleine Koppelkondensator und die Anzapfung. Je schwächer die Ankopplung, desto weniger Rückwirkung durch den Teiler!

Das Ausgangssignal des Vorteilers steuert einen integrierten Mischer SO42, der am 2. Mischeingang eine Quarzoszillatorschaltung enthält. Am Ausgang Pin 2 steht die Differenz- und Summenfrequenz der beiden Signale zur Verfügung. Durch das anschließende Schleifenfilter wird das Summensignal unterdrückt und es kommt im Falle Frequenzgleichheit zwischen geteilter VCO- und Quarzfrequenz eine Gleichspannung als Steuerspannung für die Kapazitätsdiode am VCO zustande (Mischung auf die Frequenz 0). Bei Abweichungen wie Temperatur- oder Spannungsänderungen zieht diese Regelspannung den VCO stets wieder auf die Sollfrequenz.

Auf den VCO folgt eine Verstärkerstufe, bestückt mit BFR91, da dieser Typ die geringste Rückwirkung unter den getesteten UHF-Transistoren erbrachte. Am Ausgang steht bereits eine Leistung von etwa 2 mW zur Verfügung. Diese Leistung wird jetzt auf 2 Pfade aufgeteilt.

### **3.2. Verstärker 1 GHz**

Der 1 GHz-Zweig ist wegen der besseren Oberwellenunterdrückung wieder selektiv ausgeführt. Das ist auch der Grund, warum keine MMIC verwendet wurden. Generell ist es nicht einfach, mit derselben Aufbereitung wahlweise 1 GHz oder 2 GHz zu erzeugen, da die zur Umschaltung verwendeten Pin-Dioden keine ideale Charakteristik mehr zeigen. Deshalb befindet sich im Kollektorkreis dieser Stufe eine Schaltdiode, die den Ausgangskreis bei 2 GHz Betrieb stark verstimmt. Zusätzlich wird die Betriebsspannung dieser Stufe bei Nichtgebrauch abgeschaltet.

Durch die mäßige Güte der Resonatoren als Microstrip tritt naturgemäß die 2. Oberwelle noch relativ kräftig auf. Ein versuchsweise eingebautes PI-Filter zur Oberwellenabsenkung brachte jedoch nur sehr bescheidene Erfolge. Deshalb wurde darauf verzichtet. Insgesamt wird eine spektrale Reinheit des 1 GHz-Mischsignals von knapp 40 dB erreicht. Wird mehr gefordert, kommt man nicht um getrennte Baugruppen herum, da selbst innerhalb des Gehäuses durch Hohlleiterübertragung die Selektion begrenzt ist.

### **3.3. Verdoppler und Verstärker 2 GHz**

Im 2 GHz-Zweig kommt ein Standard-Eintakt-Verdoppler zur Anwendung. Eine kleine Basisvorspannung erlaubt auch mit der kleinen verfügbaren Ansteuerung ein brauchbares Arbeiten des Verdopplers. Am Ausgang sorgen ein Bandfilter und zusätzlich ein 1 GHz-Saugkreis für die nötige Selektion. Der Saugkreis verbessert aber auch den Wirkungsgrad des Verdopplers (Idler-Kreis).

Baut man, wie in der Sektion Abgleich beschrieben, auch noch den 2. Saugkreis ein, sieht hier die spektrale Reinheit des Mischsignals wesentlich günstiger aus: Bei optimalem Abgleich sind 60 dB erreichbar.

Eine Verstärkerstufe, ebenfalls mit dem Transistor BFG91, sorgt für den notwendigen Pegel von fast 10 mW. Diese Leistung ist notwendig, damit selbst nach der verlustbehafteten Pin-Diodenumschaltung noch genug Pegel zur Durchsteuerung des Mixers vorhanden ist.

### **3.4. Umschalter und Mischer**

Die Pin-Diode BA 479 ist in diesem Frequenzbereich gerade noch brauchbar, jedoch ist der Bahnwiderstand, besonders bei 2 GHz, schon deutlich spürbar. Deshalb liegt die zugehörige Diode direkt am Hochpunkt des Kreises, ohne diesen über Gebühr zu belasten. Das zur 1 Wdg.-Drossel gebogene Anschlußbein der anderen Diode reduziert den Abfluß der 2 GHz-Energie über die Sperrkapazität.

Der SMD-Mischer C-3 braucht 7 dBm (5 mW) Oszillatorleistung. Diesem Typ wird hier der Vorzug gegeben, weil er einerseits preiswert erhältlich ist (GIGA-TECH) und zudem sicher





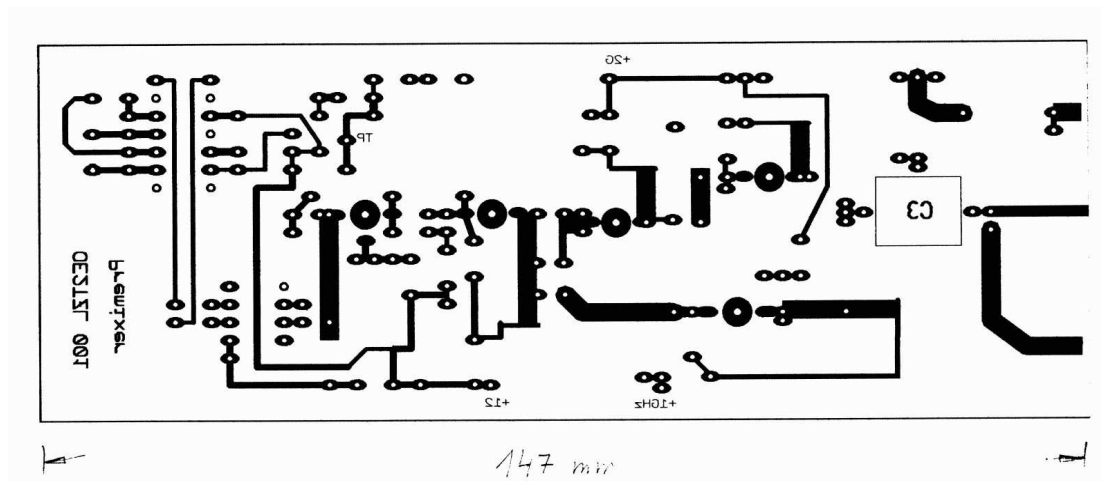


Abb. 3: Leiterplatten-Layout (nicht maßstäblich)

Die Spulen des Tiefpaßfilters werden mit 1 mm lichtem Abstand zur Massefläche eingelötet.

Das Weißblechgehäuse wird mit 2 HF-Buchsen, vorzugsweise SMA oder SMC, und 3 Durchführungskondensatoren vorbereitet.

Jetzt kann die fertige und vorabgeglichene Platine darin rundherum festgelötet werden, wobei bei der Einbauhöhe zu beachten ist, daß die Buchsenstifte direkt auf der jeweiligen Leiterbahn aufliegen. Den Masseanschluß der Hochpaß-Streifenleitung nahe der HF-Eingangsbuchse direkt an das Weißblechgehäuse löten.

## 5. Abgleich:

Nach Aufbau von Spannungsregler, den beiden ICs, sowie T1 samt den passiven Bauteilen wird zunächst am noch unbestückten Platz der Basis von T2 ein dünnes Meßkabel angelötet und mit einem Frequenzzähler verbunden, der bis 1 GHz zählt. Die Stromaufnahme sollte ca. 60 mA an +Ub 12V stabilisiert betragen. Davon entfällt der Löwenanteil mit 45 mA auf den Vorteiler.

Wenn der VCO schwingt, sollte sich mit dem Trimmer an T1 ein eingerasteter Zustand einstellen lassen, der am Zähler durch eine stabile Anzeige von 1 GHz signalisiert wird. Am Testpunkt TP wird eine Gleichspannung im Bereich von 2 bis 8 Volt anstehen. Falls der VCO nicht eingerastet ist, kann hier mit dem Oszilloskop eine Wechsellspannung gemessen werden. Die Frequenz ist die Differenz zwischen geteilter VCO-Frequenz und Quarzfrequenz.

Bei Einrastproblemen zuerst mit einem kapazitätsarmen HF-Tastkopf das einwandfreie Schwingen des Quarzoszillators kontrollieren. Danach kann an Pin 6 oder 7 des U664B die durch 64 geteilte Frequenz des VCO geprüft werden.

Jetzt werden die Pufferstufe um T2 und die 1 GHz-Sektion um T5 aufgebaut. Am Pindioden-Schalter wird über 3,9 pF ein empfindliches Milliwattmeter angeschlossen. Dann wird die Betriebsspannung an +UB und zusätzlich am Schalteingang 1 GHz angelegt. Mit den beiden neu hinzugekommenen Trimmern sollte sich ein Maximum von mehr als 5 Milliwatt abgleichen lassen. Nochmals kontrollieren, daß der VCO eingerastet ist. Ggf. mit einer kleinen Korrektur des ersten Trimmers diesen Zustand wiederherstellen.

Die Bauteile um T3 und T4 ergänzen die Frequenzaufbereitung für 2 GHz. Zum Abgleich wieder das Milliwattmeter an den Diodenschalter, Betriebsspannung an +UB und zusätzlich

an Schalteingang 2 GHz. Die restlichen Trimmer werden auf maximales 2 GHz-Signal abgeglichen. Das ist bei fast ausgedrehten Trimmern der Fall.

Der Saugkreis für 1 GHz kann nur mit einem Spektrum Analysator richtig abgeglichen werden, aber auch ohne ihn ist die Absenkung des unerwünschten Signals bereits besser als 30 dB. Behelfsmäßig kann dieser Trimmer auch auf maximales 2 GHz Signal abgestimmt werden, da dieser Kreis den Verdopplerwirkungsgrad deutlich verbessert.

Wer die Meßmöglichkeiten hat, kann noch einen 2. Saugkreis am Kollektorkreis von T4 einbauen. Dimensionierung wie L3. Dieser Kreis wirkt wesentlich effektiver als der erste, da direkt am Ausgang zur Schaltdiode gefiltert wird und damit Hohlleiterübertragungen des 1GHz-Signals nicht mehr störend wirken. Bei sorgfältigem Abgleich läßt sich nach Einbau ins Gehäuse so eine spektrale Reinheit des 2 GHz-Signals von fast 60 dB erreichen.

Dieser Kreis kann nur mit einem Spektrumanalysator abgeglichen werden, der zumindest das 1 GHz-Signal direkt darstellen kann. Deshalb wurde er auch nicht ins Layout eingearbeitet.

Zuletzt wird der SMD-Mischer, wie beschrieben, eingebaut.

Ein endgültiger Nachgleich der VCO-Einstellung auf eine mittlere Regelspannung von ca. 5 Volt erfolgt nach Einbau ins Gehäuse.

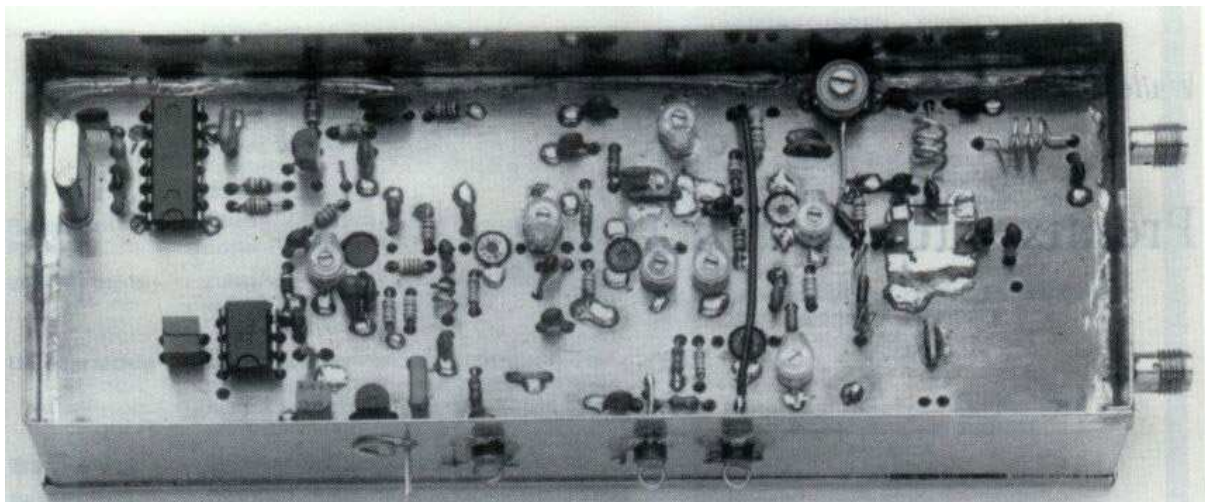


Abb. 4: Das fertige Modul

## 6. Bauteile:

T1	BF 979
T2, T5	BFR 91, BFR 91A
T3, T4	BFG 91, BFG 91A
T6	BC 238B o.ä. NPN Universal Typ
D1	Kapazitätsdiode BB 505
D2, D3	PIN-Diode BA 479, ggf. 379
D4	Schaltdiode BA 283
Mischer	SMD Ringmischer für 7 dBm (Type C-3)
Tr	SKY Trimmer grün (5 pF)
C	ker. Scheiben- oder Trapezkondensator, kleine Bauform 100-150 pF, stehend in Schlitze der Platine eingelötet

Kondensatoren	keramisch 50 V, Raster 2,5 mm / 5 mm
Elkos	Tantal 16 V
Dr 1	2 Wdg. auf 2,5 mm Dorn, 0,6 mm CuAg
Dr 2	1 Wdg. 2 mm Durchm. aus Diodenanschlußdraht BA 479
L 1, L 2	3 Wdg. auf 3,5 mm Dorn, 0,6 mm CuAg
L3	Bügel ca. 15 mm lang, 0,8 mm CuAg auf Lötseite mit 3 mm Abstand zur Platine
Widerstände	1/10 oder 1/8 Watt , kappenlos

## 7. Literatur:

- (1) Scriptum der Weinheimer Tagung 1992, 70 cm Transceiver von DF9IC
- (2) UKW Berichte 3-1986: Breitbandig abstimmbare Oszillatoren, DB1NV