

## Gehäuse für GHz-Technik

# Neue Gehäuse für 47–76 und 122 GHz

Philipp Prinz, DL2AM

Die vielen E-Mails mit Fotos, die ich weltweit in vergangener Zeit bekommen habe, haben mich veranlasst, neue Wege auf diesen Frequenzen zu versuchen. Bei 122 GHz ist das Nachbauen wohl noch etwas zurückgeblieben, aber auf 76 GHz ist die Aktivität groß. Ich denke, wenn der Erfolg auf 76 GHz da ist, wird auch 122 GHz mehr angenommen. Ich möchte aber auch aktive GHz-Amateure zu neuen Versuchen anregen.



### Zur Person

**Philipp Prinz, DL2AM**  
Jahrgang 1939, Amateurfunkgenehmigung seit 1967.  
Techn. Zeichner-Ausbildung, Mechanikermeister, Pädagogik f. Lehrlingsausbildung Refa-Ausbildung, seit 1980 Modultechnik, Herstellung und Vertrieb v. Linears bis 2003

Anschrift:  
Riedweg 12  
88299 Leutkirch  
prinz\_dl2am@t-online.de  
www.dl2am.de

Seit fünf Monaten versuche ich bessere und für Ungeübtere leichter zum Erfolg führende Transverter für 47...76 und 122 GHz zu bauen und zu testen. Dies resultiert aus den Veröffentlichungen in der CQ DL 12/06 und Dubus 4/06, wo ich einen Transverter mit neuen HF-Gehäusen beschrieben habe mit der Frequenzaufbereitung von 30 auf 60 GHz und dann auf 122 GHz. Die jetzt vorgestellten Gehäuse haben den Vorteil, dass diese für 47, 76 und 122 GHz verwendet werden können und bei guter Wirkungsweise einfach herzustellen sind. Zum Abgleich sind kaum noch Fähnchen nötig, und ohne Abgleich ist schon messbare Leistung vorhanden. Diese neuen Gehäuse können auch als CW-Sender oder Bake benutzt werden. An den OCXOs von DK2DB und Vervielfacher von DB6NT ändert sich gegenüber vorhergehender Veröffentli-

chungen von mir nichts. Viele Tricks, Messmittel und deren Anwendungen sind von mir schon in letzter Zeit in der CQ DL und Dubus beschrieben und auch in verschiedenen Webseiten von Funkamateuren veröffentlicht. Bei dem Einfallsreichtum der Funkamateure ist es heute doch möglich, Messmittel z.B. HP 432 und HP-R486 A oder K486 A (120 €) und für noch bessere Ausrüstung einen HP 141 mit einem selbst gebauten Mischer zu besorgen, um Abgleicharbeiten zu erleichtern. Vor zehn Jahren waren diese Geräte wesentlich teurer.

### Gehäusegestaltung

Der Verdreifacher CMA 382400 (Bild 1 und oben) wird so angebracht, dass die 38-GHz-Frequenz durch den gefrästeten R28-Hohlleiter direkt an die Koppel-Sonde und weiter an den Kurzschluss-Schieber mit Tuningelement ankommt und somit gut an die 50-Ω-Leitung bzw. Dioden-Eingang angepasst wird, was ich auch messen kann. Die Koppelsonde (Bild 7), die in den 38-GHz-Hohlleiter WR 28 ragt, sollte ca. 1,5 mm Länge haben. Als PCB nehme ich die mit der Bezeichnung 29 von DB6NT.

Beim Abgleich sind die beiden Tuningelemente am Ein- und Ausgang auf maximale Ausgangsleistung zu trimmen, und gleichzeitig kann die 144-MHz-ZF-Leistung angepasst werden.

Ich möchte nochmals auf diese Microwave-Tuning-Elements hinweisen, da diese einen großen Vorteil gegenüber

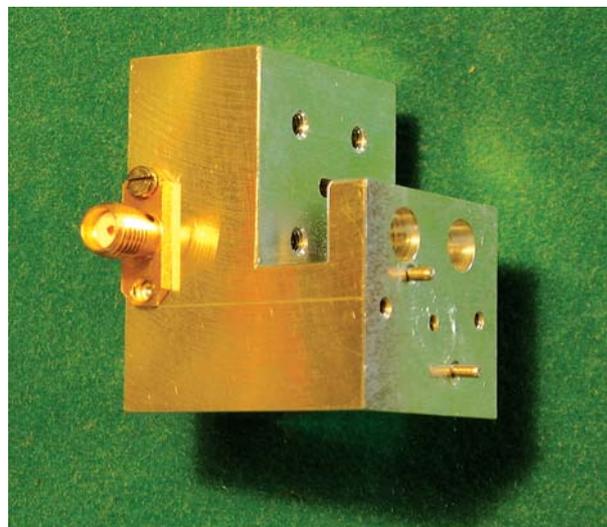


Bild 1:  
Gehäuseausführungen der Verdreifacher

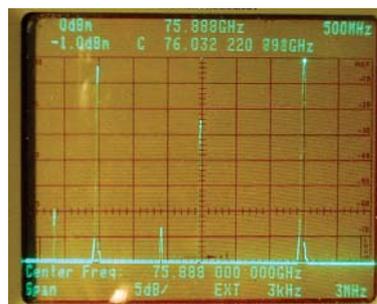
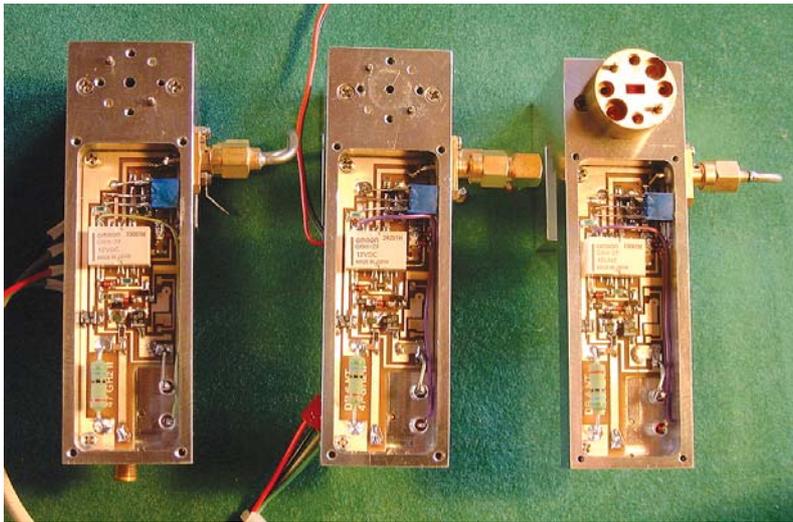


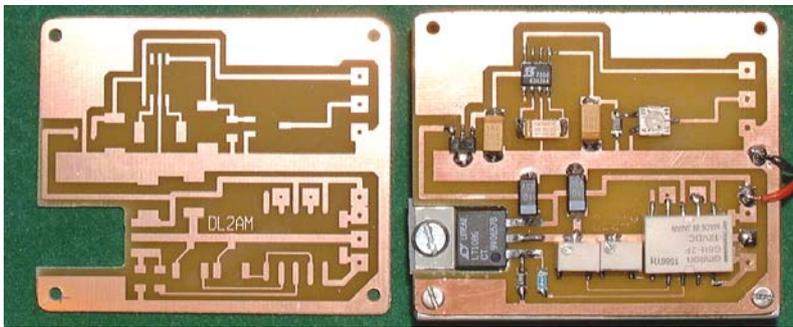
Bild 2:  
Pegel bei 76 GHz eines SSB-Signals



Bild 3:  
Messaufbau mit Potenziometer zur Diodenanpassung

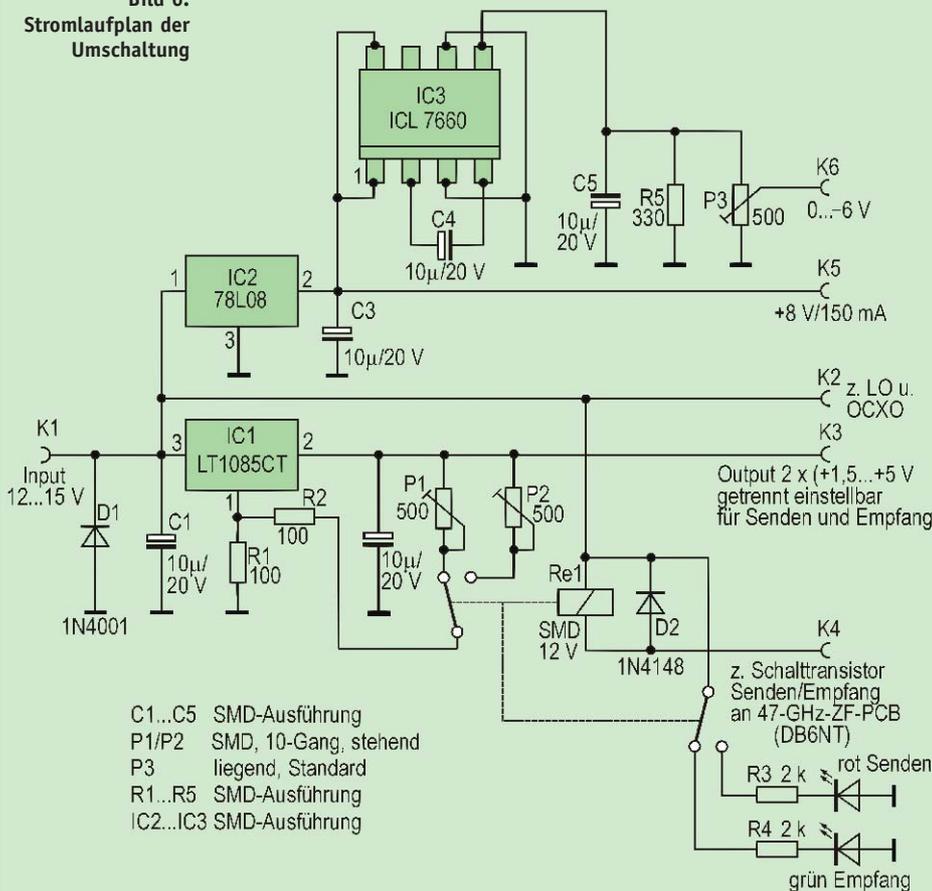


**Bild 4: Ansicht der ZF-Gehäuse**



**Bild 5: Platinen zur Umschaltung für 76 GHz**

**Bild 6: Stromlaufplan der Umschaltung**



den gewöhnlichen Abstimmerschrauben haben. Diese Tuning-Elemente können bei 1/20 mm kleinerer Bohrung auch eingepresst werden. DB6NT bietet diese auch an. Je höher die LO-Leistung ist, desto höher kann auch die ZF-Leistung sein. Bei ca. 100 mW LO-Leistung sind maximal 15 mW ZF-Leistung notwendig. Vor der Mischerdiode bis zum 76-GHz-Rund-Hohlleiter und nur dort kann noch die Leistung am unteren und oberen Seitenband abgeglichen werden. Dies ist aber nur möglich mit einem Analyzer. **Bild 2** zeigt den Pegel bei 76 GHz vom SSB-Signal. Man sieht das untere, den LO und das obere Seitenband.

Die größere LO-Unterdrückung in SSB ist nur mit der Antiparallel-Diode MA4E1318 möglich. Wenn die Single-Diode MA4E1317 benutzt wird, ist der LO-Pegel um mehr als 10 dB höher. Durch das Anbringen von zwei SMA-Buchsen am HF- und ZF-Gehäuse für das 144-MHz-ZF-Signal kann dort noch die Leistung zur Kontrolle gemessen werden. Als CW-Sender für 76 und 122 GHz muss bei Verwendung der Single-Diode MA4E1317 diese unbedingt vorgespannt werden, um maximale Leistung zu erhalten.

Wenn aber die Antiparallel-Diode MA4E1318 für SSB benutzt wird, ist dies nicht unbedingt notwendig, da ja eine Belastung durch das Potenziometer für 144 MHz im ZF-Teil je nach Stellung dazu beiträgt. **Bild 3** zeigt den Versuchsaufbau mit Potenziometer zur Diodenanpassung. Die MA4E1317 und 1318-Dioden sind für diese hohen Frequenzen gut verwendbar und für Sende- und Empfangszwecke zu benutzen. Bei den letzten Feld-Versuchen auf 122 GHz am 7.4.07 mit Dieter, DG7MHR, war in 2-Wege-SSB 23 km leicht zu überbrücken. Das S-Meter des FT-290 zeigte ohne Signal S1 bis S2 an, dies bedeutet dass der verwendete Multiplier S00-4079 bei Empfang 20 mW abgibt und die Versorgungsspannung dafür 5,1 V ist. Diese Einstellung ergibt bei mir den besten Signal/Rausch-Abstand. Bei diesem Test stieg das Signal dann auf S9 an. An beiden verwendeten SSB-Transvertern sind die MA4E1317 in Verwendung. Beim Verschicken von diesen genannten HF-Dioden MA4E1317 und 1318 habe ich gute Erfahrungen gemacht, da ich diese auf dem Rücken liegend auf Tesafilm lege. Somit kann man sie durch die oben liegenden Goldplätt-

chen leicht erkennen und mit der Pinzette entnehmen.

Das ZF-Gehäuse (**Bild 4**) habe ich so ausgeführt, dass die ZF-Leistung im zusammengebauten Zustand noch abgeglichen werden kann. Wie man aus dem Bild ersehen kann, habe ich ein kleines 10-Gang-100- $\Omega$ -Wendelpoti an die Seitenwand des Gehäuses geklebt. Die Schraube M 2,5 zur Befestigung der SMA-Buchse wird herausgedreht und so kann man mit dem Schraubenzieher das Potenziometer einstellen. Den SMA-Widerstand vor dem eben erwähnten Poti auf der ZF-PCB änderte ich auf 100  $\Omega$ . Somit kann die ZF-Leistung vom benutzten Transceiver von ca. 80 mW bis 2 W auf die notwendige Mischerleistung von 10...15 mW eingestellt werden.

Für 76 GHz habe ich die gleiche Umschaltung (**Bild 5 und 6**) angewendet wie ich schon auf 122 GHz in der CQ DL 6/06 beschrieben habe. Somit kann die Versorgungsspannung +5 V zum Senden und bei Empfang bis auf +2 V zurückgeregelt werden. Der große Multiplier CMA382400 macht keine Probleme bei einer Spannung zwischen 5 und 2 V DC, dabei geht die HF-Leistung bei +3 V um mehr als die Hälfte zurück. Das Signal/Rausch-Verhältnis kann bei Empfang durch diese Maßnahme um ca. 3 dB verbessert werden. Bei dieser Frequenz ist bei mehreren Aufbauten eine DSB-Leistung von 1,5 mW erreichbar (Bild 3).

Von Conrad Electronic habe ich spezielle LCD-Panel-Instrumente für meinen CW-Sender für 76 und 122 GHz eingebaut. Damit bringe ich die Vorspannung der Mischer-Diode zur Anzeige, was sehr hilfreich ist, um zu sehen, ob Output vorhanden ist. Bei 122 GHz stehen bei mir 2 V an, wenn ich 900  $\mu$ V Output habe. Das ergibt einen Arbeitswiderstand von 110  $\Omega$ .

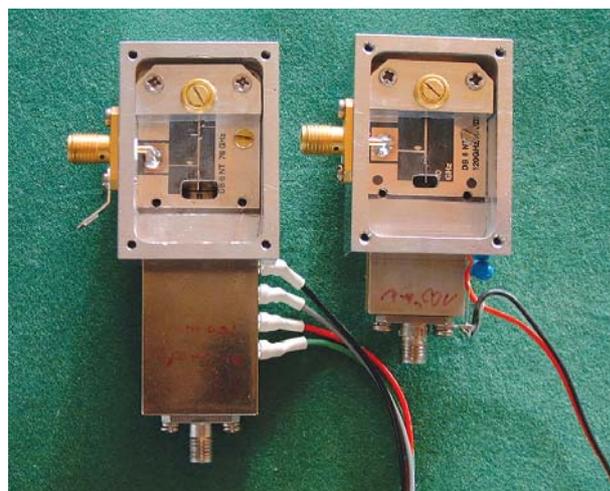
### Variante 122 GHz

Nun zu der nicht mehr so einfachen 122-GHz-Frequenz, zumindest für SSB-Anwender. Das HF-Gehäuse dafür hat eine Änderung erfahren und ist für den kleinen Verdreifacher S00-4079 ausgelegt. Die Hohlleiter-Ausfräsung für 40,7 GHz ist hier WR19. Die Mischer-PCB ist auch von DB6NT mit der Bezeichnung 31. Die Koppelsonde für diesen Hohlleiter sollte eine Länge von ca. 1,4 mm aufweisen (Bild 7). Dieses HF-Gehäuse kann auch für den großen Verdreifacher bzw. Vervierfacher

CMA382400 durch eine Änderung benutzt werden. Leider gibt der große CMA382400 nur etwa 70 mW bei 40,7 GHz ab, was dann bei 122 GHz nicht die hohe Ausgangsleistung ergibt. Ansonsten ist alles ähnlich wie auf 76 GHz schon beschrieben.

Auf 76 GHz sind die Messdaten bei verschiedenen Aufbauten ähnlich, aber auf 122 GHz liegen diese, wenn man SSB machen möchte, weit auseinander. Wenn nur ein CW-Sender oder eine Bake gebaut wird, ist dies wesentlich leichter zu realisieren. Die großen Unterschiede resultieren in erster Linie aus den Streuungen der HF-Diode, dessen Einklebung, unsaubere und raue Hohlleiter und schlechte Anpassung. Mein Mess-Equipment reicht jetzt teilweise bis 170 GHz, aber je mehr man messen kann, um so mehr wird es bei diesen hohen Frequenzen unverständlich. Da versucht man einige Tage lang sich zu beweisen, warum bestimmte Analyzer-Bilder so verschieden aussehen.

Um einigermaßen genaue Messergebnisse am Analyzer und Leistungsmesser

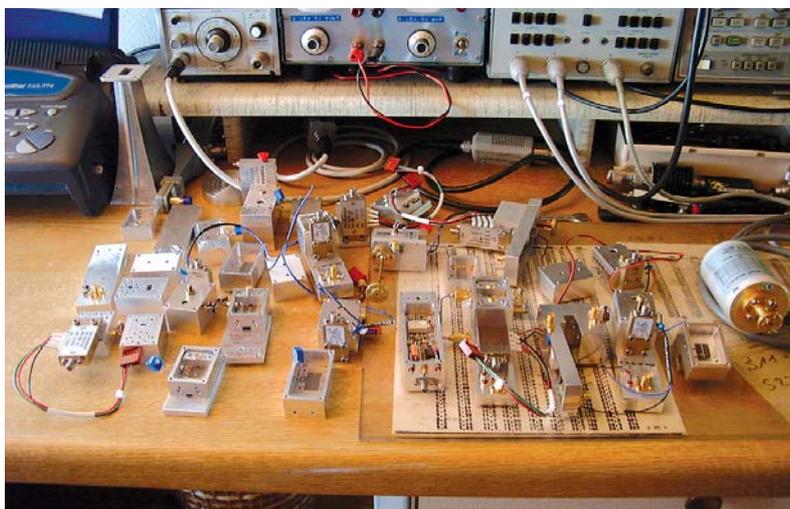


**Bild 7:**  
Ansicht der  
Koppelsonde

zu haben, sollte unbedingt ein Isolator oder ein Dämpfungsglied für diese hohen Frequenzen benutzt werden, was sich bei meinen Messungen auch bestätigt hat, als wenn ohne oder mit einem Isolator gemessen wird.

### Praktische Erfahrungen

Nach vielen Aufbauten (**Bild 8**) und Versuchen mit verschiedenen PCBs, Dioden und HF-Gehäusen hatte ich doch auf 122 GHz 1 mW HF gemessen und



**Bild 8:**  
Viele  
Versuchsaufbauten  
und Tests  
waren nötig



**Bild 9:**  
Vorrichtungen für  
Präzisionsstrahler

vorzuweisen. Ich verwende dafür die Diode MA4E1317 und den kleinen Multiplier S00-4079, der eine Leistung von 130 mW abgibt. Ein echter GHz-Freak gibt ja keine Ruhe, da er immer bessere Ergebnisse anstrebt.

Nach mehreren Messungen und Tests gab die MA4E1317 nur noch 150  $\mu$ W ab. Zuerst dachte ich, dass die hohe Verlustleistung die Diode zerstört hat, da diese doch ganz schön warm bei Ansteuerung wird. Daraufhin habe ich die MA4E1317 gegen eine neue ausgetauscht und anschließend einen kleinen Ventilator an das HF-Gehäuse blasen lassen. Bei dieser Diode habe ich eine Ausgangsleistung von 700  $\mu$ W HF erreicht. Nach einigen Tests und Schraubungen war diese Diode wieder gestorben. Das machte mich stutzig. In-



**Bild 10:** 50-cm-Spiegel von Procom (oben), selbstgedrehte Kalotte (unten)

zwischen weiß ich, was passiert ist: Man darf ohne Anpassung keine so hohe Leistung machen, auch wenn es nur 1 mW ist.

Man sieht, ein Hohlleiter-Ausgang ohne Abschluss war das Problem. Den Van habe ich wieder ausgebaut und meine jetzt 900  $\mu$ W bleiben erhalten – auch bei langen Sendedurchgängen. Übrigens, auch bei zu hoher ZF-Leistung kann die Mischer-Diode zerstört werden.

Ich möchte noch auf die Anschlüsse des CMA 382400 hinweisen: 1 = schwarz = Masse, 2 = rot oder grau = +5 V, 3 = grau oder rot = +8...9 V, 4 = grün minus -5 V.



**Bild 11:** 24- und 47-GHz-Filter von OE9PMJ und Tuning-Elements

Bei Versuchen von 30 auf 60 GHz und von 60 auf 122 GHz verweise ich auf die PCB Nr. 39 + 40 von DB6NT. Auf 47 GHz habe ich einen Verdoppler von 12 auf 24 GHz benutzt, der auf 24 GHz 150 mW abgibt.

Diese Anordnung hat sehr guten Erfolg gebracht, bei Berücksichtigung der Erfahrungen die ich bei 76 GHz gemacht habe. Ich werde in nächster Zeit einen 24-GHz-Verstärker mit Hohlleiter-Ausgang bauen, diese mit einem Verdoppler von 12 auf 24 GHz ansteuern und damit Versuche machen.

### Präzisionsstrahler

Zur Herstellung von Präzisions-Strahlern für 47, 76 und 122 GHz habe ich drei verschiedene Vorrichtungen hergestellt. Ohne solche ist ein genau rotierender Strahler nicht anzufertigen (**Bild der Einzelteile Bild 9**).

Auch habe ich den 50-cm-Spiegel von Procom getestet und vermessen auf die Parabolgenauigkeit. Diese habe ich für gut befunden, da sich der Fokuspunkt um nur 5 mm veränderte (**Bild 10 oben**). Der Parabolspiegel ist von UKW-Berichte prompt geliefert worden. Dieser hat jetzt einen verbreiterten Außenrand, was sehr notwendig war. Trotzdem habe ich für die Mitte eine runde Kalotte von 100 mm Durchmesser gedreht (**Bild 10 unten**), versehen mit Bohrungen für Hohlleiter und Befestigungen für den Transverter, diese mit Zweikomponenten-Kleber versehen und dann angepresst. Die Maßnahme hat die Stabilität noch wesentlich erhöht. Bei den älteren 50-cm-Spiegeln ohne verstärktem Außenrand ist dies zwingend notwendig. Dieser Spiegel hat ein F-D von 0,4 und der Fokus liegt bei 18,9 cm gemessen und gerechnet. Gegenüber dem 25-cm-Procom-Spiegel

hat dieser ca. 4-mal so viel Fläche und sollte dabei rechnerisch 6 dB Signalerrhöhung bringen. Bei meinen Empfangsversuchen hatte ich tatsächlich 6 dB Erhöhung messen können. Die Hohlleiterlänge im Spiegel ist 18,5 mm. Der Abstand zwischen Strahler und Hohlleiter beträgt 7,4 mm.

Bei dem 50-cm-Spiegel hat eine kleine Änderung dieses Abstandes großen Einfluss auf die Ausleuchtung, was auch durch die größere Strahlungsfläche nachvollziehbar ist.

Wenn für die 24- und 47-GHz-Filter von OE9PMJ und Tuning-Elements z.B. AT6924-OSL von Tecelec eingesetzt werden (**Bild 11**) ist ein Abgleich wesentlich leichter. Beim Aus- und wieder Eindrehen dieser Tuning-Elements hat man definierte Werte. Die Einpressbohrung für diese Tuning Elements wird 1/20 mm kleiner gemacht, somit lassen sich diese Elemente auch leicht einpressen.

Hubert Krause hat mir schon die ersten Muster gemacht und sie gehen sehr gut. Am 76-GHz-Filter sind diese Tuning-Elemente auch zu verwenden. Es würde mich freuen, wenn ich durch diese Veröffentlichung nochmals neue Amateure für diese Frequenzen begeistern könnte.

CQ DL

### Literatur und Bezugsquellen

- Philipp Prinz, DL2AM: „76-GHz-Transverter“, CQ DL 10/05, S. 696
- Philipp Prinz, DL2AM: „76-GHz-Transverter“, CQ DL 2/06, S. 107
- Philipp Prinz, DL2AM: „122-GHz-Transverter mit neuem Multiplier“, CQ DL 6/06, S. 412
- Philipp Prinz, DL2AM: „122-GHz-Transverter“, CQ DL 12/06, S. 873
- Philipp Prinz, DL2AM: „Mikrowellen-Versuche zum Winter-BTT“, CQ DL 4/07, S. 275