

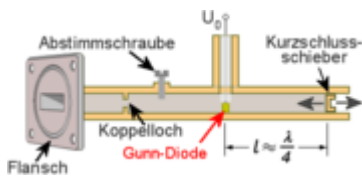
Inhaltsverzeichnis

1. GUNN-Plexer	2
2. Das Reflexklystron	13
3. Die Entwicklung der Mikrowelle im Amateurfunk	16
4. Transverter Technik im Wandel der Zeit	23

GUNN-Plexer

- „ Das GUNN Element „ die zweite Gerätegeneration für 10GHz (3cm Band)

Das GUNN Element ist ein Halbleiter mit nur zwei Anschlüssen und ähnelt im mechanischen Aufbau einer Diode, da die Anschlüsse des Elements als Anode und Kathode bezeichnet werden spricht man oft fälschlicherweise von einer GUNN Diode. Das GUNN Element trägt den Namen seines Entdeckers, John B. Gunn. (1963)



Der Aufbau des GUNN Elements besteht aus hintereinander geschalteten unterschiedlich dotierten Materialien, wie Galliumnitrid bzw. Indiumphosphid. Diese Materialien stellen eine Elektronenfalle dar, es entsteht eine Art negativer Widerstand, die Elektronen werden gestaut und wandern in Schüben durch das Element.

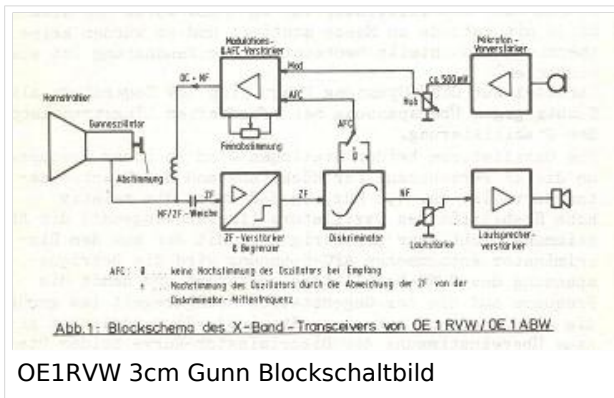
Mit GUNN Elemente können Frequenzen von 2 bis 150 GHz erzeugt und Ausgangsleistungen bis zu 1 Watt erreicht werden. Der Wirkungsgrad (DC Eingangsleistung zu HF Ausgangsleistung) ist dabei durchaus akzeptabel. Wird das Element in einem Resonator betrieben, bestimmen dessen Innenabmessungen die Arbeitsfrequenz.

Gegenüber dem Klystron hatte das GUNN Element den Vorteil, ein sehr kleines aber doch leistungsfähiges Bauteil zu sein, das mit weit geringerem Stromversorgungs-Aufwand betrieben werden konnte, am Markt verfügbar und vom Preis erschwinglich war. Mit dem Einsatz von GUNN Elemente begann das „Goldene Zeitalter des 3cm Bandes“.

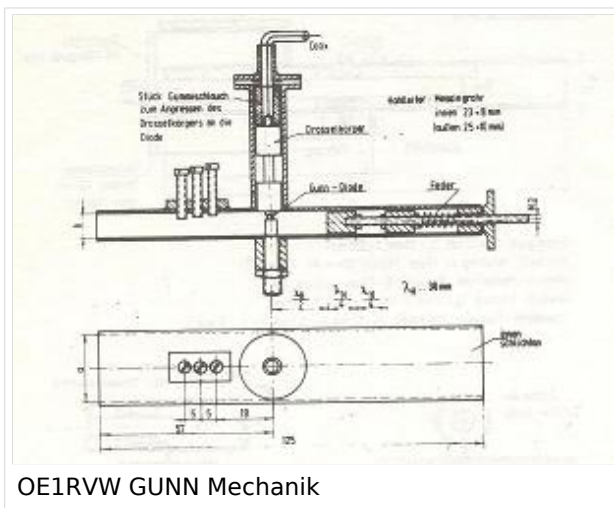
Das GUNN Element löste das Klystron als HF Herzstück in 3cm Anlagen ab, das Übertragungsprinzip "Durchblasemischer" und WBFM blieb zwar erhalten, jedoch konnte im Bezug auf Frequenzabstimmung, Automatic Frequency Control(AFC) und Modulationseigenschaften ein Quantensprung an Verbesserungen erreicht werden. Weiters war man endlich in der Lage, handliche 3cm Transceiver für den portabel Betrieb herstellen zu können.

- die 3cm GUNN-Plexer Anwendungen...

In OE begann der Amateurfunkmäßige Einstieg auf dem 3cm Band mit der Verfügbarkeit der GUNN Elemente. Als Pionier der ersten Stunde ist OM Richard Vondra, OE1RVW zu nennen.



Richard baute in den 70er Jahren des 19ten Jahrhunderts die ersten 3cm GUNN Transceiver, mechanische Absorptionswellenmesser, 30 MHz Testloop Einrichtungen und Eichmarkengeber für die Optimierung Seiner selbstgebauten 3cm Geräte. OE1RVW und OE1ABW führten das Erst QSO auf dem 3cm Band in OE über eine Entfernung von 1,5km durch.

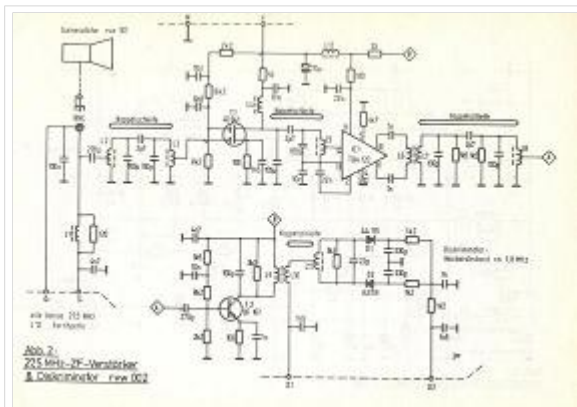


Der TX/RX Teil dieser von OE1RVW gebauten ersten Transverter-Generation aus dem Jahre 1976 bestand nur aus dem GUNN Element selbst, das gleichzeitig zur Erzeugung der Ausgangsfrequenz, als Sender und als Empfangsmischer verwendet und in einem Hohlleiter Resonator eingebaut wurde.

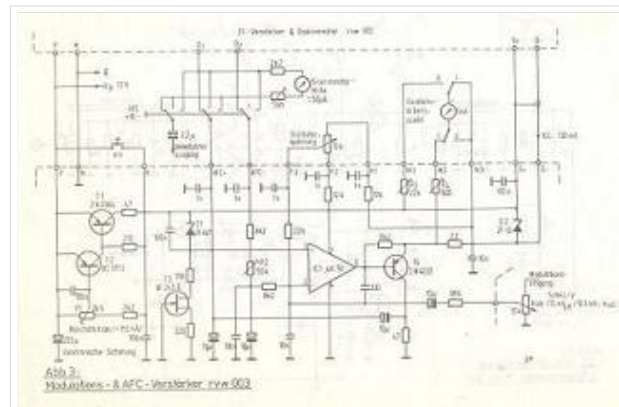
Die Versorgungsspannung des GUNN Elements wurde zur Erzeugung der Modulation mit der NF Spannung beaufschlagt was in der Praxis eine Mischung von FM und AM Modulation ergab.

Gleichzeitig konnte mit geringer Änderung der GUNN Versorgungsspannung eine gewisse Feinabstimmung der Endfrequenz erreicht werden.

Als Resonator wurde ein Messing Vierkantrohr mit den Innenmaßen von 23x8mm aus der Möbelfertigung verwendet. Diese Abmessungen kamen dem Industriellen Hohlleitertyp WR90 (8 bis 12 GHz) am nächsten.



27MHz FM ZF Stufe mit Demodulator

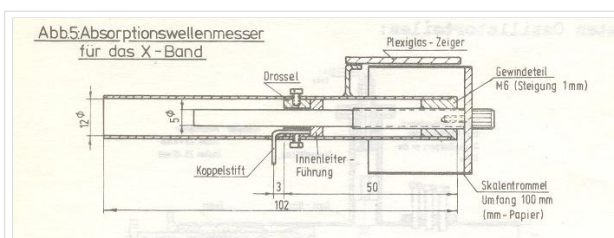


AFC und Modulator

Dem

GUNN Element nachgeschaltet war ein breitbandiger 27MHz ZF-Verstärker mit einem Diskriminator Höckerabstand von 1,8 MHz. Diese große Bandbreite war notwendig um einerseits die hohen Frequenzhübe von ca. 500KHz zu bewältigen und andererseits der von beiden Stationen erzeugten Frequenzunstabilität einigermaßen entgegenzu wirken.

Die vom Diskriminator abgegriffene DC Spannung wurde zur Erzeugung einer AFC (Automatic Frequency Control) Spannung verwendet um die Frequenzdrift der eigenen bzw. der Gegenstation ausgleichen zu können. Dabei genügte, dass nur eine Funkstation die AFC eingeschaltet hatte. Das de-modulierte Audiosignal wurde in einer NF Stufe verstärkt, die Wiedergabe erfolgte über Kopfhörer damit keine Audiorückkopplung über das Mikrophon (wegen des Duplexbetriebes war man ja immer auf Sendung) auftreten konnte.

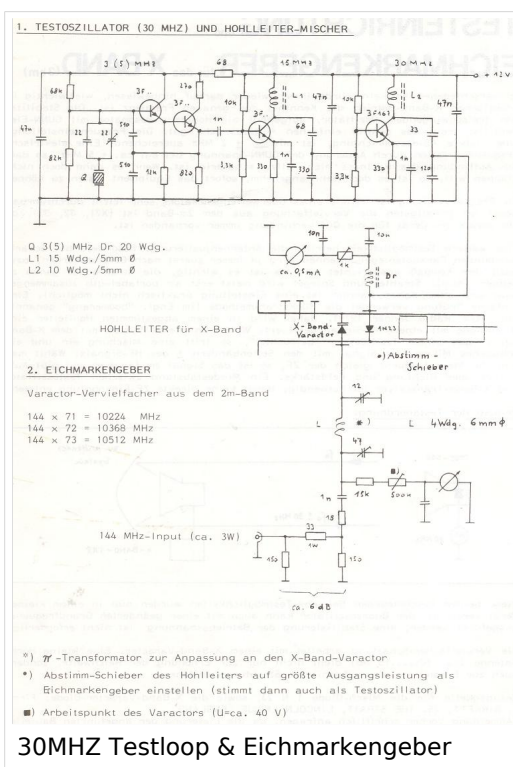
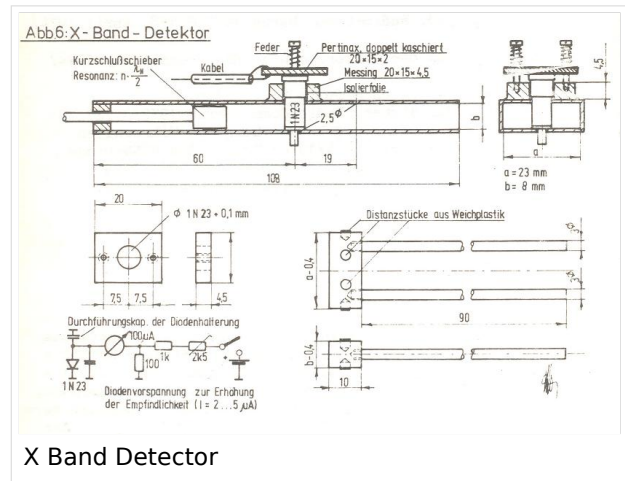


X Band Wellenmesser

Nachfolgend sind die von OE1RVW gebauten Hilfsmittel zur Optimierung und Frequenzmessung von 3cm GUNN Transceivern dargestellt. Diese Zusatzgeräte wurden in den Jahren von 1976 bis 1980 entwickelt und wurden auch in der QSP veröffentlicht.

Um die Endfrequenz auf dem 3cm Band zu prüfen mußte man sich einen Wellenmesser selbst anfertigen. Frequenzzähler für den Frequenzbereich über 10GHz standen den Funkamateuren damals nicht zur Verfügung. Der Wellenmesser bestand üblicherweise aus 2 Teilen: a) dem Absorptionskreis (Bild links) und b) dem X Band Detektor (Bild rechts). Der Detektor koppelte über eine Sonde in den Hohlraumresonator des Wellenmessers ein. Wurde ein 10GHz Signal in den Absorptionskreis eingespeist, so konnte mit der Kurzschlußschieberspindel auf maxima und minima Pegelanzeige abgestimmt werden. Am Wellenmesser war eine in kalibrierte Trommelskala befestigt an der man die Zwischenabstände der Dips in mm ablesen konnte. Das Längenergebnis wurde dann auf die Frequenz umgerechnet.

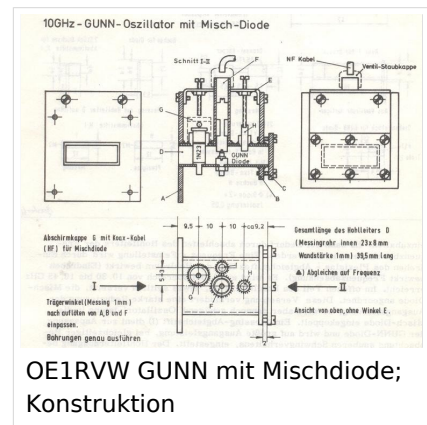
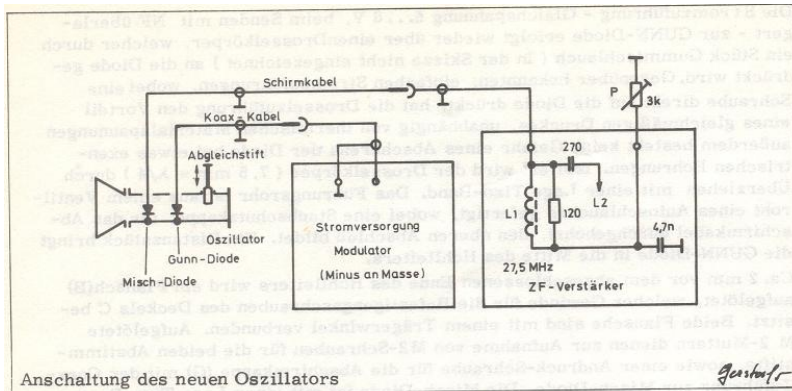
Diese Methode war natürlich nicht sehr präzise aber man konnte in der Praxis eine Frequenzablesegenauigkeit von ca. $\pm 50\text{MHz}$, abhängig von der mechanischen Präzision der Kurschlußschieberspindel, erreichen. Immerhin wußte man ob man (noch) im zugewiesenen Frequenzband war.



Eine weiteres Hilfsmittel war die 30MHz Testloop Einrichtung, die auch in der kommerziellen Richtfunktechnik, jedoch für eine ZF von 70MHz verwendet wurde. Damit konnte man ohne Gegenstation das ausgesendetes HF Signal wieder rück-empfangen und damit vor allem die Modulationseigenschaften überprüfen.

Dazu wurde ein 30MHz HF Signal auf eine im Hohlleiter montierte Mischdiode gelegt. Wurde ein 3cm HF Signal von einem GUNN Oszillator in den Hohlleiter eingekoppelt dann mischte die Diode das Eingangssignal mit dem 30MHz Signal und es entstanden als Mischprodukte im 3cm Band zwei Seitenbänder im Abstand von je 30MHz. Damit konnte das eigene ausgesendete Signal wieder rück-empfangen und beurteilt werden, sofern die eigene ZF bei 30MHz lag.

Mit der Installation einer Varaktordiode im Hohlleiter der Testloop Einrichtung konnte man die 72. te Oberwelle eines 2m Signal (144 MHz) auf 10.368 MHz erzeugen und hatte damit eine einigermaßen stabile HF Signalquelle (HF Generator) zur Überprüfung des eigen 3cm Empfangsteils zur Verfügung. Man sieht schon, auch damals waren wir nicht auf beiden Augen blind.



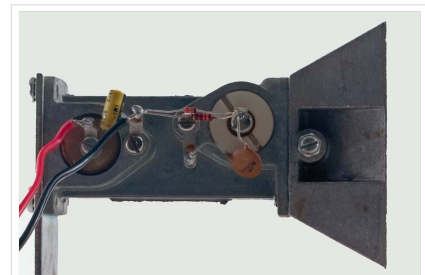
OE1RVW GUNN mit Mischdiode; Konstruktion

Mit dem GUNN Element als Selbstschwingende Mischstufe war die RX Empfindlichkeit jedoch nicht besonders hoch und die erzielten Reichweiten waren eher bescheiden. Das GUNN Element wurde generell nicht als Empfangsmischer konzipiert und besitzt weder gute Rausch noch Mischereigenschaften.

Um die RX Empfangseigenschaften zu verbessern wurde eine separate Mischdiode (Typ 1N23 o. ä.) eingesetzt. Das GUNN Element wurde nur mehr zum Senden und als LO verwendet. Das brachte eine Verringerung der Rauschzahl von mehr als 6db, was eine Verdoppelung der Reichweite bedeutet. Richard, OE1RVW hat diese Version ebenfalls in der QSP beschrieben, das Bild links zeigt das Blockschaltbild des Gunn Oszillators erweitert um die Mischdiode, das Bild rechts zeigt die mechanische Konstruktion des GUNN Oszillators, angelehnt an die Baubeschreibungen aus der RSGB.



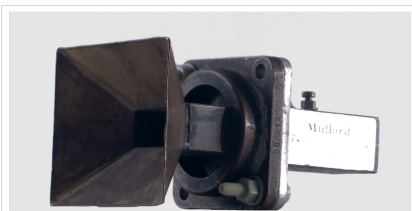
Das Photo links zeigt einen Nachbau nach OE1RVW durchgeführt von OE3JS und OE3WOG aus dem Jahre 1977. Als Hohlleiter wurde ebenfalls Messing Möbelprofil verwendet, anstelle des Fahrradventils zur Kontaktierung der Mischdiode wurde bereits eine SMB Koax Verbindung verwendet.



9GHz Modul von Solfan

Die mechanische (grobe) Frequenzabstimmung erfolgte über einen Plexiglasstab der über ein Spindel angetrieben in den Hohlleiterresonator eintauchte. Diese Gunn-Plexer Version war noch nicht für eine separate Varaktordiode ausgelegt und war nur mit dem Gunn Element und einer Mischdiode ausgerüstet. Die Feinabstimmung der Arbeitsfrequenz wurde durch geringfügige Veränderungen der GUNN Versorgungsspannung durchgeführt.

Das GUNN Element war im hinteren Teil des Resonatorraums untergebracht während die Mischdiode weiter vorn am Hohlleiteringang positioniert wurde. Ein Teil des vom GUNN Element erzeugten HF Signals wurde in davor angeordnete Mischerdiode eingekoppelt. Dies führte zu der Bezeichnung "Durchblasemischer" da ein Teil der vom GUNN Element erzeugten HF Energie für die Mischdiode als LO Signal abgezweigt wurde. Die Antenne wurde an der offenen Seite des Resonators angeflanscht.



9GHz Bewegungsmelder von Mullard

Die fallweise als Surplus Material erhältlichen Bewegungsmelder und Radardetektoren ließen sich in gleicher Weise modifizieren und als 3cm WBFM transceiver einsetzen. siehe Bilder: Solfan & Mullard

In Folge kamen immer bessere GUNN Module auf dem Markt. Diese Geräte, grundsätzlich auch für den Einsatz als Bewegungsmelder konzipiert, wurden von den Mikrowellen Amateuren sofort für deren Zwecke adaptiert und als 3cm WBFM GUNNPlexer eingesetzt. Der Vorteil dieser Geräte war der Umstand dass diese als funktionsfähiges "Package" meist bereits mit einer Antenne (Rechteckhorn) angeboten wurden und daher der Einsatz als 3cm WBFM Transceiver technisch nicht besonders anspruchsvoll war. Es entfiel damit die etwas mühsame mechanische Anfertigung und das Gerät musste nur mehr auf die Amateurfunkfrequenz von 10.500 MHz abgestimmt werden.



Der GUNN-Plexer von AEI

Bedingt durch die Verfügbarkeit von "fertigen" GUNN-Plexern stieg die Akzeptanz und das Interesse für das 3cm Band in Amateurkreisen schlagartig an. In den späten 70er und Anfang der 80er wurden viele Baubeschreibungen in DL, UK und USA veröffentlicht wobei sich das Hauptaugenmerk dann nur mehr auf die ZF Schaltung, dem Modulator, der AFC und der Antenne richtete.

Die typischen Kenndaten einer 3cm GUNN-Plexer Station aus damaliger Zeit sind:

Frequenzbereich:	10.000 bis 10.500MHz
Ausgangsleistung:	10 bis 20mWatt (+10 bis +13dbm)
Frequenzhub:	100 bis 250KHz
RX Rauschzahl:	12db
ZF Frequenz:	30MHz (fester Duplexabstand)
ZF Bandbreite:	300 bis 500KHz
RX Sensitivity:	4microVolt (-95dbm) bei 12dbS/N
Antennengewinn:	17db (Hornantenne)

Der „System gain“ einer solchen Einrichtung (bei 12dbS/N) beträgt daher $10+95 = 105\text{db}$. Das „Link Budget“ für 12dbS/N beträgt somit $2*17+10+95 = 139\text{db}$. Zwei gleich ausgestattete Stationen konnten somit bei ca. 12db Signal-Rauschabstand (S/N) eine Funkstrecke von ca. 50km überbrücken. Voraussetzung ist natürlich ein „line of sight“ Pfad (LOS), erweitert um eine freie Fresnelzone.

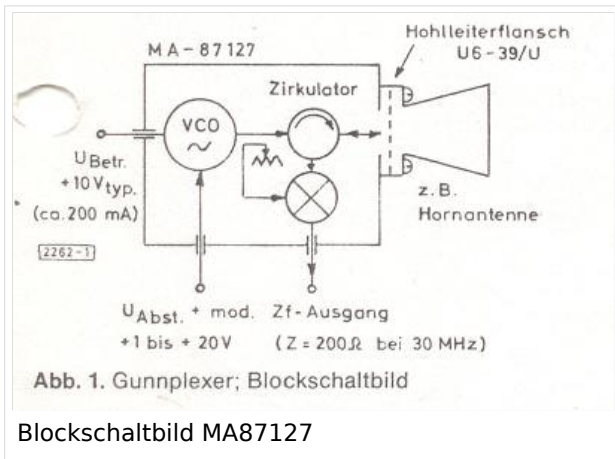
Es dauerte nicht lange bis die Rechteck-Hornantennen durch Parabolantennen und die zum Teil unempfindlichen Original Mischerdioden durch besser Dioden vom Typ 1N23E ersetzt wurden. Mit dieser Mischdiode konnte die System-NF auf unter 10db gedrückt werden. Parabolantennen mit ca. 48cm Durchmesser (z.B. Procom) haben einen Gewinn von ca. 30db, das bedeutet gegenüber der Hornantenne eine Steigerung der Strahlungsleistung (ERP) von mehr als das 20fachen. (+13db)

Allerdings kam nun ein weiterer Aspekt hinzu, die Erhöhung der Strahlungsleistung wurde mit einem kleineren Öffnungswinkel der Antenne (im Azimut als auch in der Elevation) erkauft. Hatte das 17db Horn noch einen 3db Öffnungswinkel von $\pm 22^\circ$, so verengte sich der 3db Öffnungswinkel beim 48cm Parabol im 3cm Band auf $\pm 4,8^\circ$. Damit wurde die Antennenausrichtung zur Gegenstation eine weitere Herausforderung an die Operatoren und ist es bis heute auch geblieben.

Das „Link Budget“ wird jedoch bei beidseitiger Verwendung von 48cm Parabolantennen auf $2*30+10+95 = 165\text{db}$ gesteigert. Damit könnte theoretisch eine Entfernung von ca. 700km überbrückt werden, allerdings ein "line of sight" (LOS) Pfad wegen der Erdkrümmung terrestrisch nicht möglich.

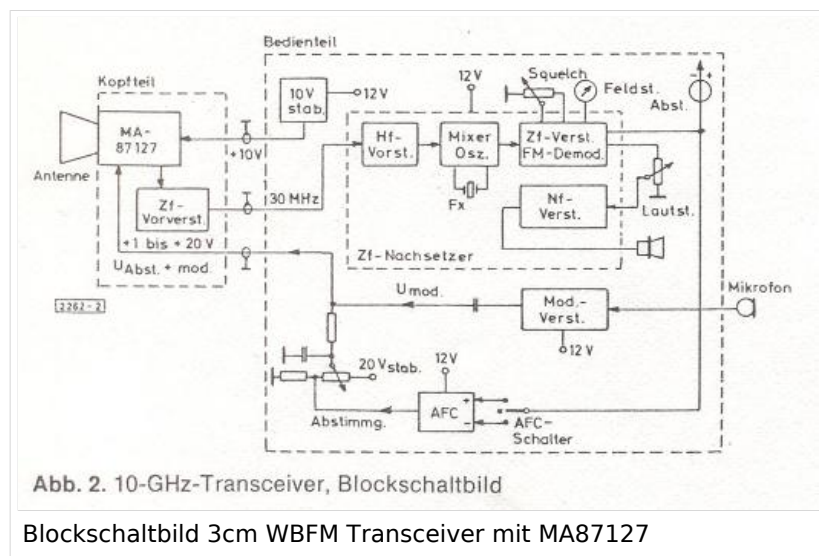
Der GUNN-Plexer MA-87127

Dieses Modul der Firma Microwave Associates Inc. war der Renner unter den kommerziell erhältlichen GUNN-Plexern.



Das Modul wurde anschlussfertig und mit einem 17db Rechteckhorn geliefert, damit entfielen die Mechanischen und Messtechnischen Anforderungen und man konnte ohne spezielle Kenntnisse der Mikrowellentechnik auf dem 3cm Band QRV werden.

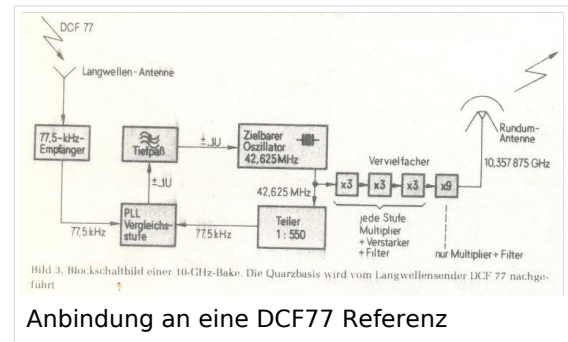
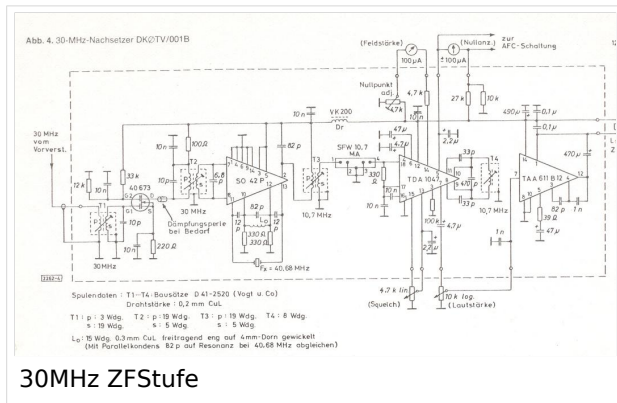
Der Aufbau des MA 87127 bestand aus einem Hohlleiterresonator mit den Innenmaßen eines WR90 Hohlleiters, dem eingebauten GUNN Element, einer mechanischen Grob-



Frequenzeinstellung (Schraube), einem Zirkulator zur Entkopplung des Sende und Empfangspfades, einer Mischdiode und einer Varaktordiode welche für die Frequenz-Feinabstimmung und für die Modulation verwendet wurde. Für die richtige Entkopplung zwischen Mischdiode und dem Gunn Element sorgte ein eingebauter Ferrit Isolator, weiters war der hinten liegende Resonatorraum mit einer im Hohlleiter angeordneten Iris (Lochblende) zusätzlich entkoppelt was die Frequenzstabilität des freischwingenden GUNN Oszillators um einiges verbesserte.

Als ZF Frequenznorm hat sich nach langen Hin und Her eine ZF-Frequenz von 30 MHz durchgesetzt. Der Frequenzhub wurde auf 75 bis 100KHz Spitzenhub zurückgenommen, damit konnte im Empfänger eine 2.te ZF von 10,7MHz mit „schmalen“ Keramikfilter aus UKW Rundfunkgeräten, eingesetzt werden.

Nachteilig war, dass diese Systeme nur in FM moduliert werden konnten und Schmalbandbetrieb auf Grund der auf 10 GHz freischwingenden Oszillatoren nicht möglich war. Der MA 87127 wurde mit einer relativen Frequenzstabilität von $3,5 \cdot 10^{-5} / ^\circ\text{C}$ angegeben. Das bedeutet in der Praxis eine Frequenzdrift von ca. 350 KHz für eine Temperaturänderung um 1°C . Der Einbau einer AFC

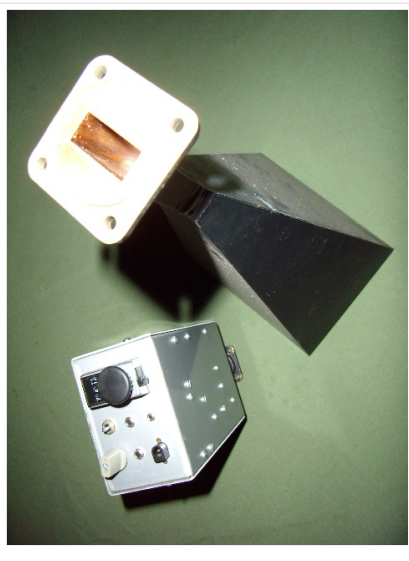


war daher unumgänglich. Die AFC konnte zwar das Problem der absoluten Frequenzunstabilität nicht verhindern, jedoch erlaubte es die Anbindung der einen Station an die Gegenstation. Damit wurde das Auseinanderdriften vermieden. Trotzdem war es erstmals mühsam das Signal der Gegenstelle überhaupt zu finden. Man überlegte diverse Konzepte um die freilaufenden GUNN Oszillatoren an eine Referenz anzubinden. In DL wurden Anbindungen von 3cm Frequenzbaken an die DCF77 Referenzfrequenz durchgeführt. Damit die AFC einwandfrei funktionierte (Fangbereich) brauchte man ein Nutzsignal dass im Empfänger einen Signal/Rauschabstand von ca. 20db S/N lieferte. Die AFC durfte natürlich nicht auf den hohen Hub der Frequenzmodulation ansprechen.

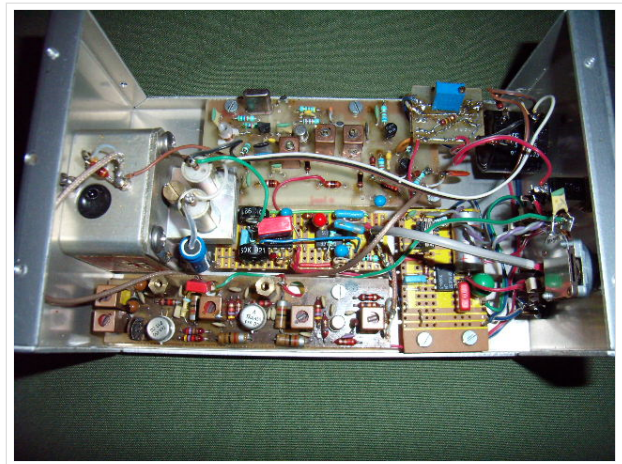


Das Bild links zeigt Front und Rückseite der beiden 3cm Gunnplexer von OE3WRA. Die Antennen sind mit Kunststofffolie gegen Wind und Feuchtigkeit geschützt. Die Antenne ist direkt mit dem MA87127 Gunnplexer verschraubt. Hier wurden bereits Normflansche passend für WR90 vorgesehen was diverse Messungen mit kommerziellen Meßgeräten wesentlich erleichterte. Die Steuerung des Transceivers, ZF Stufe und Modulator befinden sich im unten angebrachten

Blechgehäuse. Auf der Frontplatte befinden sich die Anschlüsse für Mikrophon, Kopfhörer, etc. Mit dem 10Gang Poti wurde die Abstimmspannung für die Varaktordiode eingestellt und wurde auf einem der drei an der Frontplatte befindlichen Instrumente angezeigt. Einmal kalibriert, diente diese dann als grobe Frequenzanzeige. Auf Grund der relativ großen Öffnungswinkel der 17db Rechteckhörner war die Einstellung der Antennnerichtung (Azimut & Elevation) nicht besonders kritisch und man konnte ohne Antennendreheinrichtungen im Portabel Betrieb auskommen.



Das Bild links zeigt einen 3cm WBFM MA87127 Gunnplexer von OE3WOG, anstelle des Instruments wurde am 10 Gang



Potentiometer ein 3stelliges mechanisches Zählwerk angeordnet. Für die Einstellung der Frequenz war eine Tabelle notwendig. Das Rechteckhorn ist aus Weißblech angefertigt und sollte rechnerisch ca. 27db Gewinn aufweisen. Das Bild rechts zeigt den Innenaufbau des Gunn Transceivers mit dem MA87127 und der Umsetzung von 30 MHz ZF auf eine 10,7MHz ZF Stufe. Ganz links befindet sich der GUNN-Plexer, auf der Bodenplatte sind der 30 MHz Konverter, die 10 MHz ZF, der Modulator und die NF Stufe angeordnet.

Die nächste (Transverter) Generation

Im Jahre 1977 stellte Claus Neie, DL7QY im Dubus Magazin einen Selbstbau Schmalband Transverter für das 3cm Band vor. Dieser Transverter war in der Herstellung eine hohe technische Herausforderung. Als Nachsetzer wurde eine ZF von 1.296MHz (23cm Band) gewählt, nachdem in dieser Zeit keine 23cm Allmodegeräte verfügbar waren musste auch in der ZF

Ebene ein Transverter eingesetzt werden um Schmalbandbetrieb in SSB/CW/NBFM durchführen zu können. Als Endstufe wurde noch eine Wanderfeldröhre verwendet. Sämtliche anderen Funktionsstufen waren bereits mit Transistoren bestückt. Dieser Transverter "Urahn" war auf Grund seiner Komplexität zwar für den Serienbau nicht geeignet, zeigte jedoch das mögliche Potential. Gegenüber den WBFM Systemen war nun eine Leistungssteigerung von ca. 30db möglich. Weitere Transverter mit Halbleiterbestückung wurden durch einzelne Funkamateure und von Firmen (SSB-Electronic, Kuhne electronic, G3WDG, DEMI, etc.) in DL, UK und in den USA entwickelt und in diversen Radio Magazine (Dubus, UKW-Berichte, QST, etc.) vorgestellt. Diese Konzepte läuteten das Ende der GUNN-Plexer Ära ein.

Text von OE3WOG

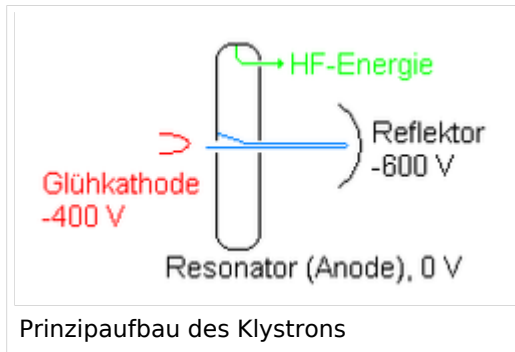
[weiter >>](#)

[zurück zu Das Reflexklystron](#)

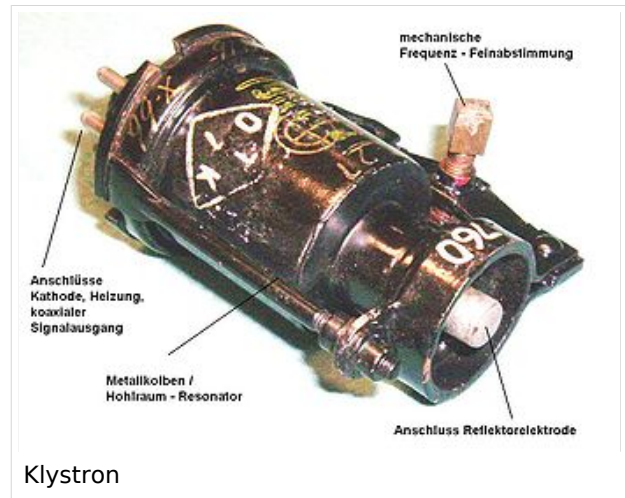
[zurück zu Die Entwicklung der Mikrowelle im Amateurfunk](#)

Das Reflexklystron

- „ Das Reflexklystron “, die erste Gerätegeneration für 10GHz (3cm Band)



Aus
den



Anfängen und der Frühzeit der Amateurfunk

Mikrowellentechnik finden wir heute nur mehr wenige Applikationen und Berichte aus dem Angloamerikanischen Raum. Als Frequenzbestimmendes Element diente ein auf der passenden Frequenz abgestimmter Hohlraumresonator. Bevorzugt verwendet wurde das Reflexklystron vom Typ 723A/B, dass ursprünglich für den Frequenzbereich von 9,5GHz entwickelt und von den Funkamateuren für den Betrieb im 3cm Amateurfunkband für einen Frequenzbereich von 10,0 bis 10,5GHz modifiziert wurde. Die erzielbare HF Ausgangsleistung lag im Bereich von bis zu 100mW.

Das Klystron wurde 1937 an der Stanford University in Kalifornien von den Brüdern Varian und W. Webster entwickelt. Das Reflexklystron ist eine Laufzeitröhre, Elektronen die von einer Glühkathode ausgesendet und von der Anode beschleunigt werden, durchlaufen die Resonatorkammer und erzeugen ein elektro-magnetisches Feld. Nach einer gewissen Laufzeit werden sie vom negativen elektrischen Potential des Reflektors zur Umkehr gezwungen und durchlaufen den Hohlraumresonator in umgekehrter Richtung. Es entsteht eine Oszillatorschwingung und ein Teil der so gewonnenen Energie wird ausgekoppelt. Der Wirkungsgrad eines Reflexklystrons ist gering.

Das Reflexklystron benötigt verschiedene Betriebsspannungen, z.B. eine Anodenspannung von +300VDC, eine Reflektorspannung von -200VDC und eine Gleichspannung für die direkte Heizung der Kathode. Um diese Spannungen für den portablen Betrieb aus einem 12V Akkumulator zu erzeugen mussten entweder mechanische DC/DC Wandler oder rotierende Maschinenumformer eingesetzt werden, was einen einfachen portablen Funkbetrieb auf einem Auswärtsstandort (z.B. Berggipfel) nicht unbedingt förderlich war. Trotz dieser schwierigen Rahmenbedingungen war dieses Gerätekonzept bis zum Anfang der 70er Jahre die für Funkamateure einzige Möglichkeit um auf 3cm QRV zu sein.



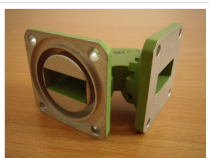
9GHz Klystron mit WR90 HL-Ausgang

Das Herzstück dieser frühen 10GHz Anlagen war wie schon erwähnt das Reflexklystron das mechanisch/elektrisch auf eine Frequenz innerhalb des 3cm Bandes abgestimmt wurde. Das linke Bild zeigt ein Klystron, mit WR90 Hohlleiter Anschluß und einem im Hohlleiter eingebauten Dämpfungsglied, das ursprünglich möglicherweise als Mikrowellen Signalquelle für das X-Band konzipiert wurde.

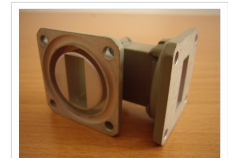
Mit der horizontal angeordneten Abstimmungsschraube konnte die Frequenz dieses freischwingenden Oszillators mechanisch beeinflußt werden. In den 3cm Amateurfunkanlagen wurde Frequenzmodulation durch Änderung der Repeller Spannung erzeugt in dem über einen Trafo das Audio Signal (NF) auf die Gleichspannung aufgedrückt wurde. Der Frequenzhub lag dabei in der Größenordnung von einigen 100KHz. Die HF Energie des Senders wurde in einen Dosenstrahler (beer can) eingekoppelt, der als Erreger im Brennpunkt einer

Parabolantenne montiert wurde. Für den Empfangszweig wurde im Dosenstrahler eine Germanium Mikrowellendiode als Mischer um 90° zur Polarisationsrichtung des Senders versetzt, eingebaut.

Durch diesen Polarisationsversatz gelangte nur ein geringer Pegel des Sendesignals an die Mischdiode und diente damit als Oszillatorsignal für den Empfang. Dieser Aufbau wurde als POLA-PLEXER bekannt, die Idee des POLA-PLEXER kam aus der Designer Küche des SBMS. Der mechanische Aufwand war relativ groß, für den Energietransport wurden aus Messing oder Kupfer gefertigte Hohlleiter vom Typ WR90 (Innenmaß 0,9x0,4 inch, bzw. 23x13mm) eingesetzt, was dem 3cm Band in frühen Jahren die Bezeichnung „Installateurband“ (plumber) einbrachte.



Hohlleiter werden mittels Flansche verschraubt die an den Enden eines Hohlleiters aufgelötet werden. Nachdem die (rechteckigen) Hohlleiterrohre starr sind, können Richtungsänderungen in H oder E-Ebene nur durch vorgefertigte Bögen, Twiste oder flexible Hohlleiter vorgenommen werden. Als Ausnahme sind



Elliptische Hohlleiter zu erwähnen welche durch ihre gewellte Oberflächenstruktur eine einmalige Verformung des Hohlleiters während der Verlegung zulassen. Der Vergleich mit der Verlegung von Wasserleitungsrohren ist dabei nicht ganz von der Hand zu weisen und führte daher zum Begriff "plumbers band". Die beiden Bilder zeigen WR90 Hohlleiter Bögen 90° in H und E-Ebene, verwendbar für den Frequenzbereich von 8 bis 12GHz.

Die Funkverbindungen wurden im Duplex Verfahren abgewickelt. Dabei senden die beiden Stationen auf zwei unterschiedlichen, um die ZF versetzte Frequenz. Station A sendet z.B. auf 10.300MHz, Station B sendet auf 10.400 MHz, beide Stationen verwenden einen Teil des eigenen Sendesignals als Oszillatorsignal für den Empfänger und eine ZF von 100 MHz. Jede Station kann daher Nutzsignale empfangen die im Abstand von +/- 100MHz von der eigenen Sendefrequenz liegen. Bedingung ist, dass beide Stationen die gleiche ZF verwenden.

Station A empfängt B auf dem oberen Seitenband und Station B empfängt A auf dem unteren Seitenband. Das funktioniert deshalb, da die Anlagen ohne Empfänger Eingangsfiler betrieben wurden und daher auch auf der Spiegelfrequenz empfangen konnten. Allerdings verschlechterte sich damit die Empfängerrauschzahl von 15 bis 20db um weitere 3db.

Bedingt durch die 90° Entkopplung zwischen TX und RX im POLA-PLEXER musste zu Beginn des QSO`s festgelegt werden wer von den beiden Stationen horizontal bzw. vertikal polarisiert sendet. Dementsprechend wurde der Dosenstrahler in die richtige Position gebracht. Station A sendet H und Empfängt V, Station B sendet V und empfängt H. (genial einfach)

Text von OE3WOG

[weiter >>](#)

[zurück zu Die Entwicklung der Mikrowelle im Amateurfunk](#)

Die Entwicklung der Mikrowelle im Amateurfunk

- „ Die USA “

Datei:w7lhlqst.jpg Die ersten bekannt gewordenen Mikrowellen Anwendungen im Amateurfunk stammen aus dem Jahr 1946 und kommen aus den USA. Zu dieser Zeit war in Europa und in anderen Teilen der Welt die Ausübung des Amateurfunks noch stark eingeschränkt wenn nicht komplett untersagt. Erst ab Beginn der 50er Jahre wurden diese Restriktionen aufgehoben und die Funkamateure in Europa konnten wieder offiziell ihr Hobby ausüben.

Im Jahre 1927 wurden die ersten Richtlinien durch die im Jahr 1865 gegründete International Telegraph Union (I.T.U) zur Vergabe und Zuteilung von Radiofrequenzen, für die im raschen Wachstum begriffene drahtlose Kommunikationstechnik, erstellt. Bis zum heutigen Zeitpunkt ist es Aufgabe der I.T.U, technische Standards zu definieren und die Radiofrequenzen für die Dienste wie: Land/Mobil, Schifffahrt, Flugfunk, Rundfunk und Amateurfunk, etc., international zu koordinieren. In der 1947 abgehaltenen I.T.U Konferenz in Atlantic City wurde der Grundstein für die zum Teil noch heute gültigen Bandpläne (u.a. auch für den Amateurfunk) gelegt. In der I.T.U werden die Belange der Funkamateure durch die IARU (International Amateur Radio Union) vertreten. Durch das Bemühen der IARU konnten auch Frequenzbänder oberhalb von 1.000MHz für den Amateurfunk „erworben“ werden. Seit 1948 ist der Sitz der I.T.U. in Genf (Schweiz).

Bedingt durch den zeitlichen Vorsprung war es daher nicht verwunderlich dass die ersten Veröffentlichungen, Gerätebeschreibungen und Berichte über Amateurfunkaktivität im Mikrowellenfrequenzbereich, hauptsächlich aus den USA kamen. Die für die Übertragung der Mikrowellensignale verwendeten Geräte wurden vollständig im Eigenbau („home made“) hergestellt, wobei die HF bestimmenden Bauteile größtenteils aus den „Surplus“ Beständen der Industrie und des Militärs kam. Als Modulation wurde Breitband Frequenzmodulation (WBFM) eingesetzt.

Das erste bekannt gewordene QSO auf dem 3cm Band (10GHz) wurde zwischen W2RJM und W2JN im Jahr 1946 über eine Entfernung von 3,22Km durchgeführt. Im Jahr 1947 stand der „Weltrekord“ im 3cm Band, gehalten von W6IFE/3 und W4HPJ/3, immerhin schon bei 12,31km. Das Callsign von W6IFE, Donovan Thompson, ein Mikrowellen Pionier der ersten Stunde, wurde später das Klubrufzeichen der „San Bernardino Microwave Society“ (SBMS). Die SBMS ist die weltweit älteste Amateurfunk Mikrowellen Interessensgruppe und wird bis heute als eigenständiger Verein geführt. 1960 wurde der Weltrekord im 3cm Band von W7JIP/7 und W7LHL/7 auf (für diese Zeit sensationelle) 427km erweitert.

das Bild links zeigt die Kopie des in der QST veröffentlichten Photos aus dem Jahr 1960

- „ in Europa “

In Europa waren es die Funkamateure aus den UK die sich schon früh der Verwendung und dem Einsatz von Mikrowellen zuwandten. Bereits 1943 wurde eine Reihe technischer Artikel über „Communication on centimetre waves“ im „RSGB Bulletin“ veröffentlicht. 1947 erschien ein aus 54 Seiten bestehendes Buch mit dem Titel „ Microwave Technique“. Zu dieser Zeit beschäftigten sich in den UK nur wenige Funkamateure mit Frequenzen oberhalb des 70cm Bandes. 1950 gelang es G3APY und G8UZ, den Weltrekord im 3cm Band auf eine Entfernung von 12 Meilen (ca. 20Km) anzuheben. Nur einen Monat später wurde dieser Rekord durch G3APY und G3ENS/p auf eine Streckendistanz von 27 Meilen (ca. 43Km) verbessert. In Folge wechselten die 3cm Weltrekorde einige Male zwischen USA und UK.

Ein wesentlicher Beitrag am Erfolg der Mikrowellenaktivität in Europa erfolgte durch die Veröffentlichungen der Artikel und Beiträge von D.S. Evans (G3RPE) und G.R. Jessop (G6JP) im VHF-UHF Manual, das von der RSGB publiziert wurde. In diesem Handbuch wurden die Grundlagen der Mikrowellentechnik als auch die klassischen Mikrowellen Bauteile wie Hohlleiter, Antennen, Messmittel, Klystrons und Gunn Oszillatoren erstmals und detailliert beschrieben. Das VHF-UHF Manual war in den 60er und 70er Jahren die Grundlage für den Eigenbau von Mikrowellen Geräten und ermöglichte vielen Funkamateuren den Einstieg in die Thematik der Mikrowellen.

Zu Beginn der 70er Jahre wurden in Österreich die ersten Experimente im 3cm Band durch OM Richard Vondra, OE1RVW durchgeführt. OE1RVW baute verschiedene 3cm GUNN-WBFM Transceiver und mechanische Absorptions-Frequenzmesser. Seine Selbstbauprojekte und Berichte über die ersten 3cm Funkverbindungen (QSO`s) zwischen OE1RVW und OE1ABW wurden in der DUBUS und erstmals 1975 in der August Ausgabe der QSP veröffentlicht.

- „ Die System Generationen „

Die Geschichte der Mikrowellenaktivität im Amateurfunk lässt sich am besten in zeitliche Abschnitte einteilen und entspricht der in jener Zeit machbaren und finanziell tragbaren Technologie.

1946 bis 1972: Breitband FM modulierte Systeme mit Klystrons**1972 bis 1982: Breitband FM modulierte Systeme mit Gunn Elemente und passiven Halbleitern****ab 1980: Schmalband (SSB/CW/FM modulierbare) Transverter Systeme unter Verwendung aktiver Halbleiterschaltungen (GaAs-Halbleiter, MMIC`s, etc.)**

Bei den Geräten der ersten beiden Generationen wurde die Endfrequenz direkt und freischwingend erzeugt. Als Modulation wurde „Wide Band“ FM Modulation (WBFM) mit sehr großen Frequenzhuben verwendet. Die Empfänger Eingangsstufe (front end) bestand üblicherweise aus einer Mikrowellen Germaniumdiode vom Typ 1N23(x). Die ZF Bandbreite des Empfangsteils war breitbandig um einerseits die großen Hübe zu verarbeiten und um andererseits den Problemen der Systembedingten Frequenzunstabilität einigermaßen entgegenzuwirken.

Kennzeichnend für die beiden ersten Generationen waren folgende Leistungsmerkmale:

- **Geringe Ausgangsleistung**
- **Geringe Empfängerempfindlichkeit**
- **Geringe Frequenzstabilität**
- **Hoher mechanischer und elektrischer Aufwand (Klystron)**
- **Komplizierte Handhabung im portablen Betrieb (Klystron)**

Anfang der 70er Jahre begann man weltweit auf dem 3cm Band mit GUNN Elemente zu experimentieren. Diese ersetzten sehr rasch das sperrige Klystron als HF Generator. Die Modulationsart WBFM und der um die ZF Frequenz versetzte Duplex Betrieb wurde weiterhin beibehalten. Diese Betriebsart wurde auch als „Durchblasemischer“ Verfahren bekannt. Zur Besonderheit dieser Betriebsart gehörte, dass ein Funkverkehr nur dann durchgeführt werden konnte wenn beide Stationen die gleiche Zwischenfrequenz (ZF) verwendeten, was nach anfänglichen Variationen (man verwendete auch UKW-FM Autoradios als ZF Module) letztendlich zur Normung der ZF-Frequenz von 30MHz führte.

Etwa 1975 kamen X-Band Radar Module (ursprünglich als Bewegungsmelder konzipiert) unter der Bezeichnung GUNNPLEXER, zu finanziell erschwinglichen Bedingungen auf den Markt. Die Hersteller waren: Microwave Associates mit dem Typ MA 87127 und AEI Semiconductors mit dem

Typ DA-8525/DA-8001 (unter den Entwicklern waren sicher einige Amateure). Diese GUNNPLEXER wurden damals als Set, zusammen mit einer rechteckigen 17db Hornantenne, zum Stückpreis von ca. 50 Euro angeboten. Der Einsatz solcher GUNNPLEXER für den Bau von 3cm WBFM Amateurfunk Transceivern wurde in vielen Fachzeitschriften beschrieben und war für lange Zeit Stand der Amateurfunktechnik im 3cm Band. Geräte die GUNN Elemente verwendeten waren nachbausicher, handlich und zu wesentlich günstigeren Bedingungen herstellbar.

Die Geräte der dritten Generation bestehen aus Transverter Systeme und sind damit für Schmalbandbetrieb (CW/SSB/NBFM) wie auch für den Breitbandbetrieb (TV, Daten, etc.) gleichermaßen geeignet. Für den Schmalbandbetrieb wird üblicherweise ein 2m oder 70cm Allmode Portable Transceiver zur Aufbereitung der Modulationssignale bzw. als Empfänger-Nachsetzer verwendet.

Der Sende/Empfangs Nachsetzer dient somit nur als ZF Stufe (Basisband) für den eigentlichen Mikrowellen Sende-Empfangsmischer (Transverter) der auf der endgültigen Endfrequenz arbeitet. Die Modulation/Demodulationseigenschaften und die Selektivität werden durch den Nachsetzer bestimmt. Die Aufgabe des Mikrowellen Transverter ist die lineare Umsetzung der ZF Signale auf die Endfrequenz (TX Pfad) und umgekehrt (RX Pfad) wobei die Ausgangsleistung und die Empfangsempfindlichkeit der gesamten Anlage nur von den HF Eigenschaften des Transverters selbst abhängig sind.

Die Transvertertechnik ist nicht neu und wird auch oft zur Erzeugung von VHF und UHF Frequenzen eingesetzt, als Nachsetzer dienen dabei Kurzwellen Sende-Empfangsgeräte (KW Transceivern). Grund dafür ist, dass einige KW Geräte mehr Features und bessere HF-Eigenschaften (z.B. bei ZF-Bandbreite/Selektivität/Oszillatorrauschen) aufweisen als so manches VHF/UHF Allmode Funkgerät.

Diese (Transverter) Konfiguration ist bei Kontest-Stationen und auch bei EME Operatoren sehr beliebt. Während Transverter schon früher für den Betrieb auf 70cm, 23cm oder 13cm eingesetzt wurden, musste man im Mikrowellenbereich auf die Entwicklung und die Verfügbarkeit von geeigneten und kostengünstigen Bauteilen warten. Transverter für Frequenzen von VHF bis zu 47 /76GHz, werden heute in Halbleitertechnik realisiert und üblicherweise mit 12VDC betrieben, was den Einsatz für den „portablen“ Betrieb wesentlich erleichtert.

Transvertersysteme haben folgende Eigenschaften:

- **Hohe Ausgangsleistung durch aktive Endstufen (Ausgangsleistung frequenzabhängig)**
- **Geringe Empfangs-System Rauschzahl durch aktive rauscharme LNA's**
- **Hohe Frequenzstabilität durch Quarzsteuerung bzw. Einsatz von OCXO's**
- **Geringer mechanischer Aufwand**
- **Hervorragende Eignung für den portablen Betrieb**

Mit dem heutigen Stand der Transverter Technik ist es dem Funkamateur möglich, z.B. auf 3cm die gleichen Performance wie die eines üblichen KW/VHF/UHF Amateurfunkgerätes zu erreichen, bzw. dieses in einigen Parameter sogar zu übertreffen.

Günstig für die Entwicklung der Mikrowellen Amateurfunk Aktivität, erwies sich die (fast) weltweite Zuteilung des 3cm Frequenzbandes (X-Band) von 10,0 bis 10,5GHz. Damit wurde der Grundstock für eine genügend große kritische Masse an potentiellen Teilnehmern gelegt. (die für OE gültigen Frequenz Bandpläne findet man auf der Wiki Seite: [Was sind Mikrowellen?](#)) bzw. die regional gültigen Bandpläne, im „VHF Managers Handbook“ der IARU Region 1.

Glücklicherweise besitzt das 3cm Band eine relativ günstige Ausbreitungscharakteristik, da die Frequenzen im Bereich um die 10GHz durch Atmosphärische Dämpfungen weniger betroffen sind. Das X Band wird auch das Weltraumband genannt, die Funkfrequenzen die für die Radiokommunikation in den Weltraum zugeteilt sind, liegen bei 8GHz. Ein weiterer Treiber fand sich in der Verfügbarkeit von „Surplus“ Material, wie z.B. Hohlleiter, Klystrons, GUNN Module, Parabolantennen, etc., die aus Restbeständen der zivilen und militärischen Radaranwendungen im 9GHz Bereich gewonnen werden konnten und von den Funkamateuren für den Einsatz auf 10GHz „reanimiert“ wurden.

Halbleiter und Bauteile für den SHF Bereich sind in der Zwischenzeit für Amateure verfügbar und erschwinglich geworden. Grund dafür ist, der in den letzten 30 Jahren stark gewachsene Einsatz diverser Technologien für die drahtlose Kommunikation und dem daraus entstandenen „second hand“ Angebot an Industriellen Mikrowellen Komponenten (ebay, Flohmärkte, etc.) Mikrowellen Transverter werden heute auch bereits als Bausätze bzw. als fertige Module/Geräte angeboten. Darüber hinaus gibt es auf Flohmärkten immer wieder die Gelegenheit, günstige Komplettgeräte, Bausätze, Antennen oder auch nur geeignete Bauteile zu erwerben.

Ab etwa 1990 sind wir in der Lage Transverter Systeme für den oberen SHF bzw. den mm-Bereich (75 bis 250GHz) herzustellen. Dabei wird die Umsetzung des Sendes bzw. Empfangssignals durch so genannte „Subharmonic Mischer“ bewerkstelligt, die nur aus einer passiven Mikrowellendiode bzw. einem Diodenpaar bestehen. Die mit solcher Anordnung erzielbare HF Ausgangsleistung beträgt allerdings nur einige hundert MicroWatt, die mit solcher Anordnung erzielbare Empfänger System Rauschzahl liegt bei 15 bis 20db. Diese vergleichsweise bescheidenen Leistungsmerkmale werden jedoch durch den auf diesen Frequenzen erzielbaren Antennengewinn teilweise wieder kompensiert. Um Leistungen im mW Bereich zu erzeugen werden auf diesen Frequenzen Varactor Dioden eingesetzt, was die Anwendung auf die Modulationsart CW (Morsecode) beschränkt, oder anders ausgedrückt, diese Betriebsart wieder zu neuem Leben erweckt. Alternativ ist bei Verwendung eines Varactor Vervielfachers auch NBFM (Narrow Band Frequency Modulation) möglich.

Mikrowellen haben den Vorteil dass der Empfang durch so gut wie keinen Störpegel (man made noise) beeinträchtigt wird und auf Grund der geringen räumlichen Abmessungen der Antennen die Aufstellung und der Betrieb, egal ob für portabel oder Feststationen, viel leichter zu bewerkstelligen ist, als auf KW oder UKW. Mikrowellenantennen weisen Antennengewinne auf, von denen man auf der (langen) Kurzwelle nur träumen kann. PLC (power line communications) und Sonnenflecken Abhängigkeit sind hier kein Thema.

Während das 3cm Band bei den Funkamateuren einen nachhaltigen und durchschlagenden Erfolg erreicht hat, hinkt die Anzahl der auf den mm Wellen experimentierenden Funkamateure etwas hinterher. Ein Grund mag sein, dass der Aufwand zur Herstellung und Betrieb von Transverter und Antennensysteme im oberen Mikrowellen (mm) Frequenzbereich noch immer als zu hoch eingeschätzt wird, was wir mit den Artikeln dieser Interessensgruppe entkräften möchten.

Ca. 90% der gesamten, den Funkamateuren überlassenen und zugewiesenen Frequenzbändern liegen im Mikrowellenfrequenzbereich. Dieses Potential sollte genutzt werden, ein Frequenzengpass wie auf den langwelligen Bändern ist hier vorerst nicht zu befürchten. Egal welche frequenzmäßige Beschränkung man sich auferlegt, für den experimentierfreudigen und technisch ambitionierten Funkamateure sind Mikrowellen das ideale Betätigungsfeld um Geräte und Einrichtungen noch selbst herzustellen und auszuprobieren.

Und, „last, but not least“ man braucht keinen PC. Zum Einstieg in die Mikrowelle empfiehlt sich das 3cm Band, hier findet man die größte Beteiligung und viel versprechende Ausbreitungsbedingungen, was absoluten Spaß und Erfolg garantiert.

• „the early days...“

Die Industrie hatte es schon lange mit den Mikrowellen. Radaranwendungen, Militärische Anwendungen, Richtfunkverbindungen und Raumfahrt waren die klassischen Treiber dieser Technologie. Bereits in den 30er Jahren war die SHF Technik industriell beherrschbar wenn auch die Auswahl an Bauteilen damals eine andere war. Die in den militärischen Anwendungen gewonnenen Erkenntnisse kamen den neuen zivilen Anwendungen zu gute und führten zur Entwicklung und Einsatz von modernen Bauteilen, Produkte, Anlagen und Anwendungen.

Im Gegensatz zur Industrie haben sich die Funkamateure im deutschsprachigen Raum nur sehr zögerlich der Mikrowellentechnik zugewandt. Grund war die damals (nicht ganz unberechtigte) Meinung dass die Herstellung von Anlagen und Geräte für den SHF Bereich, äußerst kompliziert und kostenintensiv sei. Eine weitere Begründung findet sich in der Annahme, dass die Reichweite von Funkverbindungen bei steigenden Frequenzen immer geringer werden würde (man verglich dabei die Kurzwelle mit dem 2m Band) und der Funkbetrieb auf Frequenzen oberhalb von 500MHz, keine nennenswerten Distanzen (DX) erlaubt.

Bei näherer mathematischer Betrachtung zeigte es sich allerdings, dass Funkverbindungen auch über größere Entfernungen unter „Line of Sight“ (LOS / optischer Sicht) Bedingungen selbst mit extrem kleiner HF Ausgangsleitungen und moderatem Antennengewinn möglich sind. In Folge wurde festgestellt dass, unter Tropo und Scatter Bedingungen Reichweiten, weit über den Optischen Horizont hinaus, erzielt werden können.

Die in der POLA-PLEXER bzw. in der GUNNPLEXER Zeit erzielten Weitenrekorde waren daher in erster Linie von den geographischen Gegebenheiten (Lage der Standorte) abhängig und da hatten in Europa die Alpenländer den Vorteil, über einige mehr als hundert(e) Kilometer lange hindernisfreie Funkfelder zu verfügen. Diese Umstände trieben die Mikrowellenfunkamateure in die Berge. Zur Planung solcher Funkverbindungen wurden wie auch in der kommerziellen Richtfunktechnik üblich, Geländeschnitte zwischen den gewählten Standorten angefertigt.

Diese Methode wird auch weiterhin zur Erzielung von Weitenrekorde im mm Bereich (ab 47GHz aufwärts) angewendet. Seit ca. 1990 wächst die Zahl an Stationen die vom Home QTH Schmalband Betrieb (CW, SSB, FM) auf den Mikrowellenbändern durchführen. Ein hindernisfreier Standort ist dabei von Vorteil, trotzdem wurden bereits Verbindungen über Regenscatter bzw. Tropobedingungen auch aus nicht optimalen Standorten getätigt.

Text von OE4WOG

[Das Reflexklystron](#)

[GUNN-Plexer](#)

[zurück zu Einleitung Mikrowelle](#)

Transverter Technik im Wandel der Zeit

Transverbertechnologie im Wandel der Zeit

vers. DB6NT 2.2008

Dieser Beitrag wurde von Michael Kuhne, DB6NT zur Verfügung gestellt,
im Namen der OEVSU Interessentengruppe bedanken wir uns herzlich für diesen
Beitrag, Editor: OE3W0G

Beschrieben wird die Entwicklung der Transverbertechnik zwischen 1977 und 2007 für das 10 GHz Amateurfunkband. Die Aufzählung der Veröffentlichungen ist bestimmt nicht vollständig, versucht aber einen kleinen Überblick der vergangenen 30 Jahre zu vermitteln.

Das erste QSO auf 10 GHz überhaupt fand 1946 in den USA zwischen W2RJM und W2JN statt. Die dabei überbrückte Entfernung lag bei 3 km.

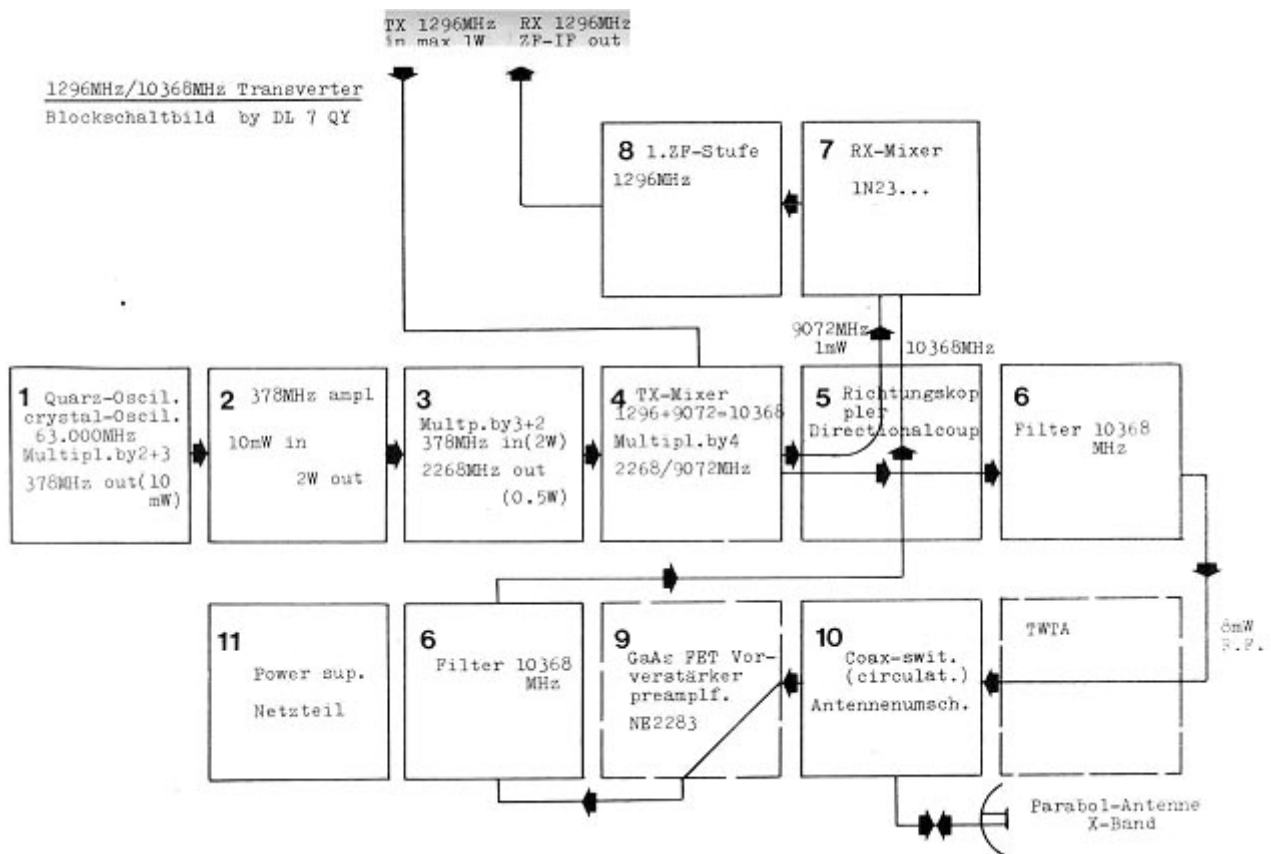
Nach dem Vortrag von Dr. Dain Evens, G3RPE, anlässlich der VHF-UHF-Tagung 1976, über die 10 GHz-Breitbandtechnik wurde in Deutschland eine sprunghafte Aktivitätssteigerung ausgelöst. G3RPE, schleppte so zu sagen den "10 GHz Bazillus" in Deutschland ein. Es wurden Gunn-Oszillatoren mit Durchblasemischer gebaut und auch in verschiedenen Zeitschriften veröffentlicht. Kommerziell gefertigte "Gunnplexer" HF-Module erfreuten sich größter Beliebtheit und trugen zur Aktivität bei. Dies wurde auch in den Contest-Statistiken sichtbar. Die damals maximal erreichten Entfernungen lagen bei ca. 100 km bei optischer Sicht (von Berg zu Berg).

1977 veröffentlichte Claus Neie, DL7QY, im DUBUS Magazin Heft 2/77 eine Gegenüberstellung der Systemempfindlichkeiten von Breitband- und Schmalbandtechnik im 10 GHz-Band. Diese Berechnungen zeigten eine Verbesserung von mehr als 30 dB. Im gleichen Heft erschien Seine Beschreibung des ersten 10 GHz-Transverters überhaupt. Die verwendete Zwischenfrequenz (ZF) war 1296 MHz.

Die technische Beschreibung dieses "frühen" 3cm Transverters:

Ausgehend von einem 63 MHz-Quarzoszillator wurde mit Vervielfacherstufen und Leistungsverstärkern eine LO-Frequenz (Lokaler Oszillator) von 378 MHz mit 2 W Leistung erzeugt. Danach folgten zwei weitere Diodenverdoppler, um bei 2268 MHz eine LO-Leistung von 0,5 W zu erzeugen. Zusammen mit der Zwischenfrequenz 1296 MHz wurde das LO-Signal auf eine im Hohlleiter befindliche Varaktor/Mischerdiode BXY40 gekoppelt.

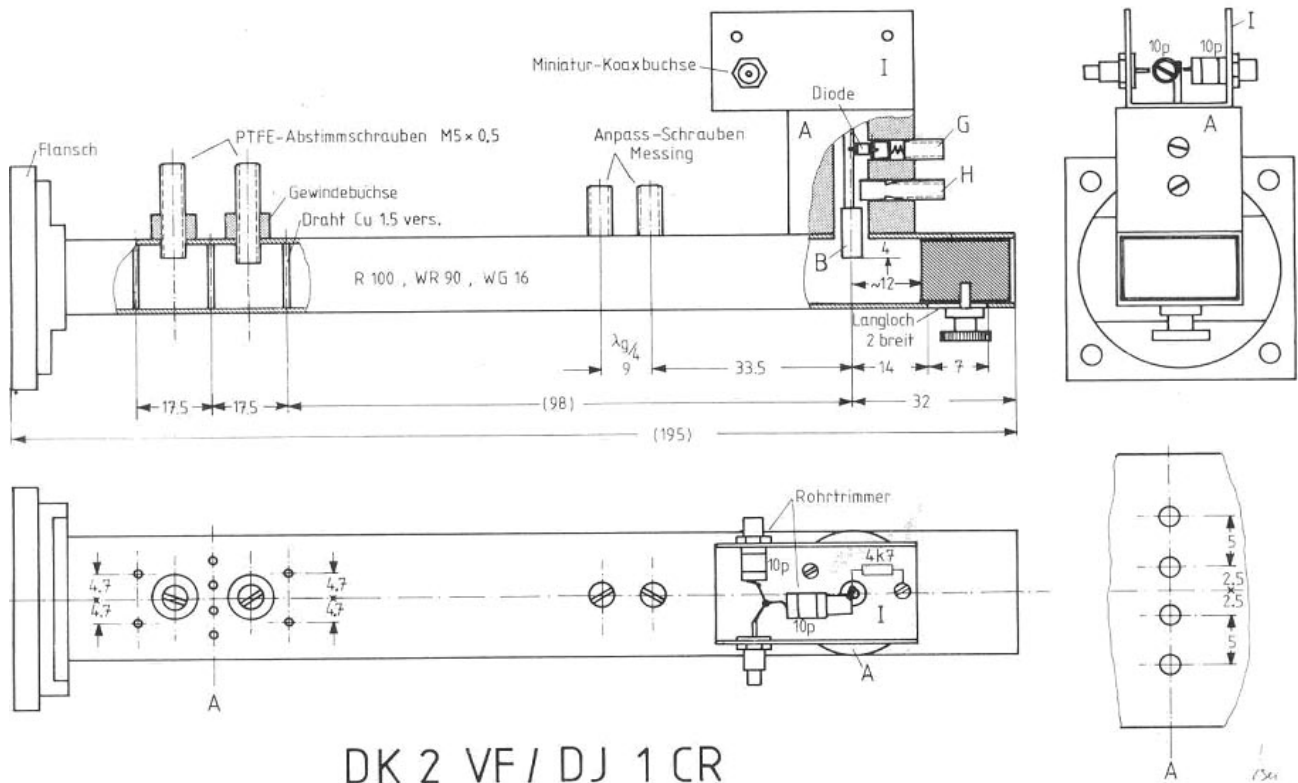
Nach einem Hohlleiterfilter standen 7 mW SSB-Sendeleistung zu Verfügung. Über einen Kreuzkoppler wurde der Empfangsmischer (1N23) mit LO-Leistung versorgt. Ein 10 GHz-Vorverstärker mit dem GaAs FET des Typs NE24483 wurde ebenfalls beschrieben. Der Aufbau erfolgte in verschiedenen Aluminiumfräsgehäusen in Kammerbauweise sowie mit verschiedenen Hohlleiterkomponenten.



1978 beschrieben DK2VF und DJ1CR in der Zeitschrift UKW-Berichte 4/78 einen Frequenzverneunfacher von 1152 MHz nach 10368 MHz. Diese Schaltung, angesteuert mit einer damals üblichen DC0DA-Frequenzaufbereitung für 1152 MHz, ergab ein sauberes 10 GHz CW-Signal, und fand als LO-Signalquelle und Bakensender Anwendung.

Technik:

Als Dioden fanden Snap Varactoren sowie Step Recovery Typen unterschiedlicher Hersteller Anwendung. Je nach Ansteuerleistung und Diode wurden Ausgangsleistungen bis zu 40 mW erreicht. .



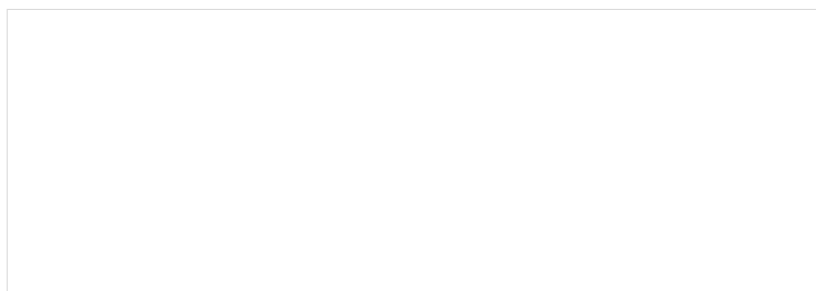
1980 veröffentlichten Harald Fleckner, DC8UG, und Günter Börs, DB1PM, in der Zeitschrift UKW-Berichte 1/80 Ihre Version eines 10 GHz-Transverters.

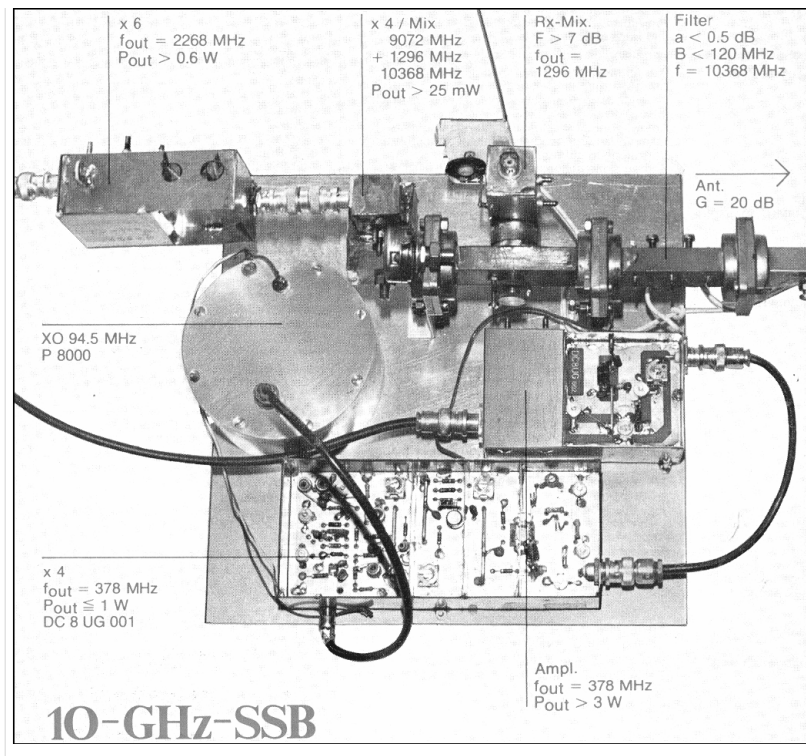
Technik:

Ausgehend von einem P8000 FET-Oszillator bei 94,5 MHz, der in einem kalten Thermostaten eingebaut war, wurde das Signal über mehrere Stufen vervielfacht und verstärkt. Diese Stufen waren in Platinen- und Kammerbauweise ausgeführt. Je nach verwendeter Frequenz konnte der LO für 144 MHz, 432 MHz oder 1296 MHz abgeglichen werden. Die 10 GHz-Stufen wurden in Hohlleitertechnik ausgeführt.

Als TX-Mischstufe wurde der Frequenzvervierfacher von 2,2 GHz auf 10 GHz mit genutzt (Subharmonischer Sendemischer / Aufwärtsmischer). Im Sendefall wurden ca. 25 mW SSB-Leistung erreicht.

Empfangsseitig erfolgte die Mischung in einem "Durchblasemischer" mit einer 1N23 E Diode. Die erreichten Rauschzahlen lagen je nach verwendeter Zwischenfrequenz bei ca. 10 dB NF.



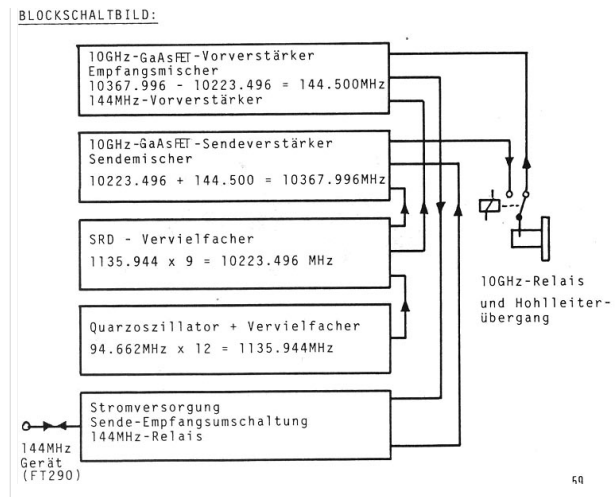


1984 beschrieb Peter Vogl, DL1RQ (DL8RAH), anlässlich der VHF-UHF-Tagung in München seinen ersten 10 GHz-Transverter.

Technik:

Ausgehend von einem P8000 FET-Oszillator bei 94,662 MHz wurde das Signal über mehrere Stufen vervielfacht und verstärkt. Diese Stufen und Filter waren komplett in Mikrostreifenleitungstechnik ausgeführt. Die damit erzeugten 1135 MHz mit >250 mW wurden auf einen Step Recovery Dioden- Verneunfacher (DK2VF / DJ1CR) gekoppelt. Danach folgten ein Hohlleiterfilter sowie Leistungsteiler für Sende- und Empfangsmischer. Der Sendemischer war in Hohlleitertechnik mit 1N415F und nachfolgendem Filter ausgeführt. Anschließend folgten zwei Verstärkerstufen mit MGF 1402 in Streifenleitertechnik, die das Sendesignal auf ca. 50 mW verstärkten.

Empfangsseitig erfolgte die Mischung in einem Mikrostrip-Diodenmischer und nachfolgendem ZF-Verstärker, der mit dem BFT66 Transistor bestückt war. Das Spiegelfrequenzfilter war wieder in Hohlleitertechnik realisiert. Ein Vorverstärker mit dem MGF 1402 verbesserte die Eingangsempfindlichkeit des Systems. Beschrieben wurde auch das selbstgebaute Sende-Empfangsrelais. Der hier beschriebene Transverter war wesentlich kompakter als die vorher beschriebenen Schaltungen und eignete sich daher besonders gut für portable Einsätze wie beim BBT (Bayrischer Bergtag).



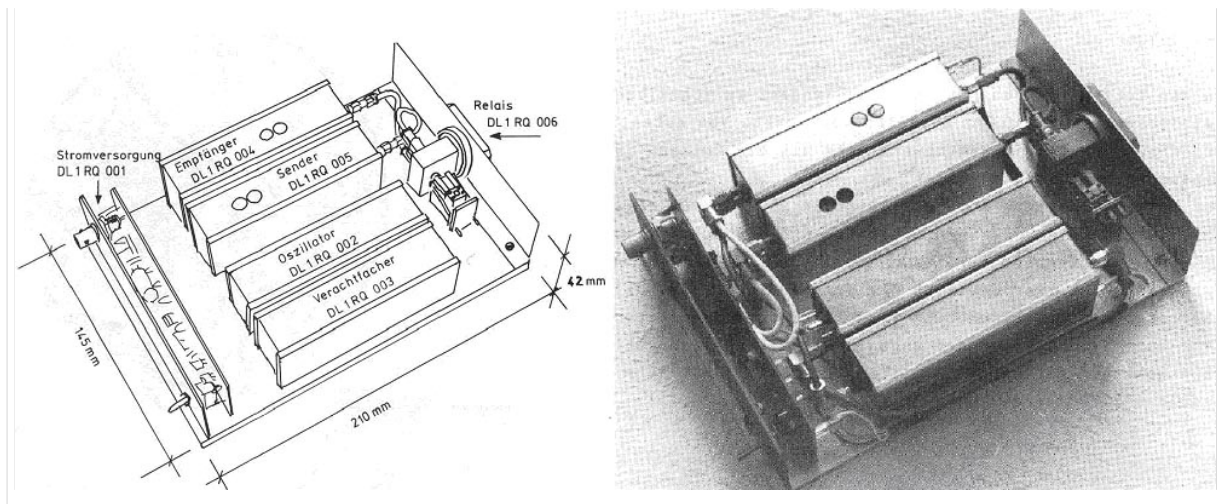
1986 veröffentlichte Peter Vogl, DL1RQ, im DUBUS Magazin 2/86 einen zweiten 10 GHz-Transverter.

Technik:

Ausgehend von dem bewährten P8002 FET-Oszillator bei 106,4947 MHz, der mit einer Heizschaltung versehen war, wurde das Signal über mehrere Stufen vervielfacht und verstärkt. Diese Stufen waren erstmalig ausschließlich mit Transistoren bestückt. Durch die Heizschaltung wurde eine erhebliche Verbesserung der Frequenzstabilität erzielt. Es wurden LO-Leistungen von 30 bis 40 mW bei 10,224 GHz erreicht.

Der Sendemischer war auch in Streifenleitungstechnik mit einer BAT 14 Schottky-Diode ausgeführt. Ein neuartiges Zweikreis-Hohlleiterfilter nach DC8NV diente zur Filterung des Sendesignals. Das Filter hatte besonders kleine mechanische Abmessungen und wurde in die Leiterplattenanordnung integriert. Danach folgten zwei Verstärkerstufen mit CFY 13 von Siemens, die ohne Gate-Vorspannung im IDSS-Mode betrieben wurden. Die erreichte Ausgangsleistung lag bei ca. 80 mW.

Empfangsseitig erfolgt die Mischung ebenfalls mit einer BAT 14 Schottky-Diode. Der nachfolgende ZF-Verstärker war mit dem BFT66 Transistor bestückt. Das Spiegelfrequenzfilter war wieder mit einem Hohlleiterfilter, wie im Sendezweig, bestückt. Ein Vorverstärker mit dem MGF 1402 verbesserte die Eingangsempfindlichkeit des Systems. Die gemessenen Rauschzahlen lagen bei 4 dB NF. Der hier beschriebene Transverter war noch wesentlich kompakter als die vorher beschriebenen Schaltungen und verzichtete fast völlig auf Hohlleitertechnik.



1987 veröffentlichte Heino Schübbe, DJ6JJ, im DUBUS Magazin 2/87 einen Transverter, der alle Stufen auf einer Teflonleiterplatte vereinigte. Damit war der "Einplatinen-Transverter" geboren. .

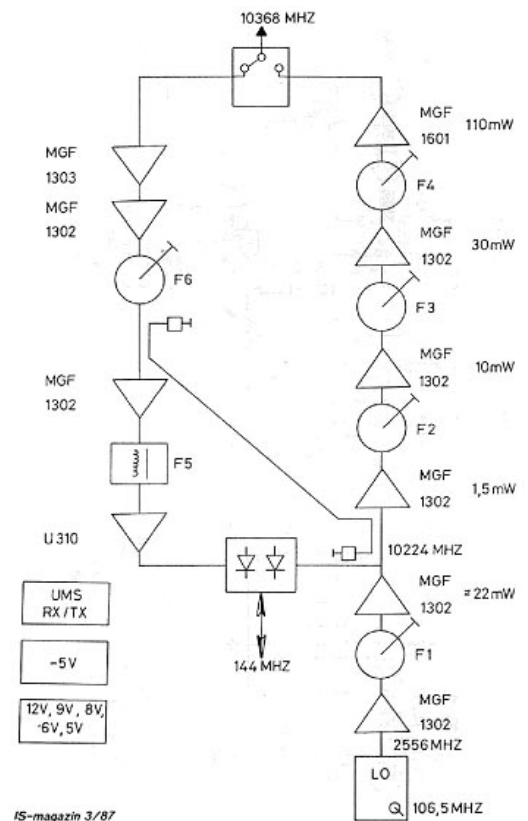
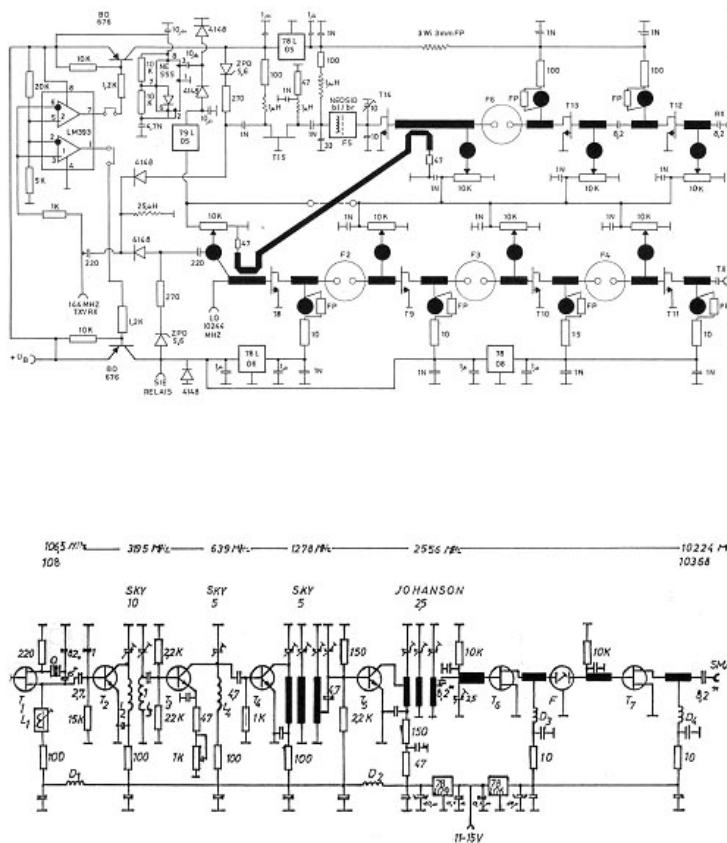
Technik:

Ausgehend von dem bewährten FET-Oszillator bei 106,5 MHz, wurde das Signal über mehrere Stufen vervielfacht und verstärkt. Diese Stufen waren ausschließlich mit Transistoren bestückt. Zur Selektion der LO-Frequenz wurde erstmalig ein Cavity-Filter (Töpfchenfilter) auf die Leiterplatte gelötet und mit Drahtstiften ein- und ausgekoppelt. Hinter dem nachfolgenden LO-Verstärker mit dem MGF 1302 standen 20 mW an Leistung zur Verfügung.

Der Sendemischer war ein FET-Mischer, der ebenfalls mit einem MGF 1302 ausgeführt war. Danach folgten weitere Verstärkerstufen, die jeweils mit Töpfchenfiltern verbunden waren. Als Endstufe wurde der MGF1601 GaAs FET eingesetzt, der eine Ausgangsleistung von >100 mW ermöglichte. Empfangsseitig erfolgt die Mischung wieder mit einem MGF 1302. Der nachfolgende ZF-Verstärker war mit dem U310 FET bestückt.

Als Spiegelfrequenzfilter wurde ein weiteres Töpfchenfilter eingesetzt. Ein zweistufiger Vorverstärker mit einem MGF 1303 im Eingang ermöglichte eine Gesamttrauschzahl von <3 dB NF bei einer Verstärkung von 16 dB. Die ZF-Umschaltung erfolgte über Dioden. Die Steuerung dafür wurde durch eine Schaltspannung über die ZF-Steuerleitung gewonnen.

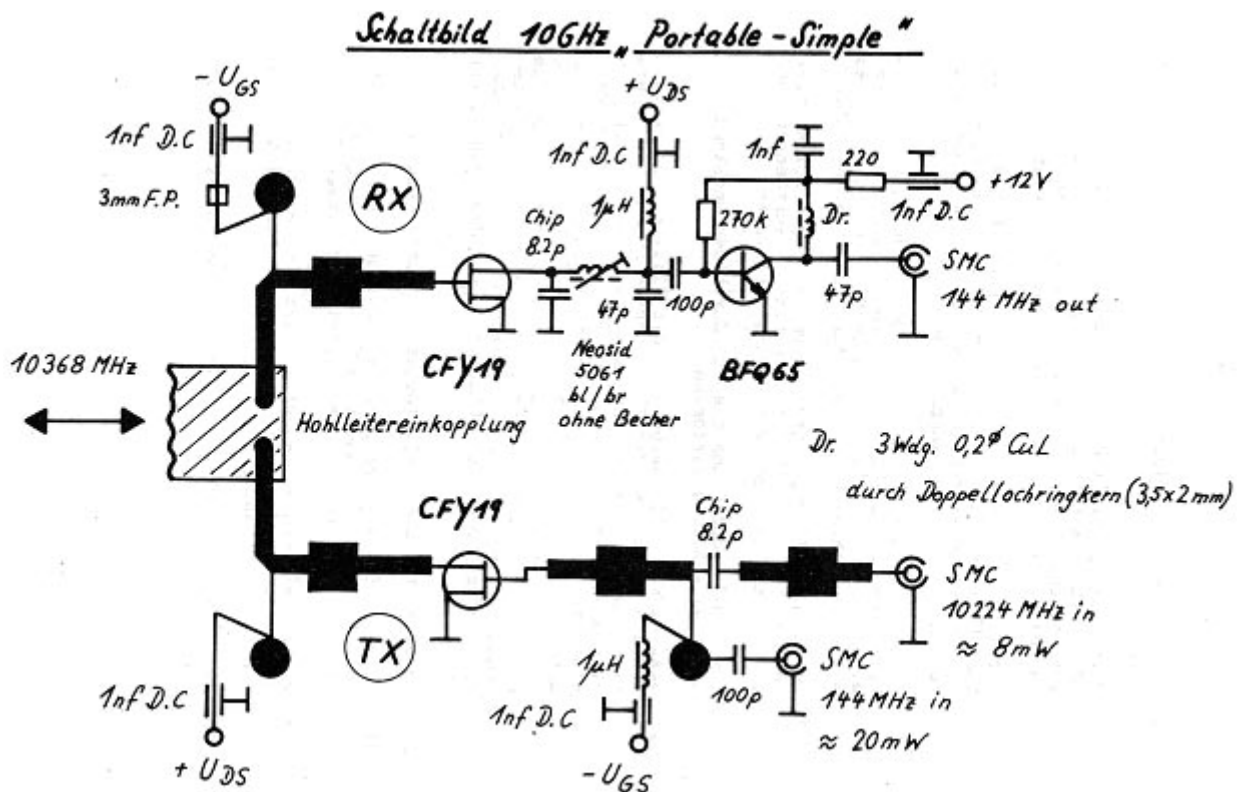
Der hier beschriebene Transverter war dank der Töpfchenfilter noch wesentlich kompakter als die vorher beschriebenen Schaltungen. Die Abmessungen der Teflonleiterplatte lagen bei 74 x 148 x 30 mm. Der Aufbau des Transvertes war sehr anspruchsvoll und kein Projekt für Einsteiger.



1988 beschrieb Jürgen Dahms, DC0DA, anlässlich der VHF-UHF-Tagung in München einen 10 GHz-Transverter, der auch als "Portable-Simple" bezeichnet wurde. Wie der Name schon verrät, ist die Schaltung sehr einfach gehalten und als Einstiegsprojekt für 10 GHz geeignet.

Technik:

Der Transverter bestand im Wesentlichen aus zwei einfachen GaAs FET-Mischern für Senden und Empfang, die mit CFY19 GaAs FETs bestückt waren. Der Aufbau erfolgte auf einer 70 x 40 mm großen Teflonleiterplatte, die direkt auf dem Hohlleiter montiert wurde. Die Einkopplung erfolgte über Koppelstifte. Auf Spiegelfrequenzfilter und HF-Verstärkerstufen wurde verzichtet. Beschreibung und Abgleichanleitung des Transverters waren besonders ausführlich.



1989 beschrieb Jürgen Dahms, DC0DA, in der Zeitschrift UKW-Berichte 1/89 die Schaltung der SSB Electronic Baugruppen XLO-1, XRM-1 und XTM-1. Diese Module wurden schon seit mehreren Jahren von SSB Electronic als Fertigmodul angeboten. Nach dieser Veröffentlichung war auch ein Bausatz erhältlich. Der Transverter war somit als Fertigmodul und als Bausatz erhältlich, was bisher einmalig war. Damit trug er in hohem Maße zur Belebung des 10 GHz-Bandes bei.

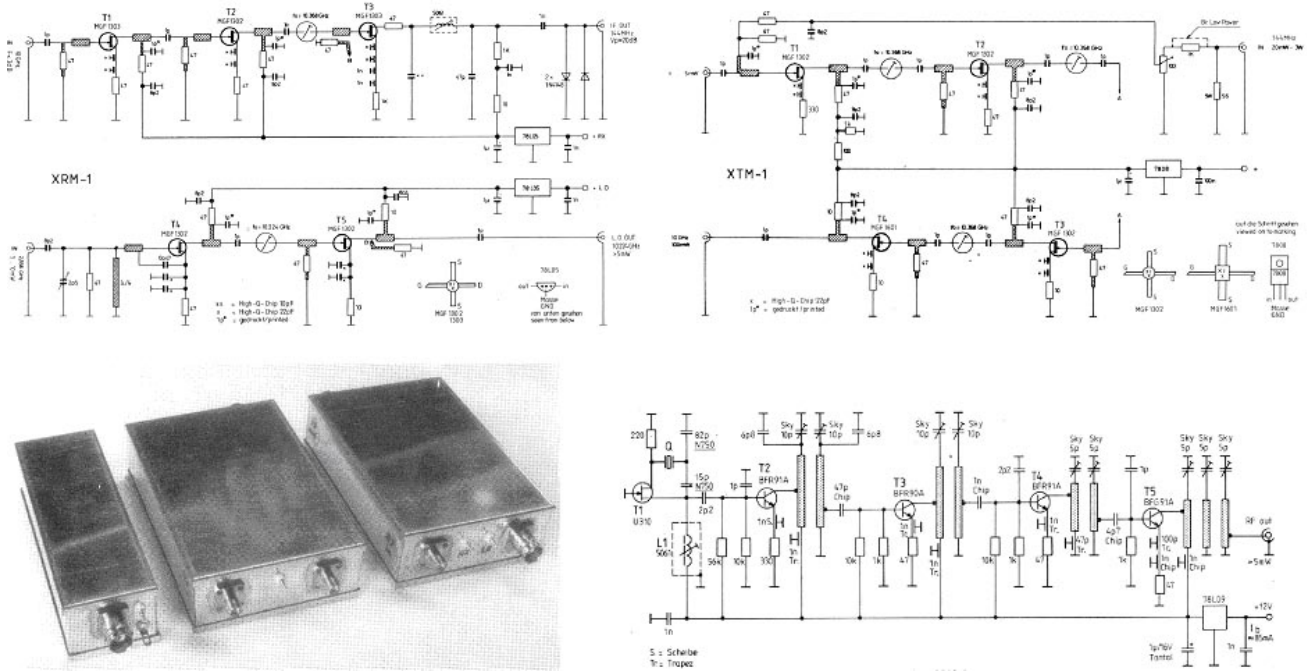
Technik:

Der Transverter teilte sich in drei Baugruppen auf:

- Oszillator-Baugruppe mit 2556 MHz Ausgang und einer Leistung von >5 mW
- Sendemischer mit maximal 200 mW Ausgangsleistung
- Empfangsmischer mit <2 dB NF und 20 dB Verstärkung

Der Oszillator war mit einem U310 FET bestückt und arbeitete auf 106,5 MHz. Danach wurde das Signal über mehrere Stufen vervielfacht. Diese Stufen und Filter waren komplett in Mikrostreifenleitungstechnik auf FR4-Leiterplatte ausgeführt.

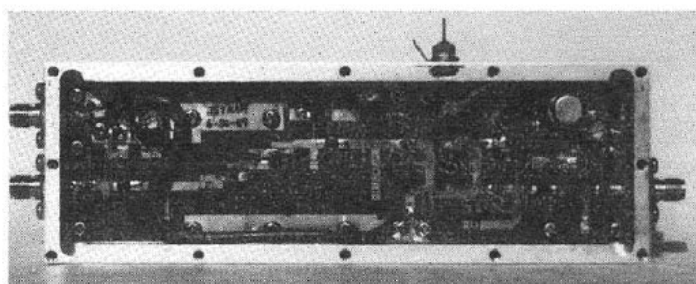
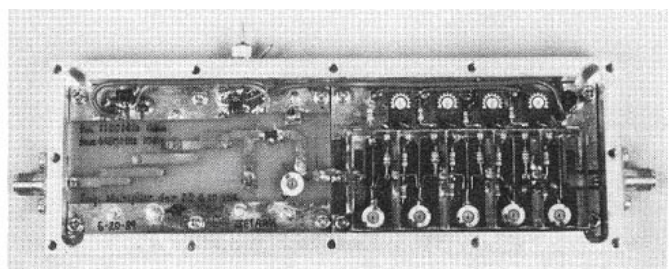
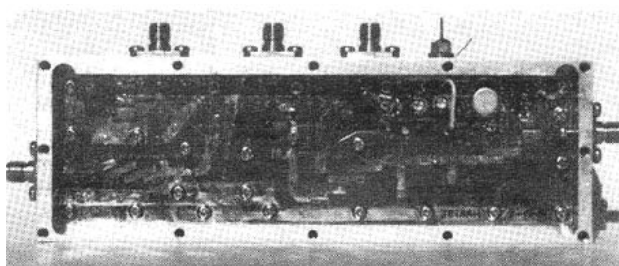
Der Aufbau der 10 GHz-Module erfolgte auf 0,79 mm starken Teflonleiterplatten. Dabei wurden die Arbeitspunkte der GaAs FETs über Source-Widerstände und spezielle Abblockkondensatoren eingestellt. Als 10 GHz-Filter wurden die Cavity-Filter (Töpfchenfilter) eingesetzt, die erstmalig von DJ6JJ beschrieben wurden. Die Ein- und Auskopplung der Töpfchenfilter erfolgte hier induktiv über Drahtschleifen.



1990 beschrieb Toshihiko Takamizawa, JE1AAH, im DUBUS Magazin 2/90 sowie im DUBUS Technik BUCH III seinen ersten 10 GHz-Transverter.

Technik:

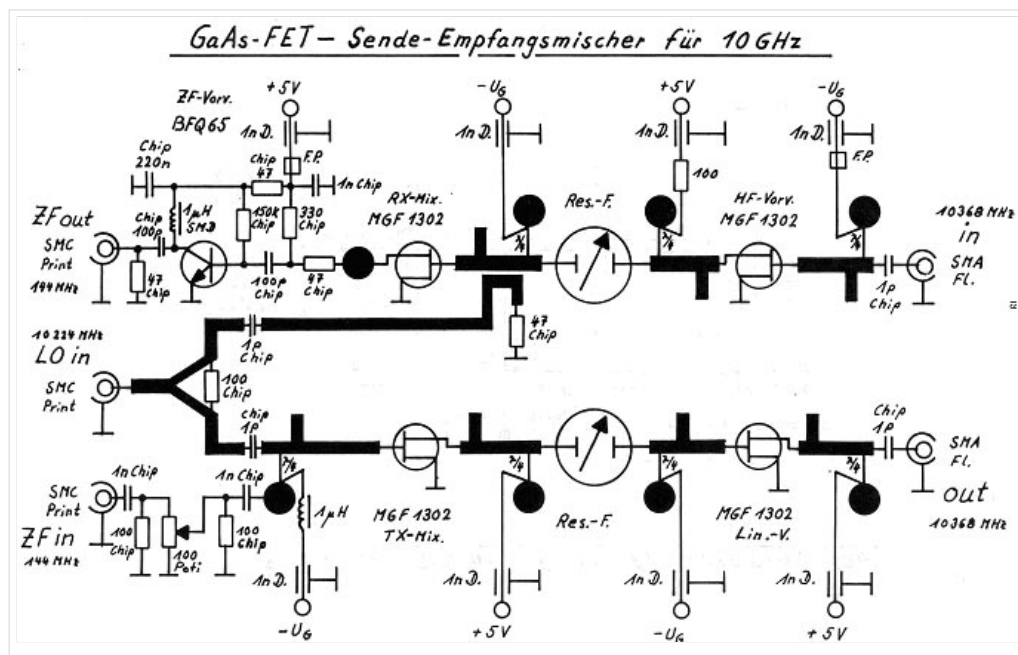
Erstmalig wurde bei der Frequenzaufbereitung von einem 1120 MHz PLL-Oszillator ausgegangen, der an einen 12,8 MHz-TCXO angebunden war. Die in verschiedenen Fräsgehäusen eingebauten Schaltungen verwendeten auch auf der 10 GHz-Seite Mikrostreifenleitungsfilter. Durch die eingeschränkte Selektion wurde eine Zwischenfrequenz im 23 cm-Band verwendet. Der Transverter fand in Europa nur wenige Nachbauer. .



1991 beschrieb Jürgen Dahms, DC0DA, anlässlich der GHz-Tagung in Dorsten einen zweiten 10 GHz-Transverter. Die hier vorgestellte Schaltung war eine Weiterentwicklung seines 1988 beschriebenen Transverters. Sie war sehr gut beschrieben und einfach nachzubauen.

Technik:

Das HF-Teil des Transverters war auf einer Teflonleiterplatte 55,5 x 111 x 30 mm untergebracht. Über einen Wilkinson-Leistungsteiler wurde die LO-Frequenz 10224 MHz auf Sende- und Empfangsmischer aufgeteilt. Die FET-Mischer sowie die Verstärkerstufen waren mit einem MGF 1302 ausgeführt. Die Selektion erfolgte mit dem nun mehr bekannten und bewährten Töpfchenfilter. Als ZF-Verstärker im Empfangszweig fand der BFQ65 Anwendung. Die Arbeitspunkteinstellung der Transistoren wurde auf einer eigenen Leiterplatte untergebracht. Die LO-Baugruppe bestand aus zwei weiteren Modulen. Zusammen bestand der Transverter aus vier bis fünf Einzelbausteinen. Die Ausgangsleistung wurde mit 20 mW und die Rauschzahl mit 6 dB NF angegeben.

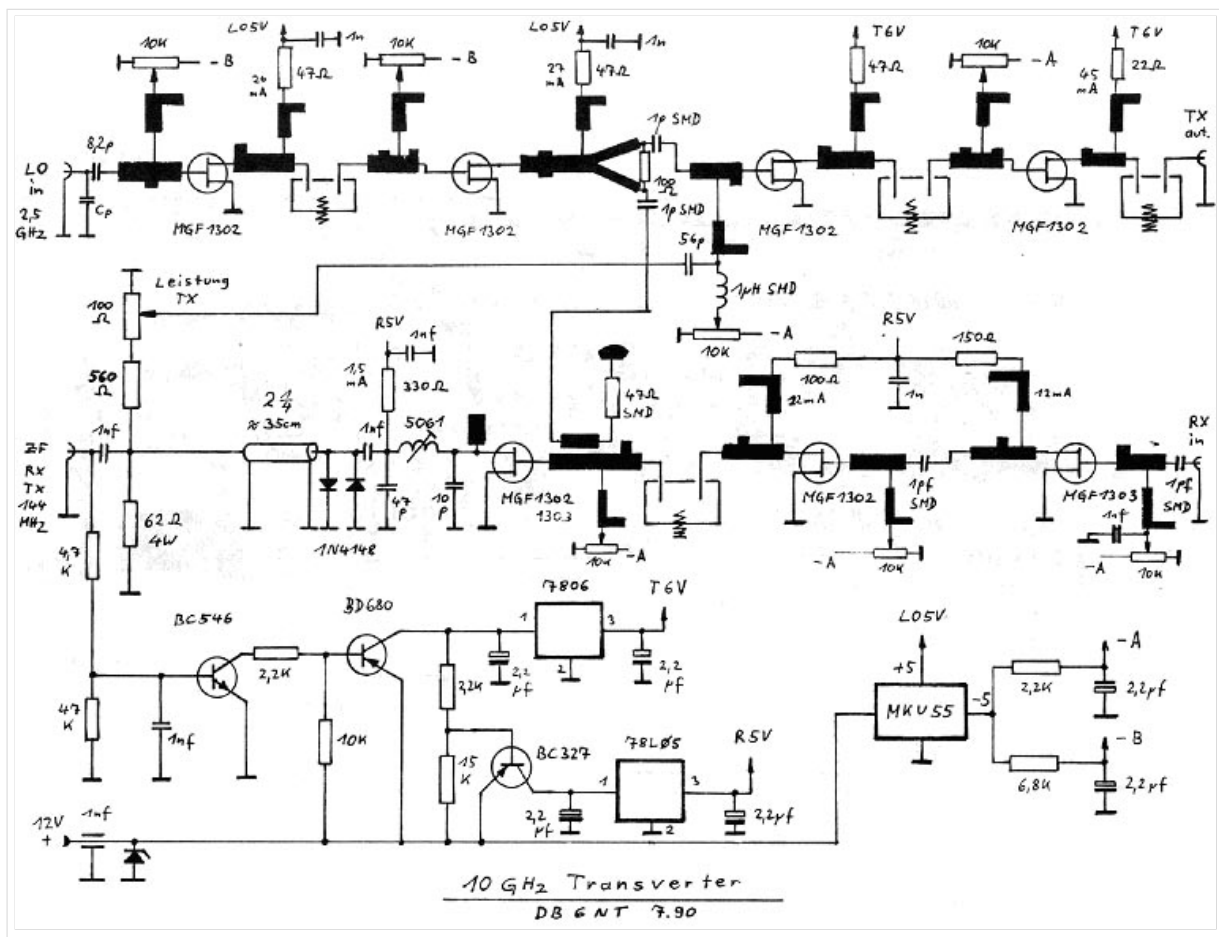


1991 beschrieb Michael Kuhne, DB6NT, anlässlich der GHz-Tagung in Dorsten einen ersten 10 GHz-Transverter. Eine Beschreibung wurde im DUBUS Magazin und im DUBUS Technik Buch III veröffentlicht. Der Transverter wird auch als Bausatz von der Firma EISCH in Ulm (www.eisch-electronic.com) angeboten. Leiterplatten sind ebenso erhältlich.

Technik: .

Ähnlich wie bei anderen Transvertern besaß das HF-Teil keinen eigenen Oszillator. 2556 MHz mit einer Leistung von 5 ...10 mW mussten extern eingespeist werden. Danach folgte eine FET-Vervierfacherstufe, die Selektion und ein LO-Verstärker mit anschließendem Leistungsteiler. Senderseitig wurde mit einem GaAs FET Mischer das 2 m-Signal auf 10368 MHz umgesetzt, gefiltert und nochmals verstärkt. Dabei wurden Ausgangsleistungen von 10 ... 20 mW erreicht. Diese Leistung reichte aus, um eine TWT-Verstärkerstufe oder eine externe Transistor-PA anzusteuern. Eine kleine 200 mW PA wurde separat beschrieben. .

Auf der Empfangsseite wurde das RX-Signal mit zwei Stufen verstärkt, gefiltert und mit einem GaAs FET auf die Zwischenfrequenz gemischt. Die Rauschzahl lag bei 2 dB NF bei einer Verstärkung von 20 dB. Zur Selektion kamen auch Töpfchenfilter zum Einsatz. Neu war das Integrierte ZF- Dämpfungsglied für 3 W Steuerleistung und die kontaktlose Umschaltung über ein Lambda/4 Koaxkabel. Somit konnte ein IC202 oder FT290 direkt ohne weitere Modifikation angeschlossen werden, was die Anwendung stark vereinfachte. Der Aufbau war sehr nachbausicher und ist bis heute sehr verbreitet. Der komplette Transverter bestand aus drei Modulen.



1992 beschrieb Peter Vogl, DL1RQ anlässlich der VHF-UHF-Tagung in München einen dritten Transverter, der mit einer Zwischenfrequenz im 70 cm-Band arbeitete und mit Microstripline-Filter ausgeführt war.

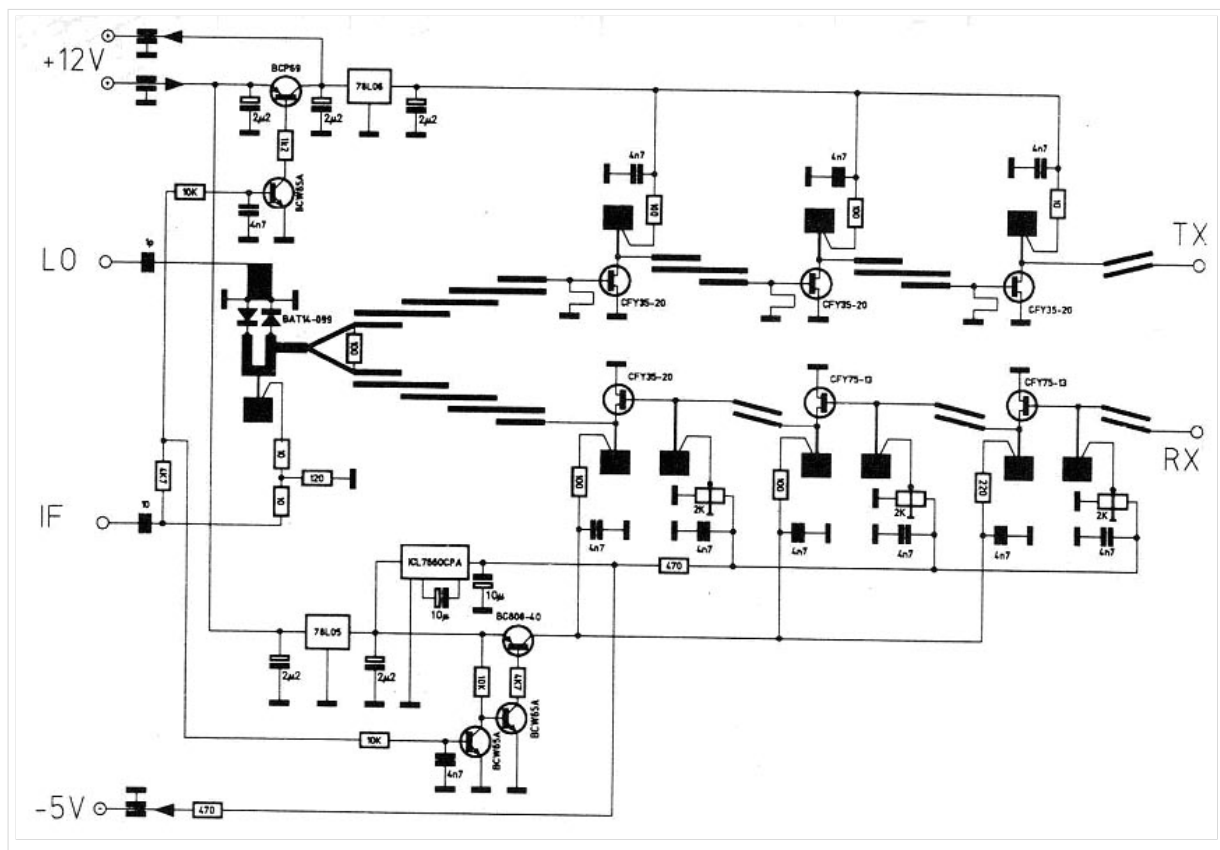
Technik:

Ähnlich wie bei anderen Transvertern, besaß das HF-Teil keinen eigenen Oszillator. 9936 MHz mit einer Leistung von 30 mW mussten extern eingespeist werden. Danach folgte ein Diodenmischer, der für Senden und Empfang benutzt wurde und das 70 cm-Signal jeweils umsetzte.

Nach dem Mischer erfolgte eine Leistungsteilung für den getrennten Empfangs- und Sendeweg, sowie jeweils die Spiegelfrequenzfilter, die in Microstriptechnik realisiert waren. Im Sendezweig wurde über drei Verstärkerstufen, die über weitere Filter gekoppelt waren, das Signal auf 50 mW verstärkt.

Auf der Empfangsseite wurde das RX-Signal mit drei Stufen verstärkt. Die Stufen waren mit Striplinekopplern verbunden. Danach folgte das Spiegelfrequenzfilter und dann der Mischer. Die Rauschzahl wurde mit 1,7 dB NF angegeben. Zum Einsatz kamen Transistoren der CFY-Reihe von Siemens.

Neu war die Kopplung und Selektion ausschließlich mit Microstrip-Technologie. Die dafür benötigten Berechnungen wurden mit MICROWAVE HARMONICA Software durchgeführt.



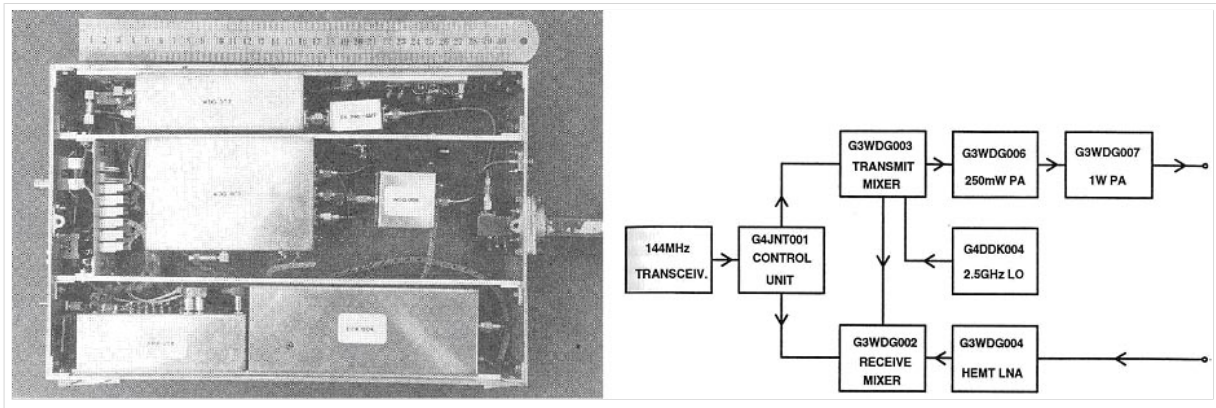
1993 beschrieb Sam Jewell, G4DDK, im DUBUS Magazin 3/93 sowie im DUBUS Technik BUCH IV seinen Transverter. Das System bestand aus mehreren Einzelbaugruppen und Leiterplatten. Die Baugruppen waren auch als Bausatz (von G3WDG) erhältlich.

Technik: .

Der 106,5 MHz-Oszillator war erstmalig mit einer Butlerschaltung ausgeführt. Danach folgten Vervielfacherstufen, die mit konventionellen Spulen und Streifenfiltern gekoppelt waren. Bei 2556 MHz wurde eine Leistung von 5 mW erreicht. Diese LO-Frequenz wurde im Sendemodul verstärkt und auf die Sende- und Empfangsmischer weitergeleitet. .

Empfangsseitig wurde ein zweistufiger Vorverstärker mit Töpfchenfilter, Diodenmischer und ZF-Verstärker eingesetzt. Die Rauschzahl wurde mit ca. 2,5 dB NF bei einer Verstärkung von ca. 25 dB angegeben.

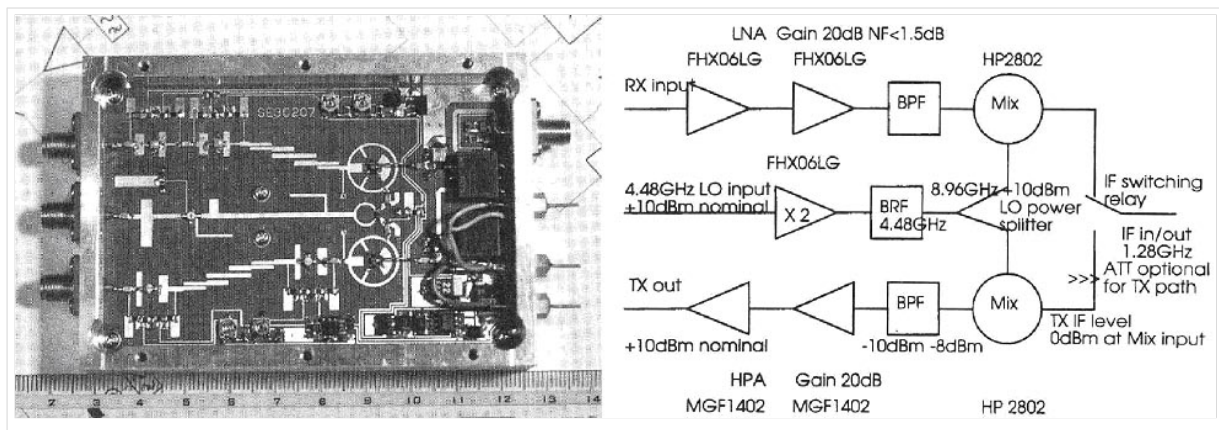
Sendeseitig wurde ein GaAs FET-Mischer sowie ein vierstufiger Verstärker verwendet, der über drei Töpfchenfilter gekoppelt war. Die Ausgangsleistung wurde mit 50 mW angegeben. Ferner wurde ein zusätzlicher Vorverstärker mit einer Rauschzahl von ca. 1 dB NF bei 12 dB Verstärkung und eine PA mit 250 mW beschrieben. Alles in allem wurden 6 bis 7 Module für das komplette System benötigt.



1995 beschrieb Toshihiko Takamizawa JE1AAH im DUBUS Magazin 2/95 sowie im DUBUS Technik BUCH V seinen zweiten 10 GHz-Transverter. Diese wurde von einem Freund Jun Shiozaki, 7N1OXG, entwickelt, der auch die Leiterplatten für 4500 Yen anbot. Bausätze waren erhältlich..

Technik:

Die auch hier extern einzuspeisende Oszillatorleistung betrug 10 mW bei 4,48 GHz. Nach einem Frequenzverdoppler mit Bandpassfilter wurde die LO-Leistung über einen Wilkinsonteiler auf die getrennten Rat-Race-Mischer für Senden und Empfang aufgeteilt. Microstrip-Bandpassfilter mit zweistufigen GaAs FET-Verstärkern sorgten für eine Ausgangsleistung von 10 mW und bei Empfang für eine Rauschzahl von ca. 1,7 dB NF bei 10 dB Verstärkung. Als ZF wurde das 23 cm-Band benutzt.



1997 beschrieb Matjaz Vidmar, S53MV, im DUBUS Magazin 3/97 sowie im Technik Buch IV einen SSB Transceiver mit Direktmischung nach der Phasenmethode.

Technik:

Die Frequenzabstimmung erfolgte über einen "gezogenen Quarzoszillator" mit Frequenzvervielfacher und Direktmischung in den NF-Bereich.

Die einzelnen Baugruppen waren in neun Weisblechgehäusen bzw. Leiterplatten untergebracht. Diese Transceiver wurden auch für andere Mikrowellenbänder beschrieben. Die kompletten Schaltungen sind auch auf seiner Webseite beschrieben: <http://lea.hamradio.si/~s53mv/>

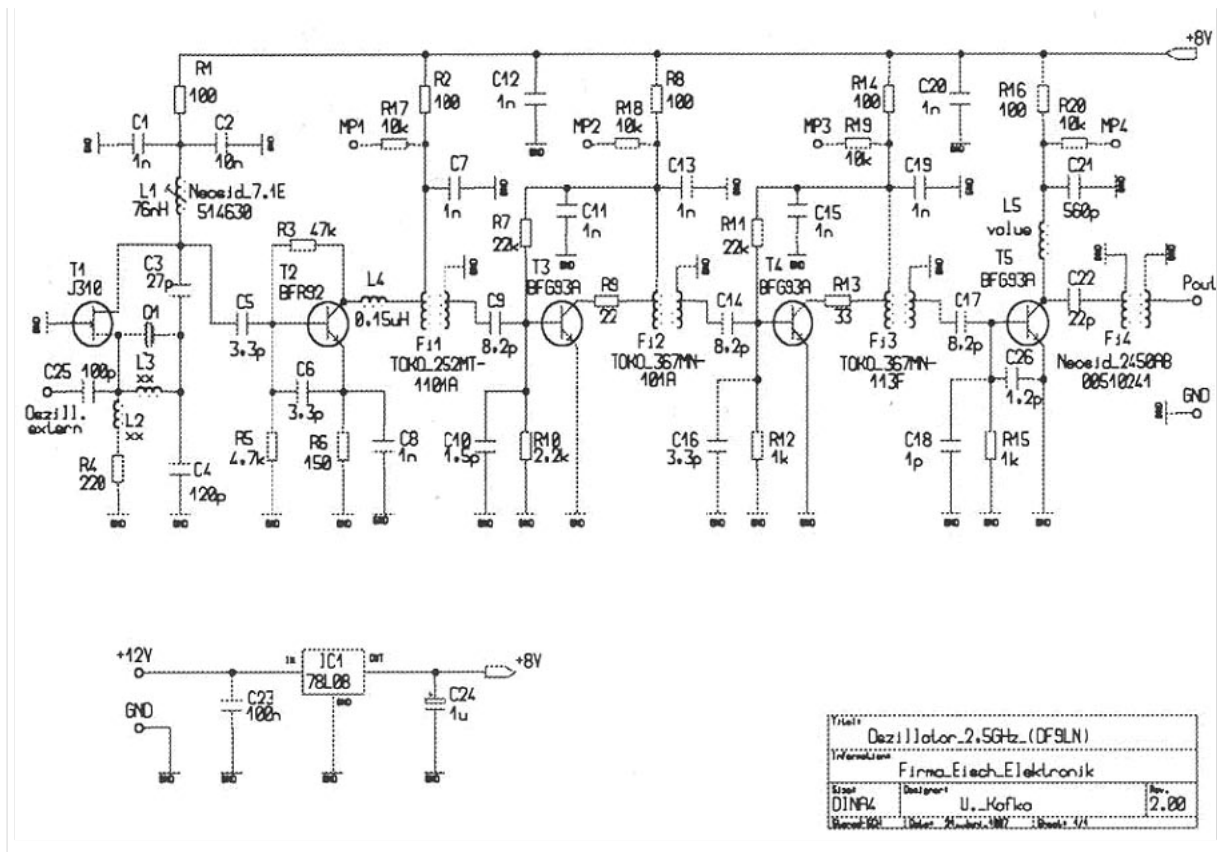
Datei:directconversion.JPG

600px

1998 beschrieben Uwe Nitschke, DF9LN, und U. Kafka, DC8SE, im DUBUS Magazin 1/98 eine 2,556 GHz-Oszillatorbaugruppe. Erstmals kamen dabei Helixfilter zur Anwendung, die eine sehr gute Selektion des Signals und einen einfachen Abgleich der Schaltung ermöglichten. . Das LO-Modul findet vor allem mit dem ersten DB6NT Transverter von 1991 Anwendung. Die Leiterplatten und Bausätze werden von der Firma EISCH in Ulm (www.eisch-electronic.com) angeboten.

Technik:

Der Oszillator war mit einem J310 FET bestückt und arbeitete auf 106,5 MHz. Danach wurde das Signal über mehrere Stufen vervielfacht. Diese Stufen waren komplett mit Helixfiltern gekoppelt und auf einer kommerziell gefertigten Leiterplatte untergebracht. Die Abmessungen betrugen 37 x 74 x 30 mm. Der Oszillatorbaustein ist sehr nachbausicher und nebenwellenarm.



1999 beschrieb Michael Kuhne DB6NT anlässlich der GHz-Tagung in Dorsten einen zweiten 10 GHz-Transverter. Die Unterlagen wurden auch im DUBUS Magazin 1/99 sowie im DUBUS Technik Buch IV veröffentlicht. Die Beschreibung ist auch auf der Webseite www.db6nt.de als PDF-Datei verfügbar. Die Baugruppe wird als Bausatz nach wie vor angeboten.

Technik:

Die als "Einplatinentransverter" konstruierte Schaltung ist im Gegensatz zu allen vorher veröffentlichten Schaltungen auf einer keramikgefüllten Leiterplatte realisiert. Das bringt den Vorteil einer höheren mechanischen Stabilität. Dies ist bei der verwendeten SMD-Technik von Vorteil, da bei mechanischer Beanspruchung des Transverters weniger Stress auf die Bauteile wirkt und die thermische Leitfähigkeit des Substrates eine bessere Wärmeverteilung gewährleistet. Durch das höhere "er" gegenüber dem bisher verwendeten Teflonmaterial ergeben sich auch mechanisch kleinere Filterstrukturen. Dadurch ist es möglich, die Schaltung auf einer kleinen Fläche zu realisieren.

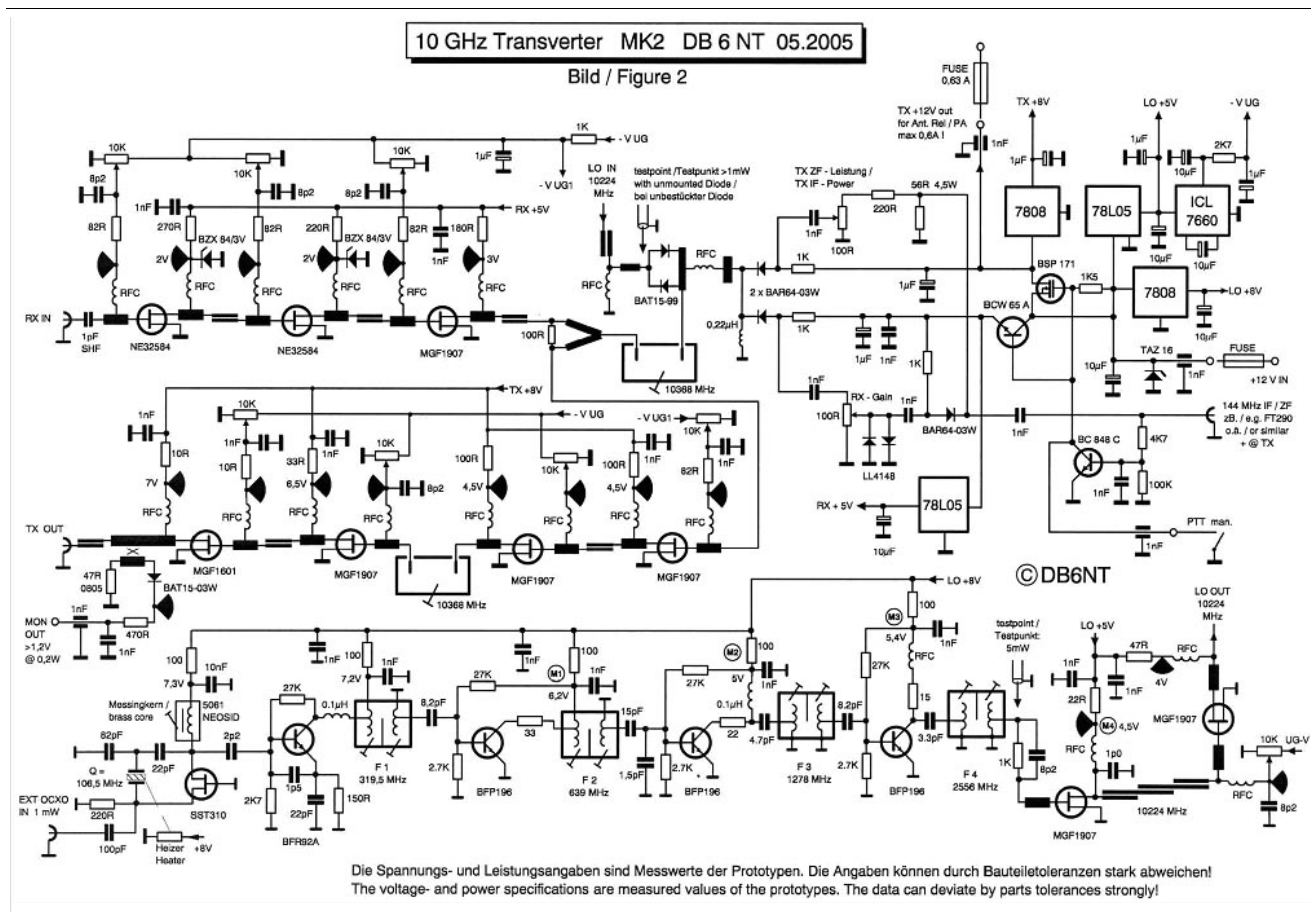
Im Empfangszweig wurden zwei GaAs FETs NE32584C von NEC eingesetzt. Diese Transistoren sind auch heute noch wegen ihrer hohen Stabilität sehr beliebt. Die elektrischen Streuungen sind extrem klein und garantieren eine hohe Reproduzierbarkeit von Mikrowellenschaltungen. Zwischen den Stufen dienen Filterstrukturen zur Kopplung. Ein einfach balancierter Diodenmischer mit vorgeschaltetem HQ-Resonator zur Spiegelfrequenzunterdrückung setzt das Signal in den ZF-Bereich um. Die Gesamtrauschzahl beträgt 1,2 dB NF bei 20 dB Verstärkung.

Die Verstärkung lässt sich getrennt für Sende-und Empfangszweig einstellen. Zur ZF-Umschaltung von Senden auf Empfang wurden PIN-Dioden eingesetzt. Die maximale ZF-Steuerleistung beträgt 3 W. Somit konnte wie bei der ersten Version ein IC202 oder FT290 direkt ohne weitere Modifikation angeschlossen werden, was die Anwendung stark vereinfachte.

Der auch im Sendeteil benutzte Diodenmischer setzt das Signal auf 10 GHz um. Das Spiegelfrequenzfilter des Empfängers wird auch im Sendefall genutzt. Ein Wilkinsonteiler teilt die Signalwege. Im folgenden Sendeverstärker werden GaAs FETs MGF1302 (jetzt MGF1907) eingesetzt. Ein weiteres Filter sorgt für eine Erhöhung der Nebenwellenunterdrückung.

In der Endstufe findet der MGF1601 Anwendung. Die Ausgangsleistung beträgt >200 mW. Am Ausgang ist ein Mikrostripline-Richtkoppler mit Schottkydiode eingebaut, der proportional zur Ausgangsleistung eine Gleichspannung abgibt. Diese Spannung dient im Betrieb zur Überwachung der Ausgangsleistung und ist beim Abgleich ohne Leistungsmesser hilfreich.

Der Quarzoszillator bei 106,5 MHz war in den ersten Jahren mit einem PTC-Quarzheizer stabilisiert. Es kam ein 40 °C-Thermostatenquarz zum Einsatz. Nach dem die Firma MURATA die Produktion der Heizer einstellte, wurde der Präzisionsheizer QH40A eingesetzt. Die auf einem kleinen Keramikhybrid aufgebaute Schaltung ergab eine weitaus höhere Temperaturkonstanz und somit auch eine höhere Frequenzstabilität. Wurde ein Quarz mit 103,5 MHz bestückt, konnte ohne weitere Änderung der Abgleich auf 432 MHz Zwischenfrequenz erfolgen. Dadurch stieg die Nebenwellenunterdrückung auf 55 dB. Eine Transientenschutzdiode TAZ wurde eingebaut, um den Transverter bei zu hoher Versorgungsspannung oder Verpolung durch eine externe Sicherung zu schützen. Dies ist in der Praxis im Laboraufbau und im Portabeleinsatz von unschätzbarem Wert, hi.



2008 Beschrieb Michael Kuhne DB6NT anlässlich der VHF-UHF-Tagung in München seinen dritten 10 GHz-Transverter. Diese Baugruppe wird nur als Fertigmodul angeboten.

Technik:

Die Technik entspricht weitgehend der Version des 1999 entstandenen Transverters 10G2. Es wurden jedoch alle Erkenntnisse der letzten Jahre in die neue Version 10G3 eingebracht.

1.) Frequenzanbindung an eine 10 MHz Referenzquelle

Für EME, WSJT sowie TROPO DX ist eine sehr hohe Frequenzstabilität erforderlich. Bisher verwendete 106,5 MHz OCXOs, die als externe Quelle eingespeist wurden, sind nicht immer frequenzstabil. Sie unterliegen einer mehr oder weniger hohen Alterung und besitzen nur eine eingeschränkt gute Rückkehrgenauigkeit. Bei dieser Transverterversion wurde der beheizte Quarzoszillator beibehalten, jedoch ist es möglich, mit einer Abstimmidiode und einer extrem langsamen PLL diese Frequenz an eine externe 10 MHz-Referenzquelle anzubinden.

Die PLL-Schaltung arbeitet mit einer Schleifenfilterfrequenz im Hertzbereich. Dadurch wird praktisch das Seitenbandrauschen nicht verschlechtert und die guten Eigenschaften des Quarzoszillators werden beibehalten. Die 10 MHz können von hoch stabilen OCXOs, Referenzoszillatoren von Frequenzzählern, Rubidium-Frequenznormalen oder GPS-gesteuerten Referenzquellen stammen. Wird keine externe Referenzquelle eingespeist, oder fällt diese aus, arbeitet der Quarzoszillator ganz normal als temperaturkompensierter Oszillator weiter.

2.) Einbau eines 5 W-Dämpfungsgliedes im ZF-Sendeteil

Viele in den letzten Jahren auf den Markt gekommenen 144 MHz-Transceiver können nicht weniger als 5 W Sendeleistung abgeben. Dies erforderte eine Anpassung der Schaltung und den Einbau eines zweipoligen Relais für die ZF-Umschaltung. Dadurch ist ein sicherer Betrieb auch bei 5 W ZF-Leistung möglich.

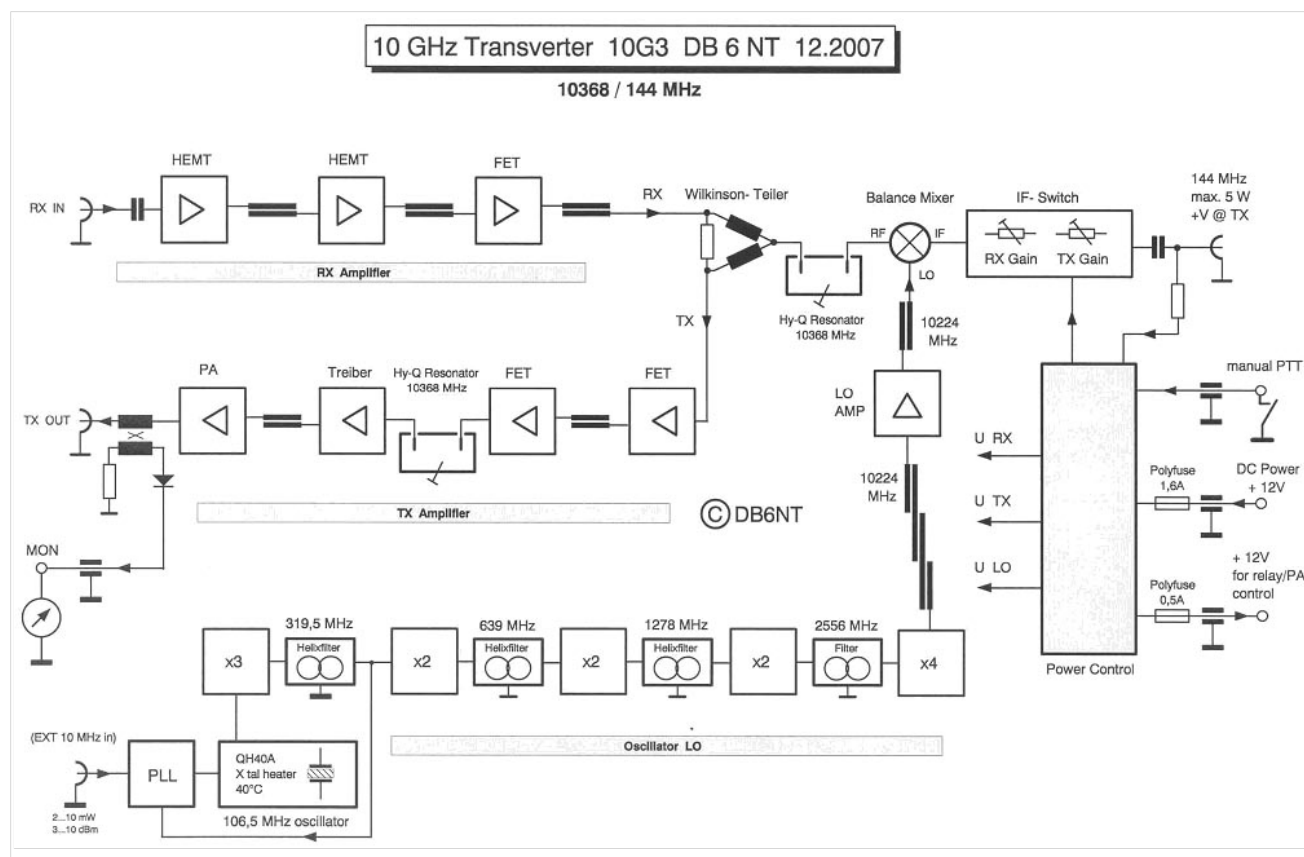
3.) Polyfuses

Selbstrückstellende Sicherungen (Polyfuses) verhindern eine Beschädigung des Transvertermoduls, besonders beim Portabeleinsatz.

4.) Automatische Arbeitspunkteinstellung der GaAs FETs garantieren auch bei verschiedenen Arbeitstemperaturen der Baugruppe optimale Parameter.

5.) Ein interner Sequenzer sorgt für eine sichere zeitgesteuerten Sende-Empfangsumschaltung.

6.) Um die Zuverlässigkeit weiter zu verbessern, wurden die Tantalkondensatoren durch Keramikcondensatoren ersetzt.



Zusammenfassung:

Ich denke, dass die Transverterentwicklung der vergangen 30 Jahre dank der Halbleitertechnologie, der Mikrostreifenleitertechnik und anderer kleiner Verbesserungen zu einer gewaltigen Aktivitätssteigerung führte. Wenn auch durch die Autoren verschiedene Ziele und Prioritäten bei der Entwicklung ihrer Transverter verfolgt wurden. Top Contest-Stationen erreichen heute knapp 100 Stationen auf 10 GHz und übertreffen die QSO-Zahlen im 13 cm-

Band. Die Betriebsart Regenscatter erfreut sich einer großen Beliebtheit und ermöglicht auch QSOs über 400 km mit kleiner Sendeleistung von schlechteren Standorten aus. Die derzeitigen Entfernungsrekorde auf 10 GHz in SSB/CW liegen via Tropo bei 2079 km und mit Regenscatter bei 1008 km. Contest-QSOs über 500 km bei normalen Bedingungen mit gut ausgerüsteten Stationen von guten Standorten sind keine Seltenheit.

Im Durchschnitt werden Sendeleistungen von 5 W verwendet. Clubstationen haben bis zu 50 W. Die Antennen sind Parabol Spiegel bis zu einem Durchmesser von 3 m. Für EME sind die Antennen oft noch größer. Die Transverter werden dabei meist direkt an der Antenne montiert. Leider ist die Selbstbauleidenschaft stark zurückgegangen. Es wird oft auf fertige Module zurückgegriffen, die dann zu einem fertigen Gerät komplettiert werden.

Hinweise:

Die Schaltungsauszüge sind aus folgenden Literaturquellen entnommen:

- DUBUS Magazin sowie die DUBUS Technik Bücher
- Zeitschrift UKW-Berichte Baiersdorf
- Tagungsbände der VHF-UHF-Tagung in München
- Tagungsbände der GHz-Tagung in Dorsten
- Tagungsbände der UKW-Tagung in Weinheim

Ich danke allen Autoren für Ihre Unterstützung,

Michael Kuhne, DB6NT

[zurück zu GUNN-Plexer](#)

[zurück zu Die Entwicklung der Mikrowelle im Amateurfunk](#)