

Sende-Empfänger

Transverterkonzept für 241 GHz

Philipp Prinz, DL2AM

241 GHz ist sozusagen die Königsdisziplin im GHz-Bereich der Funkamateure. Nachfolgend wird ein Transverter beschrieben, der zu eigenen Versuchen in diesem Bereich anregen soll.

Viele Arbeiten und mechanische Teile sind ähnlich ausgeführt wie in den vorherigen Baubeschreibungen zu meinen 76- und 122-GHz-Anwendungen. Aus diesem Grund sind einige Details nicht wieder gegeben. Sie können diese unter den Literaturstellen finden. Auch möchte ich darauf hinweisen, dass nicht gleich bei dieser hohen Frequenz Versuche gemacht werden. Es ist anzuraten, erst bei tieferen Frequenzen mit dieser Technik zu beginnen.

Literatur

- [1] Philipp Prinz, DL2AM: „122 GHz-Transverter“, CQ DL 6/06, S. 412ff.
- [2] Philipp Prinz, DL2AM: „Neue Gehäuse für 47/76 u. 122 GHz“, CQ DL 6/07, S. 411ff.
- [3] Jürgen Dahms, DCØDA: „Abschlussbericht 122 GHz“, CQ DL 12/08, S. 851ff.
- [4] Philipp Prinz, DL2AM: Tagungsband 53, Bensheim 2008
- [5] Philipp Prinz, DL2AM: „Tipps z. CMA 382400 Multiplier“, CQ DL 1/09, S. 35
- [6] Michael Kuhne, www.db6nt.com
- [7] Hubert Krause, www.micro-mechanik.de
- [8] Ewald Goebel, www.id-elektronik.de

Die größte Herausforderung war, dass ich mit meinen verfügbaren Messmitteln an Grenzen stieß. Nach einigen gescheiterten Versuchen habe ich mir dann doch die dafür geeigneten Messmittel beschafft, um nachvollziehbare Ergebnisse zu erreichen. Es hat sich aber auch wieder gezeigt, dass praktische, einfache Messmethoden zum erwünschten Ziel führen können. Ich werde versuchen, auch diese aufzuzeigen, die auch in den unteren Frequenzbereichen Anwendung finden. Bei meinen ganzen Versuchen auf 241 GHz, die mehr als 1 Jahr in Anspruch genommen haben, ist eine ganze Mappe voller Protokolle und Niederschriften entstanden. Ein geringer Teil wird hier wiedergegeben. Für mich schien es vorteilhaft, in einem Gehäuse den Konverter und Sender nur für CW, getrennt voneinander, aufzubauen (**Bild 1**). Auch war es für mich wichtig, zuerst eine Bake zu haben, um verlässliche Empfangsversuche machen zu können. Was aber bei diesem Konzept nicht unbedingt notwendig ist, da ja ein CW-Sender aufgebaut wird. Ich habe gleich zwei Geräte



Bild 1:
Zwei Transverter
241 GHz und einer
für 122 GHz

Zur Person



Philipp Prinz, DL2AM
Jahrgang 1939,
Amateurfunkgenehmi-
gung seit 1967.
Technischer Zeichner,
Mechanikermeister,

Pädagogik f. Lehrlingsausbildung
Refa-Ausbildung, seit 1980 Modultech-
nik, Herstellung und Vertrieb v. Linears
bis 2003

Anschrift:
Riedweg 12
88299 Leutkirch
prinz.dl2am@t-online.de,
www.dl2am.de

aufgebaut, eines davon für meinen Funkpartner.

Die OCXOs von 140,000115 MHz für den Sender und 139,916666 MHz für den Empfänger hat Fa. ID-Elektronik gefertigt. Diese schalte ich mit einem SMA-Koax-Relais auf den LO, den DB6NT geliefert hat, und dieser vervielfacht $\times 96$. Es entsteht eine Sendefrequenz von 13,440006 GHz und eine Empfangsfrequenz von 13,432 GHz. Mit einem weiteren Koax-Relais gebe ich diese beiden Frequenzen auf die zwei Multiplier CMA382400, die wieder $\times 3$ vervielfachen. Somit entstehen die Sendefrequenz von 40,32 GHz und eine Empfangsfrequenz von 40,296 GHz. Diese Sendefrequenz wird mit 6 multipliziert und ergibt die 241,920200 GHz.

Für den Empfangskonverter schien mir günstiger zu sein, zuerst die 40,296 zu verdoppeln und dann die ergebenden 80,592 GHz zu verdreifachen, da dies bei nur einer Verdreifachung einen besseren Signal-Rauschabstand ergibt. Zu dieser Frequenz habe ich die 144 MHz dazugemischt, dass sich wieder eine Eingangsfrequenz von 241,920200 GHz ergibt. Dieses System können Sie aus der schematischen Darstellung in **Bild 2** ersehen. Durch die zusätzliche Aufbereitung bei Empfang von 40 auf 80 GHz und dann anschließender Verdreifachung war ein neues Gehäuse notwendig, das die Fa. Micro-Mechanik anfertigte (**Bild 3**).

Michael, DB6NT, erstellte die PCB, nachdem das Konzept klar war mit der Nr. 46-40/80 GHz, Nr. 42-80/240 GHz und Nr. 43-40/241 GHz. Dieses neue Gehäuse ist doppelt, auf der einen 40/80-GHz-Seite ist die PCB Nr. 46 und die Varaktor-Diode zuerst eingeklebt worden.

Nach Anbringen des Durchführungskondensators, eines ca. 5-k Ω -Potis für die Dioden-Vorspannung der MA46H146, der beiden Kurzschluss-Schieber, wovon der eine bei 40 GHz eine WR-28-Ausfräsung und der andere ein 4,5 mm Tuning-Element hat, kann der erste Test beginnen. Bei einem Input von ca. 20 mW bei 13,432 GHz sollten 3 bis 8 mW bei 80 GHz einstellbar durch die Variation der 4-6 V am Regel-Netzteil für den Multiplier erreicht werden. Der HL-Messflansch wird dabei an der Seite vom 241-GHz-Gehäuse an den 80 GHz Rund-HL, der 3 mm \varnothing hat, angeschraubt.

Die maximale Leistung entsteht durch den Abgleich der beiden Tuning-Elemente und dem 5-k Ω -Poti (Bilder 4 und 5). Siehe auch CQ DL 12/06, S. 4, Thermistorkopf. Wenn keine Leistungsmöglichkeit bei 80 GHz vorhanden ist, kann der maximale Output auch etwa auf größten Dioden-Querstrom des 5-k Ω -Potis abgestimmt werden.

Ist dies gelungen, kann die PCB Nr. 42 eingeklebt und mit der Zero-Bias-Diode HSCH 9161 bestückt werden (Bild 6).

Technik und das Einkleben der Dioden

Bei einem Rund-HL von 0,9 mm Durchmesser ist es sehr wichtig, dass sich die Diode direkt über dem HL befindet. Dies trifft auch bei unteren Frequenzen zu. Wenn die Diode auf den Rücken gelegt unter dem Mikroskop angeschaut wird, sieht man die Position der Diode genau. Beim Einpassen der PCB in das Gehäuse ist darauf zu achten, dass der Zwischenraum vom 50- Ω -Leitungsende und der Masse genau über dem Hohlleiter liegt. Auf der Unterseite der PCB muss der Rund-HL auch an der gleichen Stelle positioniert sein. Dies kann durch leichtes Andrücken der eingepassten PCB auf den HL mit dem Finger geschehen. Es zeichnet sich die HL-Bohrung an der PCB ab. Die PCB ist so zuzuschneiden, dass die drei Seiten an der Gehäusewand anstehen, somit ist die Position festgelegt. Auch muss die PCB bei 122 und 241 GHz eingeklebt werden. Bei Versuchen auf 122 GHz konnte ich eindeutig einen Unterschied zwischen eingeklebten und nicht eingeklebten PCBs feststellen.

Auch kann die Oberseite des Rund-HL, an der die Diode sitzt, ein klein wenig abgesenkt werden, z.B. 0,3 mm. Die HL-Bohrung muss sehr sauber und mit einer Reibahle bearbeitet sein. Man muss sich vorstellen, dass $\lambda/4$ bei 241 GHz ca. 3/10 mm bedeuten und dadurch die kleinste Rille oder Schmutzteilchen eine Dämpfung verursacht. Wenn bei den Tuning-Elementen die Einstellschraube zu lang ist, kann diese abgedreht werden. Allerdings muss der abgedrehte Teil wieder vergoldet werden, da sonst ein Leistungsverlust entsteht (schlechtere Güte).

Nun wieder zum Rx-Aufbau

In die 144 MHz ZF-Einspeisungsleitung im Gehäuse habe ich in Serie ein 1-nF-Koppel-C eingefügt, damit ich mit einem Poti von ca. 1 k Ω die Zero-Bias-Diode HSCH 9161 vorspannen kann (Bild 7).

Anschließend baute ich eine Bake für 241 GHz auf und verwendete dazu ein Uni-Gehäuse mit einem Rund-HL von 0,9 mm und der PCB Nr. 43 sowie eine MA4E1317 Single-Diode. Mit dieser Bake konnte ich meinen Empfänger von 241 GHz testen und einen Abgleich vornehmen. Auch die Bakenleistung konnte ich mit den beiden Tuning-Elementen 4,5 mm WR-28-Ausfräsung und 1,75 mm Durchmesser am vorhandenen Empfänger gut abgleichen. Nun zum Rx-Abgleich. Beide Tuning-Elemente, bei 80 GHz 4 mm Durchmesser und bei 241 GHz 1,75 mm Durchmesser, sind auf maximale ZF-Leistung getrimmt. Auch kann noch die 40/80-GHz-Vervielfachung vorsichtig abgeglichen werden. Das Bakensignal wird jetzt so weit geschwächt, bis es gerade noch zu hören ist. Mit dem 1-k Ω -Poti und den beiden Tuning-Elementen von 40/80 GHz konnte ich das beste Signal-Rauschverhältnis einstellen. Aus Erfahrung kann ich sagen, dass Abgleich-Fähnchen an den 50- Ω -Leitungen meist nicht notwendig sind, da ich schon vier Empfangs- und Sendesysteme aufgebaut habe.

Aufbau des CW-Senders

Im Prinzip ist es wie bei der Bake auf 241 GHz und bei 122 GHz (Bild 8). Das Uni-Gehäuse mit einer Rund-HL-Bohrung von 0,9 mm Durchmesser hat ebenfalls die Fa. Micro-Mechanik angefertigt. Die verwendete PCB ist die gleiche wie in der Bake die Nr. 43 und muss auch eingeklebt werden.

Bei Versuchen mit verschiedenen Dioden bin ich reumütig wieder auf die MA4E1317 zurückgekommen. Mit die-

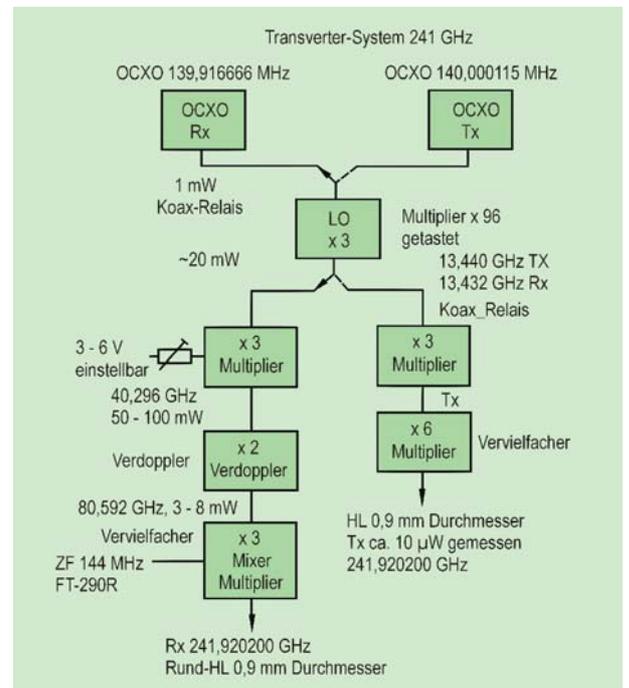


Bild 2: 241-GHz-Schema

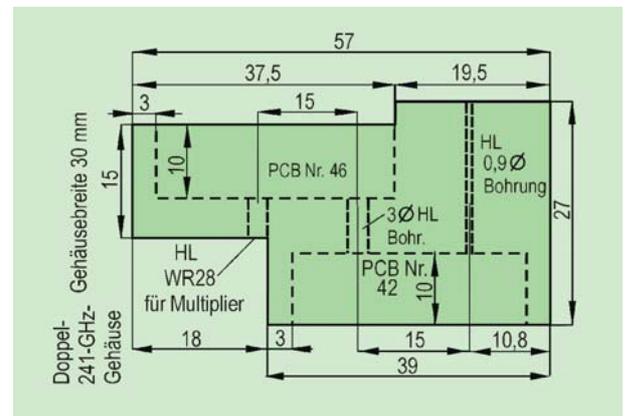


Bild 3: Schema-Zeichnung des Doppel-Gehäuses 241 GHz

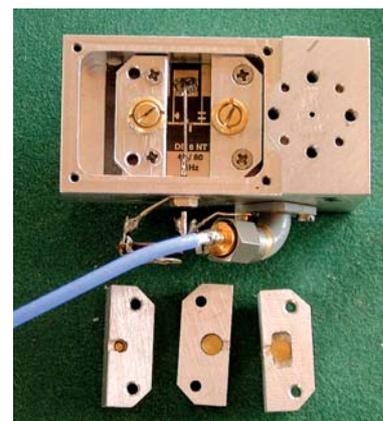


Bild 4: Rx-Mixer 40/80 GHz mit Tuning-Elementen

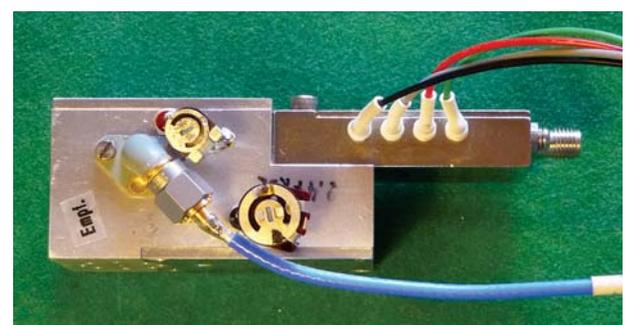


Bild 5: Rx-Mixer 40/80 GHz Seitenansicht

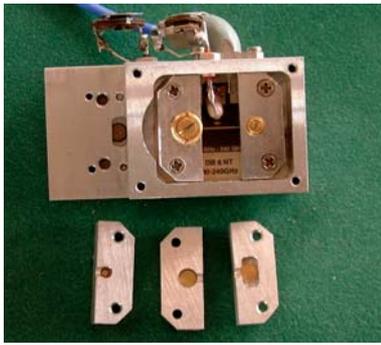


Bild 6:
Rx-Mixer
80/241 GHz

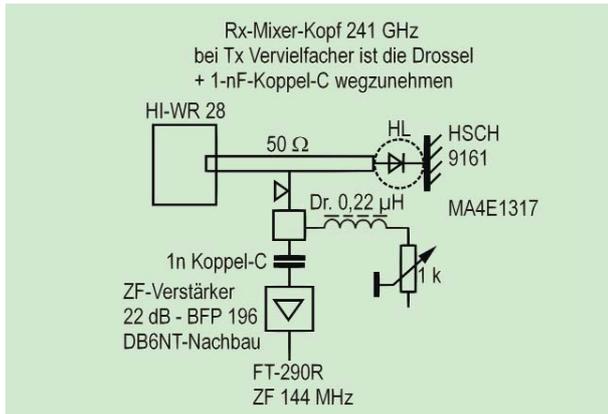


Bild 7:
241-GHz-Mischer
Schema



Bild 8:
Tx-Multiplier
Ansicht auf WR 28 HL



Bild 9:
TX-Multiplier
und Bake mit
Tuning-Elementen



Bild 10:
Tx-Multiplier von
der Seite gesehen

ser war die „größte“ CW-Leistung erreichbar (**Bild 9**). Der LO von DB6NT wird beim Senden getastet. Für die Dioden-Vorspannung baute ich eine SMA-Buchse ein. An diese kommt ein Stück Semi-Rigid mit einem angelöteten 1-k Ω -Poti. Für 40 GHz verwende ich auch wieder einen Kurzschluss-Schieber mit einer Ausfräsung für WR 28 und ein Tuning-Element von 4,5 mm Durchmesser.

Am Ausgang von 241 GHz ist ein Tuning-Element von 1,75 mm Durchmesser eingebaut. Der Multiplier CMA 382-400 sollte minimal 100 mW Leistung bei 40,32 GHz abgeben und mit 6 V DC betrieben werden. Diese Frequenz wird jetzt versechsfacht.

Den CW-Sender verwendete ich jetzt als Bake und speiste die Frequenz in den Empfänger ein. Es ist möglich, den Tx-HF-Ausgang mit dem Rx-HF-Eingang mit einem WR-8-Hohlleiter von ca. 50 cm zu verbinden. Das Empfangssignal ist jedoch viel zu stark und der FT-290 geht in die Begrenzung. Ich habe in den HL WR 8 ein wenig Dämmschaum reingedrückt, sodass ca. 20 bis 30 dB Dämpfung entstehen. Somit war ein Abgleich gut möglich, da das Signal sehr stabil ist.

Auch so kann ein CW-Sender und Empfänger ohne teure Messmittel abgeglichen werden. Die beiden Tuning-Elemente und der Trimmer werden auf maximale 144-MHz-ZF-Leistung beim FT-290R getrimmt und dabei wechselweise das Poti und die Tuning-Elemente verändert. Beim FT-290R kann parallel zum S-Meter ein Digitalvoltmeter angeschlossen werden. Dies erleichtert den präzisen Abgleich (**Bild 10**). Es muss geprüft werden, ob das 1-k Ω -Poti ausreicht. Ich konnte bei 241 GHz ca. 10 μ W mit einem Hughes Thermistor-Kopf mit WR 5 messen abzüglich des 201-GHz-Trägers. Frühestens jetzt kann festgestellt werden, wie gut die OCXOs sind (Jitter und Frequenz-Stabilität).

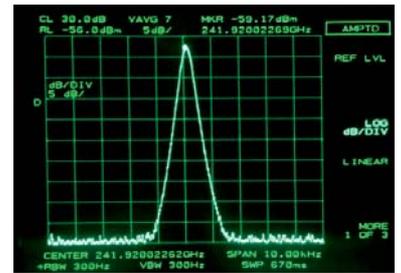


Bild 11: Spektrum 241 GHz, 10 μ W

Wenn ich das Tx-CW-Signal bei 241 GHz am Spektrumanalyzer HP 8563 E mit dem Mischer von Miltech mit HL-WR 4 anschau (**Bild 11**), kann ich mich darüber schon freuen. Ich stellte fest, dass die einfache Abgleichmethode ebenfalls optimal war.

Nach bekannter Methode muss auch geprüft werden, ob die 241 GHz auch die richtige Empfangs-Frequenz ist und nicht bei 201 GHz ein QSO stattfindet. Ich konnte aber auch feststellen, dass mit dem Rund-HL von 0,9 mm die 201,6 GHz, es ist die 5. Harmonische, noch kräftig durchkommen. Ein noch kleinerer Rund-HL ist denke ich nicht mehr machbar, um zu erreichen, dass die 201 GHz in den Cutoff-Bereich fällt. Erst bei einem Rund-Hohlleiter von 0,6 mm Durchmesser ist von dem 201-GHz-Träger nichts mehr zu sehen. Nach oben weist ein Hohlleiter im weiten Bereich kein Cutoff auf (**Bild 12**).

Bedanken möchte ich mich bei Jürgen, DCØDA, für die interessanten Telefonate. Erwähnen möchte ich, dass ich auf 122 GHz jetzt 1,75 mW CW-Leistung erreicht habe (gemessen mit Anritsu ML83+MP82B), mit der Single-Diode MA4E1310. Ich denke, das ist die Sättigungsleistung dieser Diode. Wenn zwei dieser Dioden parallel eingeklebt werden, geht es nicht, auch wenn bei 40,7 GHz mit 200 mW angesteuert wird. Die Kapazität ist für diese hohe Frequenz zu groß geworden.

CQDL



Bild 12: Miltech-Mixer HL WR 4