



Gunthard Kraus, DG 8 GB

Design und Realisierung von Mikrowellenschaltungen

Teil 7

10. Mikrowellen - Mischstufen

10.1. Grundlagen

Das Wort "Mischung" ist für die Aufgabe dieser Stufe etwas unglücklich gewählt; es handelt sich nämlich bei allen Mischstufen um *Amplitudenmodulatoren*.

Hierbei wird ein "Zeichen"-Signal, nachfolgend als HF-Signal (RF-Signal) bezeichnet,

durch ein "Trägersignal", es stammt meist von einem Trägeroszillator - daher die Bezeichnung "LO-Signal" in der Literatur -, amplitudenmoduliert. Beim idealen Mischer entstehen durch diese AM nur die Summen- und die Differenzfrequenz, während alles andere vollständig unterdrückt wird (**Bild 65**).

Hier interessieren diese beiden Signale, denn so kann man *aufwärtsmischen*, indem man die Summenfrequenz herausfiltert, oder *abwärtsmischen* zur Bildung einer tieferen Zwi-

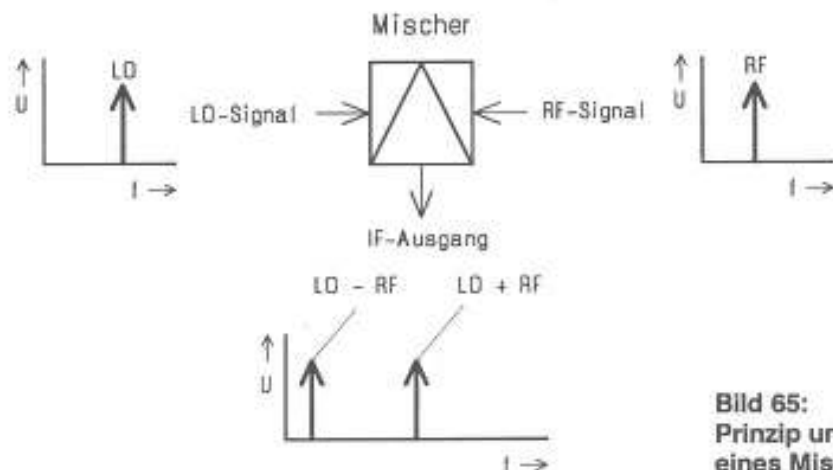


Bild 65:
Prinzip und Aufgabe
eines Mixers

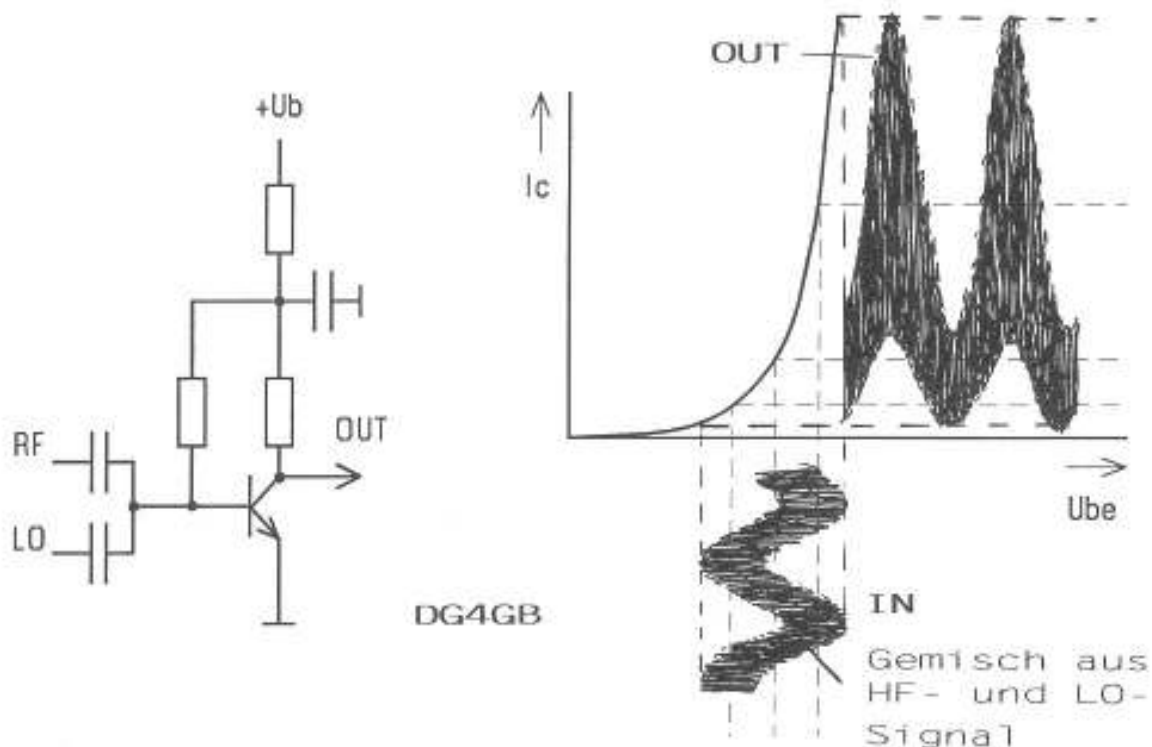


Bild 66: Additive Mischung an einer krummen Kennlinie

schenfrequenz, wie es meist im Superhet-Empfänger erfolgt.

10.2. Additive Mischstufen

Sie stellen wohl die älteste Mischerbauform dar, denn man braucht dazu nur irgendein Bauelement mit *gekrümmter Kennlinie* oder präziser ausgedrückt: mit einem nichtlinearen Zusammenhang zwischen Strom und Spannung bzw. Eingangs- und Ausgangssignal.

Ob das eine Diode, ein Transistor, ein FET, ein VDR-Widerstand oder eine Glühlampe ist, spielt zunächst keine Rolle.

Legt man beide Spannungen gleichzeitig an das als Mischer ausgewählte Bauelement an, wobei üblicherweise das LO-Signal die größere Amplitude aufweist, schiebt nun dieses LO-Signal dauernd den Arbeitspunkt auf der Kennlinie hin und her. Für das kleinere HF-Signal ändert sich deshalb permanent die

Kennliniensteigung - und schon ergibt sich am Ausgang die geforderte Amplitudenmodulation beim HF-Signalanteil!

Bei den einfachen Mischerschaltungen mit Diode kann man natürlich keine Verstärkung erwarten. Trotzdem wird auch noch heute in manchen ASTRA-LNCs mit Schottky-Dioden nach dieser Methode gemischt; sicher bleiben uns die Diodenmischer im Millimeterwellengebiet noch länger erhalten.

Benutzt man dagegen die Basis-Emitter-Strecke eines bipolaren Transistors oder die Gate-Source-Strecke eines FETs als Modularelement, sieht die Sache im Bezug auf die Verstärkung schon viel besser aus.

Abermillionen von Superhet-Empfängern haben seit 1930 bewiesen, daß diese Technik gut funktioniert (siehe **Bild 66**).

Schaut man sich jedoch dort den genauen Verlauf des Ausgangssignals an, so erkennt man sofort den Hauptnachteil dieses so ein-

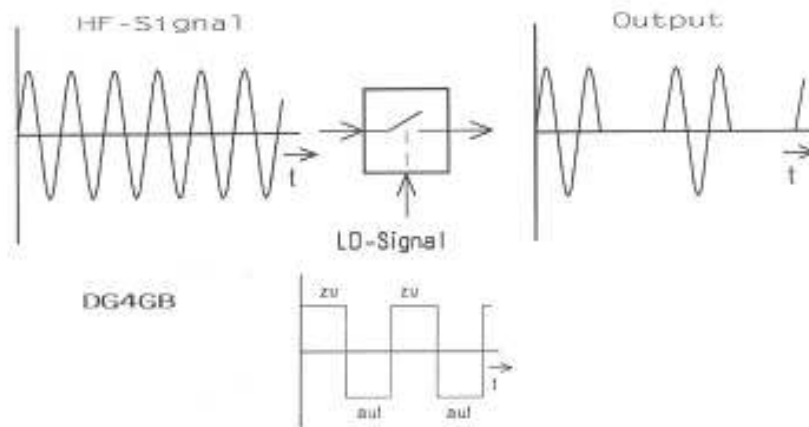


Bild 67:
Einfacher, multiplikativer Mischer

fachen Prinzips: Die krumme Steuerkennlinie liefert keine Lehrbuch-AM, sondern etwas stark Verzerrtes. Deshalb finden sich in diesem Signalverlauf nicht nur die gewünschte Summen- und Differenzfrequenz, sondern auch beide zugeführten Eingangssignale (LO und HF) sowie unzählige Oberwellen samt deren Kombinationsfrequenzen.

Die einzige Möglichkeit, um zu akzeptablen Intermodulationsabständen zu kommen, ist folglich, mit niedrigen Signalpegeln zu arbeiten und eine gute Filterung.

Die reine Diodenmischstufe bringt leider noch zwei zusätzliche Nebeneffekte: Erstens muß die schon erwähnte Dämpfung durch zusätzliche Verstärkung kompensiert werden.

Zweitens bedeutet Dämpfung immer einen Anstieg der Rauschzahl dieser Baugruppe um den Betrag der Dämpfung.

Man benötigt also einen sehr guten, rauscharmen Vorverstärker mit noch höherer Verstärkung und eine sehr gewissenhafte Kontrollrechnung zur Bestimmung der Gesamttauschzahl des Systems.

10.3. Multiplikative Mischer

Diese Bauart sollte man besser nach ihrer wichtigsten Eigenschaft kennzeichnen: es han-

delt sich hier nämlich um die Gruppe der *geschalteten Mischer*.

Bei der einfachsten multiplikativen Mischerbauart, dem *Einfach-Modulator*, wird das HF-Signal im Rhythmus des LO-Signals "zerhackt" (**Bild 67**). So wird eine *Rechteckmodulation* erzeugt, bei der die unerwünschten Signalanteile und Störprodukte im Ausgangssignal gegenüber der additiven Mischung um 20 bis 30 dB abnehmen.

Allerdings benötigt man jetzt eine wesentlich höhere LO-Spannung, die üblicherweise mindestens einen Spitze-Spitze-Wert von 1 bis 1,5 V aufweisen muß, was gleichbedeutend mit einem Mindestpegel von +7 dBm ist. Noch besser als die übliche Sinusform ist eine echte Rechteckspannung dieser Amplitude mit möglichst steilen Flanken. Der elektronische Schalter muß nämlich im Rhythmus der Trägerfrequenz blitzschnell geöffnet und ebenso blitzschnell wieder geschlossen werden. Nur auf diese Weise kommt man so kurz wie möglich in den Anfangs-Steuerkennlinienteil mit der stärksten Krümmung, der auch die meisten Verzerrungen produziert. Das wirkt sich in der Gesamtbilanz für die entstehenden Verzerrungen natürlich günstiger aus.

Ein Nachteil sei aber nicht verschwiegen: Sowohl das HF- wie auch das LO-Signal werden in dieser Schaltung nicht unterdrückt, tauchen am Ausgang auf und müssen mit Filtern beseitigt werden.

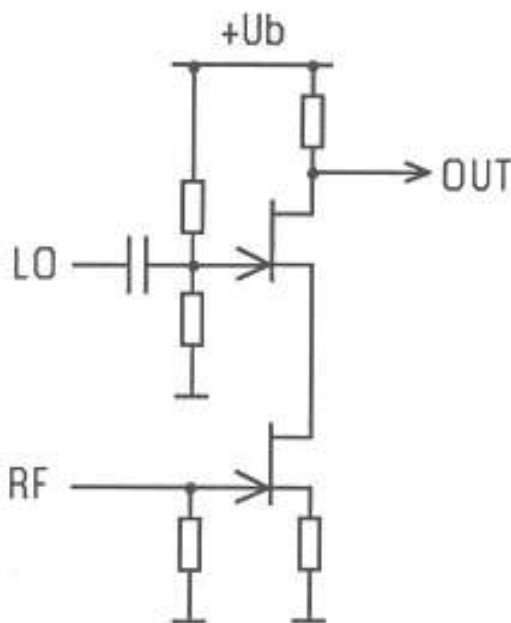


Bild 68: Moderner, multiplikativer GaAs-FET-Mischer

Durch die Verwendung aktiver Bauteile wie Transistoren oder FETs läßt sich bei dieser Schaltung ebenfalls zusätzlich eine Mischverstärkung erzielen.

Das vereinfachte Innenleben eines solchen modernen, integrierten Mischerbausteins nach diesem Funktionsprinzip zeigt **Bild 68**. Man erkennt gut die beiden GaAs-FETs, von denen der untere als Verstärker für das HF-Signal, der obere dagegen als ein "vom LO-Signal betätigter EIN-/AUS-Schalter" arbeitet.

Sicher kommt dem einen oder anderen die Schaltung bekannt vor - sie ist eine "altbekannte Kaskodenschaltung".

Diese Schaltung verdrängt zur Zeit mit rasender Geschwindigkeit bei den ASTRA-LNCs, also bei 12 GHz, alle Arten von passiven Diodenmischern, da sie deutlich verstärkt und der als "Zerhacker" dienende FET gleichzeitig den Umsetzozillator darstellt. Damit werden zusätzliche Bauteile eingespart und die Kosten reduziert.

Möchte man jedoch dem idealen Mischer möglichst nahekommen, muß man zum *Gegentakt-Mischer* greifen; dieser ist als "Ringmodulator" oder "Double Balanced Mixer" mit 2 Übertragern und 4 Dioden wohlbekannt. Dort wird nicht nur zerhackt, sondern auch noch um 180 Grad umgepolt (**Bild 69**). Durch dieses *Gegentaktprinzip* erreicht man nicht nur eine weitere Verminderung des Oberwellengehaltes, sondern auch die Unterdrückung der beiden Eingangssignale. Wenn man nun noch beachtet, daß das, als Schaltspannung dienende, LO-Signal möglichst um 20 dB größer sein sollte als der HF-Pegel, bleiben nicht mehr viele Wünsche an den Mischer offen.

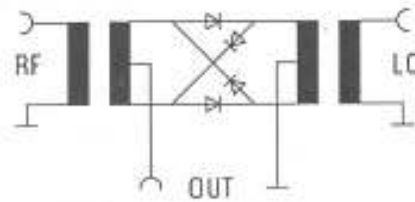
Natürlich kann man den "Double Balanced Mixer" auch wieder mit aktiven Bauteilen realisieren. Man muß allerdings zwei Methoden unterscheiden:

a) Die Dioden in der Schaltung werden z.B. durch POWER-MOSFETs ersetzt, um deren überlegene Eigenschaften als fast perfekte, elektronische Hochstrom-Schalter auszunutzen. Dadurch steigen natürlich die Übersteuerungsfestigkeit und der IP3 beträchtlich an, aber man benötigt nun etliche Volt an Schaltspannungsamplitude, um diese Bauteile genügend schnell aus- und einzuschalten. Leider weist auch diese Schaltung weiterhin die Dämpfung von mindestens 6 dB der passiven Mischers auf.

b) Möchte man dagegen, weil man ja aktive Bauteile einsetzt, auf eine Mischverstärkung nicht verzichten, so braucht man insgesamt *drei Differenzverstärker*, deren Zusammenspiel leicht in **Bild 70** zu erkennen ist: Man muß nämlich mit der Baugruppe 1 nur die Versorgungsspannung im Rhythmus des LO-Signals umschalten und dadurch abwechselnd entweder Verstärker 2 (ohne Phasenumkehr) oder Verstärker 3 (mit 180 Grad Phasendrehung) in Betrieb nehmen. Diese beiden Verstärkerstufen sind deshalb am Eingang und Ausgang für den HF-Signalweg parallelgeschaltet.



Ringmodulator = Double Balanced Mixer



ARBEITSWEISE

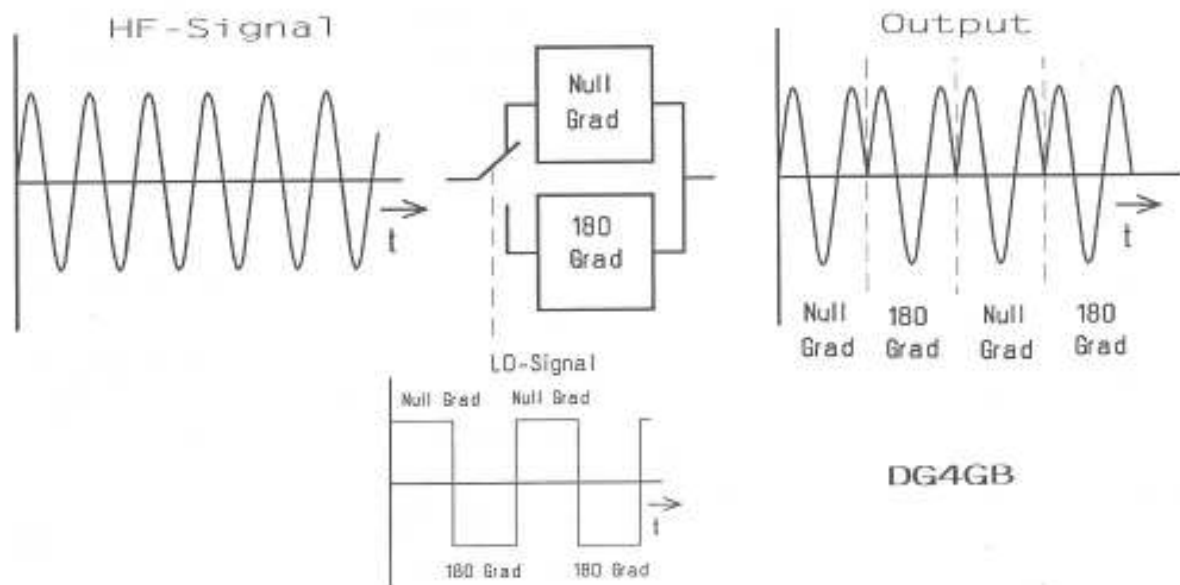


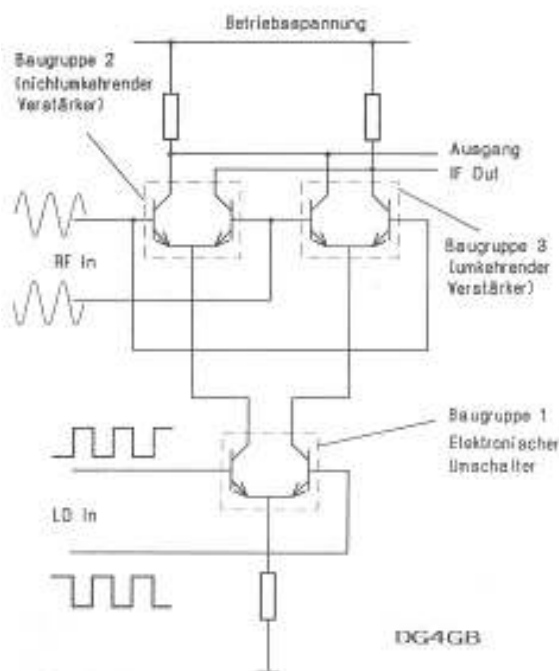
Bild 69: Prinzip und Arbeitsweise eines Ringmodulators

In der englischen Literatur heißt diese Anordnung "Gilbert-Cell". Sie ist in der Zwischenzeit fester Bestandteil z.B. aller Funktelefone und Handys im Frequenzbereich bis weit über 2 GHz.

Ihre einzige Kehrseite ist bisher die maximale Aussteuerbarkeit, gekennzeichnet durch den IP3: diese liegt auch bei den besten Konstruktionen (mit entsprechend hohem Ruhe-

strom) mit ca. 32 dBm noch unter den Bestmarken, die durch die erwähnten, hochgezüchteten passiven Ringmodulatoren mit Dioden bzw. POWER-MOSFET-Schaltern gesetzt werden (dort: IP3 = +40 bis 45 dBm).

Zusammenfassend läßt sich sagen, daß sich für professionelle Anwendungen mit hohen Anforderungen an die spektrale Reinheit des



Hinweis: Alle Baugruppen zur Arbeitspunkteinstellung wurden weggelassen!

Bild 70: Prinzip der Gilbert-Cell

Ausgangssignale die multiplikativen Mischer durchgesetzt haben.

Die Industrie liefert in der Zwischenzeit eine sehr breite Palette passender Schaltungen und fertigen Bausteinen, wobei insbesondere die SMD-Versionen - bei gleicher Qualität - preiswerter ausfallen. Außerdem gibt es umfangreiche Daten- und Applikations-Manuals mit ausgezeichneten Grundlagenartikeln und Anwendungshinweisen [1], [2] und [3].

10.4. Untersuchung des verwendeten Dioden-Ringmischers

Hier zuerst nochmals eine kleine Auflistung der **Vorzüge** dieses Mischertyps:

a) Hohe Aussteuerfähigkeit, gekennzeichnet durch einen hohen IP3.

b) Universeller Baustein, da für Einsatz als Mischer, Modulator oder Demodulator für AM oder SSB, Phasendetektor oder steuerbares Dämpfungsglied geeignet.

c) Keine zusätzliche Stromversorgung nötig, da es sich um ein passives Bauteil handelt.

d) Enorme Breitbandigkeit aller Eingänge (HF- und LO-Eingang laufen über kleine Ringkernübertrager, deshalb gibt es da eine untere Grenzfrequenz von ca. 20 MHz, während die obere Grenzfrequenz dieser Übertrager bei ca. 2 GHz liegt).

e) HF- und ZF-Ausgang dürfen vertauscht werden; dadurch lassen sich nun auch HF-Signale von DC bis 2 GHz hochmischen.

f) Automatische Anpassung in 50 Ohm-Systemen.

Es gibt aber auch **Nachteile**:

a) Als passives Bauteil weist der Ringmodulator mit Dioden mindestens 6 bis 7 dB Dämpfung auf.

b) Dadurch braucht man nicht nur zusätzliche Verstärkung im System, sondern die Rauschzahl steigt in dieser Baugruppe auch um diesen Wert an.

c) Die erforderliche Schaltspannung (LO-Signal) muß eine recht große Mindestamplitude aufweisen; das bedeutet, je nach Mischertyp, einen LO-Pegel zwischen +7 und +25 dBm.

d) Die Anpassung, z.B. durch das VSWR-Verhältnis ausgedrückt, ist nicht besonders gut, denn in der Verbindungsstrecke zwischen HF-Eingang und ZF-Ausgang muß man sich immer den Übertrager sowie die dynamischen Widerstände der Dioden vorstellen. Die Dioden werden geschaltet, also ändern sich die Widerstände im Signalweg dauernd - und zusätzlich noch einmal, wenn der zugeführte LO-Pegel vergrößert oder vermindert wird!



e) Es muß peinlich genau auf einen möglichst perfekten, breitbandigen 50 Ohm-Abschluß am ZF-Ausgang geachtet werden, da sonst, z.B. bei direktem Anschluß eines Quarzfilters, alle außerhalb des Filter-Durchlaßbereiches liegenden Signale in den Mischer zurückreflektiert werden. Dort "geistern" sie mit unbekannter Phasenlage herum, mischen sich u.U. noch einmal und verschlechtern deshalb fast immer die mühsam erarbeiteten hohen Dämpfungswerte der unerwünschten Signalanteile!

f) Bei professionellen Systemen schafft das Zwischenschalten von Breitband-Dämpfungsgliedern, meist 3 dB, Abhilfe. Dadurch steigen allerdings sowohl die Gesamt-Durchgangsdämpfung wie auch die Rauschzahl wieder an. In der einschlägigen Literatur findet man dazu immer wieder sehr gute Artikel über "Diplexer-Schaltungen", die diese Zusatzdämpfung vermeiden, z.B. [4].

Doch nun zur aufgebauten und untersuchten Schaltung.

Als Mischer wurde ein Standardtyp in SMD-Ausführung gewählt, der preisgünstig und leicht beschaffbar ist, da er von mehreren Herstellern unter ähnlichen Bezeichnungen geliefert wird (z.B. SYM C3, SYM 3 oder SMD3C).

Der empfohlene Anwendungsbereich reicht bis über 2 GHz; für den LO-Pegel sind +7 dBm einzuplanen.

Im Inneren dieses Gießharz-Würfels befinden sich zwei Ringkerne für die nötigen Übertrager und ein Schottky-Dioden-Quartett. Diese Bauteile sitzen auf einer kleinen Leiterplatte, deren drei Anschlußpunkte nach außen geführt sind. An diese fährt man nun auf der Leiterplatte mit 50 Ohm-Microstrip-Leitungen heran.

Das ist nach den bisherigen Ausführungen nun kein Problem mehr: Die Breite der Streifenleitung beträgt 2,82 mm für FR4-Material mit 1,5 mm Dicke bei einer Frequenz von 1,7 GHz.

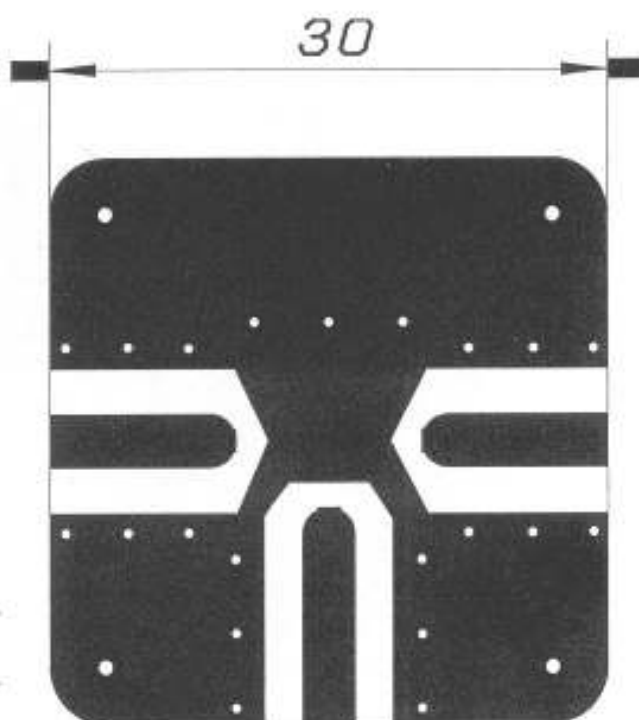


Bild 71: Platinen-Layout für Mischer-Versuchsaufbau

Natürlich sind die erforderlichen Durchkontaktierungen von der durchgehenden Massefläche zu den einzelnen "Masse-Inseln" des Layouts wieder mit versilberten Hohlkieten ($d = 0,8 \text{ mm}$) auszuführen. Die fertige Platine wird in einem gefrästen Aluminiumgehäuse mit den Außenmaßen $35 \times 35 \times 15 \text{ mm}$ mit vier vernickelten Zylinderschrauben $M 2,5 \times 6$ befestigt.

Die SMA-Buchsen sind exakt so montiert, daß ihre Mittelleiter gerade auf den 50 Ohm-Microstrip-Leitungen aufliegen und problemlos mit etwas silberhaltigem Lötzinn angelötet werden können. Um Stoßstellen zu vermeiden, werden alle Mittelleiter vor dem Auflöten mit einer feinen Feile unter 45 Grad angeschrägt.

Auch darf man nicht vergessen, die Bohrung für den Mittelleiter durch die Gehäusewand "wellenwiderstandsrichtig" auszuführen. Bei einem Leiterdurchmesser von 1,27 mm ergibt das für 50 Ohm einen Bohrdurchmesser von 2,9 mm.

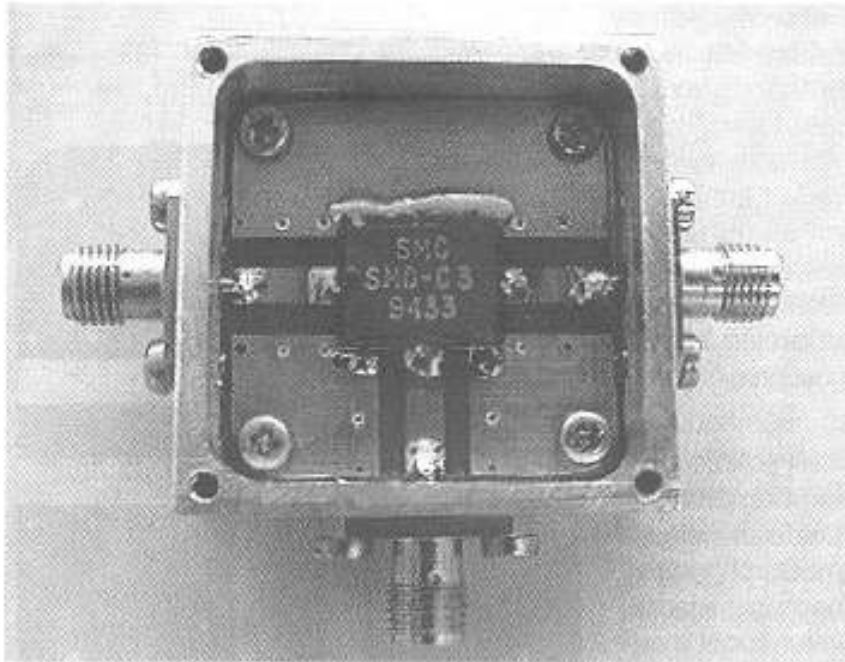


Bild 72:
Photo des Prototypen

Das Platinen-Layout ist in **Bild 71** abgebildet. Einen Blick in den betriebsbereiten Prototypen bei abgeschraubtem Deckel ermöglicht **Bild 72**.

Doch nun zu den elektrischen Eigenschaften. Für den Anwender sind folgende Kennwerte interessant. Bei seriösen Herstellern stehen sie meist im Datenblatt:

- a) Größe und Frequenzgang der Umsetzdämpfung bzw. Verstärkung,
- b) 1 dB-Kompressionspunkt,
- c) IP3,
- d) SSB-Rauschzahl,
- e) Isolation der verschiedenen Ports gegeneinander, also ein Maß für das gegenseitige Übersprechen,
- f) VSWR bzw. Reflektionsfaktoren an den einzelnen Ports.

Zur korrekten Ermittlung aller dieser Mischerdaten ist natürlich ein sehr umfangreicher und teurer Meßgerätepark erforderlich, der nicht jedem zur Verfügung steht.

Trotzdem wurden Untersuchungen an Mixern durchgeführt, wobei das Wichtigste der Spektrum-Analysator mit geringem Eigen-

frequenzgang ist; der Meßaufbau nach **Bild 73** wurde bei Bedarf etwas abgewandelt.

Die beiden Meßsender stellen die HF- bzw. LO-Signalquellen dar, wobei die Ausgangspegel stabilisiert und zusätzlich präzise veränderbar sein müssen. Die Dämpfungsglieder an allen Ports des Mischers sorgen für korrekte, breitbandige Anpassung.

10.4.1. Umsetzdämpfung (= conversion loss)

Beim Umsetzen des HF-Signals in einem Mischer teilt sich die Energie bekanntlich in eine untere und obere Seitenfrequenz, nämlich in die Summen- und die Differenzfrequenz, auf. Da diese beiden Anteile gleich groß sind, enthält jeder die Hälfte der HF-Energie; somit ist bei einem idealen Mischer die Umsetzdämpfung 6 dB.

In der Praxis erhält man wegen der unvermeidlichen Verluste in Übertragern und Dioden immer einen höheren Wert. Außerdem gibt es bei der Ermittlung der Datenblattangaben noch ein prinzipielles Problem, da sich

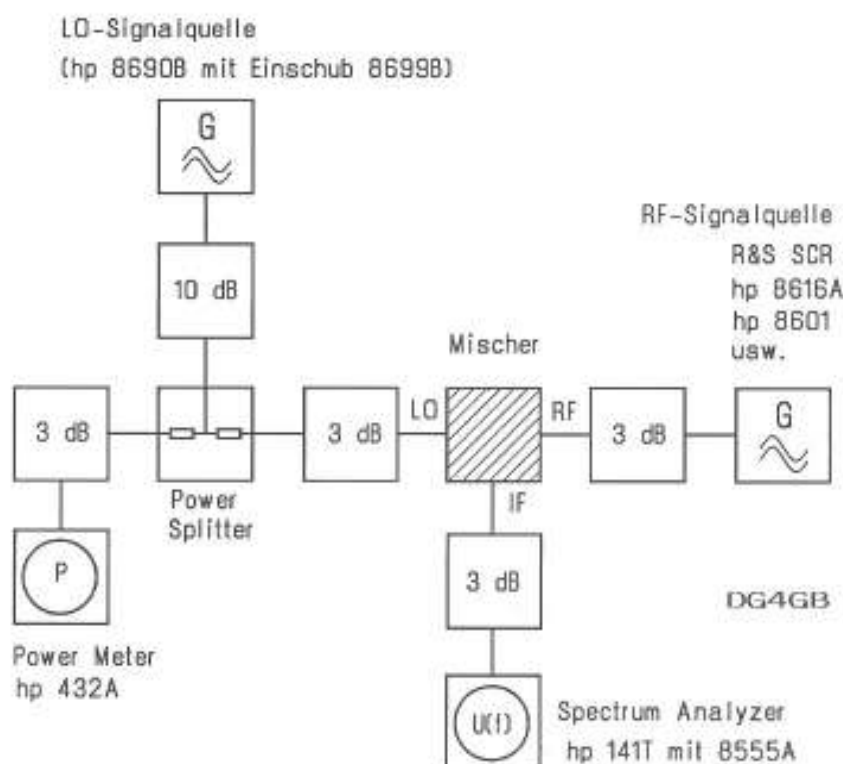


Bild 73:
Der Meßaufbau zur
Untersuchung des
Mischer-Bausteins

anscheinend die Mischerhersteller untereinander nicht ganz einig werden können:

a) Einmal wird mit konstanter Zwischenfrequenz (im Bereich Richtfunk sind das z.B. 70 oder 140 MHz) gearbeitet, wobei die HF- bzw. LO-Frequenz so lange erhöht wird, bis die Amplitude des ZF-Ausgangssignals um 3 dB abnimmt bzw. die Umsetzdämpfung um 3 dB zunimmt. Der Frequenzabstand der beiden Signalgeneratoren muß natürlich der ZF entsprechen und wird konstantgehalten.

Dies stellt eine vernünftige, praxiserhaltende Methode zum Entwurf eines Empfängers mit niedriger ZF oder eines Empfangskonverters dar und sie entspricht dem Betriebsfall des Abwärtsmischers.

b) Bei der zweiten Möglichkeit wird die HF konstant gehalten (z.B. HF = 100 MHz) und die LO-Frequenz so lange gesteigert, bis die Amplitude der entstehenden Summen- bzw. Differenzfrequenz um 3 dB abnimmt bzw. die

Umsetzdämpfung wieder um 3 dB zunimmt. Das entspricht dem Betrieb als Aufwärtsmischer, wie er in SSB-Sender-Frequenzaufbereitungen oder in Empfängern mit hochliegender erster ZF verwendet wird.

Um Klarheit über das Verhalten dieser Schaltung zu bekommen, wurden nacheinander beide Möglichkeiten systematisch untersucht.

A) Betrieb als Abwärtsmischer:

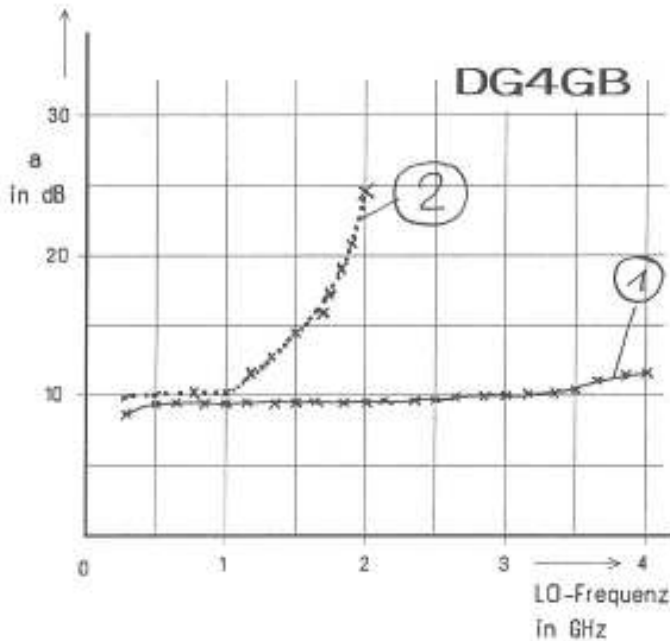
Hier wurde eine konstante Zwischenfrequenz von 100 MHz gewählt. LO- und HF-Signal müssen deshalb immer einen Frequenzabstand von 100 MHz voneinander haben und werden solange gemeinsam erhöht, bis die Umsetzdämpfung unerträglich groß geworden ist. Die HF-Frequenz liegt dabei unterhalb der LO-Frequenz.

Die genauen Betriebswerte, bezogen auf die Mischereingänge, sind hier:

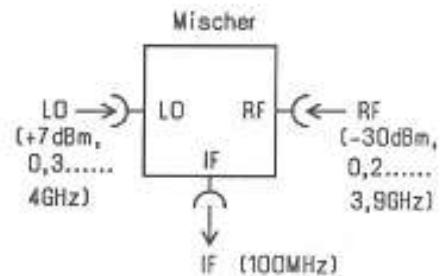
LO-Signal: 300 MHz bis 4 GHz bei einem Pegel von + 7 dBm am LO-Port,

Conversion loss = f (Frequenz)

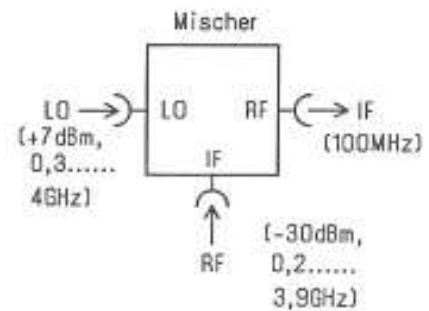
Abwärtsmischung



Meßschaltung für Kurve 1



Meßschaltung für Kurve 2


Bild 74: Abwärtsmischung

HF-Signal: 200 MHz bis 3,9 GHz bei einem Pegel von -30 dBm am HF-Port.

Beobachtet wird die Zwischenfrequenz von 100 MHz: In **Bild 74** ist der Frequenzgang der Umsetzdämpfung dargestellt; die Kurve verläuft so flach, daß sich dieses preiswerte Bauteil tatsächlich bis 4 GHz verwenden läßt!

Probehalber wurden auch einmal ZF- und HF-Port vertauscht und die Messung wiederholt (siehe ebenfalls Bild 74): Das Ergebnis ist geradezu niederschmetternd, denn jetzt wird bereits bei 1,5 GHz der Wert von 10 dB Umsetzdämpfung und bei weniger als 2 GHz von mehr als 20 dB überschritten.

B) Betrieb als Aufwärtsmischer:

Jetzt wird eine konstante HF mit 100 MHz an den Mischer gelegt und die LO-Frequenz ab einem Startwert von 300 MHz jeweils in Schritten von 100 MHz erhöht.

Folgende Betriebsbedingungen wurden eingehalten:

LO-Signal: 300 MHz bis 4 GHz bei einem Pegel von + 7 dBm am LO-Port,
 HF-Signal: 100 MHz bei einem Pegel von -30 dBm am HF-Port.

Beobachtet wird die untere Seitenfrequenz (also LO - HF) von 200 MHz bis 3,9 GHz.

Durch das Ergebnis des ersten Versuches neugierig gemacht, wurden auch hier nach dem ersten Durchgang wieder HF- und ZF-Port vertauscht und nochmals gemessen. Die Ergebnisse sind in **Bild 75** zu finden.

Auch hier war die Überraschung groß: Nur wenn das "hochzumischende" HF-Signal von 100 MHz an den ZF-Port angelegt wird, erhält man eine bis 4 GHz brauchbare Schaltung mit konstanter und relativ kleiner Umsetzdämpfung. Benutzt man jedoch aus Versehen die vorige *Abwärtsmischer-Schaltung*,

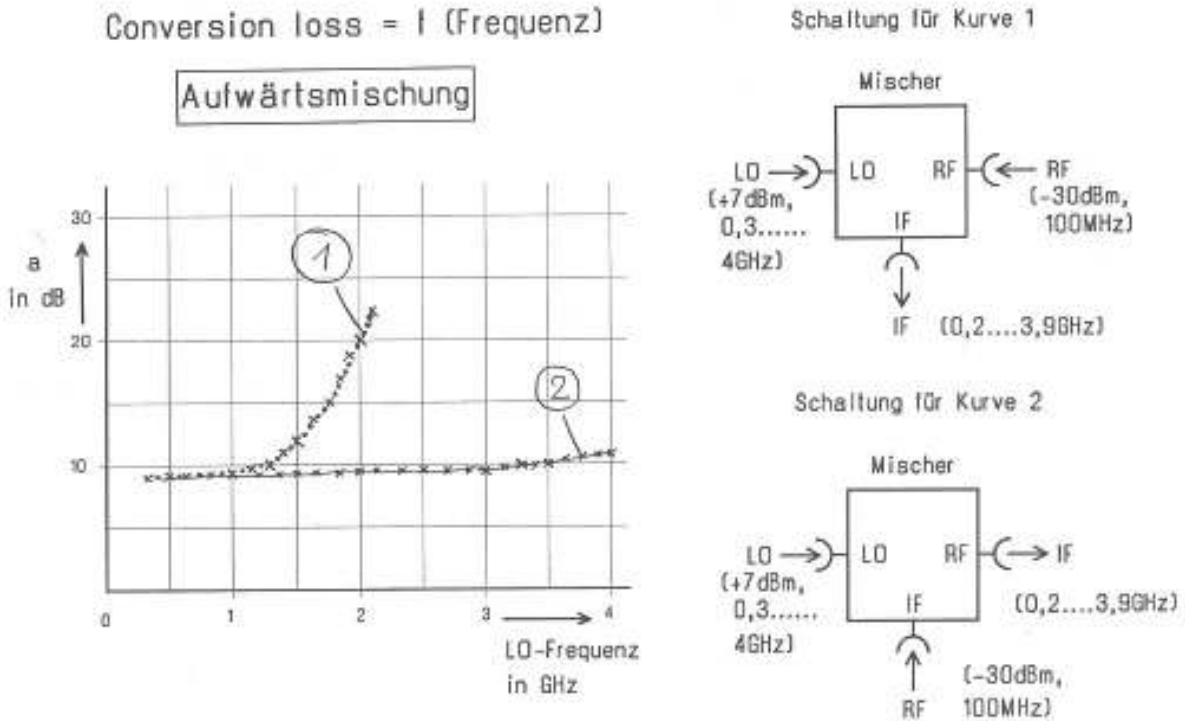


Bild 75: Aufwärtsmischung

ist der Mischer gerade bis 1,5 GHz einsetzbar. Die Umsetzdämpfung nimmt bei weiterer Frequenzerhöhung sofort astronomische Werte an.

10.4.2. Zusammenhang zwischen Umsetzdämpfung und LO-Pegel

Im Grundlagenkapitel konnte man es schon ahnen: Je stärker und schneller die Dioden durch das LO-Signal durchgeschaltet werden, desto besser wird der Mischer sein. Besser bedeutet hier im Hinblick auf die Umsetzdämpfung und die erzeugten unerwünschten Mischprodukte.

Bild 76 liefert nun den gemessenen Zusammenhang zwischen Umsetzdämpfung und LO-Pegel für einen konstanten HF-Pegel.

Die Kurve wurde bei folgenden Bedingungen ermittelt:

LO-Signal: 1700 MHz bei einem Pegel von -10 bis +10 dBm am LO-Port,
 HF-Signal: 1800 MHz bei einem Pegel von -30 dBm am HF-Port.

Beobachtet wird die Differenzfrequenz von 100 MHz. Man kann daran gut erkennen, daß die Herstellerangabe "Bitte den LO-Pegel zu +7 dBm wählen!" wohl genau richtig ist. Eine weitere Erhöhung des LO-Pegels bringt, zumindest bei dieser HF-Amplitude und im Hinblick auf die Umsetzdämpfung, keine weiteren Verbesserungen mehr.

10.4.3. Der 1 dB-Kompressionspunkt

Geht man davon aus, daß der LO-Pegel von +7 dBm richtig gewählt ist, kann man sehen, welche Folgen eine Veränderung des HF-Pegels hat.

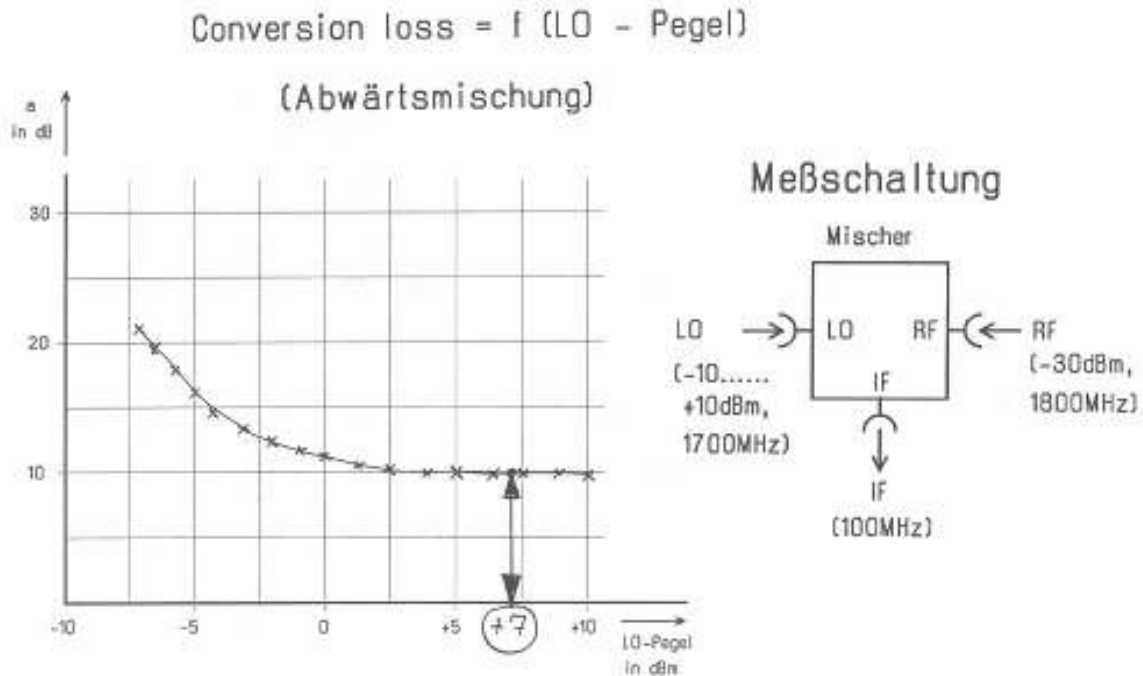


Bild 76: Gemessener Zusammenhang zwischen Umsetzdämpfung und LO-Pegel bei konstantem HF-Signal

Bild 77 enthält die Meßergebnisse für folgenden Betriebsfall:

LO-Signal: 1700 MHz bei einem Pegel von +7 dBm am LO-Port,

HF-Signal: 1800 MHz bei einem Pegel von -30 bis +10 dBm am HF-Port.

Beobachtet wird die Differenzfrequenz von 100 MHz. Darin fällt (hoffentlich) deutlich der markierte Punkt auf, bei dem die Umsetzdämpfung um 1 dB zugenommen hat. Dieser "1 dB-Kompressionspunkt" ist aus drei Gründen wichtig:

a) Hier beginnt die *Sättigung* oder *Begrenzung*. Ab diesem Punkt wird eine weitere Erhöhung des HF-Pegels sinnlos, weil der ZF-Ausgangspegel nicht mehr der Änderung folgt, sondern sehr bald nahezu konstant bleibt.

b) Die entstehenden Intermodulationssignale steigen ab diesem Punkt rapide und so deutlich sichtbar an, daß der am ZF-Ausgang an-

geschlossene Spektrum-Analysator plötzlich einen "Lattenzaun" von Störlinien anzuzeigen beginnt.

c) Liest man jedoch in den bereits erwähnten Design-Handbüchern weiter, beispielsweise in [5], findet man dort:

"Addiert man zum 1 dB-Kompressionspunkt am unteren Bandende etwa 15 dB, so erhält man den ungefähren Wert des *Third Order Intercept Points* IP3. Am oberen Bandende des Mixers verkleinere man den zu addierenden Wert auf 10 dB."

10.4.4 Der Intercept Point

Hier ist wohl der zur Ermittlung nötige Meßaufbau das größte Problem.

Der Intercept Point selbst ist nämlich eine feine Sache: er liefert sehr genaue Informationen über den Abstand der entstehenden

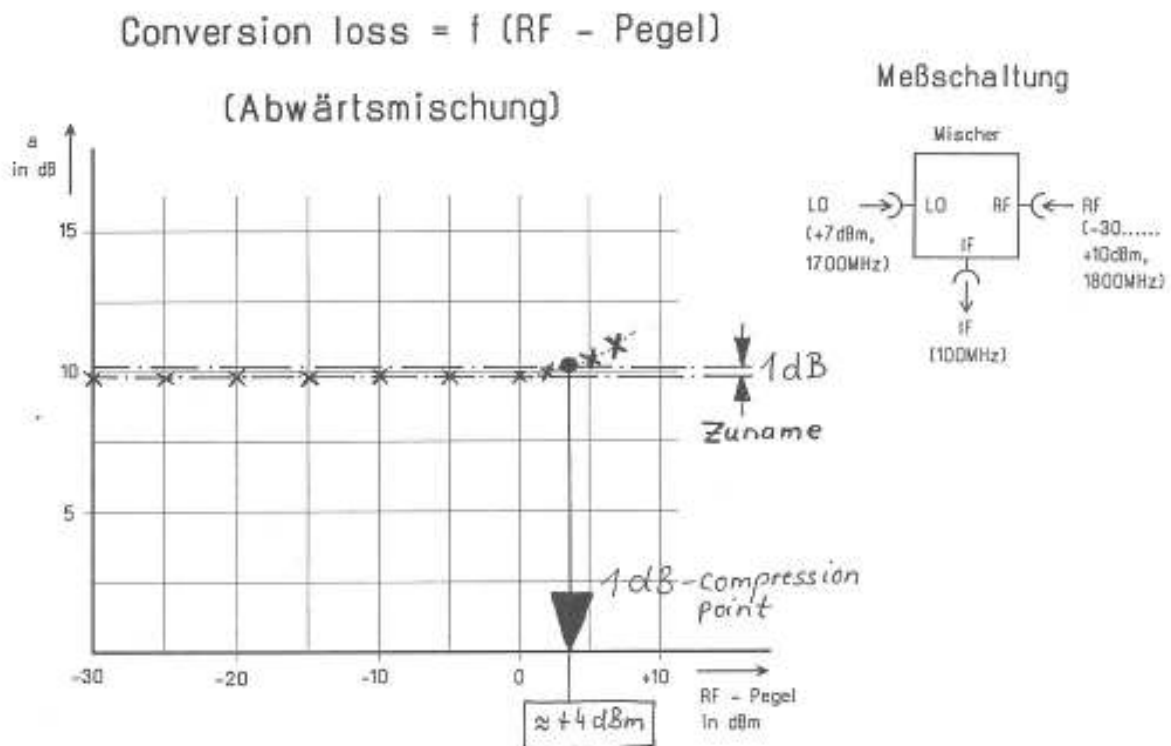


Bild 77: Meßkurve mit 1 dB-Kompressionspunkt: Die Kurve zeigt die Umsetzdämpfung als Funktion des HF-Pegels

unerwünschten Störsignale vom gewünschten ZF-Signal bei einem bestimmten HF-Pegel. Hierzu gehört auch die bei Empfängern oft gehörte Formulierung vom "intermodulationsfreien Dynamikbereich".

Hier die theoretischen und physikalischen Grundlagen kurz zusammengefaßt: Sobald der an den Mischer angelegte HF-Pegel erhöht wird, steigt auch der gewünschte ZF-Ausgangspegel entsprechend bis zur Sättigung. Leider entstehen durch *Oberwellenmischung* an den nichtlinearen Kennlinien viele neue Kombinationsfrequenzen, nämlich die berühmten Intermodulationssignale. Und hier wird es recht unangenehm: Obwohl ihre Amplitude am Anfang recht klein ist, nehmen sie viel schneller zu als der ZF-Pegel, wenn der HF-Eingangspegel steigt. Irgendwann wird nun (falls es keine Sättigung geben würde) dieser unerwünschte Teil gleich groß

sein wie die Amplitude der gewünschten Summen- oder Differenzfrequenz und dieser Pegelschnittpunkt ist der berühmte IP!

Dazu sollte man wissen, daß der Anstieg mit der Ordnung der sich mischenden Oberwellen immer steiler erfolgt.

Dabei gilt:

- a) erhöht man den HF-Pegel um 10 dB, dann wachsen Signale zweiter Ordnung um 20 dB an. Ärgerlich ist hier meist die Frequenz (2 x HF - LO),
- b) erhöhen Signale dritter Ordnung ihre Amplitude in diesem Fall aber um 30 dB. Hier besonders unangenehm ist die Frequenz (3 x HF - 2 x LO).

Signale noch höherer Ordnung stören im Normalfall nicht, da ihre Amplituden meist vernachlässigbar klein bleiben, solange man weit genug von der Sättigung des Mixers entfernt bleibt.



Aber Vorsicht: Die einzelnen Pegel-Schnittpunkte IP2 und IP3 sind nicht identisch!

Problematisch ist hierbei besonders der IP3, denn die Kennliniensteigung dritter Ordnung ist leider dreimal stärker als beim ZF-Signal. Entsprechend stark wachsen folglich die zugehörigen Intermodulationsprodukte an.

In der Praxis ist dies besonders dann ungünstig, wenn der Mischer, z.B. in einem Empfänger, zuviel Eingangspegel erhält und das HF-Signal aus einem voll belegten Amateurband besteht!

Zusätzlich liegen solche Kombinationsfrequenzen oft ausgerechnet dort, wo auch die gewünschte Zwischenfrequenz auftaucht; dann soll ein Mensch oder ein Filter noch Nutz- und Störsignale auseinanderhalten können?

Doch nun zu den Messungen.

Die Hersteller von Mischern arbeiten hier mit einem "Zweiten-HF-Signal", bestehend aus zwei nahe beieinanderliegenden Meßfrequenzen. Diese Zweiergruppe wird nun mit dem LO-Signal umgesetzt und das Ergebnis auf dem Spektrum-Analysator betrachtet. Summen- und Differenzsignal bestehen natürlich wieder aus diesen Zweiergruppen, daneben findet man aber sehr schön die im Mischer produzierten und ebenfalls umgesetzten Oberwellen. Ihre Dämpfung kann man gegenüber den erwünschten Zwischenfrequenzen gut ablesen. Das Ganze nennt sich "Dual tone third order intermodulation testing" und gehört zu den Datenblatt-Angaben käuflicher Mischer.

Diese Meßmethode ist allerdings sehr aufwendig, da zusätzlich jede einzelne der drei nötigen Signalquellen durch passende Filter vom Eigenklirrfaktor befreit werden muß. Denn nur so erhält man die Anteile, die vom Mischvorgang stammen.

Der hier verwendete Meßaufbau ist immer noch sehr umfangreich und basiert auf folgenden Überlegungen (**Bild 78**):

a) Die HF wird zu 1800 MHz, das LO-Signal zu 1700 MHz gewählt.

b) Der LO-Pegel wird präzise auf +7 dBm am LO-Port eingestellt und konstantgehalten.

c) Beide Signale werden durch die in den früheren Kapiteln besprochenen Filter (Microstrip-Bandpaß und Microstrip-Tiefpaß) vom Eigenklirrfaktor befreit.

d) Beobachtet wird zur Ermittlung des IP2 das Signal ($2 \times \text{HF} - \text{LO}$). Es liegt bei $(2 \times 1800 \text{ MHz} - 1700 \text{ MHz}) = 1900 \text{ MHz}$.

e) Der IP3 wird durch Beobachtung der Kombinationsfrequenz ($3 \times \text{HF} - 2 \times \text{LO}$) bestimmt. Sie hat den Wert $(3 \times 1800 \text{ MHz} - 2 \times 1700 \text{ MHz}) = 2000 \text{ MHz}$.

f) Der HF-Pegel wird nun immer weiter erhöht, bis diese beiden neuen Frequenzen auf dem Schirm deutlich erkennbar sind und aus dem Eigenrauschpegel des Analysators auftauchen.

Dann wurde der HF-Pegel so lange aufgedreht, bis die Amplituden der beiden Intermodulationsprodukte am Ausgang *exakt gleich groß* waren. Jetzt mußten nur noch die drei Pegelwerte am HF-Port anliegender HF-Pegel sowie die beiden Pegelwerte ($2 \times \text{HF} - \text{LO}$) bzw. ($3 \times \text{HF} - 2 \times \text{LO}$) so präzise wie möglich gemessen werden.

Die Ergebnisse waren: Bei einem HF-Pegel von +4 dBm am HF-Eingang des Mischers liegen die beiden Signale ($2 \times \text{HF} - \text{LO}$) und ($3 \times \text{HF} - 2 \times \text{LO}$) exakt bei -40 dBm.

Damit geht es nun in ein Diagramm, in das man zuerst den im vorigen Versuch ermittelten Zusammenhang zwischen HF-Eingangspegel und entstehender ZF-Amplitude einzeichnet. Die Kurve geht natürlich wegen der Sättigung zum Schluß in eine Waagrechte über. Man verlängert aber den *idealen theoretischen Verlauf*, der eine Gerade bildet, bis man an die Diagrammgrenzen gerät.

Nun werden durch das Meßergebnis (-40 dBm) zwei Geraden gezeichnet. Ihre Steigungen

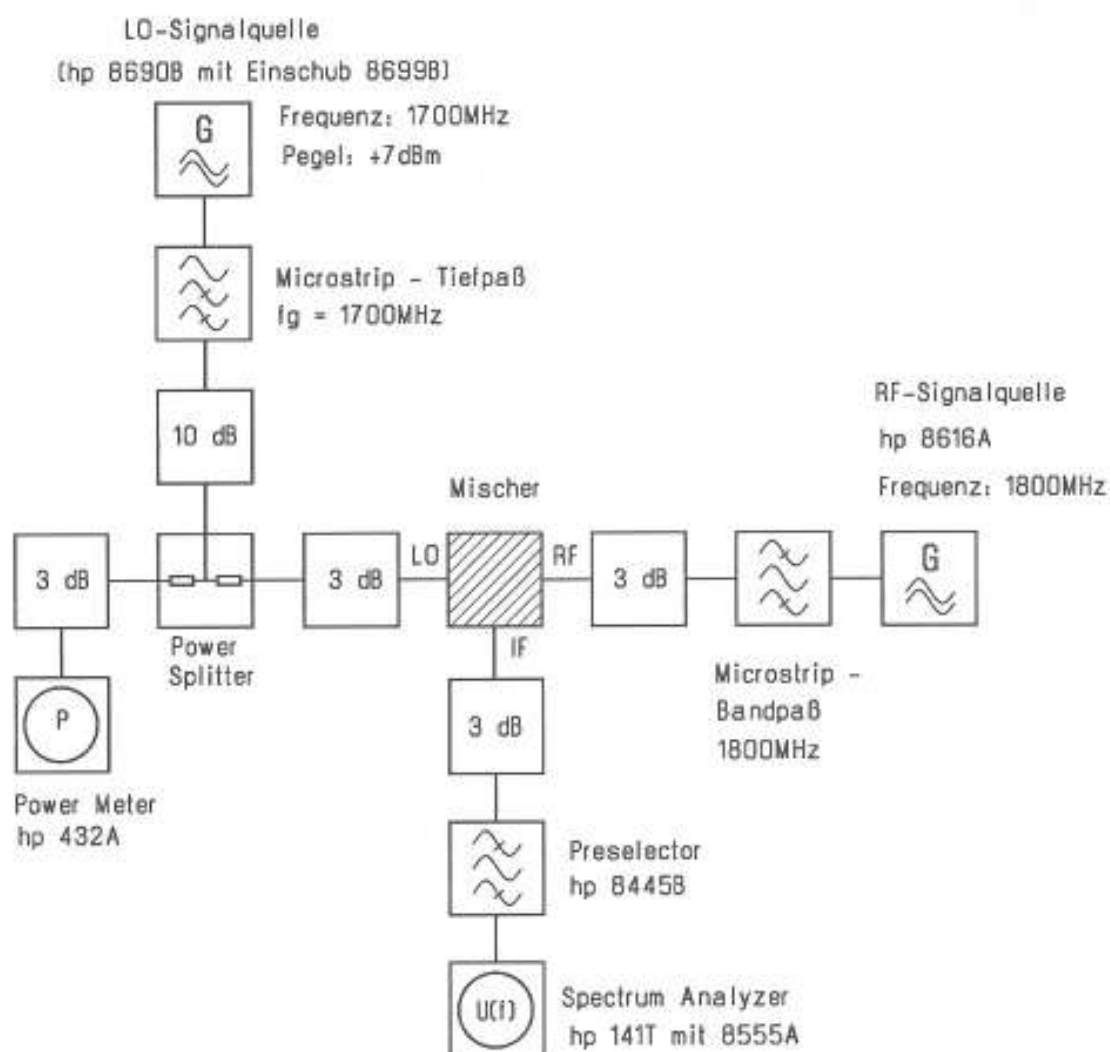


Bild 78: Erweiterte Meßschaltung zur IP-Bestimmung

sind doppelt bzw. dreimal so groß wie der bereits eingetragene Zusammenhang zwischen HF- und ZF-Signal und sie ergeben mit dieser Kurve zwei Schnittpunkte (**Bild 79**). Diese beiden Schnittpunkte entsprechen IP_2 und IP_3 !

Als gewissenhafter Mensch sollte man außerdem noch die Amplitude des entstandenen ZF-Signals bestimmen und mit in das Diagramm eintragen. Man sieht sofort, wie weit man sich schon in der Sättigung befindet.

Damit weiß man:

IP_2 liegt etwa bei +39 dBm, IP_3 dagegen bei ca. +21 dBm.

Wer möchte, kann die im vorigen Kapitel wiedergegebene Behauptung über den Zusammenhang zwischen 1 dB-Kompressionspunkt und dem IP_3 überprüfen.

Mit Hilfe dieses Diagramms ist es nun kein Problem mehr, für jeden beliebigen HF-Pegel den Intermodulationsabstand zu bestimmen.

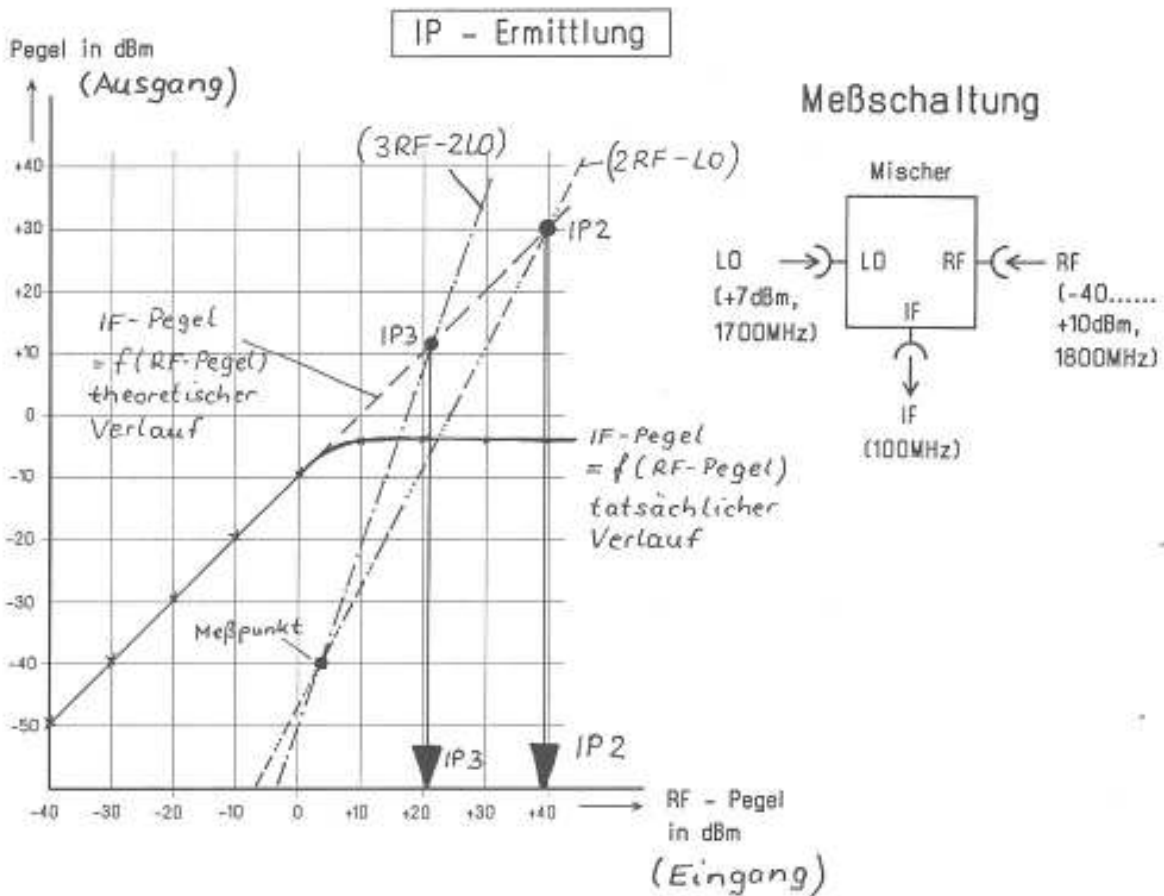


Bild 79: Graphische Ermittlung der IPs

Man braucht nur eine Senkrechte durch diesen Pegel (an der waagrechten Achse) zu zeichnen, deren Schnittpunkte mit den drei Geraden (Steigung 1, 2, 3...) zu markieren, die Abstände der *Intermodulationspunkte* zum *ZF-Punkt* abzulesen und in dB anzugeben.

Wer lieber mit Formeln arbeitet, könnte dagegen diese geometrischen Zusammenhänge leicht in eine entsprechende Beziehung fassen und damit die gesuchten Werte berechnen. Noch bequemer geht es nach dem ebenfalls in [6] angegebenen Weg:

a) Man besorge sich den Wert des IP3 - entweder aus dem Datenblatt oder durch Addition von 15 dB (unteres Bandende) oder 10 dB

(oberes Bandende) zum 1 dB-Kompressionspunkt.

b) Dann ermittle man den Unterschied in dB zwischen zugeführtem HF-Eingangspegel und IP3.

c) Diese Differenz wird mit dem Grad der Harmonischen (hier: 3) multipliziert.

d) Dieses Ergebnis sowie die Umsetzdämpfung werden vom IP3 subtrahiert. So erhält man den Pegel des störenden Intermodulationssignales dritter Ordnung.

Angewandt auf den bei allen Messungen verwendeten HF-Pegel -30 dBm ergibt sich:

a) Gemessen: IP3 = +21 dBm

(Etwas ungenauer wäre die Faustregel: 1 dB-

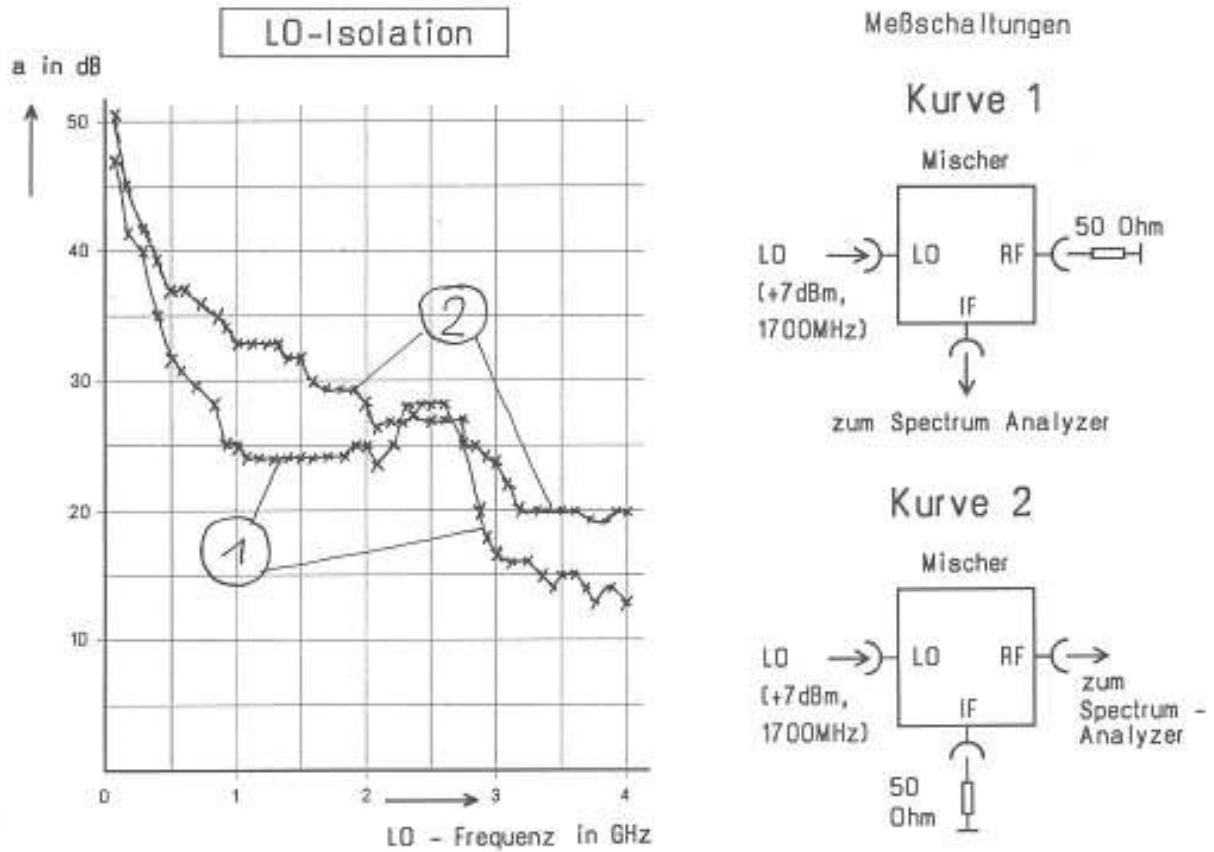


Bild 80: Messung der Isolation des LO-Signals

Kompressionspunkt von +4 dBm + 15 dB = 19 dBm gewesen!)

b) $IP3 - HF = +21 \text{ dBm} - (-30 \text{ dBm}) = 21 \text{ dBm}$
 $+ 30 \text{ dBm} = +51 \text{ dBm}$,

c) $51 \text{ dB} \times 3 = 153 \text{ dB}$,

d) $IP3 - 153 \text{ dB} - 10 \text{ dB conversion loss} = +21 \text{ dBm} - 153 \text{ dB} - 10 \text{ dB} = -142 \text{ dBm}$.

Der Pegel für Intermodulationssignale dritter Ordnung liegt in diesem Betriebsfall also bei -142 dBm, was gleichbedeutend ist mit 112 dB unter dem HF-Pegel. Viel wichtiger für den Anwender ist aber der Pegelabstand zur gewünschten ZF, denn dort muß ebenfalls die Umsetzdämpfung des Mixers von ca. 10 dB berücksichtigt werden. So kommt man zum

Endwert 102 dB unter dem ZF-Signal; genau das wird man auf dem Spektrum-Analysator zu sehen bekommen.

Wem das unglaublich gut erscheint, der erhöhe einmal in Gedanken den HF-Pegel um 30 dB. Dieser Anstieg bewirkt nun leider eine Zunahme der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung um 90 dB (!). Liegt dann der ZF-Pegel, wegen der Umsetzdämpfung von etwa 10 dB, bei einem Wert von -10 dBm, so ist leider das IM3-Störsignal auf $-142 \text{ dBm} + 90 \text{ dB} = -52 \text{ dBm}$ hochgeschneilt. Und damit sind es plötzlich nur noch 42 dB zwischen ZF-Signal und Störprodukt; das könnte schon einmal Schwierigkeiten bereiten.

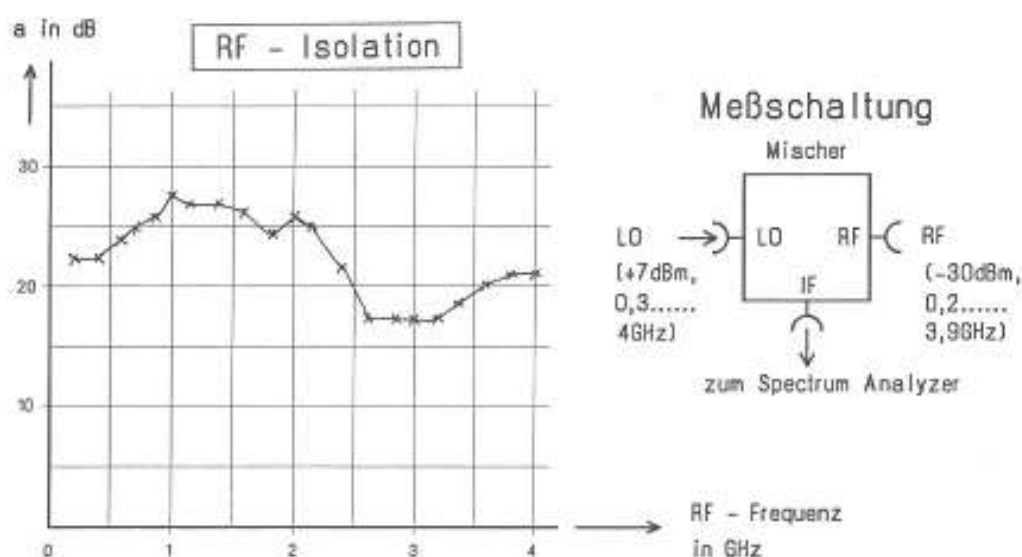


Bild 81: Messung der Isolation des HF-Signals

10.4.5. SSB-Rauschzahl

Das ist zum Glück eine Sache, die ganz schnell erledigt ist. Wie schon besprochen, verkleinert sich die ZF-Amplitude gegenüber dem zugeführten HF-Signal um die Umsetzdämpfung. Um diesen Betrag muß also die Rauschzahl ansteigen. Laut Mischerhersteller ergibt sich die SSB-Rauschzahl:

Man addiere zur Umsetzdämpfung lediglich ca. 0,5 dB und schon hat man den gesuchten Rauschzahlwert.

10.4.6. Isolation der Ports

Nichts ist vollkommen, deshalb tauchen auch hier Überreste der an den Mischer angelegten Signale am ZF-Ausgangsport bzw. am gegenüberliegenden Signalport auf. Der Pegelunterschied zwischen zugeführtem Signal und dem an einem anderen Port meßbaren Rest heißt *Isolation*.

Wird dieser Wert zu schlecht, kann man böse Überraschungen erleben. Man denke beispielsweise an einen Direct-Conversion-Receiver, dessen LO-Signal plötzlich auf der An-

tenne herumgeistert. Der Verlauf der Isolation gehört also ebenfalls in ein Mischerdatenblatt.

In **Bild 80** findet man die Isolationswerte des LO-Signals für den Frequenzbereich 0,2 bis 4 GHz bei einem Pegel von +7 dBm am LO-Mischereingang. Am ZF-Ausgang hängt der Spektrum-Analysator, mit dessen Hilfe man nach den LO-Resten suchen kann. Der nicht benötigte HF-Port ist mit 50 Ohm abgeschlossen.

Zusätzlich wurde die Messung mit vertauschtem HF- und ZF-Port wiederholt.

Auffallend am Ergebnis sind die sehr hohen Dämpfungswerte bei tiefen Frequenzen und ihre Verschlechterung bei Frequenzerhöhung. Das ist für manche Anwendungsfälle sehr unangenehm.

Bild 81 zeigt, wie stark das HF-Signal beim "korrekten Abwärts-Mischerbetrieb" am ZF-Port noch zu finden ist.

Betriebswerte:

LO-Signal: 0,3 bis 4 GHz bei einem Pegel von +7 dBm am LO-Port,

HF-Signal: 0,2 bis 3,9 GHz bei einem Pegel

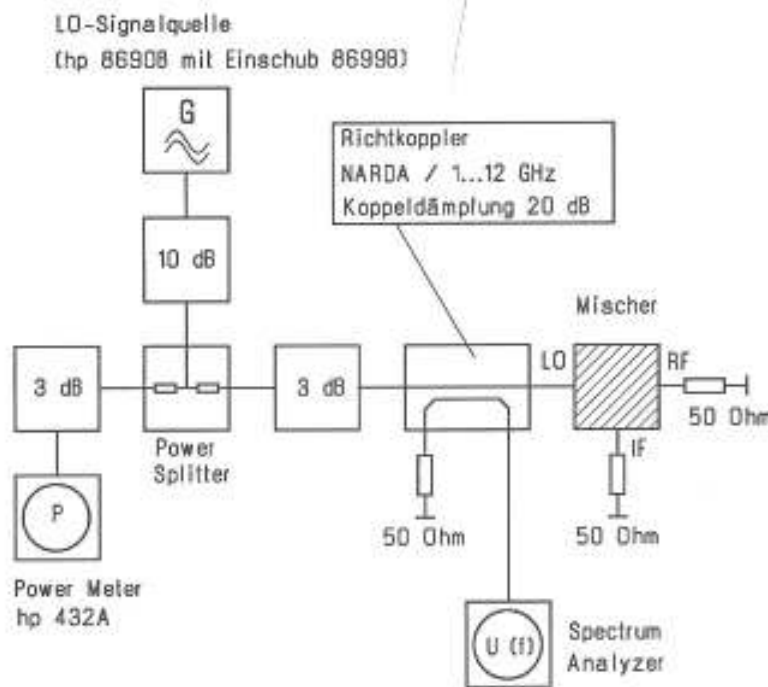


Bild 82:
Versuchsaufbau zur
Ermittlung der Reflektionsdämpfung am
LO-Port

von -30 dBm am HF-Port,
Zwischenfrequenz: 100 MHz.

Diese Meßwerte zeigen gegenüber Bild 80
(LO-Isolation) deutlich weniger Schwankun-

gen und Frequenzabhängigkeiten; dafür sind
sie leider schlechter.

Aber Vorsicht: Man muß auch die Umsetz-
dämpfung beim ZF-Signal berücksichtigen,
wenn man am ZF-Ausgang nach dem Ab-

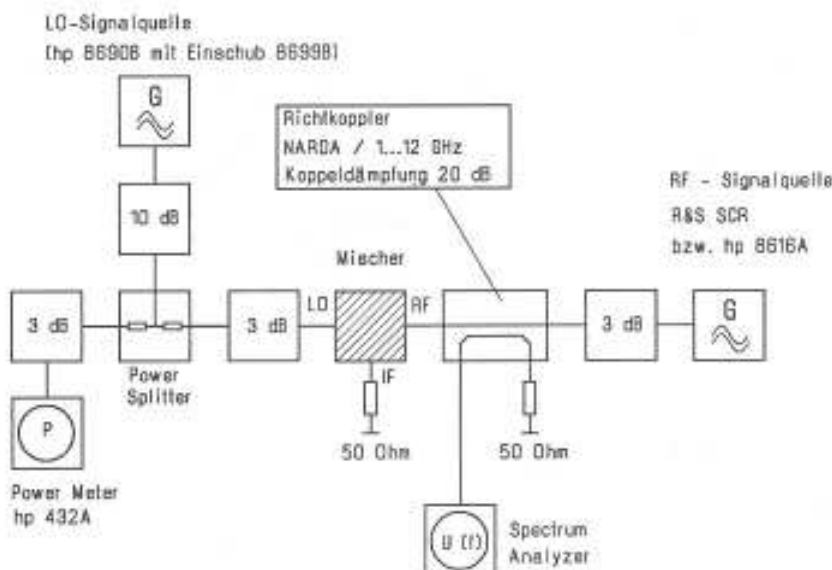


Bild 83:
Ermittlung der
Reflektionsdämpfung
am HF-Port

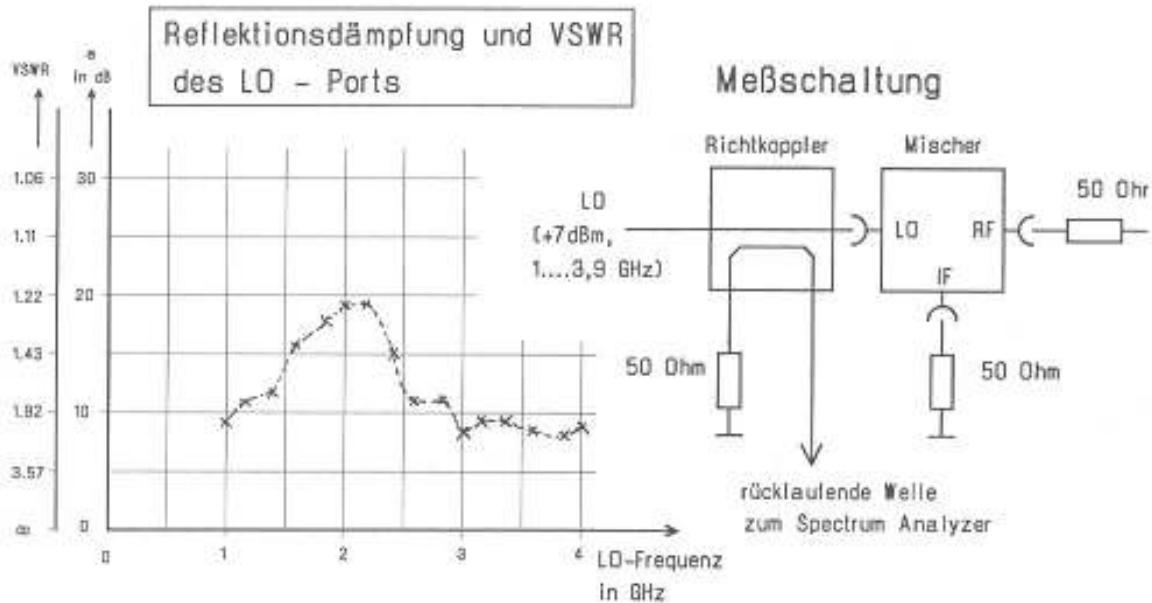


Bild 84: Gemessener Verlauf der Reflektionsdämpfung am LO-Port

stand zwischen gewünschtem ZF-Signal und HF-Rest fragt, denn dadurch werden die Pegelabstände um ca. 10 dB schlechter. Das ist wichtig bei der Auslegung des nachfolgenden ZF-Bandpasses in Bezug auf die nötige Sperrdämpfung zur Unterdrückung unerwünschter Signale!

10.4.7. VSWR bzw. Reflexionsdämpfungen der einzelnen Ports

Darüber gibt es von einigen Herstellern nur dürftige oder gar keine Angaben, von anderen aber genaue Verläufe. Bei näherer Untersuchung machen diese aber recht wenig Mut, denn das VSWR erreicht und überschreitet bisweilen den Wert 4. Kein Wunder, denn nicht nur die Übertrager im Mischer bzw. die Qualitäten der Dioden spielen hier eine Rolle, sondern auch der LO-Pegel, mit dem die Dioden geschaltet werden und der Fehlabschluß an den anderen Ports. Deshalb ist es unvermeidlich, daß um diese Mischer herum immer Dämpfungsglieder oder ergänzende

Schaltungen angeordnet werden. Der hier eingesetzte Mischer ist selbst nicht perfekt und stellt deshalb umso höhere Ansprüche an seine Umgebung.

Die Messung ist etwas aufwendig, doch die Hersteller können dafür modernste Network-Analyzer einsetzen. Bei diesen Geräten läßt sich der dem Meßobjekt zugeführte Pegel exakt einstellen und kontrollieren; genau das ist z.B. beim LO-Port wichtig für das korrekte Durchschalten der Dioden im Mischer. Erst recht knifflig wird es, wenn am HF-Port gemessen werden soll, da dann der LO-Port ebenfalls angesteuert sein muß und für den Abwärtsmischer-Betrieb beide Frequenzen synchron miteinander verstellt werden müssen.

Bei älteren Geräten geht das nicht, deshalb wurde auf die ältere Methode mit Richtkoppeln zurückgegriffen (siehe **Bilder 82** und **83**).

Bild 84 zeigt deshalb nur den so gemessenen Verlauf der Reflektionsdämpfung am LO-Port für den Frequenzbereich von 1 GHz bis 4 GHz.

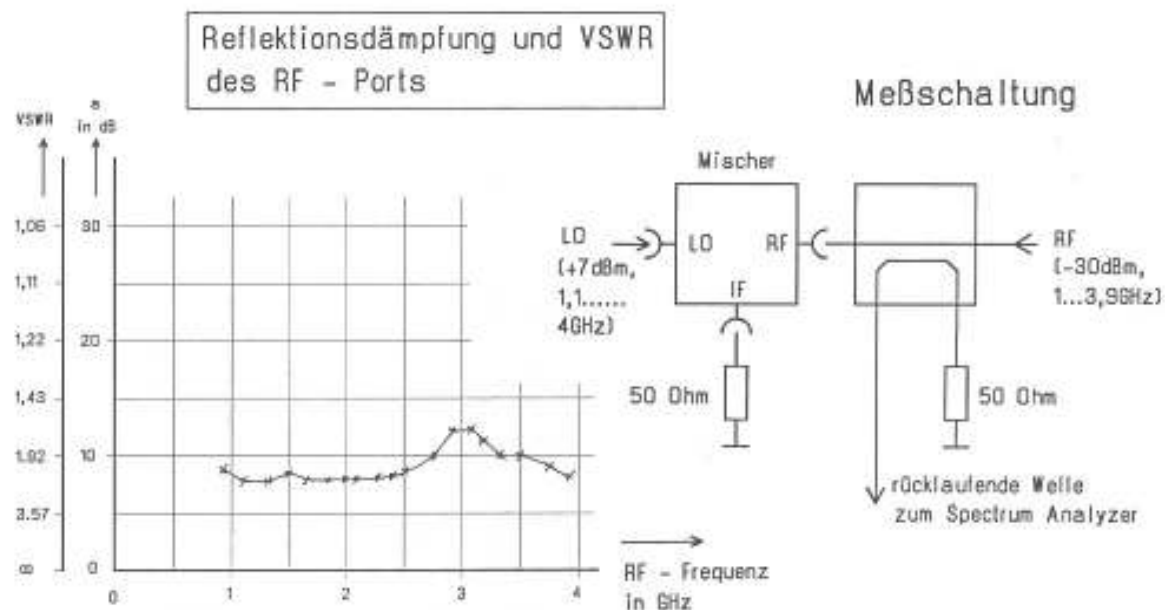


Bild 85: Gemessener Verlauf der Reflektionsdämpfung am HF-Port

Bild 85 liefert die erforderlichen Reflektionswerte für den HF-Port im "Abwärtsmischer-Betrieb", gemessen im Frequenzbereich 1 GHz bis 4 GHz bei einer Zwischenfrequenz von 100 MHz.

Die Ergebnisse sind, wie vermutet, gerade noch brauchbar.

10.5. Entwicklungstrends

Es wurde schon darauf hingewiesen, daß die integrierten, multiplikativen GaAs-Mischer mit großen Schritten auf dem Vormarsch sind und nicht nur bei den Handys nahezu alle älteren Konzepte, einschließlich Dioden-Ringmodulator, Durchblasemischer usw. vom Markt verdrängt haben.

Auch die SAT-Empfänger hinter den ASTRA-Spiegeln enthalten nur noch komplette Ein-Chip-Empfänger einschließlich PLL-Synthesizer für Frequenzbereiche bis 3 GHz. In den LNCs für den Frequenzbereich von 12 GHz stecken jetzt fast ausschließlich die erwähnten

Kaskodenstufen als kombinierte Mischer und Oszillatoren.

Deshalb dürfte dieser Artikel sicherlich nicht das letzte Wort zum Thema *Mikrowellen-Mischer* sein.

Auf meiner Werkbank warten außerdem schon die neuesten Muster-ICs (Herstellerangabe *Frequenzbereich 0,1 bis 8 GHz*) darauf, in eine passende Platine mit "PUFF-Design" eingesetzt zu werden. Zu gegebener Zeit werde ich an gleicher Stelle darüber berichten.

11. Literatur

- [1] RF/IF Designers Handbook, MINI-CIRCUITS. Ca. 700 Seiten, DIN A4.
- [2] Communication Components / GaAs & Silicon Products. Designer Catalog der Firma HP/Avantek.



[3] RF- and Microwave Semiconductors (Discrete, Monolithic and Multifunction). Handbuch der Firma M/A-COM.

[4] Eugen Berberich, DL 8 ZX: Diplexer für Ringmischer. UKW-Berichte 2/96, S. 75 - 81.

[5] "RF/IF Designers Handbook" der Firma MINI-CIRCUITS, Kapitel "two-tone, third-order distortion effects", S. 1/6.

[6] "RF/IF Designers Handbook" der Firma MINI-CIRCUITS, Kapitel "two-tone, third-order distortion effects", Seite 1/9.

Anzeige



FX 7015v: 820 g leicht,
10,2 dB über Vergleichsdipol.

flexaYagi®

Die „große“ Antennen steht schon, aber es soll noch eine feste Linie zum Lokalrelais oder zum nächsten Digipeater aufgebaut werden?

Eine kleine, leichte aber leistungsfähige Antennen muß her, die weder optisch noch mechanisch belastet. Was liegt da näher als eine 7015v, kaum zu sehen, aber mit stattlichem Gewinn.

Für den echten Einsteiger eine Erstantenne, die keine Nachbarn erschreckt und doch eine Menge Funkspaß ermöglicht.

Typ (DL6WU)	Band	Elem. (Anzahl)	Länge (m)	Gewinn (dBd)	Öffnungswinkel		Gewicht (kg)	Windlast* (km/h)		Preis DM
					horiz.	vert.		120	160	
FX 205 v	2 m	4	1,19	7,6	55°	70°	0,81	16 N	26 N	119,-
FX 210	2 m	6	2,10	9,1	50°	60°	1,02	30 N	50 N	149,-
FX 213	2 m	7	2,76	10,2	44°	51°	1,18	35 N	65 N	187,-
FX 217	2 m	9	3,48	11,0	40°	46°	1,71	65 N	115 N	217,-
FX 224	2 m	11	4,91	12,4	35°	38°	2,39	83 N	147 N	247,-
FX 7015 v	70 cm	11	1,19	10,2	41°	43°	0,82	22 N	39 N	136,-
FX 7033	70 cm	13	2,37	13,2	31°	33°	0,96	31 N	59 N	144,-
FX 7044	70 cm	16	3,10	14,4	28°	30°	1,72	59 N	105 N	184,-
FX 7044-4	70 cm	19	3,10	14,5	28°	30°	2,15	75 N	130 N	217,-
FX 7056	70 cm	19	3,93	15,2	26°	26°	1,97	78 N	136 N	214,-
FX 7073	70 cm	23	5,07	15,8	24°	25°	2,25	91 N	160 N	239,-
FX 2304 v	23 cm	16	1,19	14,2	29°	30°	0,60	18 N	32 N	172,-
FX 2309	23 cm	26	2,01	16,0	20°	21°	0,82	26 N	47 N	218,-
FX 2317	23 cm	48	4,01	16,5	15,5°	16°	1,41	75 N	125 N	262,-
FX 1306 v	13 cm	25	1,20	16,0	21°	22°	0,60	15 N	26 N	184,-
FX 1316	13 cm	42	2,02	16,3	16°	16,5°	0,80	27 N	47 N	221,-
FX 1331	13 cm	80	4,02	20,5	13°	13°	1,40	75 N	125 N	283,-
FX 7214	Bündelf.	10	1,19	10,0	42°	45°	0,85	23 N	40 N	129,-
FX 6717	C-Netz	11	1,19	10,0	42°	45°	0,82	22 N	39 N	99,-
FX 3333	D-Netz	13	1,19	12,5	32°	32°	0,68	19 N	33 N	149,-
FX 1621	E-Netz	10	0,51	11,0	36°	40°	0,63	8 N	14 N	139,-

V = Vormastantenne

*1 kp = 9,81 N

HAGG Antennengroßhandel GmbH
Postfach 1410, 21251 Tostedt
Telefon (0 41 82) 48 98, Fax 48 97
E-Mail: flexayagi@T-Online.DE

Terry Bittan - Inh. Eberhard L. Smolka
Postfach 80 - D-91081 Baiersdorf
Telefon (0 91 33) 77 98-0
Telefax (0 91 33) 77 98-33



7. Literatur

[1] U. Tietze, Ch. Schenk: Halbleiterschaltungstechnik, Springer-Verlag

[2] Software: Design-Center oder Pspice, MicroSim Corporation, Irvine, CA, USA

[3] Small-Signal Transistor Data Book ab 1991 (von Motorola)

[4] Software: PUFF Distribution, California Institute of Technology, Pasadena, CA, USA

Hinweise und Verbesserungen

zum Artikel: Design und Realisierung von
Mikrowellenschaltungen, Teil 7
von Gunthard Kraus, DG 8 GB in Ausgabe 1/97

Im genannten Artikel sind ein paar Passagen entweder ungeschickt formuliert oder so weit vereinfacht, daß sie sachlich nicht mehr richtig sind. Hier nun ein Nachtrag:

Zu Kapitel 10.4.01. Umsetzdämpfung:

Geht man von einer perfekten Entkopplung zwischen LO- und HF-Eingang und einer zunächst verlustfreien Schaltung aus, dann muß ja die am HF-Eingang vom Mischer aufge-

nommene Leistung in irgend einer Weise am Ausgang ankommen. Benutzt man einen Doppelgegentaktmischer und beschaltet ihn am LO-Eingang mit einem steilflankigen Rechtecksignal, erhält man folgendes Ausgangsspektrum:

a) HF- und LO-Signal sind am Ausgang unterdrückt;

b) Links und rechts von der LO-Frequenz erhält man die Summen- und Differenzfrequenz bzw. das untere und obere Seitenband;

c) Bei allen Frequenzpunkten der im LO-Rechtecksignal enthaltenen Oberwellen entstehen ebenfalls umgesetzte untere und obere Seitenbänder. Ihre Amplituden sinken entsprechend der Oberwellen-Ordnungszahl bzw. jener Oberwellenamplitude, wie sie sich aus der Fourier-Zerlegung eines Rechtecksignals ergibt.

d) Damit wird klar, daß die Formulierung im Artikel richtig heißen muß: "eine Leistungshalbierung ergibt genau 3 dB Umsetzdämpfung".

Aber schon von der Theorie her vergrößert sich dieser Dämpfungswert um diejenigen Leistungsanteile, die nach c) durch die "Oberwellenmischung" entstehen und die nun bei den "gewünschten" Seitenbändern fehlen. So kommt man auf einen theoretischen Dämpfungsmindestwert zwischen 4 und 5 dB, der von sehr guten Mischern auch fast erreicht wird. Die Formulierung "fast" ist deshalb erforderlich, weil ja in späteren Kapiteln mehrmals erwähnt und gezeigt wurde, wie stark die Umsetzdämpfung von vielen Faktoren wie Frequenz, LO-Pegel, Sättigung, Fehlabschluß, Dioden-Bahnwiderstände usw. abhängt.

Zu Kapitel 10.3. Multiplikative Mischer:

Bei käuflichen Dioden-Ringmodulatoren mit sehr hohem IP-Punkt findet man oft nicht nur 4, sondern gar 8 Dioden - entweder je 2 Dioden in Reihe oder auch als 2 parallel ar-

beitende Quartette und einen entsprechend komplizierteren Innenaufbau. Auch Mischer mit 12 Dioden soll es geben...

Dadurch wird natürlich die Aussteuerung pro Diode verkleinert und die Verzerrungen bzw. unerwünschten Signale gehen zurück.

Zu Kapitel 10.4.4. Der Intercept Point:

Bei dem von mir gewählten Meßverfahren (Beobachtung der beiden Signale "2 x HF - LO" und "3 x HF - 2 x LO") mißt man gegenüber der erwähnten Herstellermethode mit zwei nahe beieinanderliegenden HF-Signalen ("Dual tone third order intermodulation testing") einen bis zu 3 dB zu guten IP-Wert.

Grund: Die Mischdämpfung der Oberwellen ist höher als die "Fundamental conversion loss" und liefert deshalb einen kleineren Pegel der unerwünschten Signale. Das täuscht dann einen entsprechend besseren IP vor.

Weiterhin ist in Bild 78 eine mißverständliche Angabe enthalten: Dieses Bild zeigt die verwendete Meßschaltung zur IP-Bestimmung und enthält bei der LO-Signalquelle die Information:

Frequenz: 1700 MHz, Pegel: +7 dBm.

Bei genauem Hinsehen wird klar, daß es sich hier um den Pegel direkt am LO-Port des Mixers handelt, denn dieser soll erfaßt und konstant auf +7 dBm gehalten werden.

Gunthard Kraus, DG 8 GB

Sehr rauscharmer Antennenverstärker für das L-Band nach YT3MV, Heft 3/91

Bausatz, komplett mit Gehäuse # 6358 DM 69.-

UKW-Berichte · Postfach 80 · 91081 Baiersdorf · Tel. 09133/7798-0 · Fax 09133/7798-33