OV HERRLICHKEIT LEMBECK

13.
GHZ-TAGUNG
VHS-DORSTEN
10.2.1990
TAGUNGSBAND

BEITRAEGE: DCODA, DF9IC, DJ4GC,
DC3QS, DK1AG, DK2DB, DK3FF

REDAKTION: PETER RAICHLE DJ6XV

Einfache Meß- und Abgleichhilfsmittel für den UHF-Bereich

Wolf-Henning Rech, DF9IC, Schöllbronner Str. 28, 7500 Karlsruhe 51

1. Einleitung

Neben dem primären Zweck des technischen Eigenbaus im Amateurfunk, nämlich dem Aufbau von Baugruppen, die unmittelbar für den Einsatz im Funkbetrieb bestimmt sind, ist ein wichtiger Bereich auch die Erstellung von Meßgeräten insbesondere für HF-Messungen. Der Eigenbau von Meßgeräten wird für den Funkamateur ein umso dringlicheres Anliegen, je schwieriger solche auf anderem Wege beschaffbar sind, d.h. durch Neukauf, Erwerb von Surplus-Geräten oder Entleih bzw. Mitbenutzung anderweitig, etwa bei Firmen oder Instituten vorhandener Meßeinrichtungen. Während letzteres Verfahren natürlich am einfachsten ist, aber nur einem eingeschränkten Personenkreis offensteht und außerdem dazu verführt, daß man unter quasiprofessionellen Randbedingungen mit einen übermäßig hohen meßtechnischen Aufwand arbeitet, sich daran gewöhnt und dann sozusagen ohne Spektrumsanalysator keinen Quarzoszillator mehr in Betrieb nehmen kann, kommt der Neukauf aus Preisgründen in der Regel nur für einen sehr kleinen Satz an einfachen Meßgeräten in Frage. Surplus-Käufe können oft zu akzeptablen Preisen gute Komponenten liefern, Standardmeßgeräte sind aber auf Flohmärkten meist nur recht teuer oder in sehr veralteten Bauformen zu finden. Schließlich muß man in diesem Fall ggf. auch bereit sein, mehrere Jahre zu suchen und dann doch mit einem Kompromiß vorliebzunehmen. Mit wachsender Frequenz wachsen auch die Preise der dafür bestimmten Meßgeräte ins unermeßliche.
Außerdem gibt es einen Kreis von Funkamateuren, die Meßgeräte als l'art pour l'art aufbauen, weil die dabei anstehenden technischen Probleme sie faszinieren, insbesondere die Anforderungen an die Breitbandigkeit der eingesetzten Schaltungen.
Aus all diesen Gründen sind zahlreiche Entwicklungen von Funkamateuren im Bereich der HF-Meßtechnik publiziert, wie der Anhang und das Literaturverzeichnis belegen.

2. Anforderungen

Mancher wird sich beim Lesen des Titels über die Beschränkung auf den UHF-Bereich gewundert haben. Zunächst sei darauf hingewiesen, daß entgegen permantentem Mißbrauch des Begriffs SHF dieser Frequenzen ab 3 GHz (bis 30 GHz) bezeichnet und die Bänder bei 1,3 GHz und 2,3 GHz zum UHF-Bereich gehören (300 MHz bis 3 GHz, im deutschen auch als Dezimeterwellen bezeichnet). Außerdem ist diese Beschränkung auch nicht als harte Grenze zu verstehen, sondern soll lediglich den Schwerpunkt kennzeichnen.
Was soll überhaupt gemessen werden? Ohne Wertung der Reihenfolge sei genannt: Leistung, Spektrum, Frequenz, Rauschzahl, Verstärkung, Anpassung, Kompression, Intermodulation, Vierpolparameter. Wieviele der genannten Größen wie genau bestimmt werden müssen, hängt davon ab, ob es sich um eine Eigenentwicklung oder den Nachbau eines bewährten Konzeptes handelt und welche Anforderungen an die zu messende Baugruppe gestellt werden.
Beispielsweise läßt sich eine 1,2 GHz-Frequenzaufbereitung mit etwas Erfahrung nur mit einem analogen Gleichspannungsmesser abgleichen (lediglich für das Ausgangsbandfilter braucht es einen unkalibrierten Diodenmeßkopf), wenn:

1. alle Filter richtig dimensioniert sind,
2. keine Stufe schwingt,
3. der Abstimmbereich der Filter schmal genug ist oder man wenigstens weiß, welche Resonanz die richtige ist,
4. keine technischen Daten ermittelt werden, sondern nur die Funktion sichergestellt werden soll.

Entfällt eine der Voraussetzungen oder ist es der erste Versuch im UHF-Eigenbau, so stellt sich leicht eine gewisse Hilflosigkeit ein und es kommt rasch der Wunsch nach einen Spektrumsanalysator auf (dabei sind die meisten Probleme auch anders zu lösen: Abstimmung durch Absorptions- oder Resonanzfrequenzmesser, Schwingen durch Beobachtung der Arbeitspunkte auf Hysterese und Sprünge, ev. Beobachtung der Betriebsspannungen mit einem Oszilloskop zum Nachweis von parametrisch induzierten Kippschwingungen und Betrieb einer Handfunke in unmittelbarer Umgebung: Rauschsperre geht auf = Stufe schwingt).
Dieses Beispiel wurde bewußt gewählt, da über den Abgleich einer (ähnlichen) Frequenzaufbereitung hier vor einem Jahr im Detail berichtet wurde [48],[49]. Beim Lesen der sehr ausführlich gehaltenen Abgleichanweisung stößt man auf mehrere benötigte Meßgeräte: einen thermischen Leistungsmesser, einen Absorptionsfrequenzmesser und einen abstimmbaren Hohlraumresonator. Während es für den Leistungsmesser und den Hohlraumresonator Beschreibungen jüngeren Datums gibt, datiert die des Absorptionsfrequenzmessers von 1976, und eine neuere Version ist dem Autor wenigstens nicht bekannt. Wer hat schon so ein Gerät (der Autor nicht)?
Eine ganz andere Problematik tut sich auf, wenn man selbst neue Baugruppen entwickeln und diese dann vielleicht auch anderen zum Nachbau zugänglich machen möchte; nach dem Motto "Alles schwingt, nur der Oszillator nicht" verhalten sich die meisten Schaltungen zunächst einmal ganz anders als geplant, so daß massiver Einsatz von Meßtechnik nötig wird, um den Überblick zu behalten. Auch wenn die Baugruppe dann funktioniert, besteht doch meist der Wunsch, Kennwerte möglichst genau zu ermitteln, wozu Meßgeräte einer höheren Qualität nötig werden.
In beiden Fällen sind Meß- (zur Ermittlung von Eigenschaften) und Abgleichhilfsmittel (zum Abgleich einer Baugruppe) notwendig, die in großem Umfang im Eigenbau erstellt werden können.
Im folgenden werden drei Meßgeräte vorgestellt, die aktuell beim Autor entstanden sind und bei denen besonderer Wert darauf gelegt wurde, daß sie leicht nachbaubar sind und ihrerseits ohne aufwendigen Abgleich auskommen. Ein ausführlicher Anhang beschreibt darüber hinaus Meßverfahren und gibt einen teils wertenden Überblick über publizierte Baubeschreibungen für Meßgeräte; er ist nicht Bestandteil des Vortrags, sondern als ergänzende Information und "Lektüre für zu Hause" gedacht.

3. Breitbandverstärker 0...1,8 GHz

Der im folgenden beschriebene Breitbandverstärker zeichnet sich vor allem durch eine sehr geringe Welligkeit der Leistungsverstärkung und eine vergleichsweise gute Anpassung an Ein- und Ausgang aus, ist also prädestiniert als Meßverstärker. Die schlechte Rauschzahl und die hohe Stromaufnahme spielen in derartigen Anwendungen meist nur eine untergeordente Rolle.

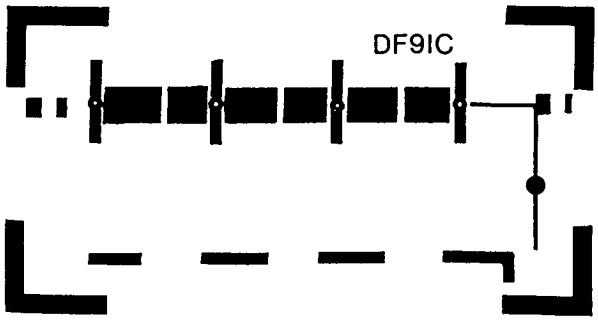


Bild 3.1 Breitbandverstärker: Platinenlayout Epoxid 1,5 mm

Die technischen Daten im einzelnen:

- Leistungsverstärkung:	Absolutwert	27 dB
	Welligkeit	
	bis 1.0GHz	+/- 0.5 dB
	bis 1.8GHz	+/- 1.0 dB
	Grenzfrequenz -1dB	1,8 GHz
- Eingangsanpassung:	bis 1,8 GHz	>15 dB
- Ausgangsanpassung:	bis 1,0 GHz	>20 dB
	bis 1,6 GHz	>15 dB
	bis 1,7 GHz	>10 dB
- Rauschzahl:	mit Frequenz leicht ansteigend	8..10 dB
	gesamtes Breitbandrauschen auf Eingang bezogen:	-72 dBm
- Max. Ausgangsleistung:	mit Frequenz leicht abfallend	12..15 dBm
- Stabilität:	unbedingt stabil bei allen Frequenzen, Quellen- und Lastimpedanzen	

Das Konzept basiert auf der Verwendung von MMIC-Verstärkern, die bereits interne Maßnahmen zur Frequenzgangkorrektur beinhalten, und einer mit CAE-Unterstützung [51] entwickelten Beschaltung. Eine Kleinserie von 6 Stück wurde am HP8510B getestet; die angegebenen Eigenschaften wurden ohne Abgleichvorgang erreicht.

Anwendungen:

- Vorvertärker für Frequenzteiler. Eine Kaskadierung von zwei derartigen Verstärkern erlaubt eine Meßempfindlichkeit, die nur noch vom Eigenrauschen der Verstärkerkette begrenzt wird.

- Verstärker zur Meßbereichserweiterung von Leistungsmessern. Sinnvoll insbesondere bei Reflexionsmessungen an aktiven Bauelementen, Messung der Konversionsdämpfung von Empfängermischern, Linearitätsmessungen an Kleinsignalverstärkern. Auch hier begrenzt durch breitbandiges Eigenrauschen (ca. 60pW).

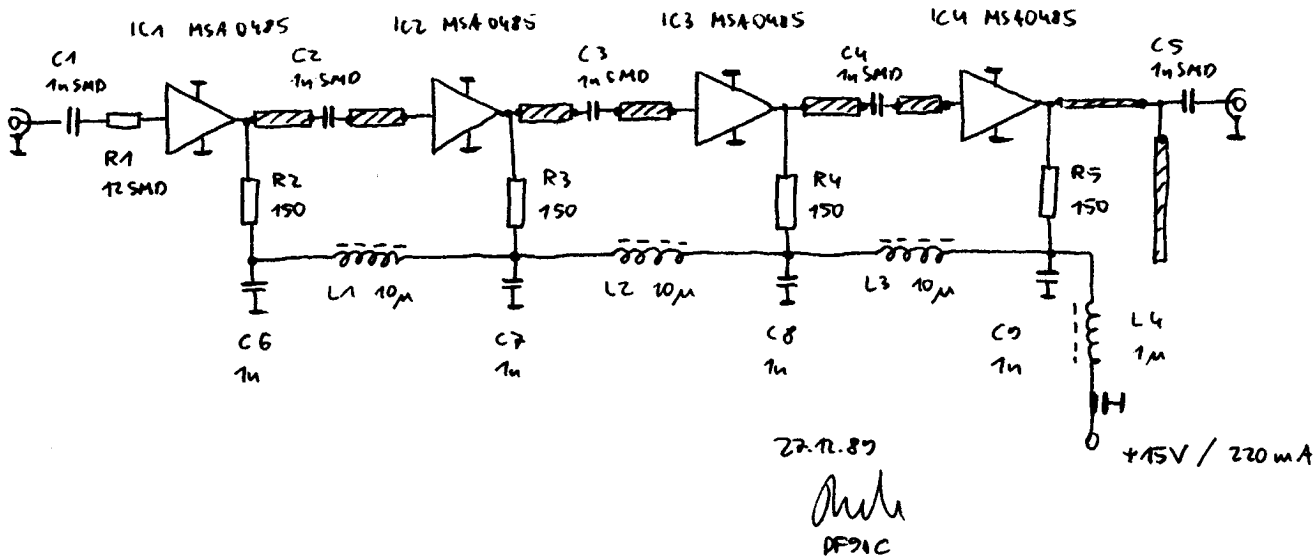
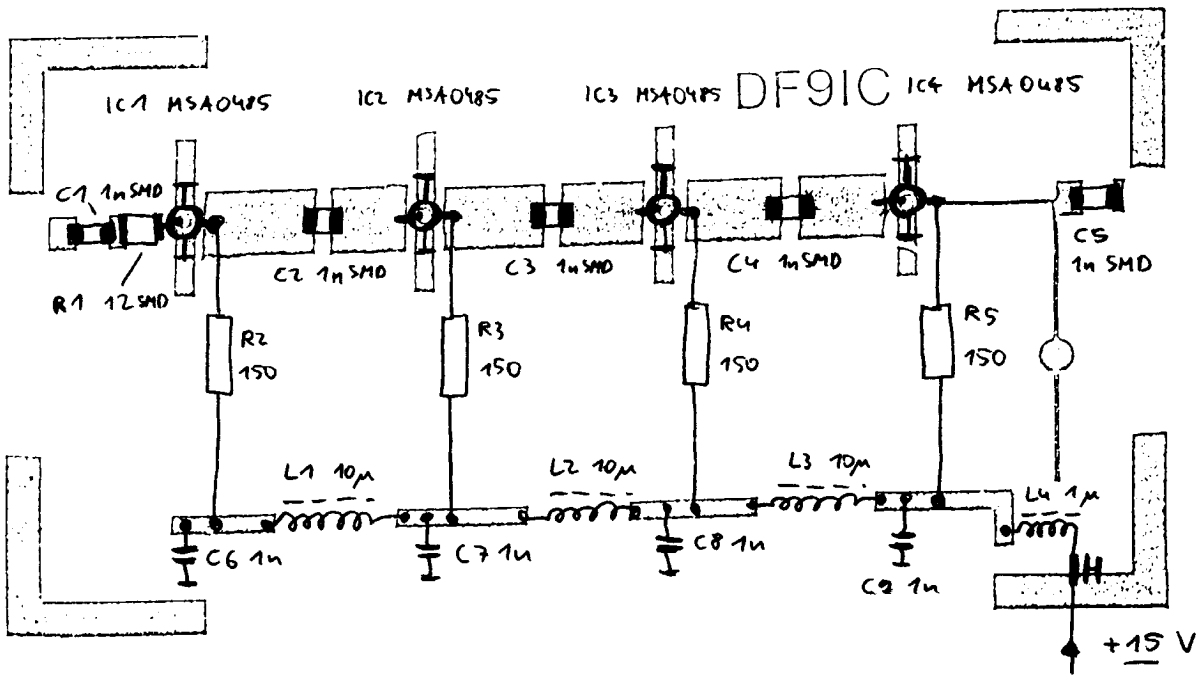


Bild 3.2 Breitbandverstärker: Schaltplan



R2 ... R5: 150Ω / 1/3 W oder 1/2 W

Duko: 1nF

Reihenfolge von R1 + C1 wichtig!

Einbau MSA-Verstärker:
- Loch Ø2,5 mm bohren
- seitlich 2 Schlitze sägen
- mit Cu-Folie nach Masse durchkontaktieren
- MMIC von oben auflöten

27.12.89

DF9IC

Bild 3.3 Breitbandverstärker: Bestückungsplan

Bild 3.1 zeigt das Layout, Bild 3.2 den Schaltplan und Bild 3.3 den Bestückungsplan der Baugruppe. Die Platine hat die Standardabmessungen 72*35 mm und paßt in ein käufliches Weißblechgehäuse, die Koppel-Cs (SMD) sind je nach gewünschter unterer Grenzfrequenz zu dimensionieren; bei sehr großen Werten sollte aber in jedem Falle ein zweiter Kondensator mit <1 nF parallelgeschaltet werden. Die Widerstände in der Stromversorgung werden thermisch stark belastet, die Verwendung von Metallfilmwiderständen wird empfohlen.
Für die MMIC-Verstärker bohrt man Löcher mit 2,5 mm Durchmesser, von diesen ausgehend werden zwei Schlitze für die Massekontaktierung gesägt. Die Durchkontaktierung geschieht mit Kupferfolie, die Verstärker werden dann flach auf die Platine bestückt. Alle anderen Bauteile werden ebenfalls von oben bestückt, für die Abblockkondensatoren werden Löcher nach unten zur Masse gebohrt. Die Stromversorgungswiderstände werden so dicht wie möglich an den MMIC-Ausgängen angelötet; ihre große Anschlußdrahtlänge ist notwendig. Die Zuführung der Betriebsspannung geschieht über einen Durchführungskondensator und eine Seriendrossel.

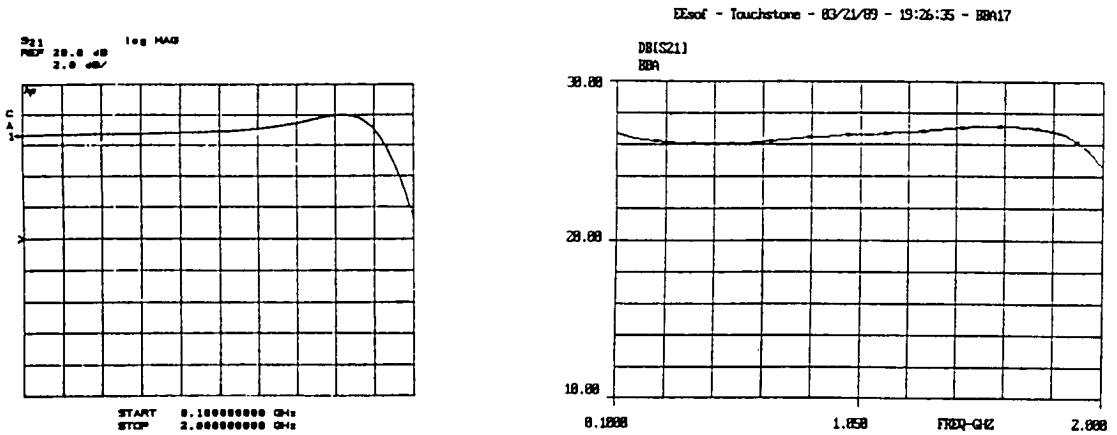


Bild 3.4 Breitbandverstärker: Verstärkung
a Meßwert b Simulation

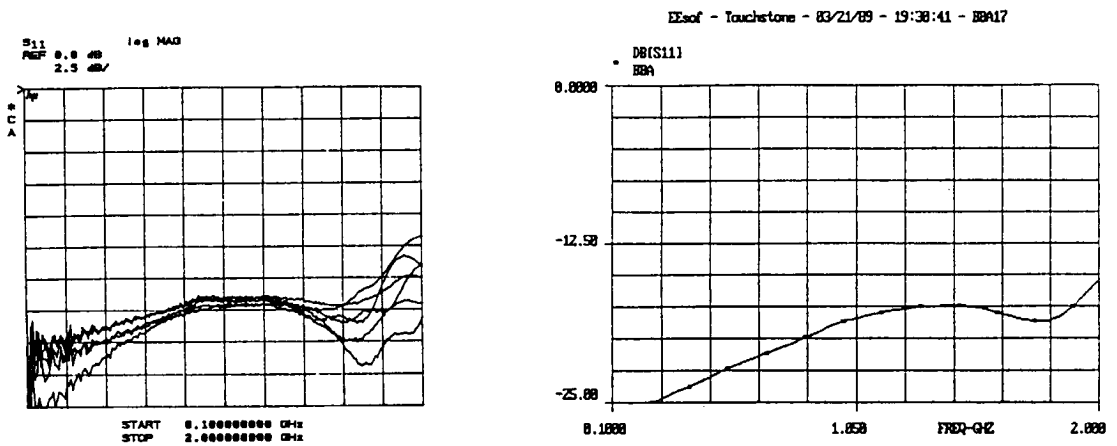


Bild 3.5 Breitbandverstärker: Eingangsanpassung
a Meßwert b Simulation

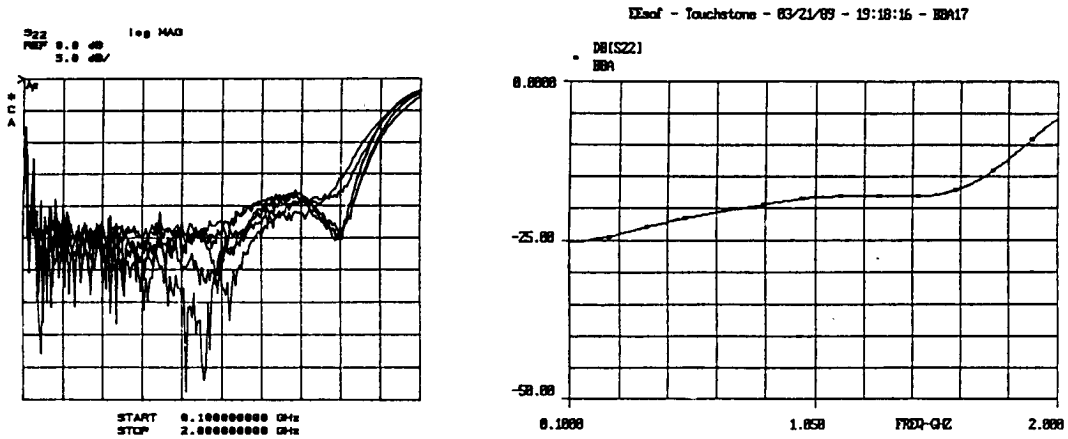


Bild 3.6 Breitbandverstärker: Ausgangsanpassung
a Meßwert b Simulation

Die Bilder 3.4 bis 3.6 zeigen die gemessene Verstärkung, Ein- und Ausgangsanpassung im Vergleich mit dem berechneten Verlauf; bei der Anpassung wurden die Meßkurven der 6 getesteten Exemplare übereinandergeschrieben, um den Streubereich zu zeigen. Bild 3.7 schließlich ist das Foto eines der Musteraufbauten im QRL des Verfassers.
Der finanzielle Aufwand für einen solchen Verstärker ist gering, die Kosten dürften ohne Koaxverbinder bei ca. 30.- liegen.

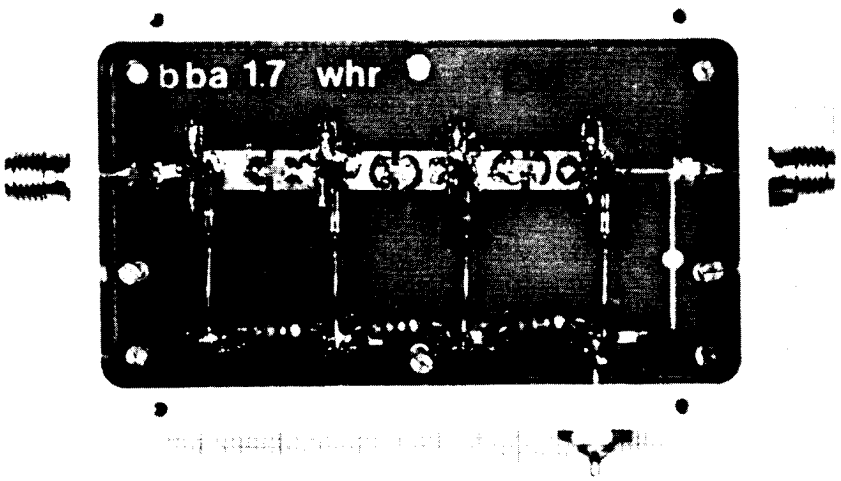


Bild 3.7 Breitbandverstärker: Foto

4. Anpassungsmeßbrücke 10...1800 MHz

Der im folgenden vorgestellte Aufbau entspricht im wesentlichen dem in [47] beschriebenen, verwendet aber andere Bauteile. Es handelt sich um eine Brückenschaltung aus 3 50 Ohm-Widerständen und dem zu testenden Abschluß, die in einer Diagonale unsymmetrisch gespeist wird; die Spannung über der der anderen Diagonale muß dann massefrei gemessen werden, wozu ein breitbandiges Symmetrierglied dient. Es besteht in der hier vorgestellten Ausführung aus SR-141 Semi-Rigid-Kabel, über welches Doppelloch-Ferritkerne geschoben sind, die zu niedrigen Frequenzen hin die Gleichtaktimpedanz erhöhen. Der Aufbau sollte möglichst symmetrisch erfolgen, entscheidend für die erreichte Richtdämpfung ist aber hauptsächlich der Abschluß. Zwei 100 Ohm-SMD-Widerstände sind mit der schwarzen Seite nach unten an das Ende einer Mikrostreifenleitung gelötet. Als optimaler Spalt zwischen Ende der Leitung und der Masse ergaben sich etwa 1,5 mm. Bild 4.1 zeigt den Aufbau und das Layout, Bild 4.2 die fertige Baugruppe, die in einem Weißblechgehäuse 37*74 mm Platz findet; für den Anschluß des Meßobjekts ist die Verwendung einer Präzisions-N-Buchse empfehlenswert, BNC scheidet in jedem Falle aus. Bild 4.3 zeigt die Einfügungsdämpfung im offenen Zustand und bei gutem Abschluß (verschiedene kommerzielle Abschlüsse ergaben jeweils ähnliche Ergebnisse), man liest bei hohen Frequenzen aus der Differenz der Kurven knapp 30 dB Richtdämpfung ab. Bessere Ergebnisse erreicht man mit einem besseren Referenzabschluß; dazu montiert man auch auf der Referenzseite eine Buchse und terminiert diese mit einem guten kommerziellen Abschluß. Mit etwas Abgleich an der Brücke lassen sich dann an die 40 dB realisieren.
Für eine Messung speist man die Brücke mit einem Signal der gewünschten Frequenz, schließt an den Ausgang einen Leistungsmesser an und ermittelt das Verhältnis zwischen der Leistung bei offenem (besser: kurzgeschlossenem) Meßeingang und Anschluß des Meßobjekts, welches direkt dessen Reflexionsdämpfung liefert. Auf Grund der Breitbandigkeit funktioniert das auch hervorragend im Wobbelbetrieb, und die verhältnismäßig geringe Einfügungsdämpfung von etwa 12 dB erleichtert die Messung an aktiven Elementen.

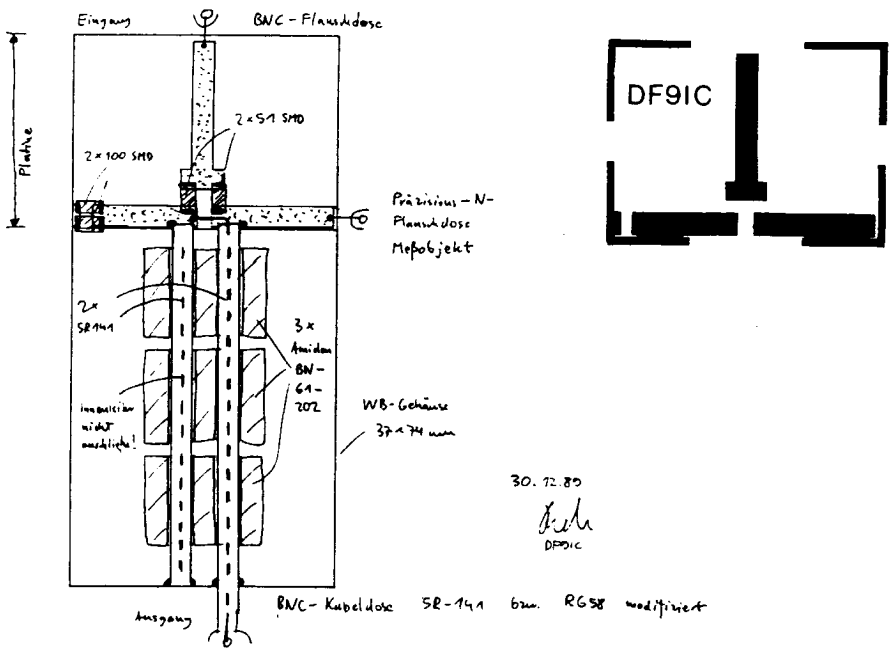


Bild 4.1 Anpassungsmeßbrücke: Aufbau und Platinenlayout.

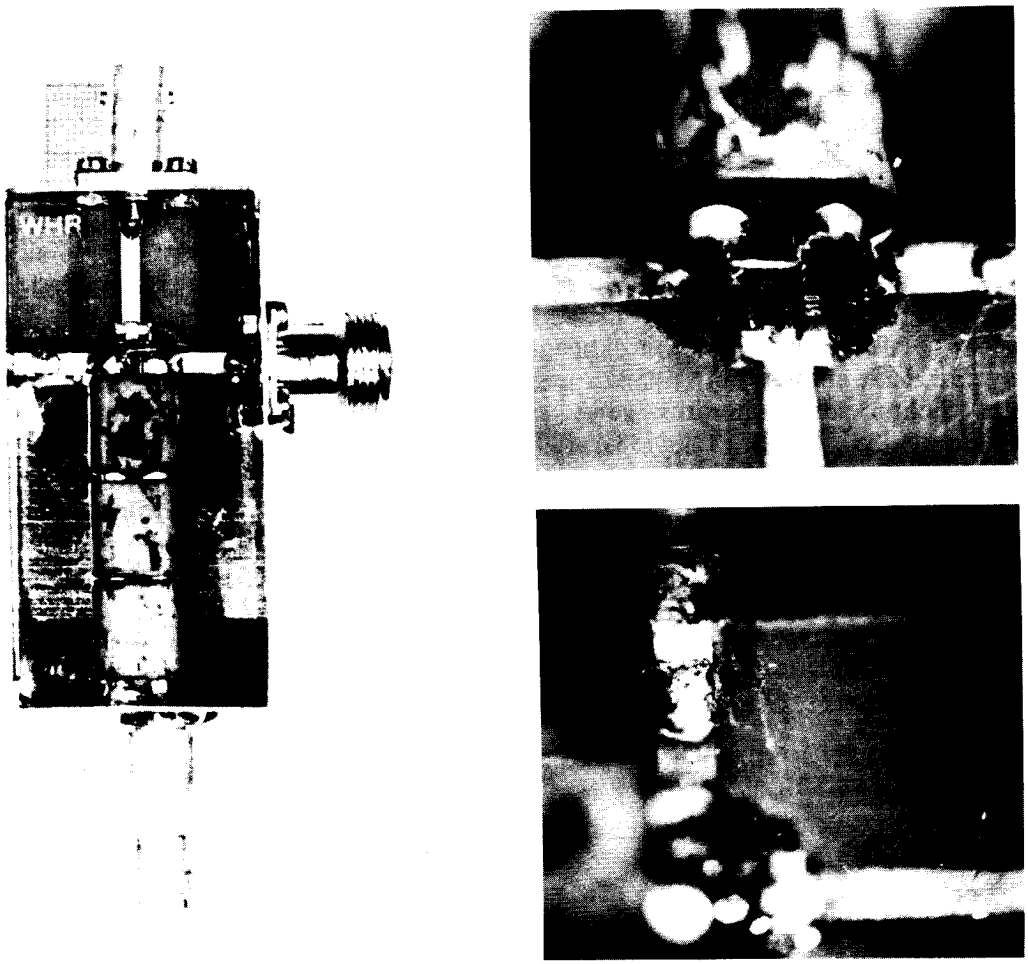


Bild 4.2 Meßbrücke, Draufsicht und Detailansichten.

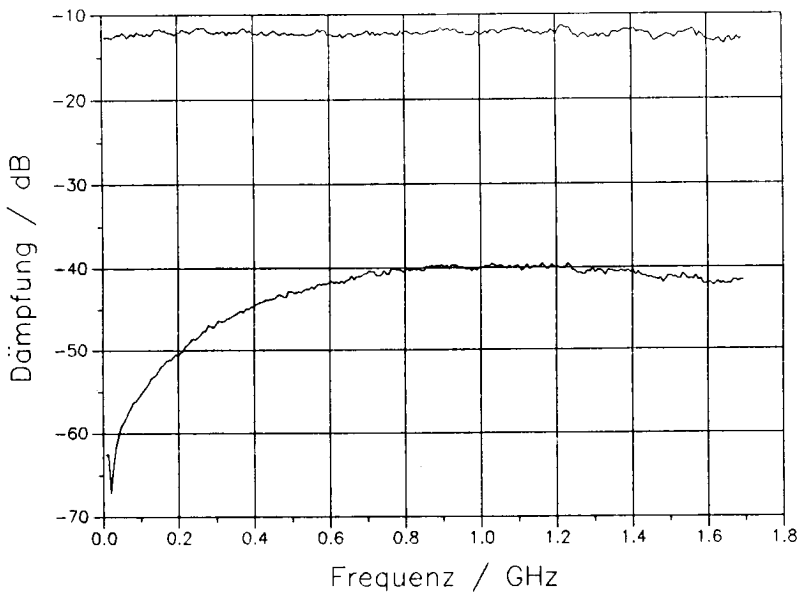


Bild 4.3 Einfügungsdämpfung der Meßbrücke bei Leerlauf und Abschluß

5. Einfacher Spektrumsanalysator 5...1500 MHz

Wie schon anfangs erwähnt, stellte sich bei der Vorbereitung dieses Vortrags dem Verfasser die Frage, ob es sich lohnt, eine modernere Version eines Absorptionsfrequenzmessers entsprechend [30], [31] zu entwickeln, um dem in dieser Hinsicht sicherlich vorhandenen Bedarf zu entsprechen. Bei einer Abschätzung des dafür nötigen Materialbedarfs (von jedem Nachbauer aufzubringen) und der Entwicklungszeit (einmalig) zeigte sich, daß der unterschied zu einem einfachen Spektrumsanalysator, der ungleich aussagekräftigere Resultate bietet, nicht mehr allzu groß ist. Der wesentliche Nachteil für den Spektrumsanalysator ist die Forderung nach Vorhandensein eines XY-tauglichen Oszilloskops - aber die Anschaffung eines Oszilloskops lohnt sich auch für den UHF-Amateur allemahl, und das wäre doch endlich ein Anlaß....
Beim Sichten der Literatur zeigt sich, daß schon eine ganze Reihe von Bauanleitungen existieren ([35], [36], [37], [38], [39], [40] und div. Veröffentlichungen in amerikanischen Zeitschriften). Sie zeichenn sich z.T. durch hohen Aufwand , einen geringen Frequenzbereich oder die Verwendung kaum zu akzeptablen Preisen erhältlicher Bauelemente aus. Im Endeffekt wurde ein Konzept ausgewählt, daß sich an [38] anlehnt, eine Idee aus [39] verwendet und um eigene Ergänzungen erweitert wurde. Bild 5.1 zeigt ein Blockschaltbild.

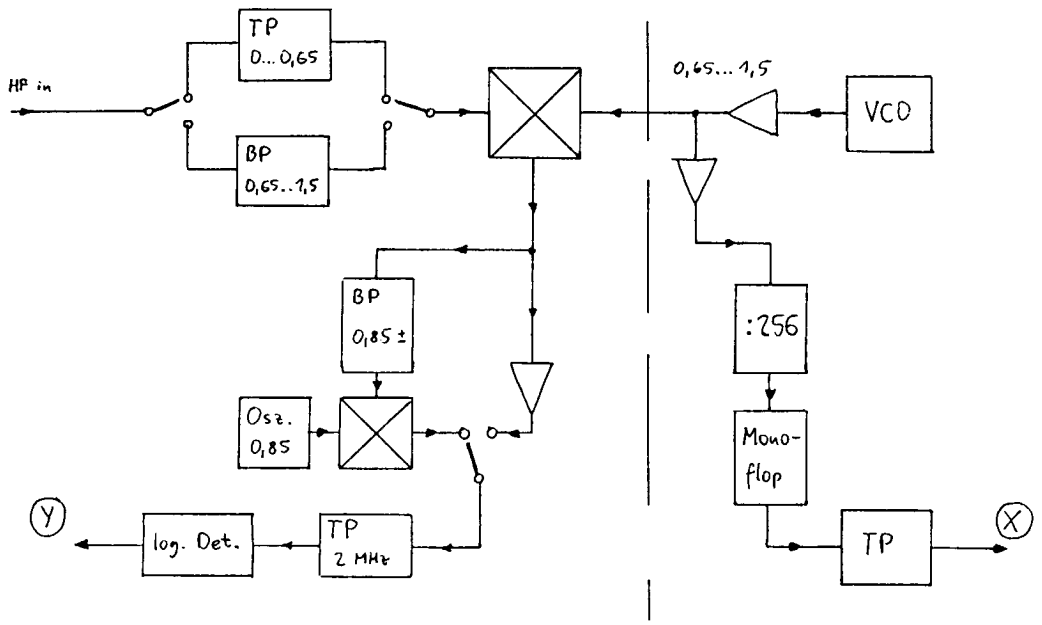


Bild 5.1 Spektrumsanalysator: Blockschaltbild

Das Meßgerät besteht aus 2 Baugruppen. Die eine davon enthält den Lokaloszillator mit Erzeugung der Abstimmspannung und Aufbereitung des Signals für die X-Ablenkung des Oszilloskops (Frequenzachse), die andere die Eingangsfilter, den Mischer, Band- und Tiefpaßfilter, den logarithmischen Detektor und die Aufbereitung für die Y-Ablenkung (Leistungsdichte).
Der Gesamtbereich von 1,5 GHz ist in zwei Teilbereich aufgeteilt, einen unteren bis 650 MHz und einen oberen für den Rest. Ein Eingangssignal passiert zunächst ein Tiefpaßfilter bis 650 MHz oder ein Varicap-abgestimmtes Bandpaßfilter und gelangt dann auf den Schottky-Ringmischer. Der Oszillator schwingt von 650...1500 MHz. Im unteren Frequenzbereich wird das Eingangssignal (5...650 MHz) mit einem Oszillatorsignal von 855...1500 MHz auf eine 1. ZF von 850 MHz umgesetzt. Diese passiert ein dreikreisiges Helix-Bandpaßfilter und wird danach in einer integrierten Schaltung direkt ins Basisband

(auf eine 2. ZF im Bereich 0...2 MHz) gemischt. Hier sorgt ein Tiefpaßfilter für die nötige Selektion, und ein integrierter FM-ZF-Verstärker detektiert das Signal und liefert eine Ausgangsspannung, die ein Maß für den Logarithmus der Eingangsamplitude darstellt. Im oberen Band wird die 1. ZF umgangen, das Eingangsspektrum wird direkt auf die niedrige 2. ZF gemischt (Direktmischer) und ebenso weiterverarbeitet.
Das Oszillatorsignal gelangt außerdem auf einen Frequenzteiler, die durch 256 geteilte Frequenz wird in einem analog zu [39] aufgebauten Zähldiskriminator in eine dazu hochlineare Spannung umgewandelt, die nach einer Umkalibrierung (je nach eingestellter Mittenfrequenz und Darstellungsbreite) die X-Ablenkung des angeschlossenen Oszilloskops bedient. Der Spektrumsanalysator mißt also immer über den gesamten Teilbereich und stellt dann ggf. nur eine Ausschnitt auf dem Oszilloskop dar; dieses Verfahren ist auf Grund der festen großen ZF-Bandbreite möglich und vereinfacht die Schaltung.

Die wichtigsten Elemente sind:

- der Mischer; hier gibt es zahlreiche käufliche Exemplare. Neben bekannten Anbietern ([53]) gibt es inzwischen eine ganze Reihe weiterer Firmen ([54], [57]) mit z. T. speziellen Low-Cost-Ausführungen. Im Mustergerät ist ein TFM-2 im Einsatz, der beim Verfasser gerade vorhanden war, er ist eigentlich nur bis 1 GHz spezifiziert. Sehr günsig wird z. Z. der SMD-C2 von [54] angeboten (ca. 23.-, bis 1,5 GHz), das Platinenlayout muß dazu nur geringfügig angepaßt werden. Hier lohnt es sich, auf den Preis zu schauen; geeignet sind alle Mischer mit 7 oder 10 dBm LO-Pegel.
- die Vorselektion; zur Umschaltung der beiden Filter werden billige Leiterplatten-HF-Relais des Typs RK-1 ([55]) verwendet, die bis 1,5 GHz ausgezeichnete Eigenschaften aufweisen. Die Filter sind mit CAE-Unterstützung selbst enwickelt und bedürfen lediglich eines sorgfältigen Nachbaus ohne Abgleich. Bild 5.2 zeigt Meßwerte und Simulationsergebnisse für das Tiefpaßfilter, Bild 5.3 für den Bandpaß bei verschiedenen Diodenspannungen.
- der abstimmbare Oszillator; den geforderten Frequenzbereich von 650...1500 MHz erreicht man nur gerade so eben (Bild 5.4, es wurden 2 Muster aufgebaut). Die Schaltung lehnt sich an [44],[45] an, ist dabei aber vorteilhaft mit einem MMIC als aktivem Element und Varicaps in MELF-Bauform aufgebaut. Als Frequenzteiler findet ein SDA 4212 Verwendung, der bis etwa 1,55 GHz funktioniert.
- der logarithmische Detektor; das IC SL6652 von Plessey ist hier nach eigenen Messungen in der Qualität der logarithmischen Kennlinie anderen bekannten ICs (Valvo NE 604/NE 614 u.ä.) deutlich überlegen, die niedrigere Grenzfrequenz und die etwas umfangreichere Außenbeschaltung stören nicht. Bild 5.5 zeigt die bei 1 MHz gemessene (Punkte in 5 dB Abstand) Kennlinie des RSSI-Ausgangs.

Das Helixfilter und das IC für den zweiten Mischer entstammen dem 900 MHz-Bereich, auf letzteres wurde der Verfasser durch [50] aufmerksam (dem Autor jenes Beitrags sei auch für die rasche Beschaffung der Datenblätter gedankt), es eignet sich sicherlich auch gut für viele andere Anwendungen, etwa als RX-Mischer in einem 23 cm-Konzept.

Das ausführliche Schaltbild der beiden Baugruppen ist in den Bildern 5.6 und 5.7 dargestellt, die Bestückungspläne für Vorder- und Rückseite in den Bildern 5.8-5.11. Die Platinen haben die Abmessungen 72*72 mm und 72*109 mm. Die kritischen HF-Baugruppen sind in SMD-Technik aufgebaut, die Fotos (Bild 5.12-5.16) geben zusätzliche Hinweise. Die Laschen am Abschirmbecher des Helixfilters sind oben und unten zu verlöten, ebenso die Masse-PINs der ICs. Einige Massedurchkontaktierungen sind mit Kupferhohlnieten ausgeführt, dazu bohrt man ein Loch mit 2 mm Durchmesser. An der im Bestückungsplan markierten Stelle sollte auf der Platinenunterseite ein Abschirmblech aufgelötet werden, das auch ein Loch für einen Durchführungskondensator bekommt (vorher !). Für die MELF-Varicaps am Oszillator, die nach Masse führen, werden Löcher in die Platine

gebohrt, die Dioden durchgesteckt und mit Masse bzw. dem Lötauge verlötet. Den MMICs werden die Anschlüsse am Ein- und Ausgang umgebogen, sie werden dann von der Masseseite der Platine durch die mit 2,5 mm gebohreten Löcher gesteckt und die Masseanschlüsse flach auf die Platine gelötet. Die SMD-Bauelemente sollte man nur mit der Leiterplatte und nicht mit der Gehäusewand verlöten, auch wenn sie am Rand sitzen, sie brechen sonst leicht bei Deformation des Gehäuses.

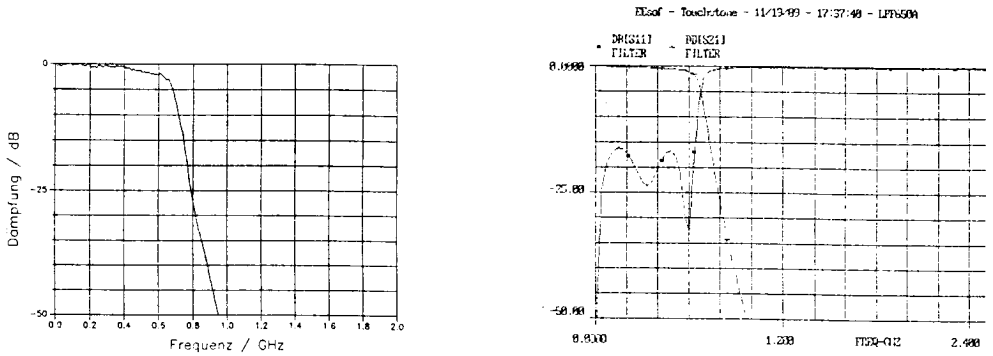


Bild 5.2 Frequenzgang der Durchlaßdämpfung des Tiefpasses
a Meßwert b Simulation

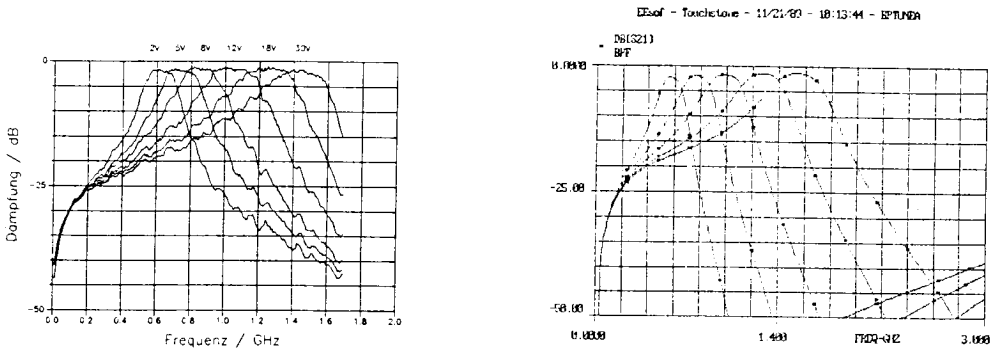


Bild 5.3 Frequenzgang der Durchlaßdämpfung des Bandpasses, Parameter: Diodenspannung / -kapazität
a Meßwert b Simulation

Inbetriebnahme: Betriebsspannungen sind 15 V / 300 mA und 30 V / 5 mA, beide Spannungen müssen stabilisiert sein und können leicht aus einem Trafo (2*15 V oder Spannungsverdopplung) gewonnen werden. Der Abgleich beginnt mit der Inbetriebnahme der Oszillatorbaugruppe, nach Anlegen der Spannung ist der Jumper in Position 2 zustecken, dann sollte die Abstimmspannung etwa 1 V betragen. Am Testpunkt TP1 wird ein Frequenzzähler angeschlossen (10 MHz-Zähler genügt) und die Spule L1 (Draht 0,3...0,5 mm) so lange in der Größe verändert, bis eine Frequenz von 2,540 MHz erreicht wird (650 MHz Oszillatorfrequenz). Der Feinabgleich kann dabei durch Verbiegen erfolgen. Beim Umstecken des Jumpers in Position 3 (27 V Abstimmspannung) muß sich eine Frequenz von wenigstens 5,86 MHz einstellen. Man schließt dann ein Oszilloskop an den vorgesehenen Verbindungspunkt L3/C20 an und beobachtet die sich einstellende Spannung mit dem Jumper in Position 1. Es muß sich eine glatte sägezahnähnliche Kurve ergeben ohne Ausreißer, die auf Schwinglöcher des Oszillators hindeuten; ggf. den Oszillatorstrom durch Ändern von R1/R2 etwas variieren. Dabei sollte der LO-Ausgang provisorisch abgeschlossen sein.

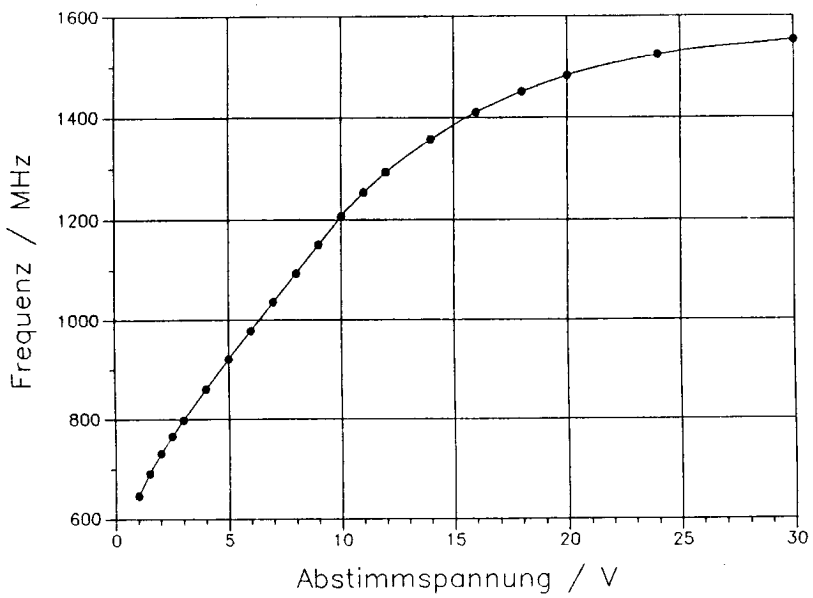


Bild 5.4 Oszillatorfrequenz in Abhängigkeit von der Abstimmspannung

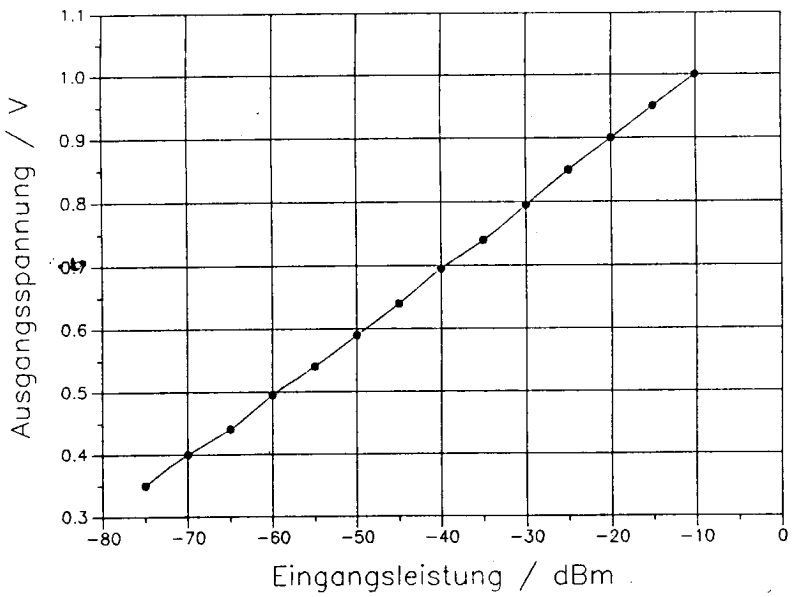


Bild 5.5 Ausgangsspannung SL6652 in einem Testaufbau in Abhängigkeit von der Eingangsleistung; f=1 MHz

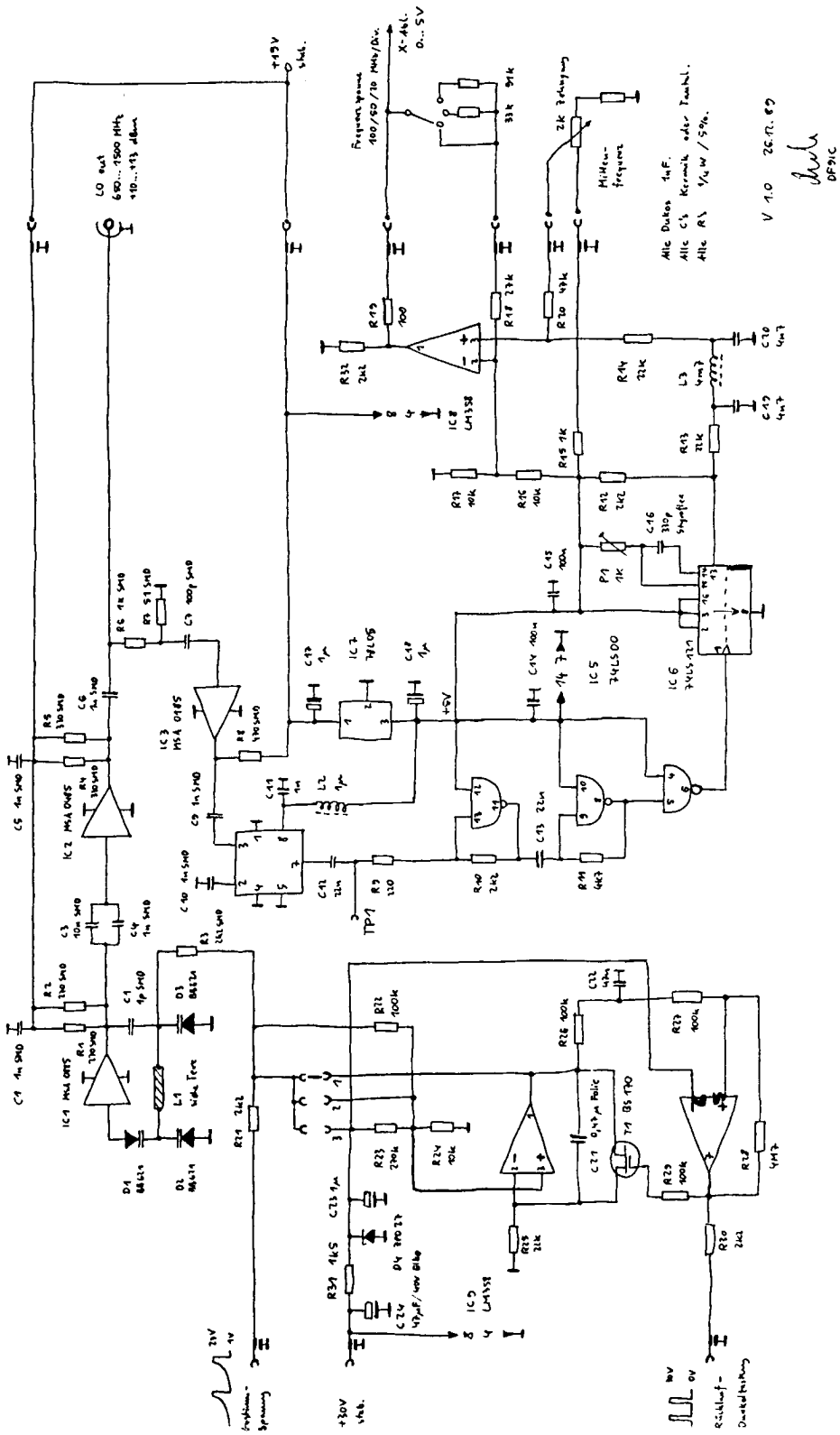


Bild 5.6 Oszillatorbaugruppe: Schaltbild

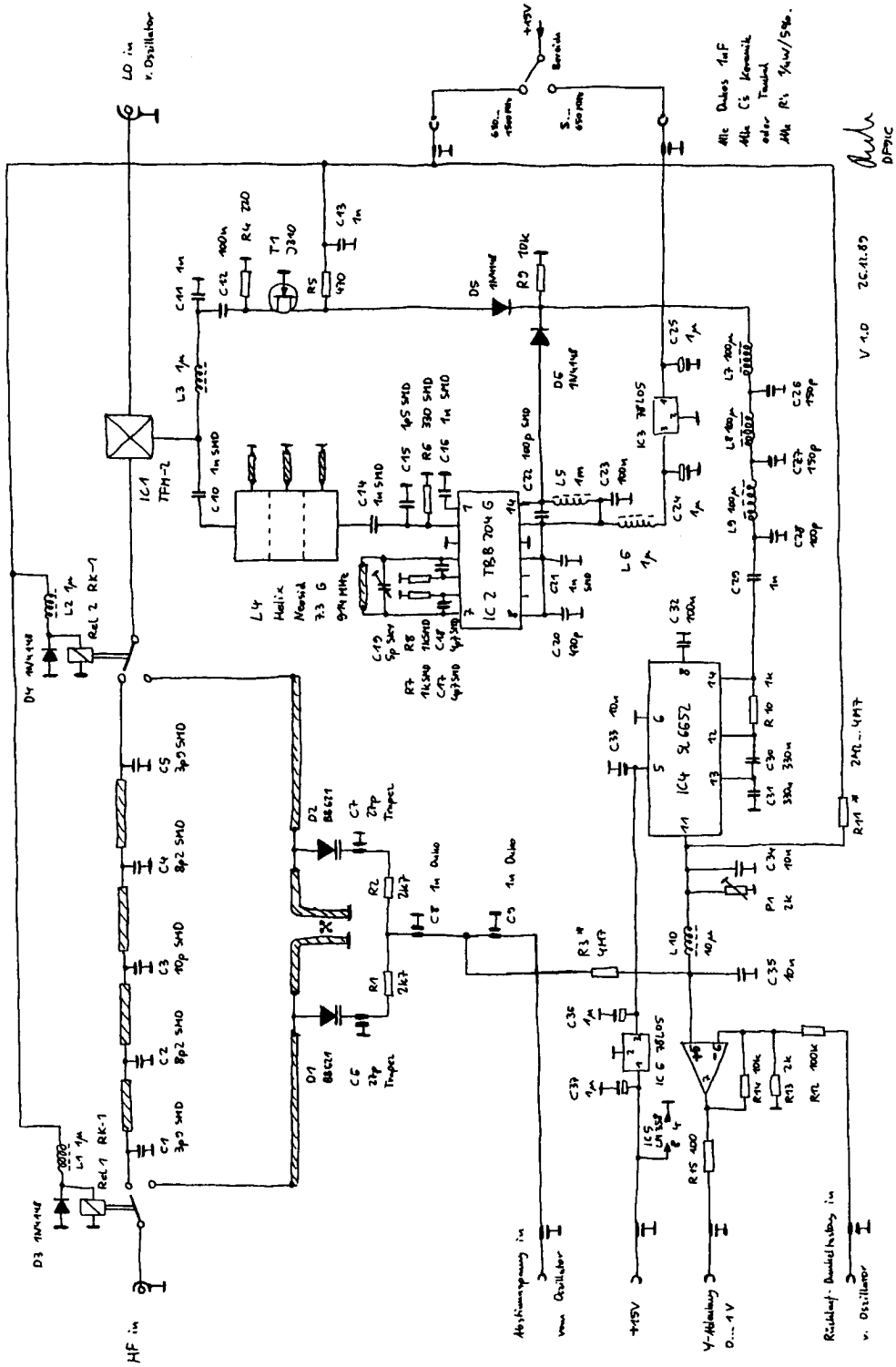


Bild 5.7 Hauptbaugruppe: Schaltbild

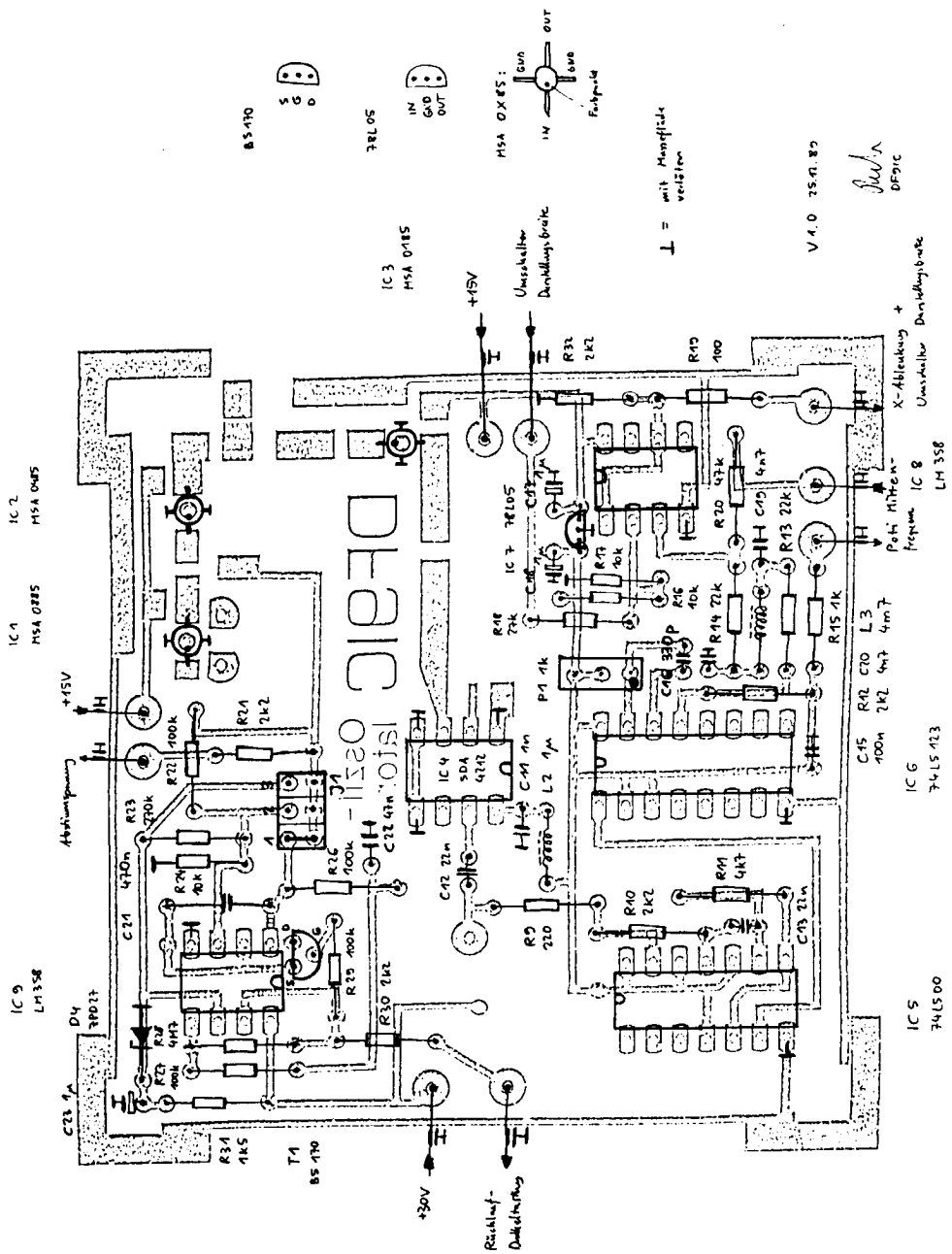


Bild 5.8 Oszillatorbaugruppe: Bestückungsplan oben

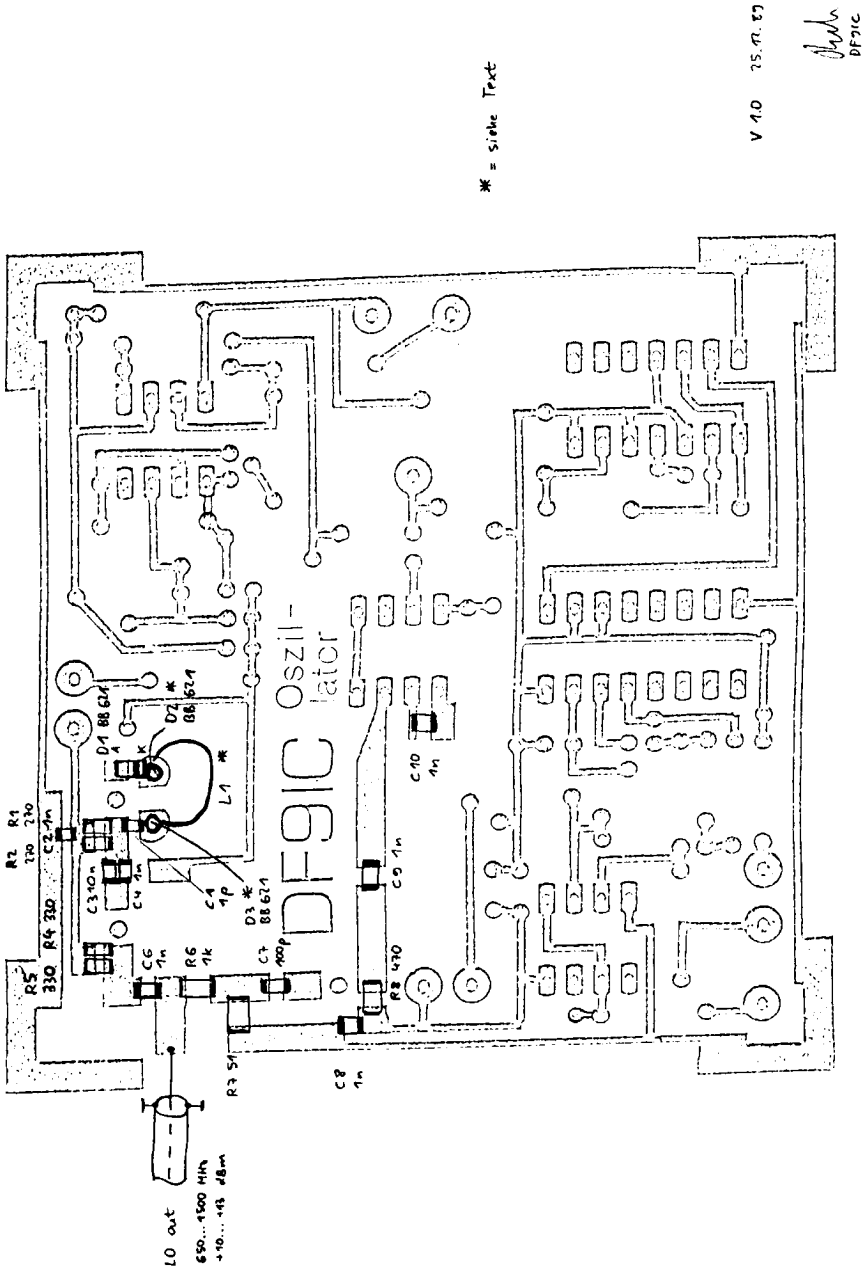


Bild 5.9 Oszillatorbaugruppe: Bestückungsplan unten

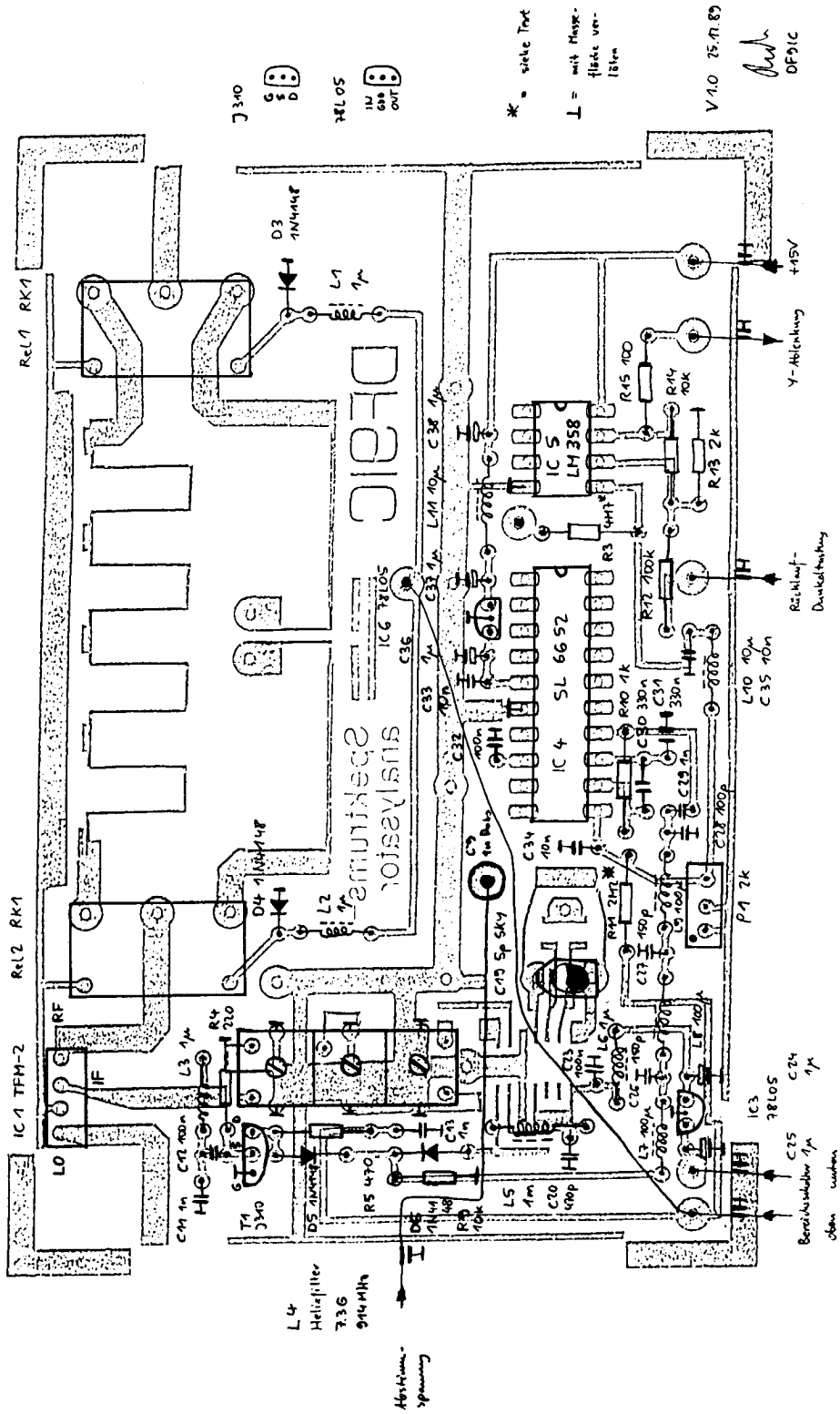


Bild 5.10 Hauptbaugruppe: Bestückungsplan oben

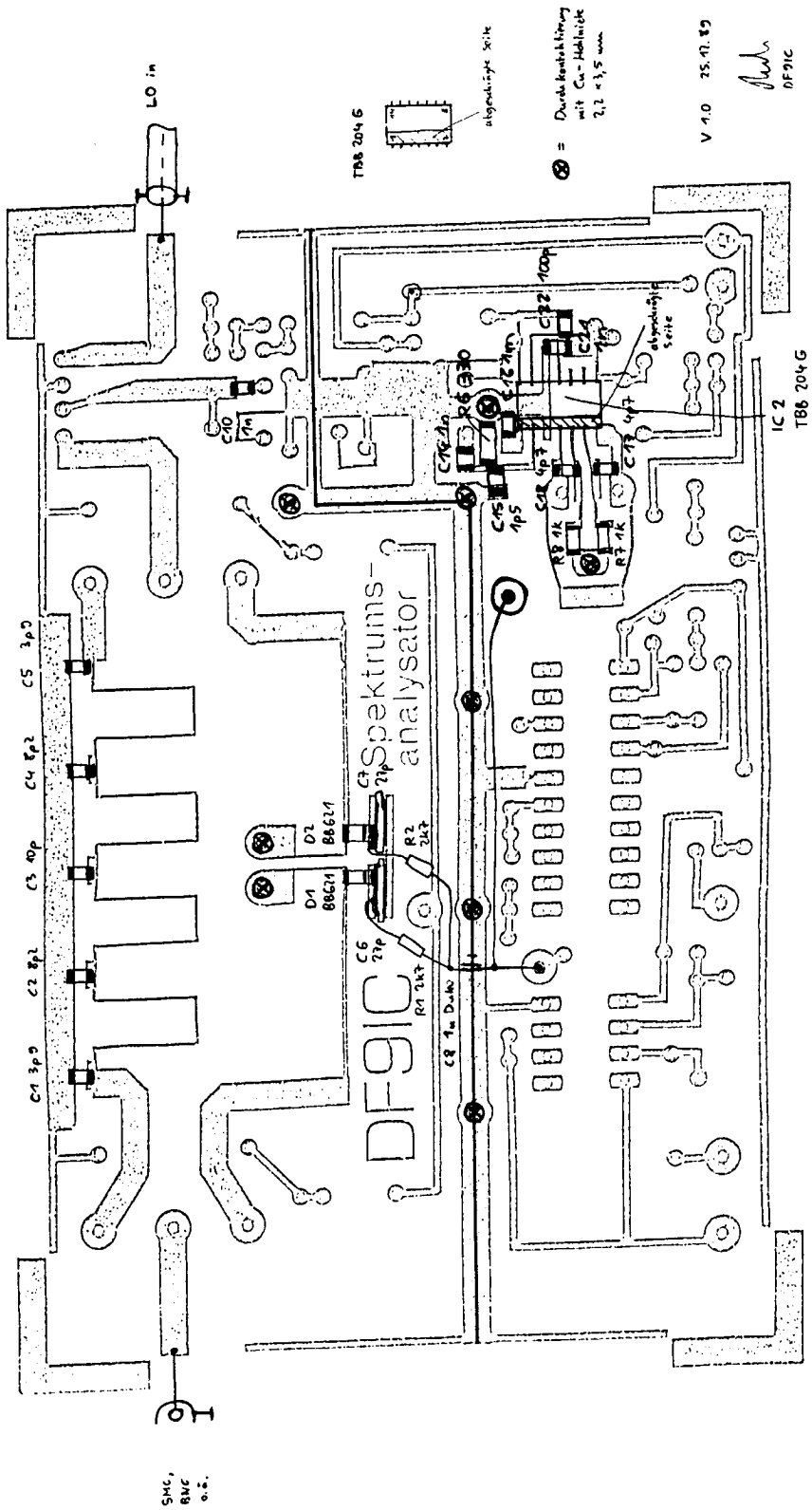


Bild 5.11 Hauptbaugruppe: Bestückungsplan unten

Damit ist die Baugruppe betriebsbereit, der Abgleich von P1 wird später vorgenommen. Die Hauptbaugruppe wird dann mit dem Oszillator verbunden, komplett verdrahtet und auf den unteren Bereich geschaltet, das Oszilloskop wie vorgesehen angeschlossen. C19 steht auf minimaler Kapazität, die Kerne von L4 sind ganz hineingedreht. Am günstigsten ist es, wenn man eine Möglichkeit hat, den zweiten Oszillator auf 850 MHz vorabzugleichen, dann muß nur noch die Spektrallinie bei f=0 an L4 auf Maximum abgeglichen werden. Sonst müssen Frequenz des Oszillators und des Filters wechselweise verstimmt werden, bis die Nennfrequenz erreicht ist, wozu die Kalibrierung der Frequenzachse vorgezogen werden muß. Dazu legt man das Signal eines 2m-Senders an den Eingang (145 MHz, < 1 mW), schaltet auf 20 MHz/Div. und stellt den Abstand zweier Spektrallinien mit P1 auf der Oszillatorbaugruppe auf 7,25 Skalenteile ein. Danach kann man die Frequenz des zweiten Oszillators so justieren, daß die Spektrallinie bei f=0 (ohne Signal) 200 MHz vom linken Bildrand entfernt liegt.
Für den Abgleich von P1 auf der Hauptplatine (Y-Verstärkung) ist ein kalibriertes Dämpfungsglied unumgänglich, ggf. kann man eines aus einfachen Widerständen selbst aufbauen und damit ein hinreichend niederfrequentes Signal (9/10/28 MHz, je nachdem, was zur Verfügung steht) geeignet abschwächen. Abgleichen sollte man bei etwa -10 dBm und -50 dBm Eingangsleistung, der Unterschied muß dann 4 Skalenteile am Oszilloskop betragen.
Den Absolutpegel eines solchen niederfrequenten Signals kann man in der Regel leicht bestimmen, womit auch eine Absolutkallibrierung möglich ist.
Schließlich kann man noch die Werte der Widerstände R3 und R11 auf der Hauptbaugruppe optimieren, sofern man über geeignete Möglichkeiten verfügt; R11 korrigiert dabei den Verstärkungsunterschied zwischen unterem und oberem Bereich, R3 gleicht am oberen Frequenzende rasch ansteigende Konversionsdämpfung des Mischers (und auch des Tiefpaßfilters im unteren Bereich) dadurch aus, daß er einen Teil der Abstimmspannung zum detektierten Signal addiert. Die angegebenen Werte waren beim Musteraufbau optimal, Experimentieren ist sicherlich sinnvoll.
Das Oszilloskop muß bei diesen Abgleicharbeiten wie auch beim späteren Betrieb auf 0,5 V/Div. in X-Richtung und 0,1 V/Div. in Y-Richtung stehen. Die Abstimmspannung kann nach geeigneter Kalibrierung einem Digitalvoltmeter zur Anzeige der Mittenfrequenz zugeführt werden.

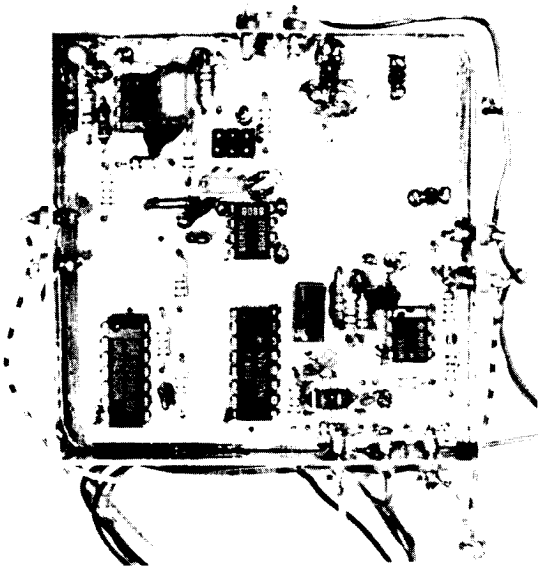
Der Mischer wird bei Leistungen von 100 mW oder mehr sicher zerstört, ebenso bei höheren Gleichströmen, so daß man ggf. ein Koppel-C am Eingang hinzufügen sollte.

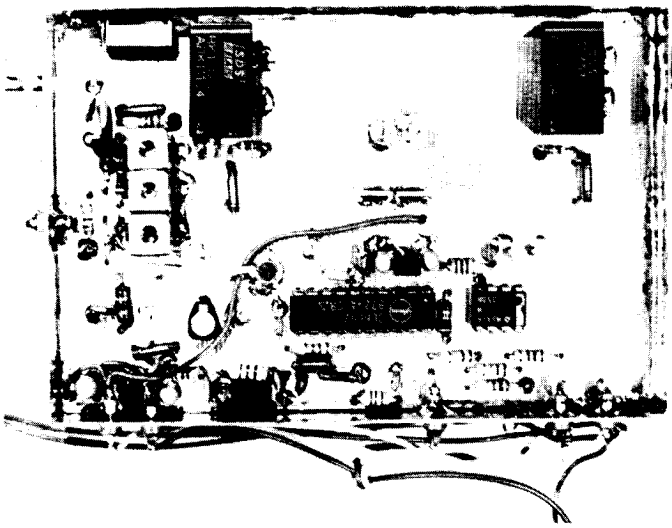
Die Leistungsmerkmale des Gesamtgerätes sind in folgenden kurz zusammengefaßt, es sei noch einmal betont, daß es sich um nur um ein Abgleichhilfsmittel ohne besondere Qualitätsansprüche handelt.

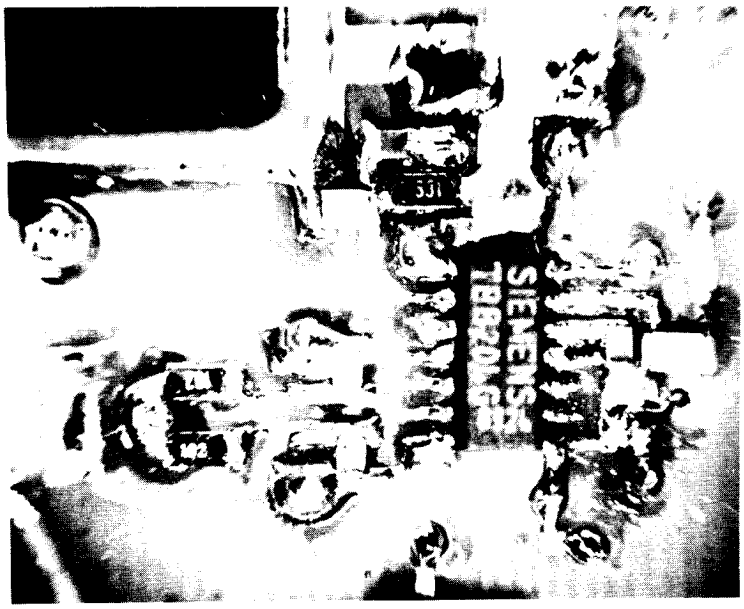
- Frequenzbereich 0...1500 MHz in 2 Bereichen, lückenlos
- Auflösungsbandbreite 4 MHz
- Eigenrauschen unterer/oberer Bereich -65/-77 dBm
- Anzeigedynamik Rauschen bis -10 dBm mit max. +/- 1 dB Fehler
- Nebenempfangsstellen unterer/oberer Bereich mindestens 40/60 dB unterdrückt
- Frequenzgang mit Korrektur (wie im Text beschrieben) +/- 2 dB

Eine Pfeifstelle bei der halben 1. ZF im unteren Frequenzbereich liegt bei etwa -60 dBm und muß hingenommen werden; der genaue Pegel hängt von verschiedenen Faktoren wie Abschluß am Eingang, Deckel offen/zu etc. ab. Leitschaumstoff oberhalb von IC2 auf der Hauptplatine bringt gewisse Verbesserungen. Damit im Zusammenhang steht auch die stärkste Nebenempfangsstelle, die im unteren Bereich ein etwa 45 dB unterdrücktes Signal jeweils bei der halben Frequenz vorgaukelt.

Die Kosten der beiden Baugruppen liegen je nach Preis für den Mischer bei 200...250.- DM, dazu kommen Netzteil, Schalter, Anzeigen, Gehäuse.







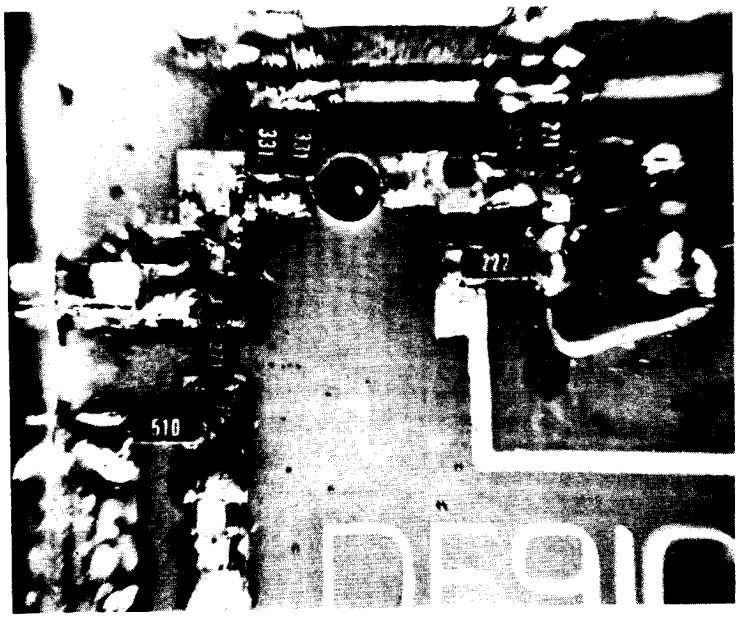
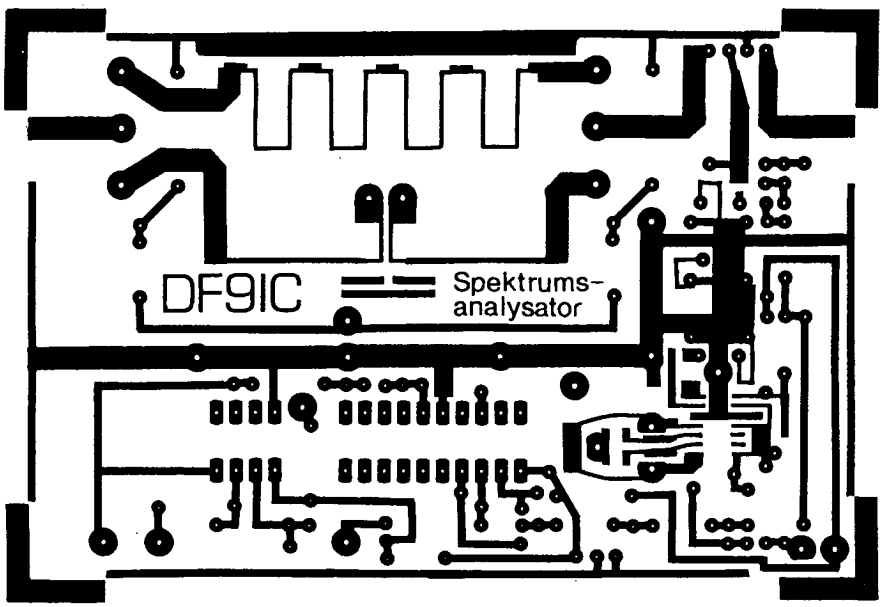


Bild 5.12

Oben Gesamtaufsicht

Mitte und unten verschiedene Details:

- 2. Mischer mit TBB 204G
- abstimmbares Bandpaßfilter
- Oszillator mit Pufferstufe



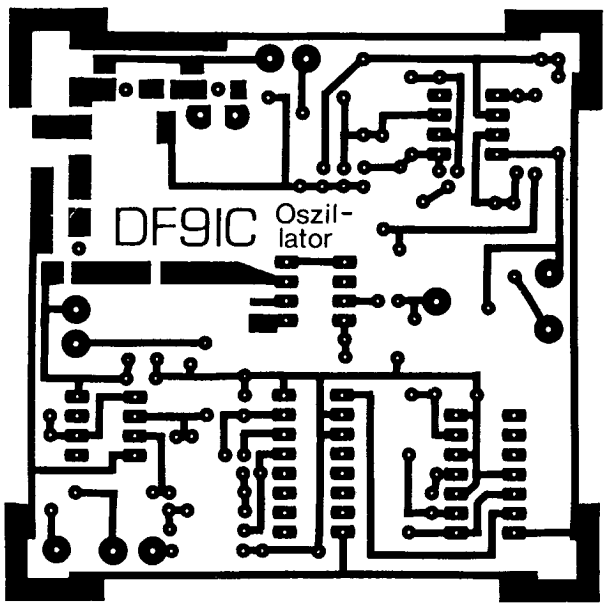


Bild 5.13

Platinenlayouts für Hauptbaugruppe und Oszillator; die Abmessungen zwischen den Innenkanten der Ecken betragen 109*72 mm und 72*72 mm.

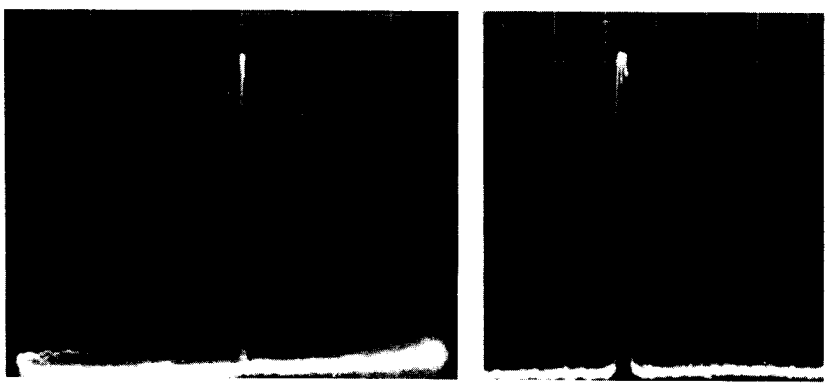


Bild 5.14

Darstellung des Ausgangssignals eines Meßsenders bei 1100 MHz mit mehr als 60 dB Rauschabstand; links: ganzer Bereich von 650 MHz bis 1500 MHz, rechts: gedehnt mit 20 MHz/Div., die Lücke in der Mitte wird gerade erkennbar.

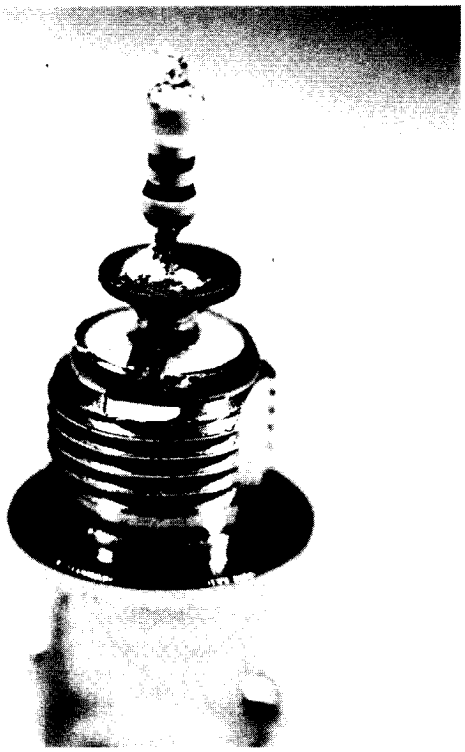
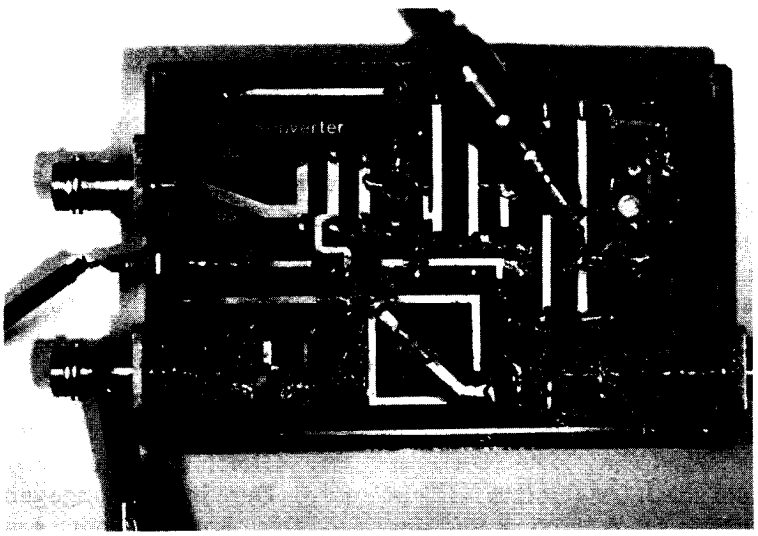


Bild 5.15 zeigt ein wichtiges Hilfsmittel, das es ermöglicht, mit dem Spektrumsanalysator innerhalb einer Schaltung zu messen. Der Tastkopf besteht aus einem BNC-Stecker, zwei 100 Ohm-SMD-Widerständen zwischen Innen- und Außenleiter, einem Koppel-C zur Gleichspannungstrennung (wichtig!) und einem Serienwiderstand von 750 Ohm. Diese Kombination hat etwa 30 dB Abschwächung, verursacht nur eine geringe Belastung und hat einen recht akzeptablen Frequenzgang. Für eine etwas dauerhaftere Ausführung als den im Foto gezeigten Versuchsaufbau empfiehlt es sich, den Widerstand mit einer kleinen Tastspitze (z. B. Innenleiter BNC-Stecker) zu versehen und das Ganze zu vergießen.



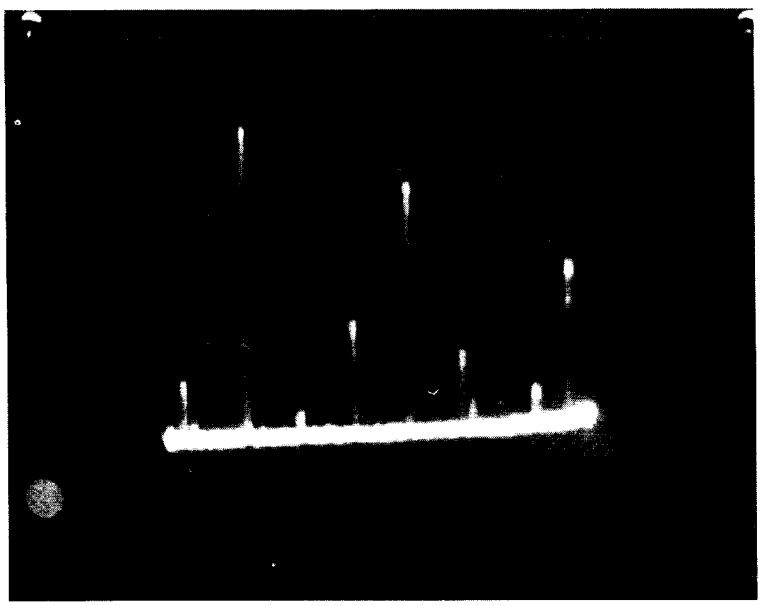


Bild 5.16

Beispiel einer Messung, hier am Ausgang einer Verdreifacherstufe in einem vor längerer Zeit vom Verfasser entwickelten 13 cm-Konverter. Auf dem unteren Foto erkennt man die Oszillatorfrequenz von etwas über 100 MHz (3. v.l.) und sehr viele Oberwellen, die erwünschte dritte ist dominierend.

Anhang: Beschreibung von Meßverfahren und dazugehörigen Meßgeräten

A1. Leistungsmessung

Zur Messung der Leistung im UHF-Bereich sind im wesentlichen zwei Verfahren bekannt: die Bestimmung der im Abschlußwiderstand erzeugten Wärmeleistung oder die Gleichrichtung der HF-Spannung mit einer Halbleiterdiode.
Der thermische Leistungsmesser ist sehr genau, mißt unabhängig von der Signalform, aber die Meßgeschwindigkeit ist gering. Professionelle Ausführungen reagieren schnell genug für Abgleichzwecke, eignen sich aber nicht zur Detektion bei Wobbelmessungen, bei Amateuraufbauten reichen die Zeitkonstanten bis in Bereiche, wo man zum Abgleich schon viel Geduld braucht. Als wesentlicher Vorteil sind die Möglichkeit einer einfachen Kalibrierung mit Gleichspannung und die hohe Meßgenauigkeit anzusehen. Der Meßbereich moderner professioneller Meßköpfe reicht von 1 µW bis 100 mW.
Diodenleistungsmesser reagieren dagegen schnell, wobei extreme Forderungen an die Anstiegszeit (Pulsmessung) die Empfindlichkeit verringern, ihr Meßbereich erstreckt sich bei Verwendung geigneter Typen um 2...3 Größenordnung weiter zu kleineren Leistungen hin, die Frequenzabhängigkeit ist dagegen größer und kann einige dB Abweichung ergeben, außerdem ist die Anpassung relativ schlechter. Bei beiden Verfahren sind Frequenzbereiche breitbandig bis 50 GHz im professionellen und bis 12 GHz im Amateurbereich machbar.

Thermische Leistungsmesser sind in [1], [2], [3], [4], [5], [6] beschrieben. Die gebräuchlichere Ausführung arbeitet mit einem 50 Ohm-Chipwiderstand, der einen NTC-Fühler heizt. Die Meßzeit wird dabei vom NTC-Widerstand bestimmt (Siemens K19 ca. 1s, Valvo 2322 633 xxxxx ca. 3s), wobei dessen Einbau unter sparsamster Verwendung von Klebstoff eine "pfriemelige" Angelegenheit darstellt. Der nutzbare Frequenzbereich hängt dagegen vom Chipwiderstand ab, mit kleinen Exemplaren (kleiner als Standard-SMD) sind bei 10 GHz knapp 20 dB Anpassung und 90 % Detektionswirkungsgrad erreichbar. Eine originelle Version eines thermischen Leistungsmessers wurde in [6] beschrieben; hier dient der Glühfaden einer vorgeheizten Subminiaturglühbirne gleichzeitig als Abschluß- und Meßwiderstand, dabei wird die zugeführte Gleichleistung so nachgeregelt, daß der Gleichstromwiderstand immer den richtigen Wert hat. Die Differenz der Gleichleistungen ergibt ohne Kalibrierung direkt die im Glühfaden umgesetzte HF-Leistung. Der in der angegebenen Literaturstelle genannte Frequenzbereich von 6 oder gar 18 GHz konnte vom Autor nicht verifiziert werden, der in Bild 1 gezeigte Aufbau erreicht bei 3,5 GHz gerade noch 90 % Wirkungsgrad. Die Meßempfindlichkeit ist durch die unmittelbare thermische Kopplung hoch, allerdings ist auch die maximale Leistung beschränkt durch die zugeführte Gleichleistung; betreibt man wie der Autor die Glühlämpchen nur im schwach glimmenden Bereich (100 Ohm Widerstand bei 30 Ohm im Kaltzustand), so liegt diese Grenze bei ca. 5 mW. Um den Leistungsmesser soweit ausnutzen zu können, ist allerdings eine individuell gezeichnete nichtlineare Skala oder die Verwendung eines Analogmultipizierers nötig. Die Meßgeschwindigkeit ist unerreicht hoch, die Anstiegszeit von ca. 50 ms ist nur noch mit dem Oszilloskop bestimmbar.

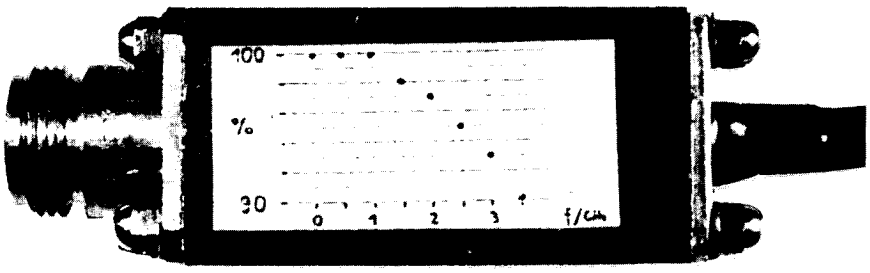


Bild A1.1 Thermischer Leistungsmeßkopf ähnlich [6]

Diodenleistungsmesser sind in einfachster Form (Standard-Schottky-Diode parallel zu 50, besser zweimal 100 Ohm) als Indikator für den Bereich bis einige GHz und 0,1...100 mW brauchhbar (siehe z.B. [7]. Eine ausführliche und fundierte Ausarbeitung zu diesem Thema mit Beschreibungen verschiedener sehr leistungsfähiger Meßköpfe findet sich dagegen in [10].

Zum Messen von hohen Ausgangsleistungen werden diese über Leitungskoppler ([9], [46]) oder Leistungsdämpfungsglieder reduziert. Kurze Leitungskoppler bevorzugen dabei die Harmonischen gegenüber der Grundwelle, was insbesondere in Verbindung mit Diodengleichrichter leicht zu Meßfehlern führt. Seltener findet man die Kombination aus einem leistungsfähigen Abschlußwiderstand und einem geeigneten hochsperrenden Diodengleichrichter (siehe [8]); eine derartige Anordnung ist jenseits von 1,5 GHz kaum realisierbar.

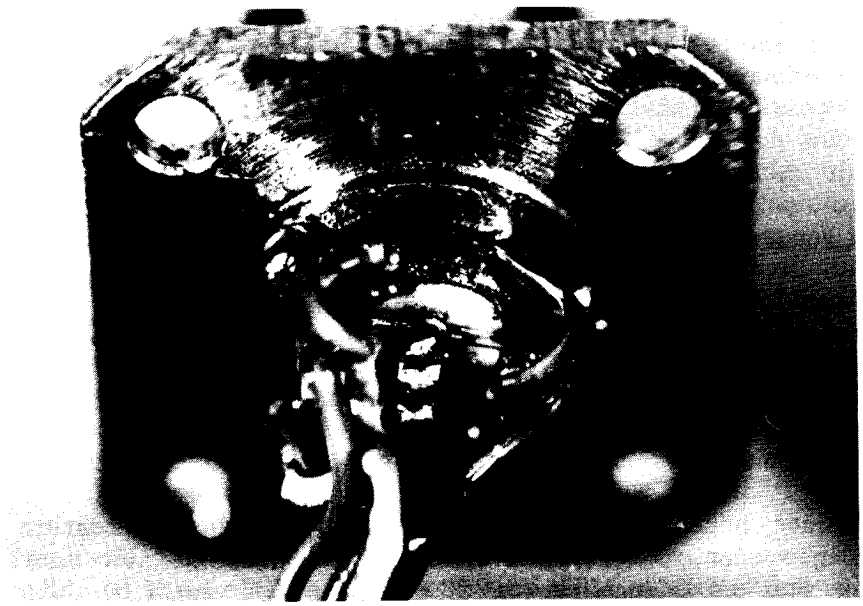


Bild A1.2 Vergrößerte Darstellung des "Innenlebens"; die beiden Miniaturglühlämchen gehen von einem Chip-C, welches am Innenleiter angelötet ist, aufje einen halben Scheibenkondensator (diesem liegt noch einmal ein Chip-C parallel); unten nicht sichtbar die beiden Lämpchen der Referenzbrücke.

A2. Spektrumsmessung

Zur Messung der spektralen Leistungsdichte im UHF-Bereich konkurrieren ebenfalls im wesentlichen zwei Verfahren: die Kombination eines durchstimmbaren Filters mit einem Leistungsdetektor und die Verwendung eines (Überlagerungs-)Meßempfängers.

Als Filter kommen bis 500 MHz konzentrierte Bauelemente, ab 2 GHz Hohlraumresonatoren und im ganzen Bereich Leitungsresonatoren in Frage. So man hat (Surplus), ist auch die Verwendung eines elektrisch abstimmbaren YIG-Filters sinnvoll. Die Leistung am Ausgang des Filters wird mit einem Diodengleichrichter detektiert und angezeigt. Probleme sind die oft unzureichende Trennschärfe, die Möglichkeit von Nebenresonanzen (insbesondere beim unverkürzten Leitungsresonator), der geringe abstimmbare Frequenzbereich, die Beeinflussung des Meßobjekts bei starker Ankopplung bzw. unzureichende Empfindlichkeit bei schwacher Kopplung. Ohne schnelle elektrische Abstimmung ist auch ein gewisser Mangel an Komfort unübersehbar.
Ein Absorptionsfrequenzmesser bis über 1 GHz ist in [30], [31] beschrieben, in [32] gibt es sogar ein UHF-Dipmeter, mit dem zusätzlich die Resonanzfrequenz von Schwingkreisen bestimmt werden kann. Mit diesen Geräten ist eine realistische Aussage über das Verhältnis von Leistungen bei verschiedenen Frequenzen auf Grund der Art der Kopplung kaum möglich.
Abstimmbare Leitungsresonatoren ([29], [33]) und Hohlraumresonatoren ([34]) eignen sich in Verbindung mit einem empfindlichen Diodendetektor und einem Dämpfungsglied zur Isolation vom Meßobjekt schon besser, um auch die Unterdrückung starker und weitentfernter Nebenwellen zu messen, allerdings setzt die Qualität der Filter dem deutliche Grenzen. Außerdem ist für Messungen im Inneren einer Baugruppe ein zugänglicher "50 Ohm-Punkt" nötig, der schon beim Design mit eingeplant werden muß.

"Richtige" Spektrumsanalysatoren sind breitbandige Überlagerungsempfänger mit logarithmischer Detektion auf einer niedrigen ZF, schneller elektrischer Abstimmung und Darstellung auf einem Bildschirm. Viele schaltbare Bandbreiten, mitlaufende Vorfilter, Digitalspeicher und immer mehr Zusatzfunktionen ergänzen dieses Konzept. Mehrere Baubeschreibungen in der Literatur ([35], [36], [37], [38], [39], [40]) gehen jeweils andere Kompromisse ein, um ein solches komplexes Gerät zu realisieren. Surplus-Geräte sind entweder sehr teuer oder hoffnungslos veraltet, Neukauf scheidet bei den meisten von uns aus, hi.

A3. Messung der genauen Frequenz

Hier hat sich auch im Amateurbereich der digitale Frequenzzähler seit langem durchgesetzt. Qualitätskriterien sind: Stabilität der Zeitbasis, maximale Zählfrequenz, Meßgeschwindigkeit.
Langzeitstabile Zeitbasen selbst aufzubauen ist nicht einfach, hier findet man doch des öfteren im Surplus einen Oszillator der Güteklasse 10^{-8} bis 10^{-9}. Zur Kalibrierung dieser oder einer etwas schlechteren Zeitbasis eignet sich hervorragend das in [19] vorgestellte Verfahren.
Vorteiler mit immer höherer Grenzfrequenz sind durch die Fortschritte der Halbleitertechnik möglich geworden, [14], [15], [16], [17], [18], [20] gibt einen Abriß dieser Entwicklung. Derzeit sind 3,5 GHz billig (ca. 20.- DM), 9 GHz noch bezahlbar (ca. 220.- DM, nach [20]). In den Labors der Halbleiterhersteller ist man nach Kenntnis des Verfassers bei wenigstens 34 GHz Teilfrequenz angelangt (mit HBTs, den bipolaren Gegenstücken zu HEMTs).
Für die Meßgeschwindigkeit ist vor allem die maximale Frequenz maßgeblich, die der Zähler direkt (ohne Vorteilung) verarbeiten kann, hier schneiden "moderne" CMOS-LSI-

Bausteine schlecht ab gegen "TTL-Gräber". Das sich immer mehr durchsetzende Prinzip der Reziprokzähler kann hier etwas abhelfen, kommt aber vor allem dem problemlosen Einsatz von nichtdekadischen Vorteilern mit hohem Teilfaktor entgegen. Von einer "Dezimalisierung" derselben ist in der Regel abzuraten.

A4. Messung von Verstärkung, Anpassung und Rauschzahl

Das Problem der Verstärkungsmessung reduziert sich auf zwei Leistungsmessungen. Häufig ist es auch bei Schmalbandverstärkern vorteilhaft, die Verstärkung nicht nur bei der Nennfrequenz, sondern in einem größeren Frequenzintervall beobachten zu können. Die im professionellen Bereich übliche Technik besteht in der Verwendung eines Wobbelgenerators, der über einen 1:1-Teiler einen Diodenmeßkopf und das Meßobjekt speist; die Ausgangsleistung des Meßobjekts wird von einem zweiten gleichartigen Meßkopf detektiert. Am Sichtgerät wird in Echtzeit das Verhältnis der beiden Leistungen im logarithmischen Maßstab in Abhängigkeit von der Meßfrequenz dargestellt. Alle Komponenten eines solchen Systems für den UHF-Bereich sind beim derzeitigen Stand der Amateurtechnik realisierbar und im Prinzip auch als Konzept beschrieben. Für den/die nötigen Wobbelmeßsender sei auf [42] verwiesen, der breitbandige 6 dB-Teiler ist einfach aufzubauen (Chipwiderstände), und [10] enthält neben Angaben zu einem Diodenmeßkopf auch die Schaltung eines dazu passenden Logarithmierers. Zwei dieser logarithmierten Signale müssen dann nur noch voneinander subtrahiert und auf einem Oszilloskop dargestellt werden, um einen kompletten skalaren Netzwerkanalysator zu erhalten. Weniger komfortabel, aber einfacher ist natürlich die Punkt-für-Punkt-Messung mit Meßsender und konventionellem Leistungsmesser.

Eine Anpassungsmessung gestaltet sich ähnlich, allerdings wird zusätzlich eine Meßbrücke oder ein Richtkoppler nötig. Kurze Leitungskoppler [46] erreichen bei hochqualitativem Aufbau Richtdämpfungen von 35 dB, höhere Werte bedingen alleine schon die Verwendung von anderen (besseren) Steckverbindern. Allerdings ist die Koppeldämpfung stark frequenzabhängig, was den Anwendungsfrequenzbereich einschränkt. Lange Leitungskoppler mit inhomogener Kopplung sind so dimensionierbar, daß die Koppeldämpfung über viele Oktaven nahezu konstant ist; eine Dimensionierung in Stripline- (nicht Microstrip- !)-Technik sollte mittels der immer öfter Amateuren zugänglichen Mikrowellen-CAE-Programme leicht möglich sein, bis jetzt steht eine Publikation aber noch aus. Möchte man bis zu sehr niedrigen Frequenzen messen können, bleibt die Meßbrücke übrig; eine gute Beschreibung findet sich in [47] (die theoretische Abhandlung zur Rauschzahl in diesem Artikel sollte man aber möglichst rasch wieder vergessen).
Rauschzahlmessungen benötigen eine Rauschquelle ([21], [22], [26]) und die Gelegenheit, diese gegen eine kommerzielle Quelle zu kalibrieren. Mit einem Präzisionsdämpfungsglied und einem Meßempfänger sind dann Rauschzahlmessungen möglich, ein automatischer Rauschmeßplatz erleichtert Abgleicharbeiten aber doch erheblich. Ein derartiges Gerät ist bereits publiziert ([23]), eine weitere Beschreibung ist angekündigt ([28]). In [24] findet sich ein ganz einfaches "Rauschzahlschätzometer". Aber auch mit den modernsten professionellen Geräten sind zahlreiche Meßfehler möglich, einen ausgezeichneten Überblick dazu gibt [27].

Dämpfungsglieder und Breitbandverstärker dienen der Pegelanpassung. Festdämpfungsglieder sind dem Amateur inzwischen auch im Neukauf zugänglich, bei eingeschränktem Frequenzbereich ist der Selbstbau möglich ([11]). Breitbandverstärker mit GaAs-FETs wurden in [12], [13] vorgestellt, bei etwas geringeren Forderungen an den Frequenzbereich lassen sich auch mit Si-MMICs solche Verstärker vorteilhaft realisieren.

Literatur

Thermische Leistungsmessung:

[1] Frosinn, O.,DF7QF, UHF/SHF-Leistungsmesser zum Selberbauen. UKW-Berichte 2/81, 66-74.

[2] Vieland, C., DJ4GC, Empfindlicher thermischer Leistungsmesser. UKW-Berichte 3/83, 141-147.

[3] Mühlbacher, M.,DB9SB, Thermischer Leistungsmesser von 10 MHz-14 GHz. DUBUS 4/84, 273-276.

[4] Vieland, C., DJ4GC, Thermische Leistungsmessung - noch einmal betrachtet. UKW-Berichte 4/84, 213-215.

[5] Vieland, C., DJ4GC, Präzisionsleistungsmesser von Gleichstrom bis in den Mikrowellenbereich. cq-DL 3/86, 144-148.

[6] Jirmann, J., DB1NV, Ein thermischer Leistungsmeßkopf. UKW-Berichte 4/87, 238-242.

Leistungsmessung mit Dioden:

[7] DC9RK, Ein mW-Meter mit direkter Leistungsanzeige bis 600 MHz. UHF-Unterlage Teil III, E.8, 586-588.

[8] Brenndörfer, K., DF8CA, 5/50 W-Leistungsmesser mit Abschlußwiderstand bis 1,3 GHz. UKW-Berichte 4/83, 212-217.

[9] Bertelsmeier, R., DJ9BV, Präzisions-Wattmeter mit automatischer VSWR-Anzeige für 144-2320 MHz. DUBUS 3/87, 199-210.

[10] Vieland, C., DJ4GC, Diodendetektoren in 50 Ohm-Breitbnadtechnik. UKW-Berichte 4/87, 223-237.

Breitbandverstärker und Dämpfungsglieder:

[11] Vieland, C., DJ4GC, Kompakte Dämpfungsglieder in BNC. UKW-Berichte 4/84, 207-212.

[12] Vieland, C., DJ4GC, Breitbandverstärker mit GaAs-FET's und HEMT's bis 10 GHz. Vorträge 12. GHz-Tagung Dorsten 1989, 18-22.

[13] Vieland, C., DJ4GC, Breitbandverstärker mit GaAs-FET's und HEMT's. Vorträge 34. Weinheimer UKW-Tagung 1989, 236-241.

Genaue Frequenzmessung:

[14] Mazur, H., DL6WA, Einfacher Vorteiler bis über 1 GHz. cq-DL 6/83, 280-281.

[15] Zimmermann, E., HB9MIN, Frequenzteiler für den Mikrowellenbereich. Vorträge VHF-UHF-Tagung München 1984, 83-88.

[16] Jirmann, J., DB1NV, Der SDA 4211 - ein interessanter UHF-Vorteiler. UKW-Berichte 1/87, 30.

[17] Meier, A., DC7MA, Der SDA 4212 - Nachfolger des SDA 4211. UKW-Berichte 3/87, 175-176.

[18] Mühlbacher, M., DB9SB, 3.7 GHz Frequenzteiler :1000. DUBUS 3/87, 178-181.

[19] Göbel, E., DK2DB, Meßhilfsmittel zur Kalibrierung von Frequenzzählern. Vorträge 12. GHz-Tagung Dorsten 1989, 54-68. Berichtigung dazu wird veröffentlicht mit den Vorträgen 13. GHz-Tagung Dorsten 1990.

[20] Bertelsmeier, R., DJ9BV (Editor), New GHz-GaAs-Prescalers. DUBUS 4/89, 24-27.

Rauschzahlmessung:

[21] Plötz, M., DL7YC, Eine Rauschquelle bis 12,4 GHz. UHF-Unterlage Teil III, E.7, 582-585
[22] Ulbricht, M., DB2GM, Ein Rauschgenerator für VHF und UHF. UKW-Berichte 3/81, 148-153.
[23] Dohlus, M., Automatisches Rauschmeßgerät für den Eigenbau. UKW-Berichte 2/82, 67-76, 3/82, 131-148.
[24] Wagner, L., DL9JU, Rauschabgleichgerät. Vorträge VHF-UHF-Tagung München 1982, Anhang.
[25] Fleckner H., DC8UG, Noise generator with BAT31. DUBUS 3/83, 188-189.
[26] Fleckner H., DC8UG, Ein Rauschgenerator mit definierter Rauschleistung für Anwendungen bis in den Mikrowellenbereich. UKW-Berichte 2/84, 73-81.
[27] Bertelsmeier, R., DJ9BV, Ultra-rauscharme GaAs-FET Empfangsvorverstärker für EME. Vorträge 32. Weinheimer UKW-Tagung 1987, 14-31.
[28] Bertelsmeier, R., DJ9BV, (Baubeschreibung eines automatischen Rauschzahlmeßplatzes). Wird veröffentlicht im DUBUS-Magazin Jahrgang 1990.

Spektrumsanalyse mit passiven Filtern:

[29] Hupfer, K., DJ1EE, Ein Frequenzmesser für SHF zum Selbstbau. UKW-Berichte 4/74, 194-196.
[30] Dahms, J., DCØDA, Ein Absorptionsfrequenzmesser für 70 MHz bis 1350 MHz. UKW-Berichte 4/76, 220-227.
[31] Auth, G., DJ2HF, Dahms, J., DCØDA, VHF-UHF Resonance Meter. DUBUS Technik-Buch (1), 355-358.
[32] Neie, C., DL7QY, UHF-Dipmeter. DUBUS Technik-Buch (1), 350-355.
[33] Weiner, K., DJ9HO (Herausgeber), UHF-Absorptions-Frequenzmesser bis 2,5 GHz. UHF-Unterlage Teil I+II, B.1.4, 99-100.
[34] Vieland, C., DJ4GC, Abstimmbare Durchgangsfilter von VHF bis SHF. UKW-Berichte 2/86, 103-111.

Spektrumsanalysatoren:

[35] Berberich, Eugen, DL8ZX, Ein Spektrum-Analysator für Amateure. UKW-Berichte 2/76, 87-98.
[36] Berberich, Eugen, DL8ZX, Spektrum-Analysator für VHF/UHF-Amateure - Eigenbau eines universellen HF-Teils. UKW-Berichte 3/80, 152-160.
[37] Berberich, Eugen, DL8ZX, Spektrum-Analysator für VHF/UHF-Amateure: Leiterplatte für die Premixer-Baugruppe. UKW-Berichte 2/82, 103-105.
[38] Kessler, Ch., DB1UQ, Ein einfacher Spektrumanalysator für 0-1,8 GHz. UHF-Unterlage Teil IV, I.1, 770-813.
[39] Jirmann, J., DB1NV, Ein Spektral-Analysator für Amateure. UKW-Berichte 2/87, 66-78, 3/87, 130-140, 1/89, 46-57, 2/89, 116-124.
[40] Vieland, C., DJ4GC, Spektrumanalysator von NF bis 48 GHz im Selbstbau. Vorträge 32. Weinheimer UKW-Tagung 1987, 250-260.

Wobbel- und Meßsender:

[41] Schramm, N., DC9NI, Universal-Wobbelgenerator von 8,5 MHz bis 1,3 GHz. UHF-Unterlage Teil I+II, B.9, 147-160.
[42] Vieland, C., DJ4GC, Pegelgeregelte Wobbelsender in Breitbandtechnik. Vorträge 33. Weinheimer UKW-Tagung 1988, 237-245.

Breitband-VCOs:

[43] Jirmann, J., DB1NV, Breitbandig abstimmbare spannungsgesteuerte Oszillatoren. UKW-Berichte 3/86, 150-157.
[44] Vidmar, M., YT3MV, Empfangsanlage für TV-Satelliten. Teil 2: Die Inneneinheit. UKW-Berichte 4/86, 194-215.
[45] Salewski, M., DC9DO, Empfänger für den Satelliten-ZF-Bereich 900-1700 MHz. UKW-Berichte 3/89, 156-164.

Anpassungsmessung:

[46] Müller, K., DC3CT, Doppelweg-Richtkoppler. UHF-Unterlage Teil I+II, B.4.3, 129.
[47] Martin, M., DJ7VY, Extrem rauscharme Vorverstärker erfordern dämpfungsarmes Antennenkabel! Breitband-Richtkoppler zur SWR-Messung von Empfänger-Komponenten. UKW-Berichte 1/83, 35-45.

Verschiedenes:

[48] Dahms, J., DCØDA, Die Frequenzaufbereitung, das Herzstück jedes Transverters - vom Aufbau bis zum Abgleich. Vorträge 12. GHz-Tagung Dorsten 1989, 5-15.
[49] Dahms, J., DCØDA, Die Frequenzaufbereitung, das Herzstück jedes Transverters - vom Aufbau bis zum Abgleich. Vorträge 34. Weinheimer UKW-Tagung 1989, 47-58.
[50] Schubmehl, P., DL8GG, 23-cm-Konverter. cq-DL 5/89, 30-31.
[51] EEsof, Reference Manual Touchstone V. 1.4.

Bauelemente:

[52] Avantek Semiconductor Data Book - Silicon Products 1987 (Vertieb: Kontron)
[53] Mini Circuits Data Book 1985 (Vertrieb: Industrial Electronics)
[54] Synergy short form catalog (Vertrieb: Kontron)
[55] SDS Datenblatt RK-Relais (Direktvertrieb)
[56] Datenblatt TBB204G (Siemens)
[57] Apollo Katalog Komponenten für die Hochfrequenztechnik (Vertrieb: Telemeter)
[58] Plessey Linear Integrated Circuit Data Book 1985

DORSTEN

OV HERRLICHKEIT LEMBECK N 38

14. GHZ-TAGUNG VHS-DORSTEN 16.02.1991 TAGUNGSBAND

BEITRÄGE: DCØDA, DF9IC, DJ4GC, DB6NT, DJ6XV, DL1YBL

REDAKTION: PETER RAICHLE, DJ6XV
PETER HÖRIG, DL4BBU

Module für die Spektrums- und Netzwerkanalyse

Wolf-Henning Rech, DF9IC @ DBØIE, N1EOW, Schöllbronner Str. 28, 7500 Karlsruhe 51

1. Einleitung

Dieser Beitrag ergänzt die in [1] publizierten Baugruppen um weitere Meßhilfsmittel für den UHF- und SHF-Bereich. Dabei kommen moderne MMIC-Bausteine (monolithic microwave integrated circuit) zum Einsatz, die in den letzten Jahren weit in die UHF-Schaltungstechnik vorgedrungen sind und dort oft zu starken Vereinfachungen führen. Die inzwischen zahlreichen Versionen in "Low Cost"-Plastikgehäusen haben entscheidend zur großen Verbreitung beigetragen und ermöglichen die Verwendung in Amateurbaugruppen, ohne das Budget zu strapazieren.

Die wesentlichen Vorteile von MMICs gegenüber gewöhnlichen hybrid aufgebauten Schaltungen ist die verringerte Zahl von Bauelementen (weniger Platz, weniger Arbeit), die Möglichkeit sehr breitbandiger Gegenkopplungen (auf dem Chip, ohne Umweglängen), die meistens hohe Stabilität (Schwingsicherheit) und die gute Reproduzierbarkeit ohne Abgleich. Letztere Eigenschaft ermöglicht in Verbindung mit den inzwischen weit verbreiteten Netzwerkanalyseprogrammen einen effektiven rechnergestützten HF-Schaltungsentwurf mit einem Minimum an notwendiger Meßtechnik im Vergleich zur herkömmlichen "cut and try"-Methode. Diese Vorteile wirken sich insbesondere bei sonst schwierig optimierbaren Breitbandschaltungen aus, wie sie in Meßgeräten häufig benötigt werden.

Sogenannte "gain blocks", also gegengekoppelte Kleinsignalverstärker mit mäßigen Rauscheigenschaften und geringer Ausgangsleistung bei glattem Frequenzgang und brauchbarer Ein- und Ausgangsanpassung sind seit mehreren Jahren zu günstigen Preisen erhältlich. Sie bestehen aus einer Darlingtonanordnung von zwei Transistoren und einigen Widerständen zur Strom- und Spannungsgegenkopplung, die breitbandig bis herunter zur Frequenz Null wirkt.

Inzwischen sind aber neuere Bausteine am Markt, die unter Einsatz aufwenigerer Schaltungen für spezielle Anwendungen optimiert sind: so sind Rauschzahlen um 2 dB bis über 1 GHz ebenso wie Ausgangsleistungen von 500 mW im gleichen Frequenzbereich verfügbar, die ersten Mikrowellen-GaAs-MMICs (Breitbandverstärker 2...8 GHz) oder doppeltsymmetrisch aufgebaute aktive Breitbandmischer belegen die Entwicklung zu höheren Frequenzen und komplexeren Funktionen. Manche dieser Bauelemente liegen preislich noch im Bereich um 100.- DM, aber auch hier werden sicherlich in Kürze Billigversionen im Plastikgehäuse folgen. Als Mikrowellenamateure sollten wir diesen Trend zur vorgefertigten Schaltung aus dem IC-Backofen nicht bedauern, sondern nutzen, lassen sich damit doch lästige Standardaufgaben schneller und einfacher bewältigen; sehr hochwertige Schmalbandschaltungen bedingen nämlich nach wie vor einen optimierten diskreten Aufbau.

2. Einfacher Breitband-Meßverstärker

In [1] ist ein Breitbandverstärker mit einer 1 dB-Bandbreite von 1,8 GHz beschrieben, der für Meßzwecke gut geeignet ist. Er ist mit MMIC-Verstärkern aus der MSA-Serie bestückt, die von Avantek hergestellt und auch in ähnlicher Form von MIni-Circuits und HP geliefert werden. Inzwischen sind auch MMICs erhältlich, die in einem Transistorgehäuse einen zweistufigen Verstärker enthalten. Die Typen INA011XX, INA021XX und INA031XX sind sehr rauscharm bei schlechter Eingangsanpassung, der Typ INA103XX ist dagegen auf ebenen Frequenzgang bei guter Anpassung optimiert. Er ist z. Z. nur im Gehäuse "86" als INA10386 erhältlich und kostet weniger als 15.- DM.

Untersucht man die Eigenschaften des ICs mit einem Netzwerkanalyseprogramm, so zeigt sich sehr schnell, daß die günstigen Datenblatteigenschaften, die beim Betrieb in einer Meßfassung ermittelt wurden, nur erreicht werden können, wenn ganz exzellente Masseverhältnisse vorliegen. Eine auch nur geringe Serieninduktivität in der Massezuleitung führt durch den zweistufigen, daher in der Summe nicht phasendrehenden und hochverstärkenden Aufbau zu Veränderungen im Verhalten und auch rasch zu Instabilitäten. Eine Anschlußlänge von 1 mm, die selbst bei einem schmalbandigen Verstärker für 10 GHz durch Absimmelemente gut ausgleichbar ist (mit gewissen Einbußen), führt hier zu elementaren Schwierigkeiten. Auf dieses Problem weist auch Avantek in einer Applikation [2] hin.
Zum erfolgreichen Nachbau des hier beschriebenen Verstärkers sind deshalb die Einbauhinweise unbedingt und genau zu befolgen. Der so simpel erscheinende Aufbau und die verhältnismäßig niedrige Betriebsfrequenz verleiten leicht zu einer gewissen Sorglosigkeit. Wie diese sich auswirkt, zeigen die Bilder 2.1 und 2.2, in denen Eingangsanpassung und Durchgangsverstärkung des kompletten Verstärkers für verschiedene Masseinduktivitäten dargestellt sind. Selbst bei 0,1 nH zeigt sich schon eine erhebliche Qualitätseinbuße. Die kritische Abhängigkeit bezieht sich dabei nur auf Induktivitäten, die in der Ein- und Ausgangsleitung gemeinsam liegen, Zuleitungen am Ein- oder Ausgang alleine sind nicht kritischer als bei anderen Bauelementen.

Weitere Besonderheiten gibt es nicht zu beachten, Bild 2.3 zeigt den sehr einfachen Schaltplan, Bild 2.4 das Platinenlayout. Der Kollektorwiderstand ist wegen der erzeugten Verlustleistung geteilt und über die in Serie geschaltete Mikrostreifenleitung für hohe Frequenzen in seiner dämpfenden Wirkung verringert. Am Eingang hilft eine Leitungstransformation, die Anpassung zu verbessern.
Die Baugruppe ist auf einer Epoxidplatine (1,5 mm, Rückseite durchgehende Massefläche) in SMD-Bauweise erstellt und paßt in ein Weißblechgehäuse mit den Abmessungen 37*37 mm. Für das MMIC wird ein Loch von 2 mm gebohrt und vorsichtig auf 2,2 mm aufgefeilt (nicht 2,5 mm bohren !). Leider sind die Beinchen des für Oberflächenmontage vorgesehenen Gehäuses zu kurz für die vorgesehene Montageart. Die beiden Massebeinchen werden so gebogen, daß sie flach vom Gehäuse abstehen, Eingang und Ausgang um 90 Grad nach oben abgewinkelt. Jetzt wird das Loch in Richtung der Ein- und Ausgangsleiterbahn soweit erweitert, daß das MMIC von unten her gerade hineinpaßt; die Massefläche wird im Bereich der Ein- und Ausgangsanschlüsse ein wenig angefast, um Kurzschlüsse zu vermeiden. Nach Einbau des MMIC werden die Masseanschlüsse mit der Fläche verlötet und die etwas zu kurzen Ein- und Ausgangsleitungen mit einem Kupferfähnchen o. ä. bis zur Leiterbahn verlängert; hier ist eine ruhige Hand hilfreich.

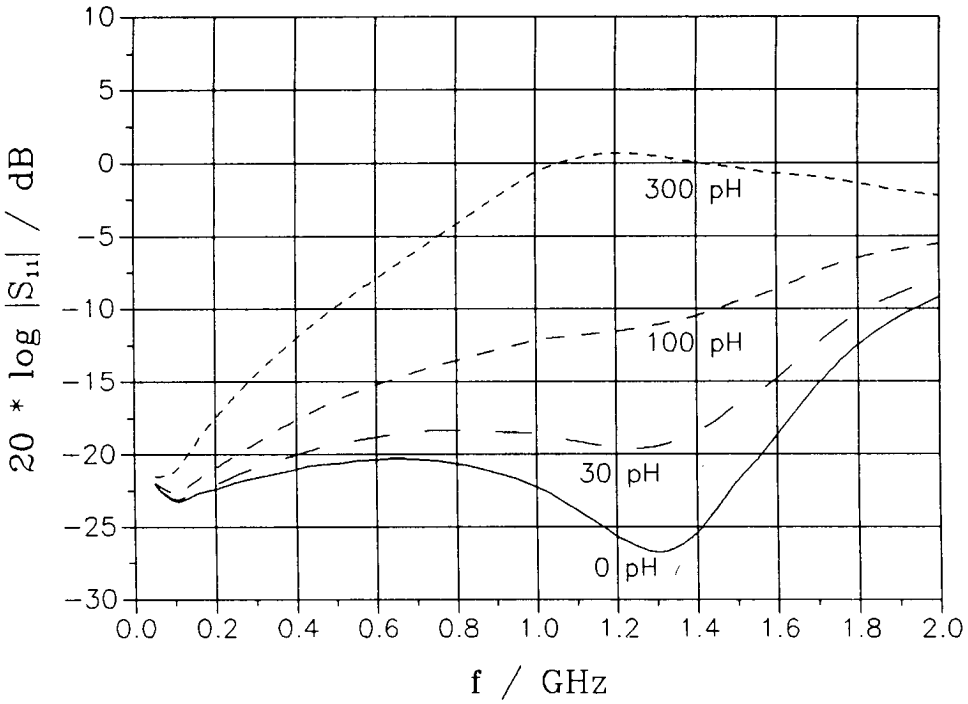


Bild 2.1 Breitbandverstärker: Eingangsreflexionsdämpfung bei Variation der Masseinduktivität

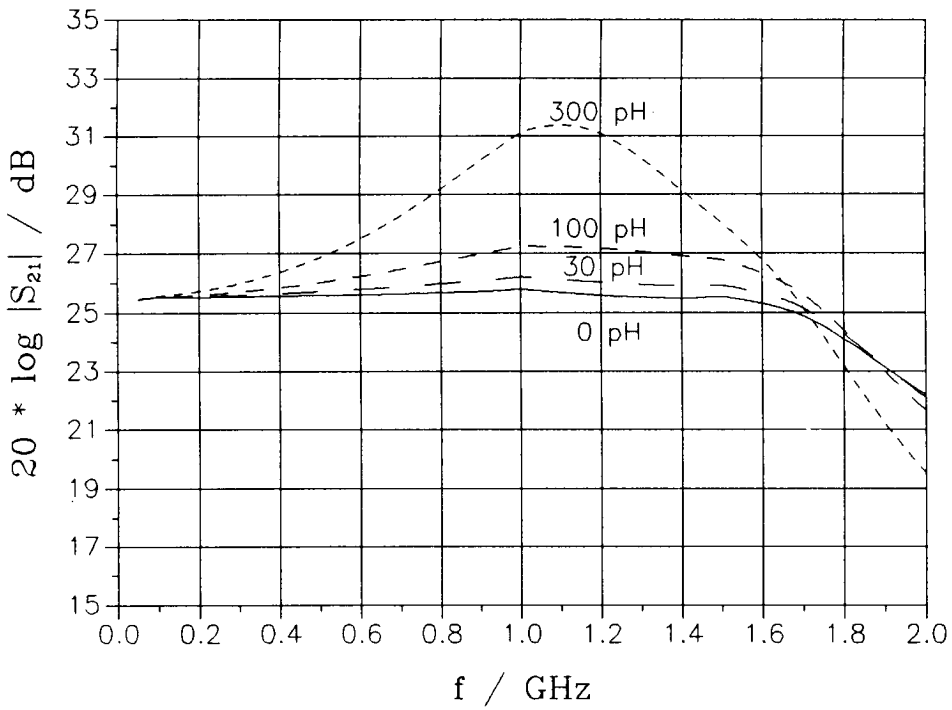


Bild 2.2 Breitbandverstärker: Durchgangsverstärkung bei Variation der Masseinduktivität

Die Bestückung der weiteren Bauteile ist einfach und schnell bewerkstelligt (Bild 2.4). Selbstverständlich wird die Platine rundum mit der Massefläche verlötet.
Erreicht werden wenigstens 15 dB Eingangs- und 17 dB Ausgangsreflexionsdämpfung bei einer Verstärkung von 26 dB und etwa +-0,5 dB Welligkeit, alles in einem Frequenzbereich von nahe Null (je nach Koppelkondensatoren) bis 1,5 GHz. Die Stromaufnahme beträgt 50 mA bei 15 V Versorgungsspannung. Die Bilder 2.5 bis 2.7 zeigen Simulations- und Meßergebnisse, für die Simulation wurde ein Wert der Masseinduktivität von 30 pH angenommen. Die Rauschzahl des MMIC liegt nach Herstellerangaben breitbandig bei knapp 4 dB, eine eigene Messung wurde nicht vorgenommen.

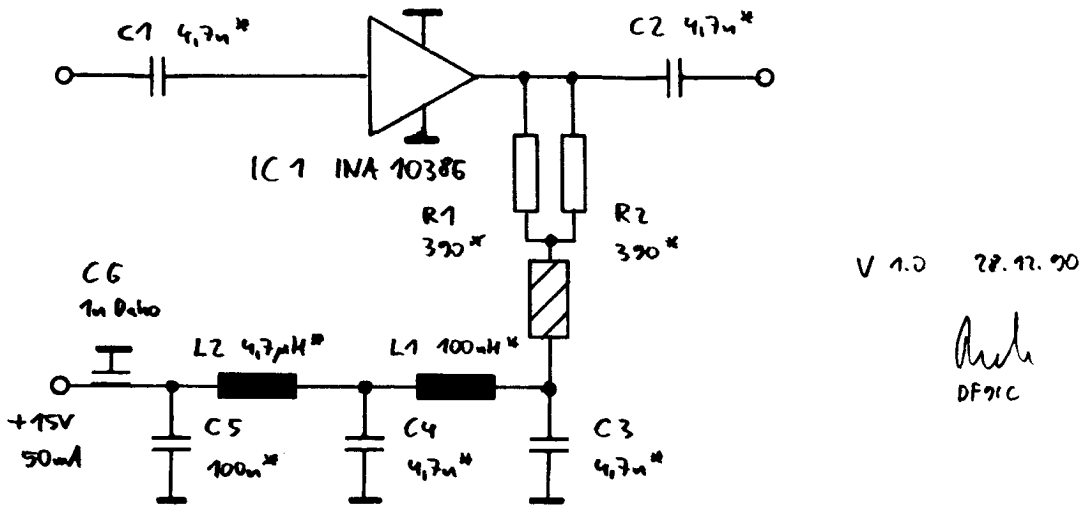


Bild 2.3 Breitbandverstärker: Schaltplan

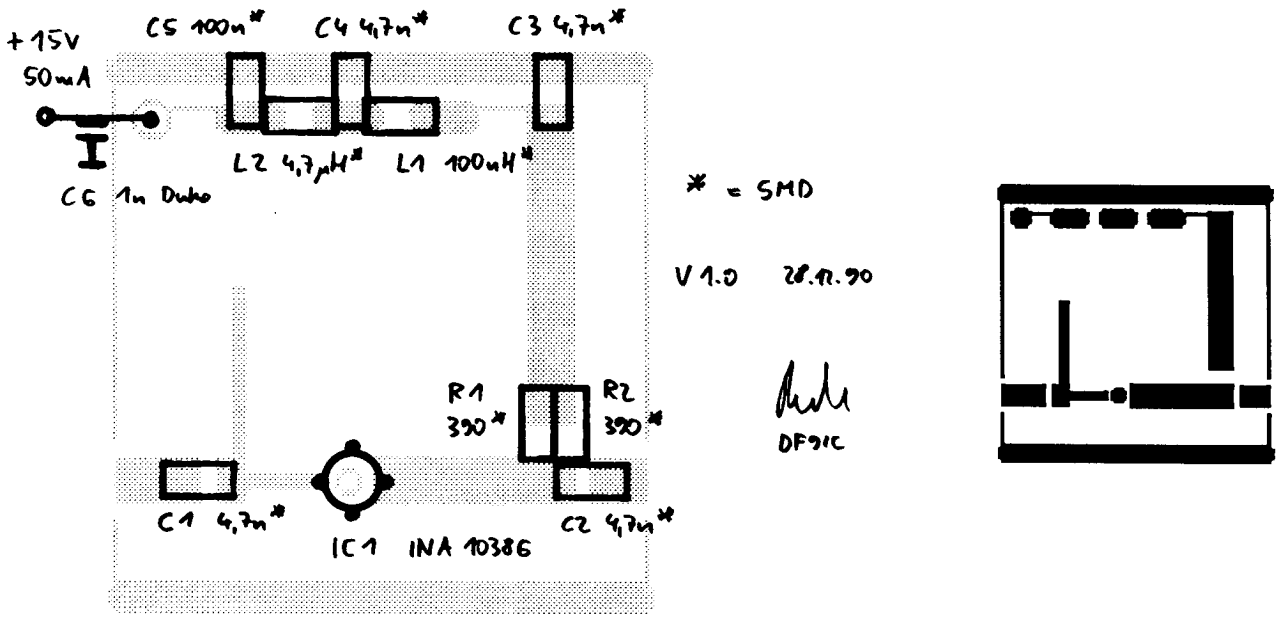
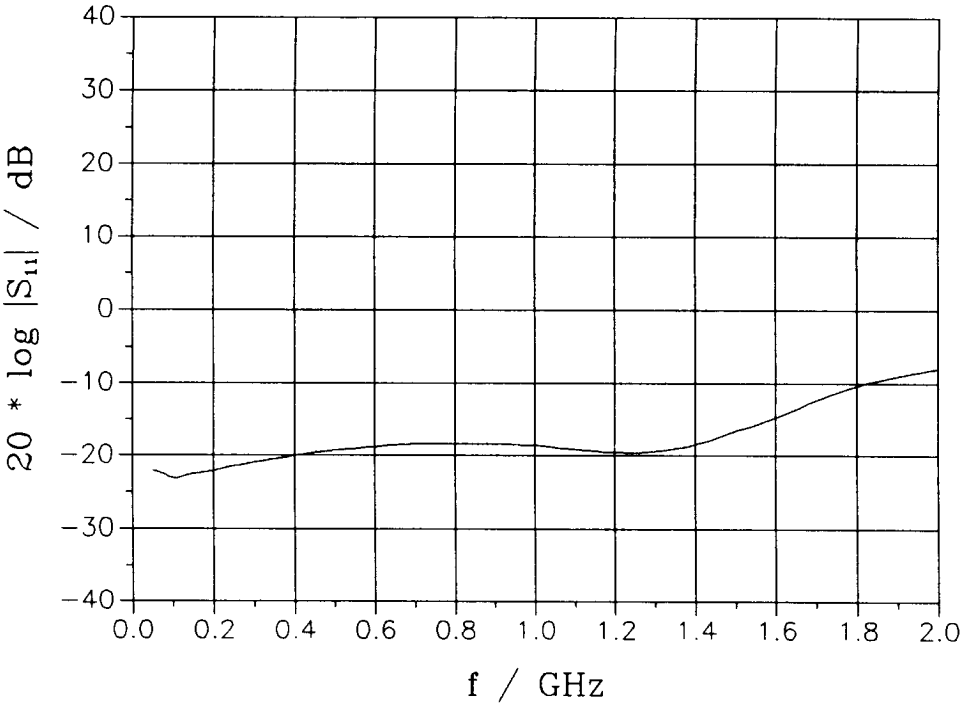


Bild 2.4 Breitbandverstärker: Bestückungsplan und Platinenlayout



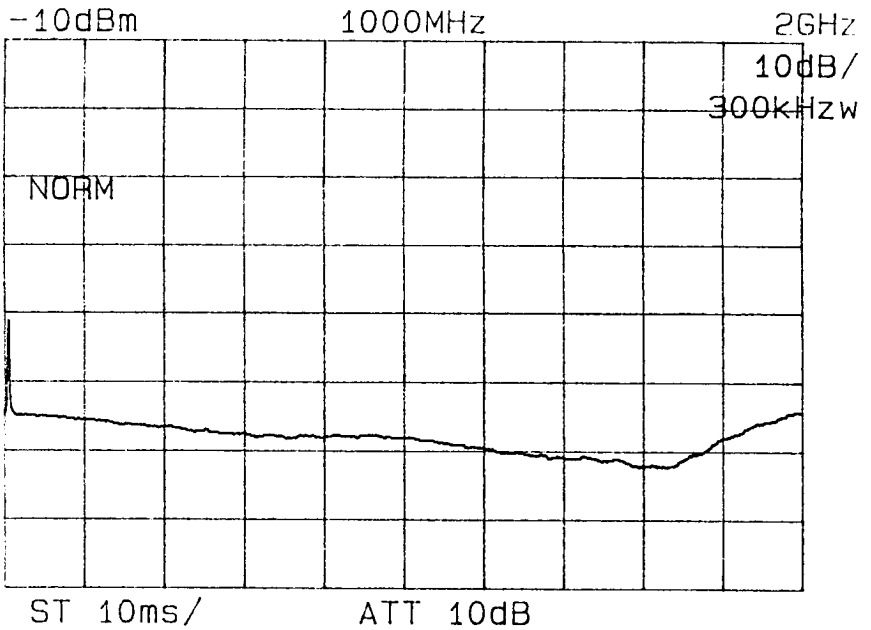
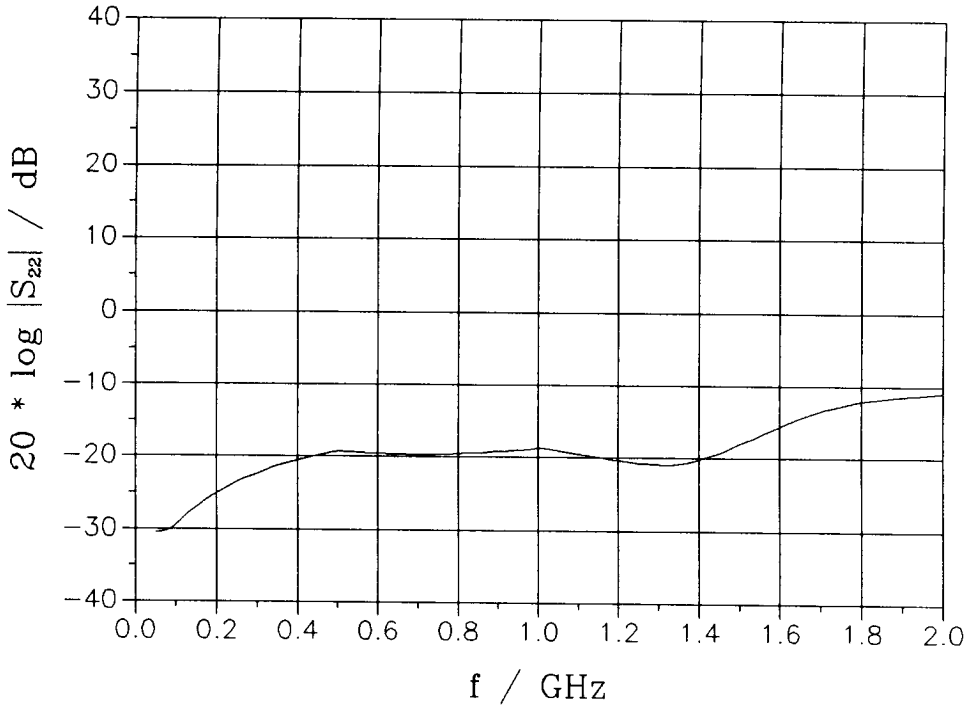


Bild 2.5 Breitbandverstärker: Eingangsanpassung; oben Simulation, unten Messung



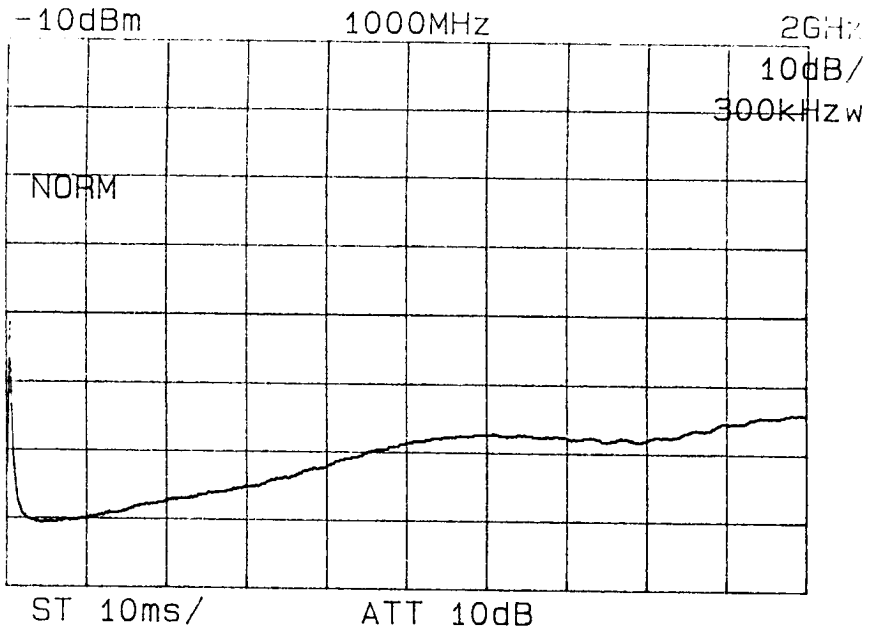
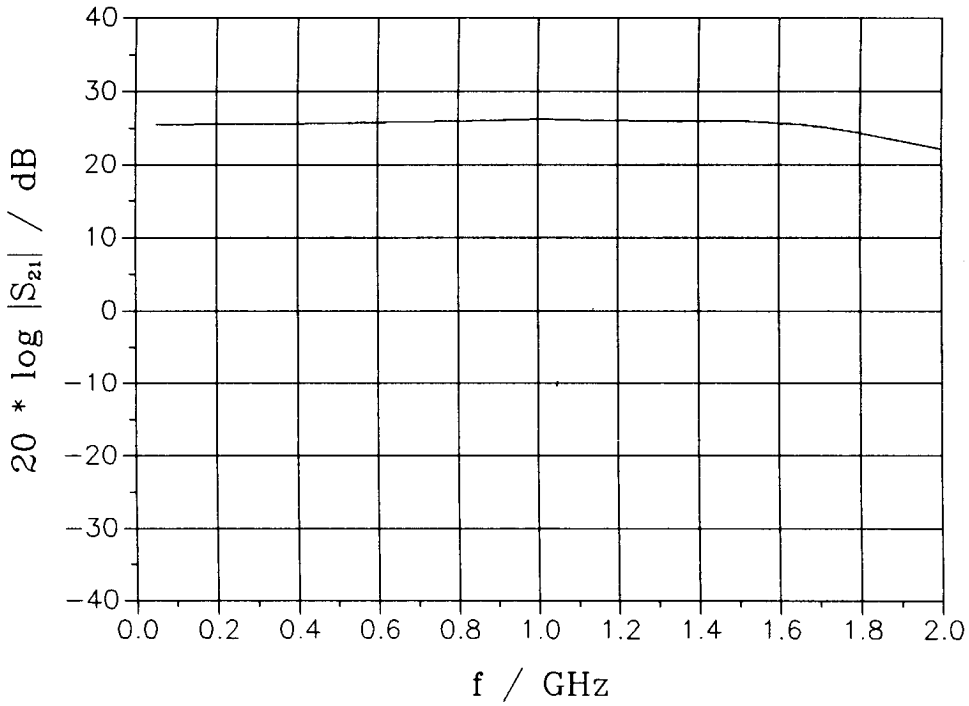


Bild 2.6 Breitbandverstärker: Ausgangsanpassung; oben Simulation, unten Messung



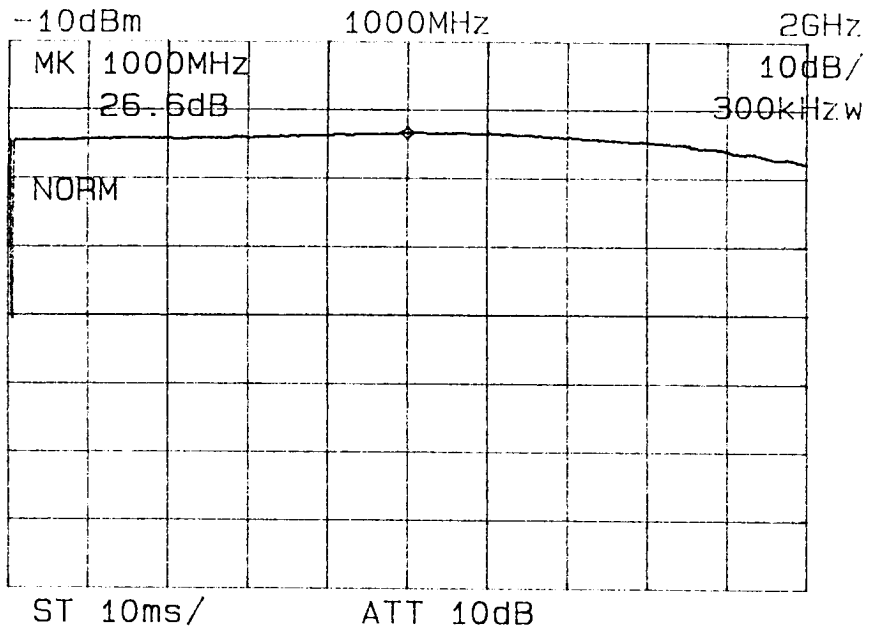


Bild 2.7 Breitbandverstärker: Durchgangsverstärkung; oben Simulation, unten Messung

3. Breitbandkonverter für Spektrumsanalysatoren

Das im folgenden beschriebene Modul ermöglicht es, zusammen mit einem bis wenigstens 1,5 GHz funktionierenden Spektrumsanalysator ohne wesentlichen Verlust an Amplitudengenauigkeit bis zu einer Frequenz von 4,5 GHz Linienspektren zu messen. Darüber hinaus ist es prinzipiell möglich, Spektrallinien bis zu einer Frequenz von mehr als 10 GHz zu identifizieren und damit einen selektiven Abgleich von Verstärker- oder Vervielfacherstufen vorzunehmen, allerdings mit eingeschränkter Empfindlichkeit und ohne Absolutmessungen vornehmen zu können. Die Darstellung von Rauschspektren oder sehr dichten Linienspektren ist dagegen nicht möglich, dies ist aber für Mikrowellenamateure in den meisten Fällen belanglos. Ebenso werden hochauflösende Messungen wegen der begrenzten Stabilität des Umsetzoszillators problematisch sein.

Bild 3.1 zeigt ein Blockschaltbild: einem Eingangsdämpfungsglied folgt ein Breitbandmischer, der aus einem spannungsabstimmbaren Oszillator mit 3 GHz Schwingfrequenz gespeist wird. Ein ZF-Verstärker und ein abschließendes Tiefpaßfilter vervollständigen den Aufbau. Das Modul wird dem vorhandenen Analysator einfach vorgeschaltet, Eingriffe in das Grundgerät sind nicht nötig.

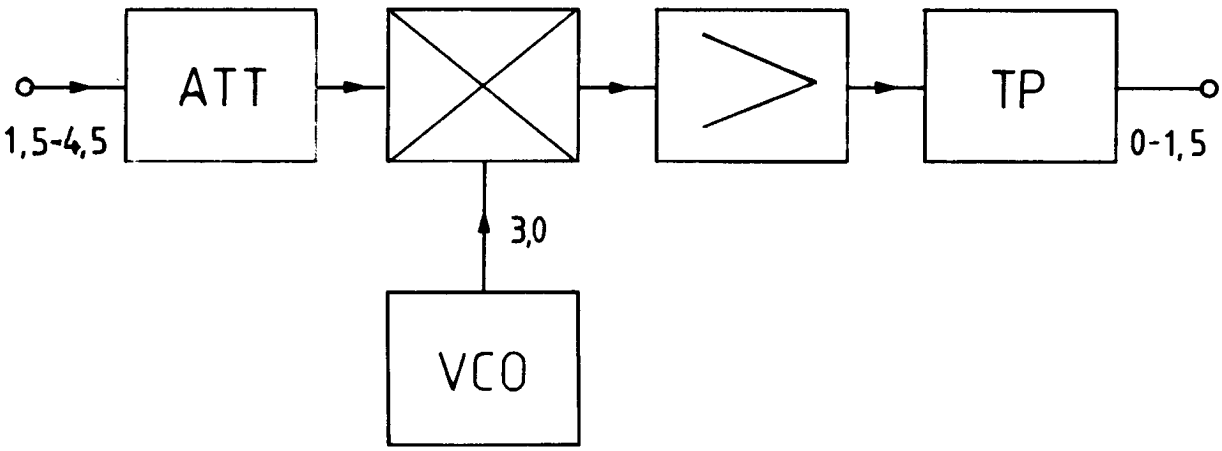


Bild 3.1 Breitbandkonverter: Blockschaltbild

Ein Eingangssignal im Frequenzbereich von 1,5 GHz bis 4,5 GHz wird mit dem Oszillatorsignal bei 3 GHz ein im nachgeschalteten Analysator erkennbares Mischprodukt im Frequenzbereich unterhalb 1,5 GHz ergeben. Ebenso ist eine Oberwellenmischung möglich, ein Signal bei 5,76 GHz z. B. mischt sich mit der 2. Harmonischen des Oszillators auf 240 MHz; im Harmonischenbetrieb ist die Mischdämpfung allerdings wesentlich höher und deutlich frequenzabhängig.
Bei der Analyse eines unbekannten Linienspektrums stellt sich natürlich die Frage, auf welche Weise die am Analysator angezeigten Linien zustandegekommen sind, um ihre Frequenz identifizieren zu können. Zu diesem Zweck kann der Umsetzoszillator um einen klei-

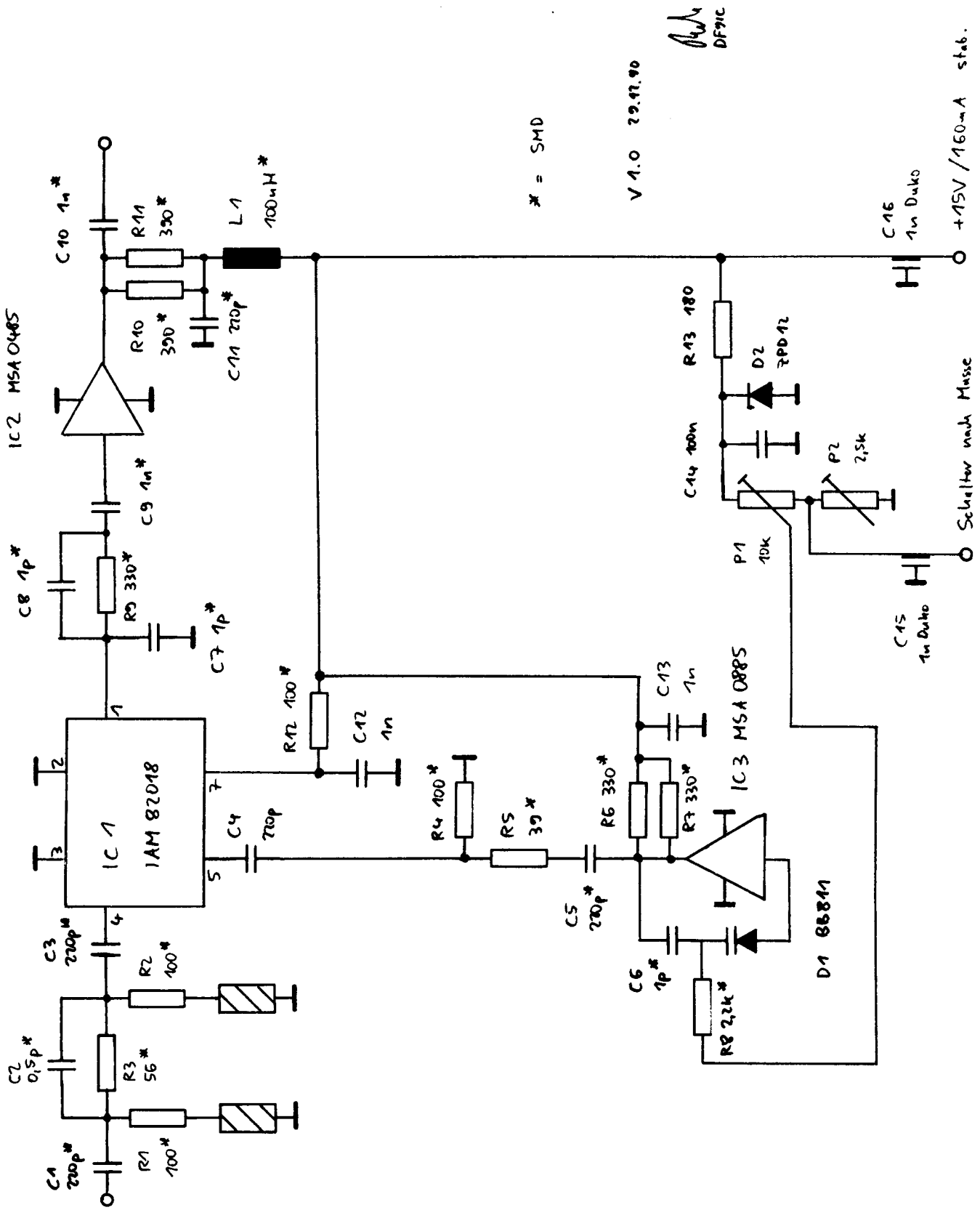


Bild 3.2 Breitbandkonverter: Schaltbild

wurden mit CAE-Unterstützung so dimensioniert, daß der in [3] angegebene Frequenzgang bei guter Anpassung ausgeglichen wird.
Die gesamte Baugruppe kommt mit einer Versorgungsspannung von 15 V bei einer Stromaufnahme um 160 mA aus, allerdings ist die Spannungversorgung der Varicap getrennt ausgeführt, um im Falle zu niedriger Schwingfrequenz des Oszillators durch einen Austausch der Zenerdiode und Anlegen einer höheren Spannung Abhilfe schaffen zu können; beim Musteraufbau genügt eine Varicapspannung von etwa 7,5 V.
Das Tiefpaßfilter wurde mit CAE-Unterstützung vollständig mit Leitungselementen realisiert, es hat weniger als 1 dB Einfügungsdämpfung und Dämpfungspole bei 3 GHz und 6 GHz, um die Signale des Umsetzoszillators vom nachfolgenden Spektrumsanalysator fernzuhalten. Verfügt dieser bereits über hinreichend Eingangsselektion, kann es entfallen.

Der Aufbau ist auf zwei Epoxidplatinen (1,5 mm dick, Rückseite durchgehende Massefläche) mit den Abmessungen 35*72 mm realisiert, die eine enthält das Tiefpaßfilter, die andere die restlichen Komponenten. Die meisten Bauteile sind in SMD-Technik ausgeführt. Bild 3.3 zeigt den Bestückungsplan, Bild 3.4 die Layouts. Die beiden Platinen können in ein gemeinsames Weißblechgehäuse 37*146 mm mit einem Trennblech in der Mitte (mit passendem Loch zum Durchführen der Leiterbahn) montiert werden, es empfiehlt sich, die Kammer des Tiefpaßfilters mit Leitschaumstoff unter dem Deckel zu versehen.
Für die MSA-Verstärker werden Löcher mit 2,5 mm Durchmesser gebohrt, bei IC 2 sorgt eine Kupferhohlniete auf der einen Seite für die Massedurchkontaktierung, bei IC 3 kann das eine Beinchen durchgesteckt werden. Die zum Gehäuserand führenden Massebeinchen werden auf der Leiterbahnseite gelötet.Für IC 1 müssen 8 Löcher passend gebohrt werden, die Beinchen werden dann vorsichtigt mit einer kleinen Zange um 90 Grad nach unten abgewinkelt und durch die Platine durchgesteckt. Die beiden Massepins werden oben verlötet, außerdem muß das ganze IC mit einem Metallbügel gegen die Massefläche gedrückt werden, im Musteraufbau wurde dazu ein schmaler Kupferblechstreifen geeignet gebogen und mit der Platine verlötet.
Die Betriebsspannung ebenso wie der Schalteingang werden über Durchführungskondensatoren aus dem Gehäuse geführt, bei der Eingangsbuchse sollte die N-Norm Verwendung finden, am Ausgang kann es auch BNC sein. Selbstverständlich werden die Platinen rundum oben und unten mit dem Gehäuse verlötet, alle SMD-Bauelemente sollten in der Position eingebaut werden, die im Bestückungsplan vorgegeben ist.

Der Abgleich der Baugruppe beschränkt sich auf die Einstellung der beiden Sollfrequenzen des Oszillators von 2,98 GHz und 3 GHz im betriebswarmen Zustand. Dazu kann ein Spektrumsanalysator, ein Meßempfänger oder ein sehr schwach angekoppelter Frequenzzähler dienen, der Abgleich kann auch im Nennbetrieb bei Beobachtung des ZF-Spektrums mit einem bekannten Eingangssignal erfolgen.
Der gerechneten Verlauf von Einfügungs- und Reflexionsdämpfung des Tiefpaßfilters ist in Bild 3.5 dargestellt, auf eine Messung als Einzelkomponente wurde verzichtet. Bild 3.6 zeigt die Konversionsdämpfung der Gesamtbaugruppe einschließlich Filter bei einem Eingangssignal von -30 dBm im Frequenzbereich von 1,5 GHz bis 2,5 GHz, das von einem pegelgeregelten Wobbelmeßsender geliefert wird. Ein Spektrumsanalysator mit "Maximum hold" registriert das umgesetzte Signal im Bereich von 1,5 GHz bis 0,5 GHz. Die erkennbare Welligkeit in der Größenordnung von 1 dB liegt im Bereich der Meßunsicherheit. Die mittlere Mischverstärkung beträgt etwa 1 dB.

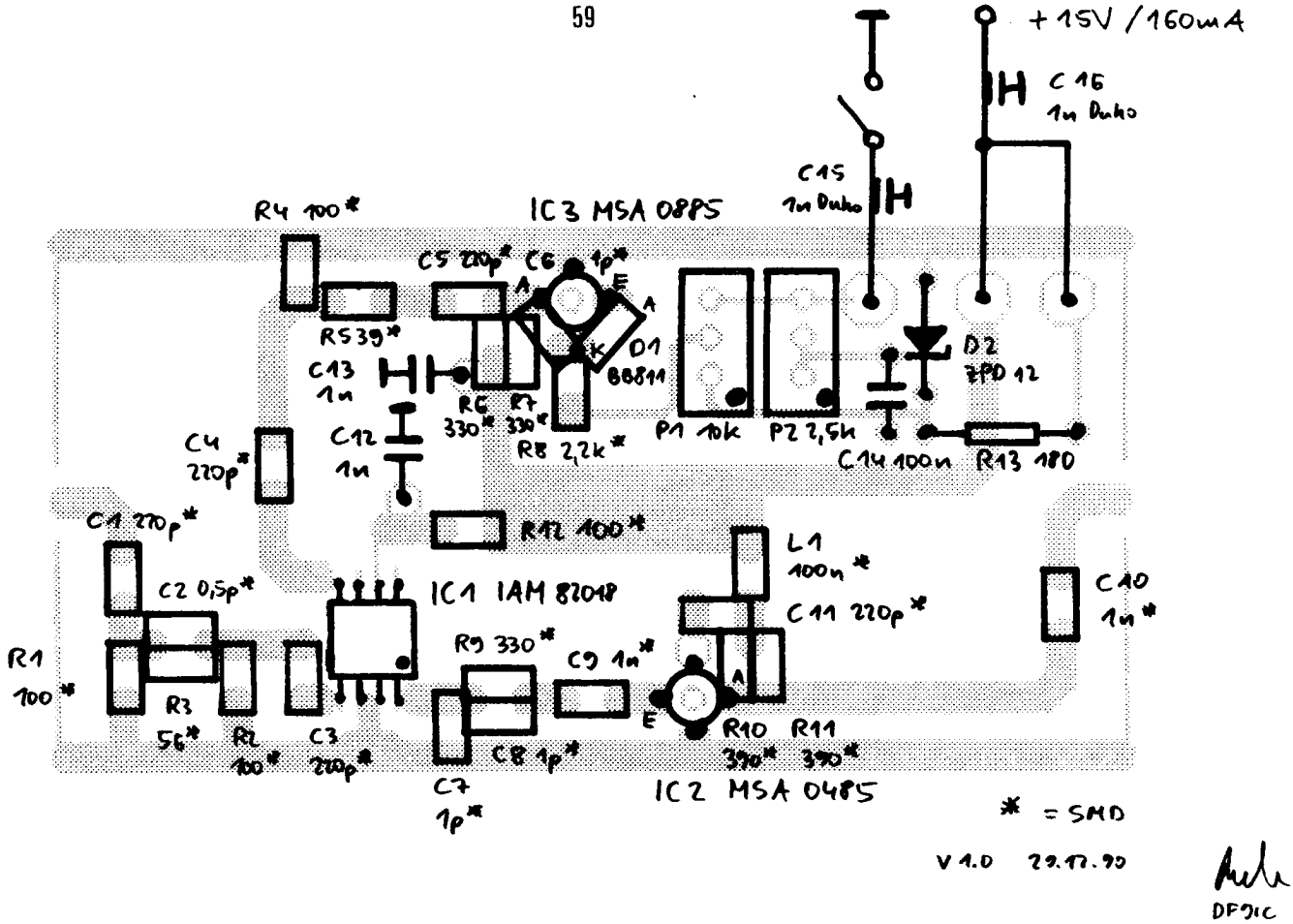


Bild 3.3 Breitbandkonverter: Bestückungsplan

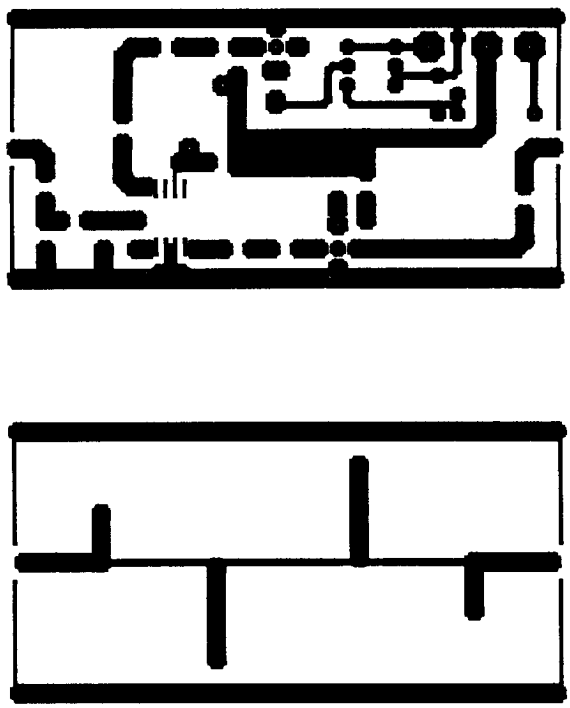


Bild 3.4 Breitbandkonverter: Layouts

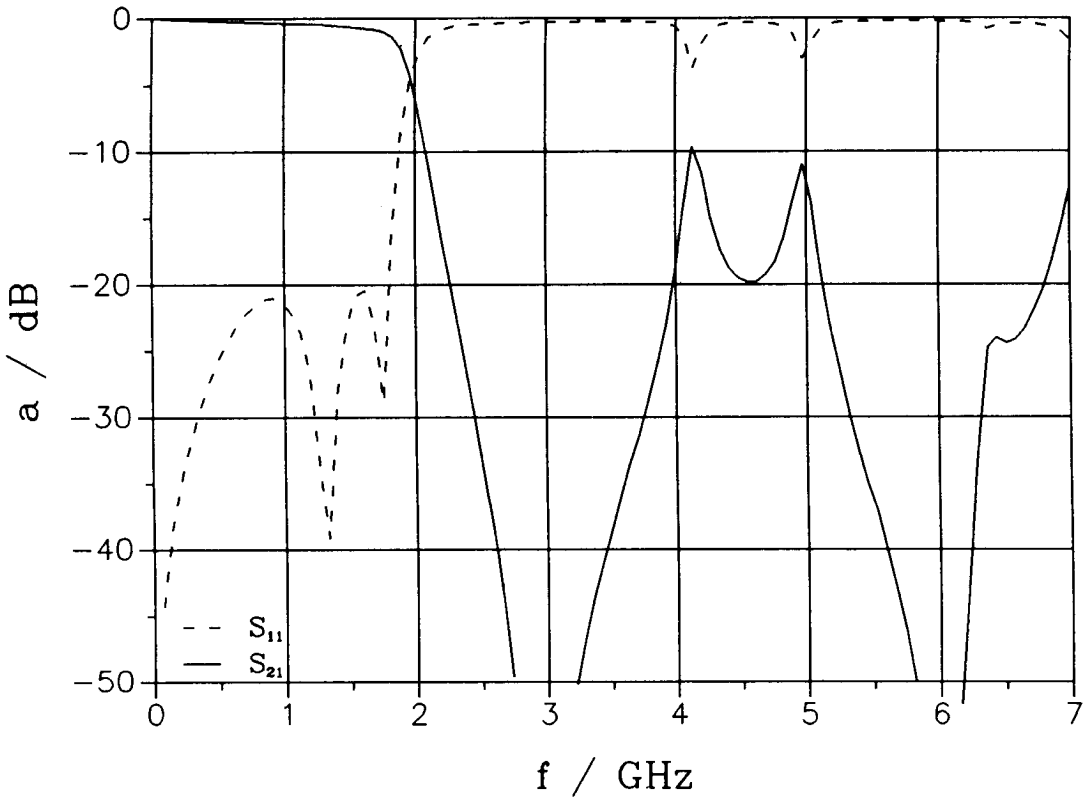


Bild 3.5 Tiefpaßfilter: Frequenzgang von Einfügungsdämpfung (durchgezogen) und Reflexionsdämpfung (strichliert); Simulation

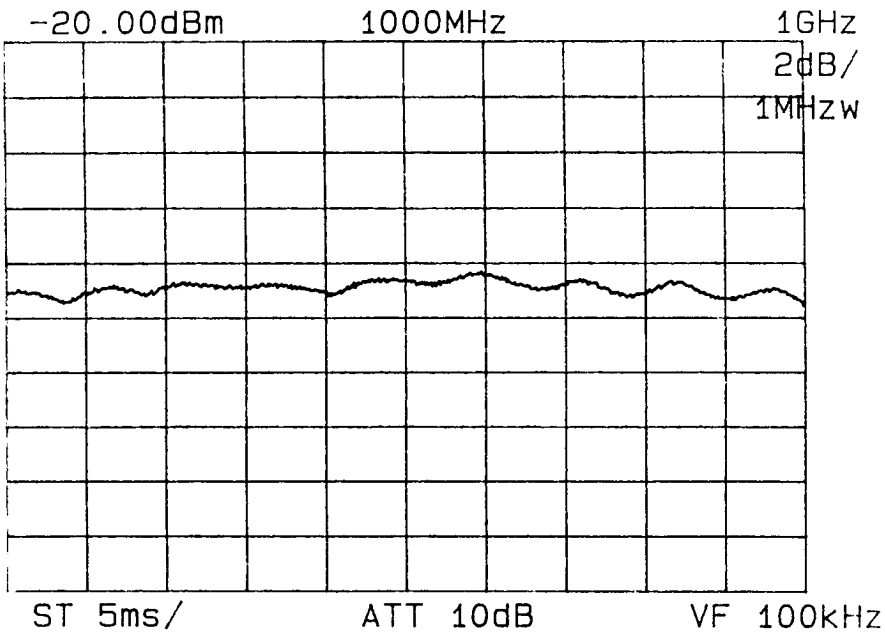


Bild 3.6 Breitbandkonverter: Mischdämpfung (Messung)

Das Meßprinzip demonstrieren noch einmal die Bilder 3.7 bis 3.10. Das Signal eines Meßsenders bei 1,76 GHz mit einem Pegel von -11 dBm und einer 2. Harmonischen bei -45 dBm (3,52 GHz) wird dem Breitbandkonverter zugeführt (Bild 3.7). An dessen Ausgang erscheint das ZF-Spektrum in Bild 3.8; das Originalsignal bei 1,76 GHz / -19 dBm, die Mischprodukte 3-1,76=1,24 GHz / -9 dBm und 3,52-3=0,52 GHz / -44 dBm, außerdem der Oszillator bei 3 GHz / -66 dBm und ein weiteres Mischprodukt bei 6-3,52=2,48 GHz mit -68 dBm.

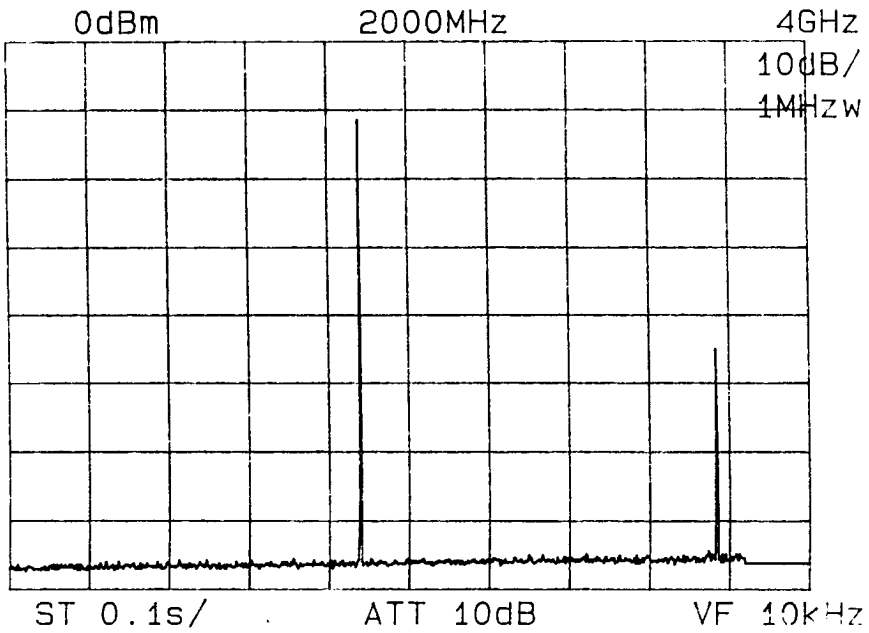


Bild 3.7 Eingangsspektrum

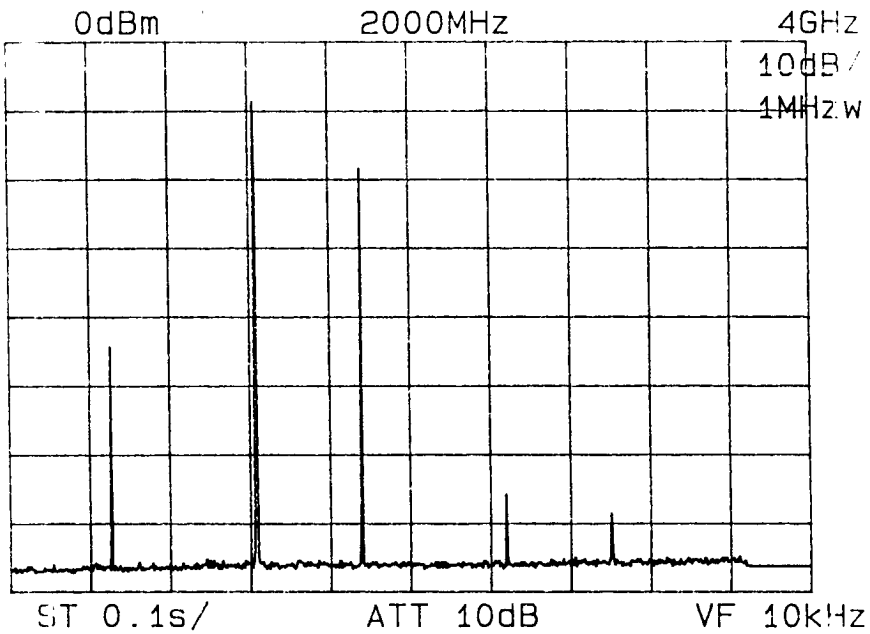


Bild 3.8 ZF-Spektrum

Ein Spektrumsanalysator bis 1,5 GHz "sieht" davon nur die in Bild 3.9 erkennbaren Mischprodukte. Bild 3.10 wiederholt diese Situation noch einmal, allerdings ist als zweite Kurve das Spektrum nach Umschalten der Frequenz des Umsetzoszillators dargestellt, zusätzlich um 10 dB nach unten verschoben, um es kenntlich zu machen; damit wird das Linienidentifikationsprinzip anschaulich.
Man beachte die Pegeltreue von Bild 3.7 nach Bild 3.9, die in diesem Fall nur zu einem Meßfehler von etwa 1 dB führt. Zusätzliche Spektrallinien (Nebenempfangsstellen) treten nicht auf.

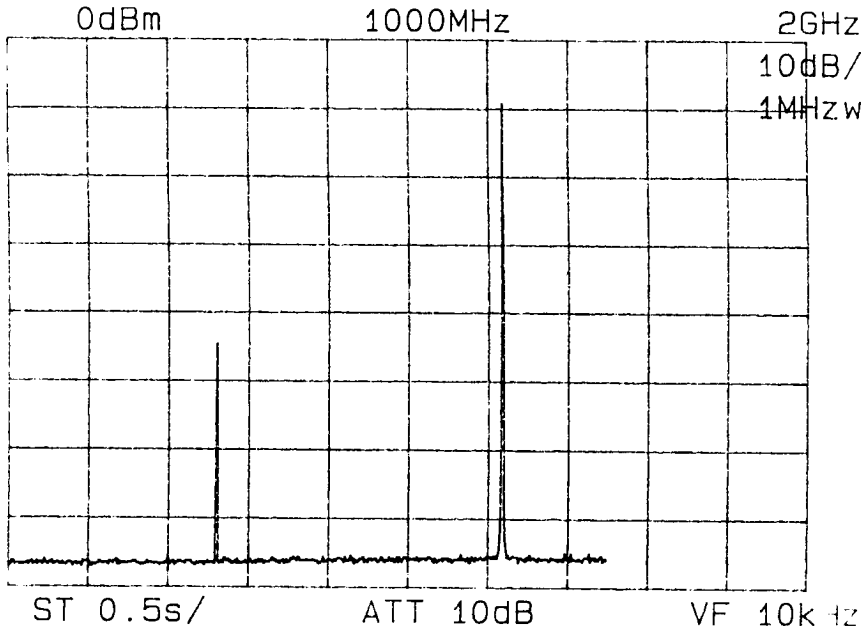


Bild 3.9 ZF-Spektrum bis 1,5 GHz

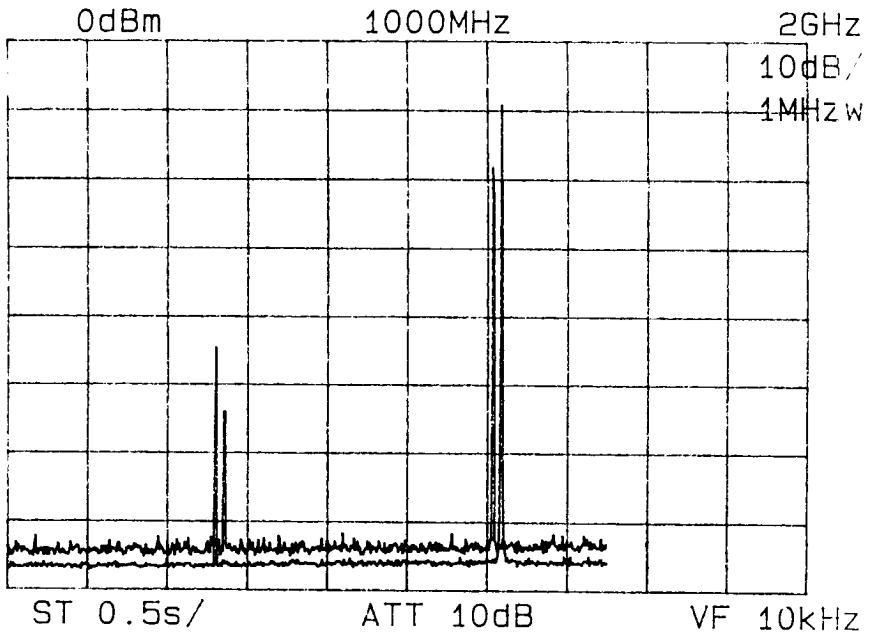


Bild 3.10 Linienidentifikation

4. Breitband-Leistungsrauschgenerator

Zur skalaren Netzwerkanalyse (Messung des Betrags von Kleinsignalverstärkung oder -reflexionsfaktor) bedient man sich üblicherweise entweder einer Kombination aus Wobbelmeßsender und Diodendetektor oder eines Spektrumsanalysators mit Mitlaufgenerator. Die erste Kombination hat die höhere Pegelgenauigkeit bei geringerem Gesamtaufwand, letztere erreicht einen größeren Dynamikbereich und größere Sicherheit gegen Ober- und Nebenwelleneinfluß.
Ein sehr einfaches Verfahren ist es, als Generator eine leistungsfähige Rauschquelle zu verwenden und mit einem Spektrumsanalysator das Ausgangsspektrum des Meßobjektes anzuzeigen. Allerdings ist hier der Dynamikbereich ebenfalls relativ klein, dafür beschränkt sich der zusätzliche Aufwand auf die Konstruktion einer breitbandigen Rauschquelle hoher Ausgangsleistung und geringer Welligkeit.

Hohe Rauschleistungen werden mit Halbleitern in erster Linie im Durchbruch einer Raumladungszone erreicht. Die übliche Spezifikation besteht in der Angabe der Größe ENR (effective noise ratio), die das Verhältnis der erzeugten Rauschleistung zum thermischen Rauschen eines Widerstands bei Bezugstemperatur bezeichnet. Etwa 25...40 dB ENR lassen sich erreichen, geeignet sind im UHF-Bereich durchaus noch Zener-Dioden ZPD 7,5 o.ä. (30 dB ENR bis etwa 1 GHz) oder die Emitter-Basis-Strecke von UHF-Transistoren (25 dB ENR bis etwa 2,5 GHz) neben ausgesprochen für diesen Zweck konstruierten Dioden (35 dB ENR bis 12 GHz). Um diese Rauschleistung zu erhöhen, bietet es sich an, Breitbandverstärker nachzuschalten, damit wird die Rauschleistung nur mehr von deren Sättigungsausgangsleistung begrenzt.
Der beschriebene Aufbau verwendet zwei Stufen des Breitbandverstärkers aus Kapitel 2, eine weitere Stufe geringerer Verstärkung und einen Bipolartransistor. Eine Epoxidplatine (1,5 mm, Rückseite Masse) von 35*109 mm enthält die gesamte Baugruppe, wegen der hohen Verstärkung muß das zugehörige Weißblechgehäuse in 3 Kammern unterteilt werden. Alle Bauteile sind SMD, bezüglich der Montage der Verstärker gilt das in Kapitel 2 angegebene Vorgehen (und muß streng beachtet werden). Weitere Besonderheiten gibt es nicht. Bild 4.1 zeigt das Schaltbild, Bild 4.2 das Layout, Bild 4.3 den Bestückungsplan.

Die Baugruppe erreicht eine ENR von etwa 84 dB entsprechend einer Gesamtausgangsleistung in 1,5 GHz Bandbreite von 1,5 mW (thermisch gemessen). Dabei beträgt die Welligkeit des Ausgangsspektrums etwa 2 dB, wie zwei unabhängige Messungen an zwei verschiedenen Spektrumsanalysatoren zeigen (Bild 4.4). Der niederfrequente Anstieg resultiert aus der Charakteristik der eigentlichen Rauschquelle, die Überhöhung um 1 GHz stammt von den Breitbandverstärkern (vgl. Bild 2.7), wie ein Versuch ergeben hat.
84 dB ENR entsprechen in 4 MHz Bandbreite einer Rauschleistung von -26 dBm, die bei einer Empfindlichkeit von -65...-70 dBm [1] etwa 40 dB Dynamik für das Meßobjekt beläßt.

Neben dieser Anwendung zur Netzwerkanalyse kann das Modul auch zur Rauschoptimierung von EME-Antennenanlagen in Verbindung mit einem automatischen Rauschmeßplatz (z.B. [4]), einer kleinen Hilfsantenne und einem langen Kabel zum nächsten Baum Verwendung finden. Mit je einem Dipol als Sende- und Empfangsantenne und einem rauscharmen Empfänger läßt sich das Signal über mehr als 1000 Wellenlängen Abstand registrieren.

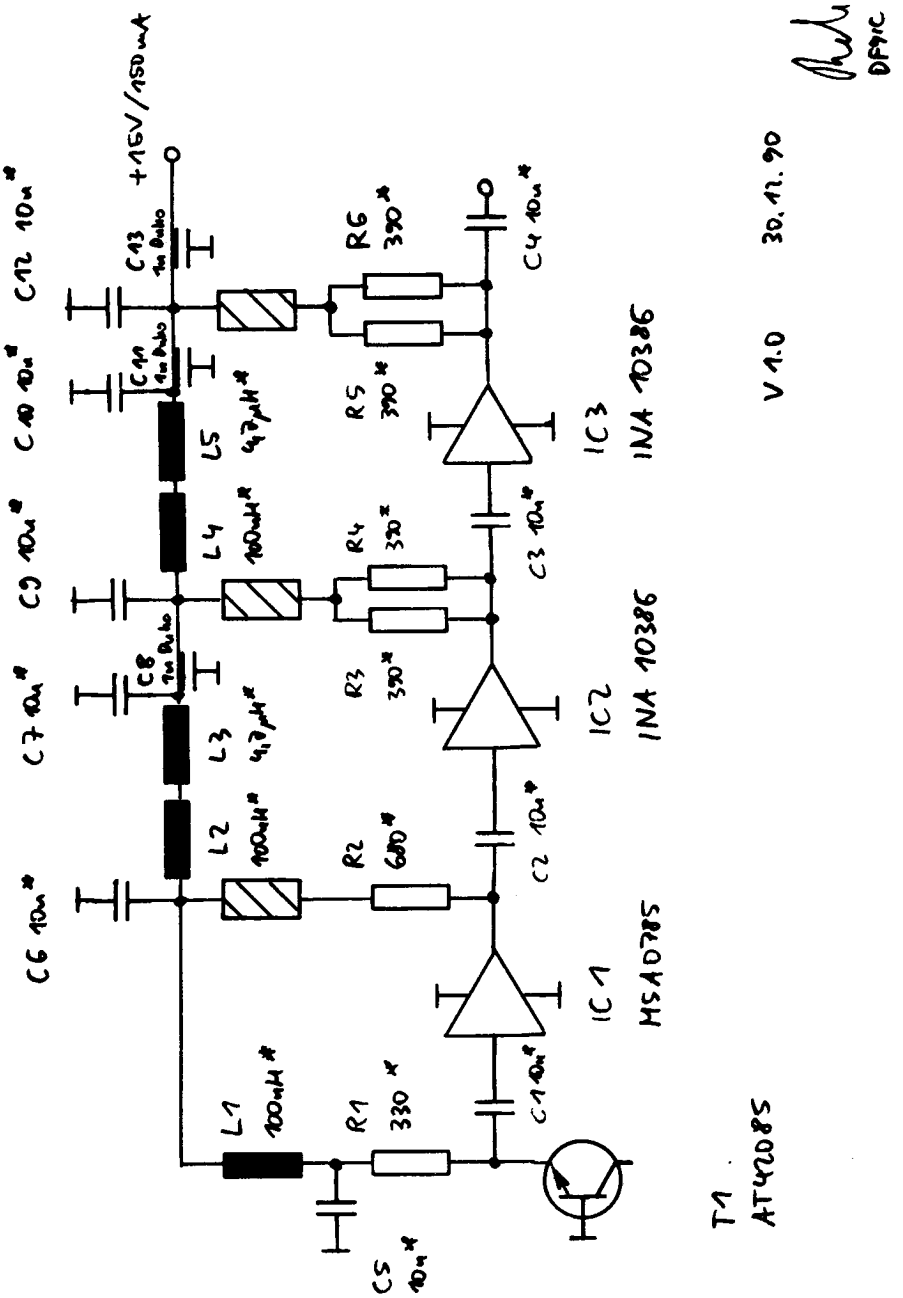


Bild 4.1 Breitband-Rauschgenerator: Schaltbild

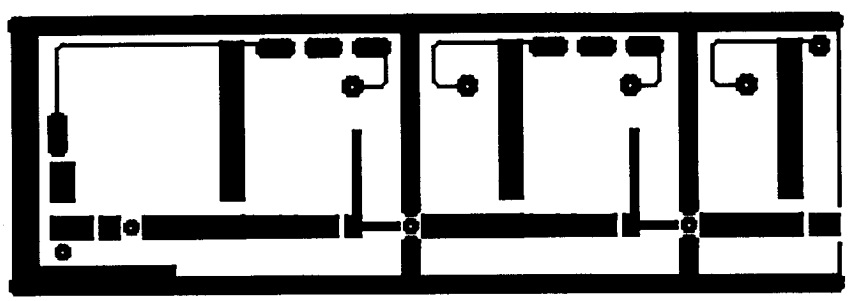


Bild 4.2 Breitband-Rauschgenerator: Layout

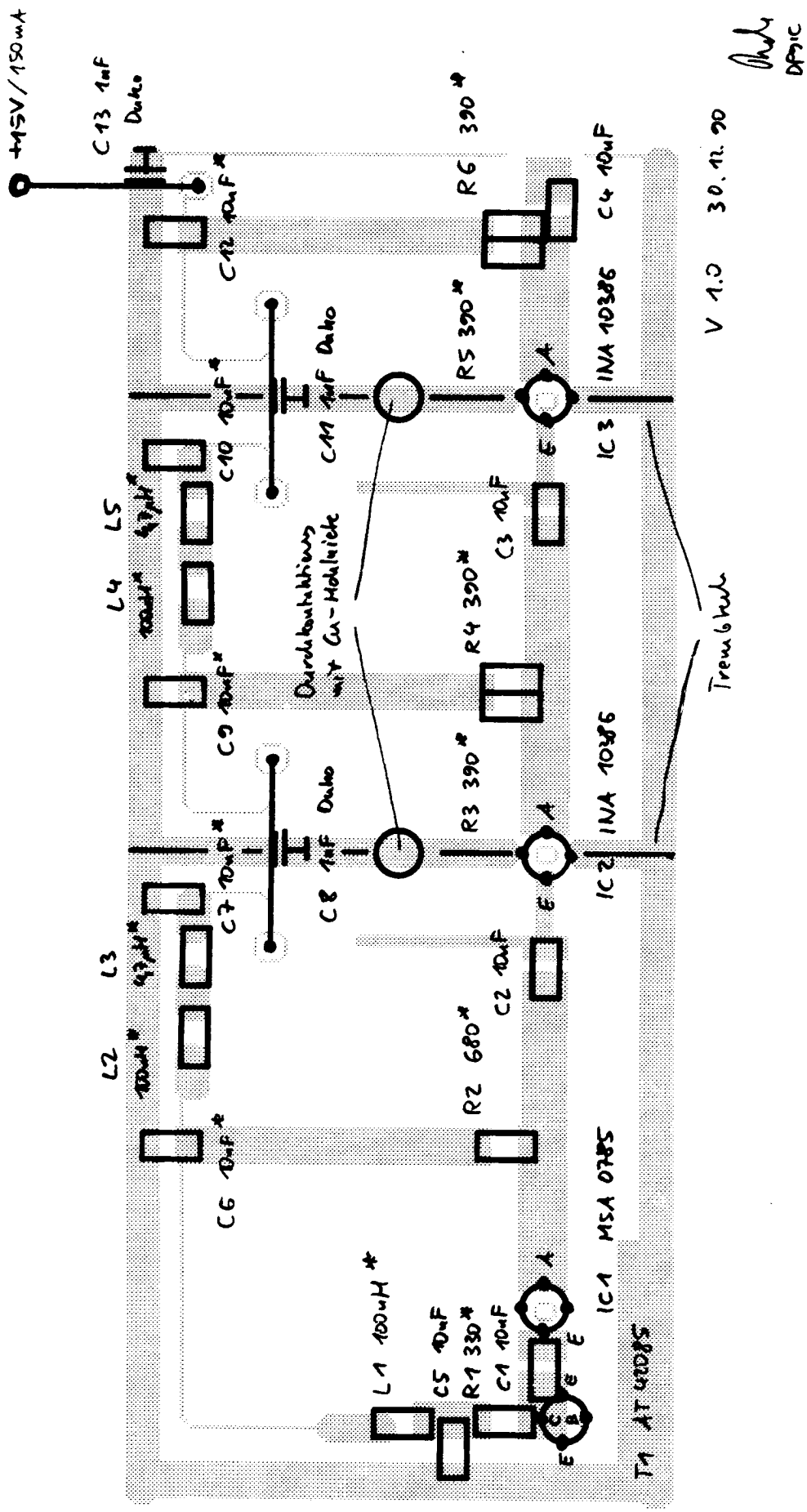
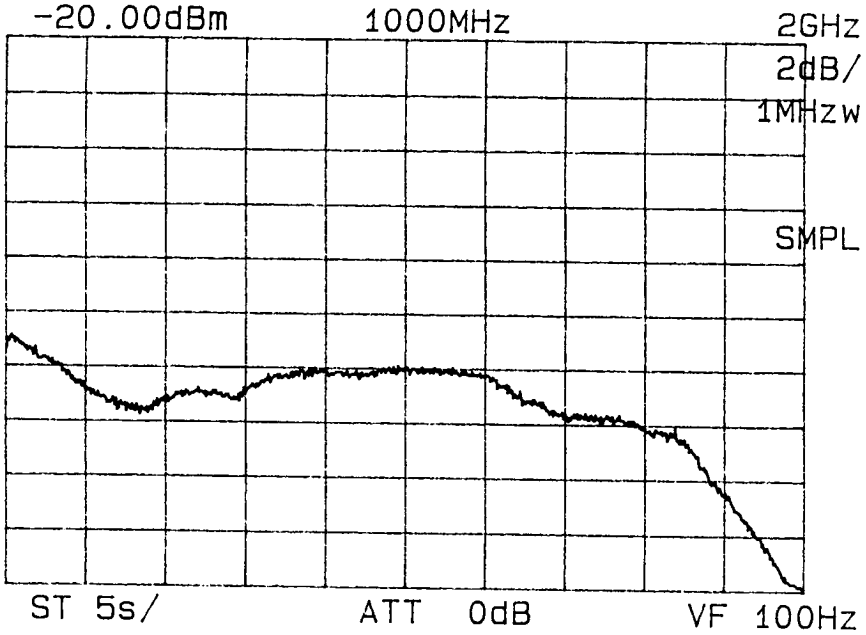


Bild 4.3 Breitband-Rauschgenerator: Bestückungsplan



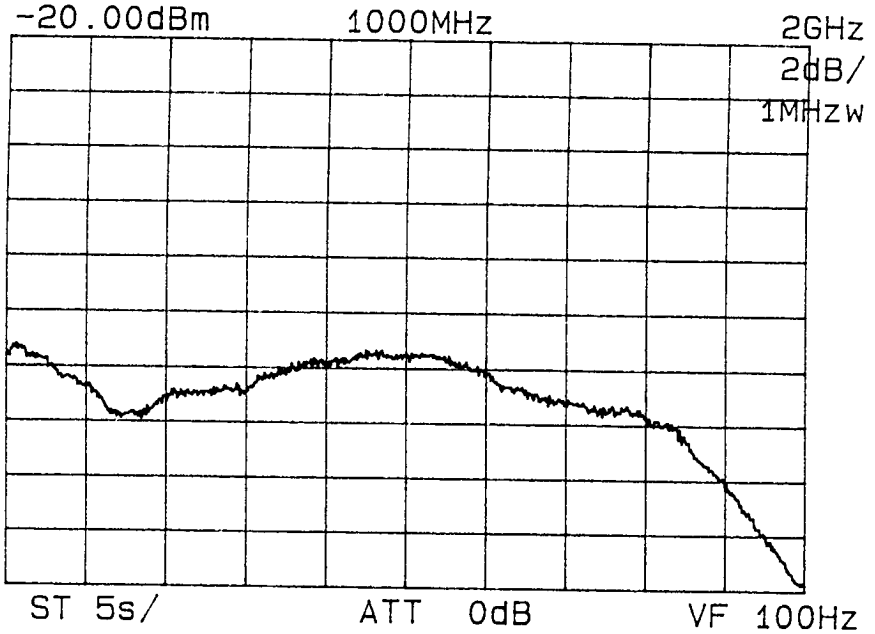


Bild 4.4 Breitband-Rauschgenerator: Ausgangsspektrum; 2 Messungen mit verschiedenen Spektrumsanalysatoren

5. Spektrumsanalysator 5...1500 MHz: Errata und Änderungen

Das in [1] beschriebene Gerät ist im letzten Jahr vielfach von verschiedenen Amateuren nachgebaut worden; dabei haben sich Fehler in der Dokumentation herausgestellt, und es wurde über verschiedene Verbesserungen berichtet. Hier eine kurze Zusammenfassung, jeweils mit Angabe der Quelle:

Fehler im Bestückungsplan (DG6EAE, DF5TC, DJ8NC); Oszillator oben: R25 (22kOhm) oberhalb IC 9 fehlt, C14 (100nF) oberhalb IC5 fehlt; Oszillator unten: C5 (1nF SMD) über R4/R5 fehlt. Fehler im Schaltplan Oszillator: C2 (Abblockkondensator 1nF SMD) oberhalb R1/R2 ist nicht als solcher benannt.

Der Widerstand, der vom Abstimmpotentiometer nach Masse führt (keine Bezeichnung), hat einen Wert von 2,7 kOhm (DF9IC).

C 16 muß unbedingt durch Parallelschalten eines zweiten Kondensators vergrößert werden (1 µF Tantal: DF9IC; 10 nF: DJ8NC), dies erhöht die Empfindlichkeit im unteren Frequenzbereich deutlich.

R 11 kann in der Regel entfallen (DF9LN, DJ8NC), im Mustergerät war ein etwas anderes (schlechteres) Helixfilter eingesetzt als diejenigen, die in der Serie geliefert werden, weshalb dort der Dämpfungsausgleich nötig war.

Der Einbau der Varicaps im Oszillator (D 1 bis D 3) ist kritisch, die Dioden sollten wirklich rundherum verlötet werden (DF5TC).

Wenn die Möglichkeit besteht, können die Widerstände zur Umschaltung der Frequenzspanne kalibriert werden; DF9LN berichtet über eine notwendige Änderungen um etwa 10%.

DJ8NC hat die Auflösungsbandbreite von 4 MHz auf 1,5 MHz verbessert; Änderungen betreffen L 7 bis L 9 (330 µH), C 26 (630 pF), C 27 (560 pF), C 28 (470 pF), C 29 (680 pF) und C 34 (3,3 nF); die notwendige etwas größere Videobandbreite bedingt einen leichten Anstieg des Grundrauschens; trotzdem interessant etwa für Meßtechnik an AM-ATV-Sendern. Gleichzeitig sollte die minimale Frequenzspanne verringert werden, ein Widerstand von 560 kOhm liefert 5 MHz/Div..

Ein Dämpfungsglied zwischen Oszillator- und Analysatorbaugruppe verbessert die Empfindlichkeit (DJ8NC), sicherlich allerdings zu Ungunsten des Intermodulationsverhaltens (Vermutung DF9IC).

Das Intermodulationsverhalten kann durch besseren ZF-Abschluß des Mischers deutlich verbessert werden, schon ein zusätzlicher 50 Ohm-Widerstand nach Masse wirkt sich positiv aus (DG6EAE).

Zusätzliche Drosseln (10 µH) direkt hinter den Durcgführungskondensatoren im Gehäuseinnern verhindern Störungen in unmittelbar benachbarten TV-Empfängern (DJ8NC).

Eine einfache Zusatzschaltung (DF9IC) zum Anschluß eines Digitalvoltmeters als Mittenfrequenzanzeige ist in Bild 5.1 angegeben. Das DVM muß dazu allerdings massefrei messen können. Besser wäre es, die Schaltung unter Verwendung von Operationsverstärkern auszuführen, damit ließe sich diese Forderung umgehen.
Zum Abgleich schaltet man zunächst in den oberen Bereich und stellt mit P1 und P2 bei anliegenden Eingangssignalen die obere Frequenzgrenze und die Differenz zwischen oberer und unterer Grenze richtig ein (gegenseitige Beeinflussung !). Dann wird auf den unteren Bereich geschaltet und mit P3 die Spannung bei der Nullposition auf Null justiert.

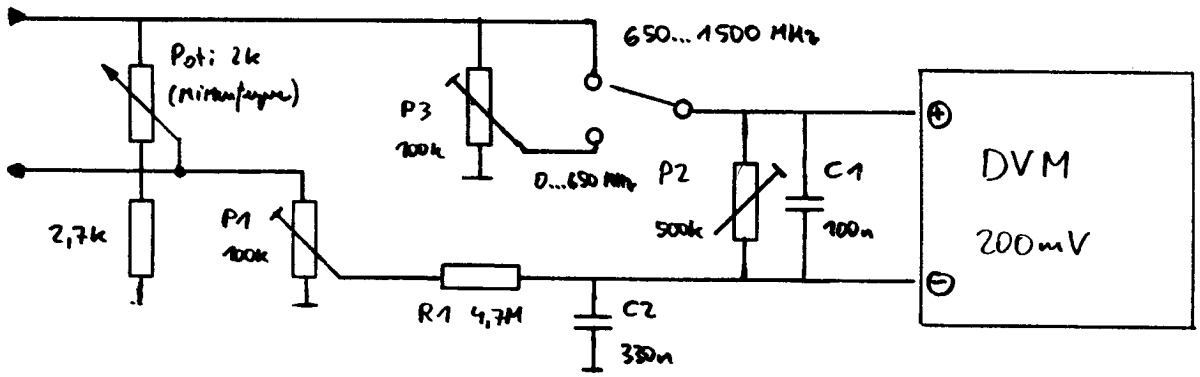


Bild 5.1 Spektrumsanalysator: Anschluß eines Digitalvoltmeters zur Mittenfrequenzanzeige

6. Zusammenfassung

Vorgestellt wurden ein einfacher Breitband-Meßverstärker bis 1,5 GHz mit geringer Verstärkungswelligkeit und guter Ein- und Ausgangsanpassung, ein Breitbandkonverter zur Frequenzbereichserweiterung von Spektrumsanalysatoren sowie eine breitbandige Leistungsrauschquelle, die in Verbindung mit einem vorhandenen Spektrumsanalysator in gewissem Umfang skalare Netzwerkanalyse erlaubt. Alle Baugruppen sind weitgehend mit modernen MMICs bestückt und ermöglichen dadurch bei sorgfältigem Nachbau eine Reproduktion der Eigenschaften ohne HF-seitigen Abgleich. Die verwendeten Bauteile sind erhältlich und fallen preislich nicht aus dem Rahmen.

Für die Unterstützung bei Messungen sei Ewald Göbel, DK2DB, gedankt; Adrian Socnik, DL4GBO, hat mir durch Beschaffung von Material geholfen, Reinhard Meyer, DL5UY, bei der Herstellung der Leiterplatten.

7. Literatur

[1] Rech, W.-H., DF9IC: Einfache Meß- und Abgleichshilfsmittel für den UHF-Bereich. Vorträge 13. GHz-Tagung Dorsten 1990, 42-70.

[2] Datenblatt INA02184/02186. Avantek 6/90.

[3] Datenbuch Microwave Semiconductors. Avantek 1989.

[4] Bertelsmaier, R., DJ9BV, Fischer, Hellmuth, DF7VX, Construction of a noise figure measurement system. DUBUS Magazin 2/90, 12-22, und 3/90, 13-31.

AVANTEK

data sheet

INA-10386
Low Noise, Cascadable Silicon Bipolar MMIC Amplifier
March, 1990

Features

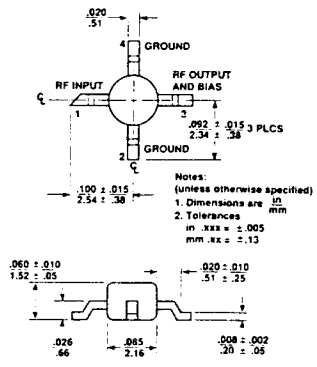
- Cascadable 50 Ω Gain Block
- 3 dB Bandwidth: DC to 1.8 GHz
- 26 dB typical Gain at 1.5 GHz
- 10 dBm typical P1dB at 1.5 GHz
- Unconditionally Stable (k>1)
- Surface Mount Plastic Package

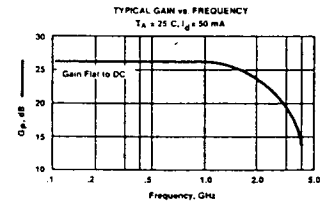
Description

Avantek's INA-10386 is a low-noise silicon bipolar Monolithic Microwave Integrated Circuit (MMIC) feedback amplifier housed in a low cost surface mount plastic package. It is designed for narrow or wide bandwidth commercial and industrial applications that require high gain and moderate power.

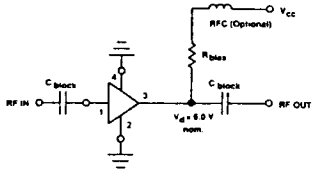
The INA series of MMICs is fabricated using Avantek's 10 GHz f_T, 25 GHz f_{max} ISOSAT™-I silicon bipolar process which uses nitride self-alignment, submicrometer lithography, trench isolation, ion implantation, gold metallization and polyimide scratch protection to achieve excellent performance, uniformity and reliability.

Avantek 86 Plastic Package





Typical Biasing Configuration



Electrical Specifications[1], T_A = 25°C

Symbol	Parameters and Test Conditions I_d = 50 mA, Z_O = 50 Ω		Units	Min.	Typ.	Max.
G_P	Power Gain ($\|S_{21}\|^2$)	f = 1.5 GHz	dB	23.0	26.0	
ΔGP	Gain Flatness	f = 0.1 to 1.5 GHz	dB		±1.0	
$f_{3\,dB}$	3 dB Bandwidth		GHz		1.8	
ISO	Reverse Isolation ($\|S_{12}\|^2$)	f = 2 GHz	dB		30	
VSWR	Input VSWR	f = 0.1 to 2 GHz			1.5:1	
	Output VSWR	f = 0.1 to 2 GHz			1.5:1	
NF	50 Ω Noise Figure	f = 1.5 GHz	dB		3.8	
$P_{1\,dB}$	Output Power at 1 dB Gain Compression	f = 1.5 GHz	dBm		10	
IP_3	Third Order Intercept Point	f = 1.5 GHz	dBm		23	
t_D	Group Delay	f = 1.5 GHz			250	
V_d	Device Voltage		V	4.5	6.0	7.5
dV/dT	Device Voltage Temperature Coefficient		mV/°C		+10	

Notes: 1. The recommended operating current range for this device is 45 to 60 mA. Typical performance as a function of current is shown on the following page.

INA-10386 Cascadable Silicon Bipolar MMIC Amplifier

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Absolute Maximum[1]
Device Current	80 mA
Power Dissipation[2,3]	750 mW
RF Input Power	+13 dBm
Junction Temperature	150°C
Storage Temperature	−65°C to +150°C

Thermal Resistance[2]: θ_{jc} = 100°C/W

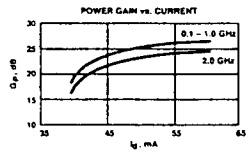
Notes:
1. Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.
2. T_{CASE} = 25°C
3. Derate at 10 mW/°C for T_C > 75°C.

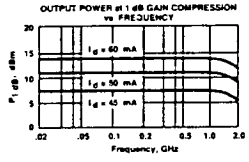
Part Number Ordering Information

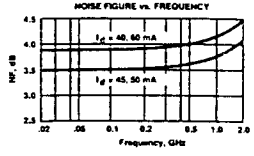
Part Number	Devices Per Reel	Reel Size
INA-10386-TR1	1000	7"
INA-10386-TR2	4000	13"

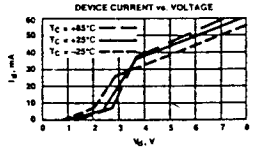
Typical Performance, T_A = 25°C

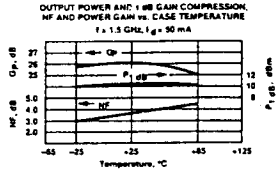
(Unless otherwise noted)











Typical Scattering Parameters: Z_O = 50 Ω, T_A = 25°C, I_d = 50 mA

Freq. MHz	S_{11} Mag	S_{11} Ang	S_{21} dB	S_{21} Mag	S_{21} Ang	S_{12} dB	S_{12} Mag	S_{12} Ang	S_{22} Mag	S_{22} Ang	k
0.05	.12	−9	26.6	21.4	−4	−35.2	.017	1	.11	−3	1.51
0.10	.11	−17	26.7	21.6	−8	−35.6	.017	3	.12	−10	1.50
0.50	.13	−79	26.7	21.6	−38	−35.7	.016	10	.07	−40	1.59
1.00	.17	−137	26.8	21.9	−80	−34.1	.020	43	.03	18	1.33
1.50	.21	171	26.0	20.0	−126	−33.1	.023	53	.07	32	1.26
2.00	.21	127	23.6	15.1	−168	−29.9	.032	55	.07	9	1.23
2.50	.19	106	21.7	12.2	159	−28.4	.038	58	.04	42	1.27
3.00	.14	86	19.2	9.1	127	−26.7	.046	55	.05	56	1.37
3.50	.07	85	16.8	6.9	97	−24.8	.058	50	.06	47	1.44
4.00	.08	148	14.2	5.1	70	−24.7	.058	51	.04	40	1.82

AVANTEK

REGIONAL SALES OFFICES

EASTERN:
Columbia, MD 21046
(301) 381-2600

CENTRAL:
Palatine, IL 60067
(708) 358-8963

WESTERN:
Westlake Village, CA 91362
(805) 373-3870

EUROPE:
Frimley, England
(44) 276-685753

ACS 1708
#10482

Printed in U.S.A.

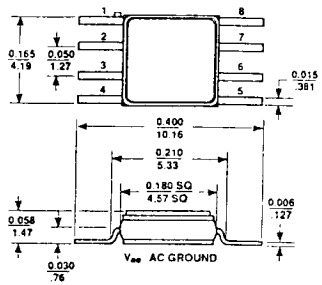
AVANTEK

IAM-82018
Silicon Bipolar MMIC 5 GHz
Active Double Balanced Mixer/IF Amp

Features

- **15 dB RF-IF Conversion Gain From 0.05 - 5 GHz**
- **IF Output From DC to 2 GHz**
- **IF Output P_{1dB} up to + 12 dBm**
- **Single Polarity Bias Supply: V_{CC} = 7 to 13 V**
- **Load-Insensitive Performance**
- **Conversion Gain Flat Over Temperature**
- **Low LO Power Requirements: 0 dBm typical**
- **Low RF to IF Feedthrough, Low LO Leakage**
- **Hermetic Glass-Metal Surface Mount Package**

Avantek 180 mil Package



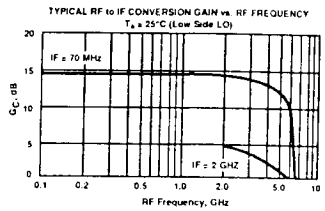
PIN DESCRIPTION	
1 IF Output	8 RF Ground (optional)
2 V_{ee}, AC Ground	7 V_{CC}
3 V_{ee}, AC Ground	6 LO Ground (optional)
4 RF Input	5 LO Input
Bottom of Package is V_{ee} (AC Ground)	

Notes:
(unless otherwise specified)
1. Dimensions are in / mm
2. Tolerances
in .xxx = ± .005
mm .xx = ± .13

Description

Avantek's IAM-82018 is a complete moderate-power double-balanced active mixer housed in a miniature glass-metal hermetic surface mount package. It is designed for narrow or wide bandwidth commercial, industrial and military applications having RF inputs up to 5 GHz and IF outputs from DC to 2 GHz. Operation at RF and LO frequencies less than 50 MHz can be achieved using optional external capacitors to ground. The IAM-82018 is particularly well suited for applications that require load-insensitive conversion gain and good spurious signal suppression and moderate dynamic range with minimum LO power. Typical applications include frequency downconversion, modulation, demodulation and phase detection for fiber-optic, GPS satellite navigation, mobile radio, and communications receivers.

The IAM series of Gilbert multiplier-based frequency converters is fabricated using Avantek's 10 GHz f_t, 25 GHz f_{max} ISOSAT™-I silicon bipolar process which uses nitride self-alignment, submicrometer lithography, trench isolation, ion implantation, gold metallization and polyimide inter-metal dielectric and scratch protection to achieve excellent performance, uniformity and reliability.



Electrical Specifications[1], T_A = 25°C

Symbol	Parameters and Test Conditions V_{CC} = 10 V, Z_O = 50 Ω, LO = 0 dBm, RF = -20 dBm		Units	Min.	Typ.	Max.
G_C	Conversion Gain	RF = 2 GHz, LO = 1.75 GHz	dB	13.5	15	16.5
$f_{3\,dBRF}$	RF Bandwidth (G_C 3 dB Down)	IF = 250 MHz	GHz		5.5	
$f_{3\,dBIF}$	IF Bandwidth (G_C 3 dB Down)	LO = 2 GHz	GHz		0.6	
$P_{1\,dB}$	IF Output Power @ 1 dB Gain Compression	RF = 2 GHz, LO = 1.75 GHz	dBm		8	
IP_3	IF Output Third Order Intercept Point	RF = 2 GHz, LO = 1.75 GHz	dBm		18	
NF	SSB Noise Figure	RF = 2 GHz, LO = 1.75 GHz	dB		16	
VSWR	RF Port VSWR	f = 0.05 to 5 GHz			1.5:1	
	LO Port VSWR	f = 0.05 to 5 GHz			2:1	
	IF Port VSWR	f < 2 GHz			2.3:1	
RF_{if}	RF Feedthrough at IF Port	RF = 2 GHz, LO = 1.75 GHz	dBc		-30	
LO_{if}	LO Leakage at IF Port	LO = 1.75 GHz	dBm		-20	
LO_{rf}	LO Leakage at RF Port	LO = 1.75 GHz	dBm		-30	
I_{CC}	Supply Current		mA	40	50	60

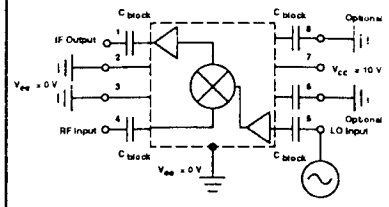
Note: 1. The recommended operating voltage range for this device is 7 to 13 V. Typical performance as a function of voltage is on the following page.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Absolute Maximum[1]
Device Voltage	15 V
Power Dissipation[2,3]	1200 mW
RF Input Power	+14 dBm
LO Input Power	+14 dBm
Junction Temperature	200 °C
Storage Temperature	-65°C to 200°C
Thermal Resistance[2,4] θ_{jc} = 45°C/W	

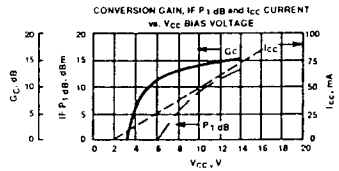
Notes:
1. Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded
2. T_{CASE} = 25°C
3. Derate at 22.2 mW/°C for T_C > 146°C
4. See MEASUREMENTS section "Thermal Resistance" for more information.

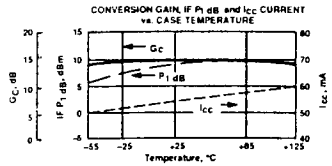
Typical Biasing Configuration and Functional Block Diagram

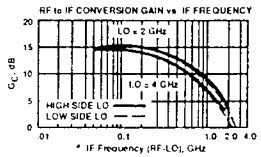


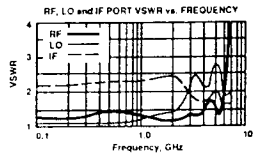
Note: No external BALUNs are required.

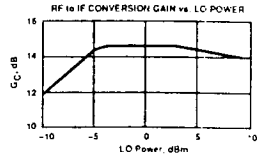
Typical Performance, T_A = 25°C, V_{CC} = 10 V
RF: -20 dBm at 2 GHz, LO: 0 dBm at 1.75 GHz
(unless otherwise noted)

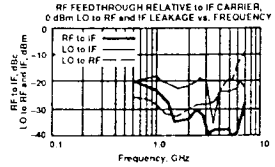












HARMONIC INTERMODULATION SUPRESSION (dB BELOW DESIRED OUTPUT)
RF at 1 GHz, LO at 0.752 GHz, IF at 0.248 GHz

Harmonic LO Order	0	1	2	3	4	5
0	–	23	40	>75	>75	>75
1	12	0	52	60	>75	>75
2	6	35	43	>75	>75	>75
3	27	18	59	74	>75	>75
4	22	38	52	>75	>75	>75
5	41	36	73	74	>75	>75

Harmonic RF Order

Xmn = Pif-P(m*rf-n*lo)