

Zeitschrift: Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe

Band: 63 (1985)

Heft: 2

Artikel: 40-GHz...60-GHz-Messempfänger

Autor: Siegenthaler, Jürg

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-875381>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 14.03.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

40-GHz...60-GHz-Messempfänger

Jürg SIEGENTHALER, Bern

Zusammenfassung. Als Frequenzbereichserweiterung von Spektrumanalysatoren, speziell zur Oberwellenmessung von Kleinradaranlagen, wird ein empfindlicher Messempfänger für 40 GHz...60 GHz gebaut. Die Entwicklung eines mechanisch abstimmbaren Gunn-Oszillators und eines neuen Gunn-Dioden-Gehäuses mit extrem kleinen parasitären Elementen ermöglicht den grossen RF-Abstimmbereich. Im ganzen Band wird mit einer 100-kHz-Messbandbreite eine Empfindlichkeit von -115 dBm erreicht, was einer Empfängergerauschzahl von 10 dB entspricht.

Récepteur de mesure 40 GHz...60 GHz

Résumé. Pour étendre la gamme de fréquence des analyseurs de spectre, on a construit spécialement un récepteur de mesure sensible, fonctionnant dans la plage de 40 GHz...60 GHz, pour la mesure des harmoniques dans les installations de petits radars. Le développement d'un oscillateur de Gunn réglable mécaniquement et d'un nouveau boîtier pour diode Gunn, dont l'influence des éléments parasites est extrêmement faible, a permis d'obtenir une plage de réglage RF étendue. Dans toute la bande, on obtient, avec une largeur de bande de 100 kHz, une sensibilité de -115 dBm, ce qui correspond à un facteur de bruit de réception de 10 dB.

Ricevitore di misura per 40...60 GHz

Riassunto. Per ampliare il campo di frequenza di analizzatori di spettro, in particolare per la misurazione di armoniche di piccoli impianti radar, si costruisce un ricevitore di misura molto sensibile per 40 - 60 GHz. Grazie alla realizzazione di un oscillatore Gunn sintonizzabile meccanicamente e di una nuova custodia per diodi Gunn con elementi parassitari estremamente piccoli, si ottiene un grande campo di sintonizzazione RF. In tutta la banda si raggiunge, con una larghezza di banda di misura di 100 kHz, una sensibilità di -115 dBm, che corrisponde a un fattore di rumore del ricevitore di 10 dB.

1 Einleitung

Die Entwicklung im Mikrowellengebiet ist in den letzten Jahren so weit fortgeschritten, dass immer mehr Anlagen – wie Kurzstrecken-Richtstrahlverbindungen, Doppler-Radar und Satellitenverbindungen – im Frequenzbereich 20 GHz...60 GHz verwendet werden. Wesentliche Gründe sind Ausweichen auf freie Bänder, grössere Bandbreite, grössere Auflösung bei Radar, kleinere Antennen und Abhörsicherheit wegen extrem grosser Streckendämpfung [1] bei bestimmten Frequenzen (Sauerstoffresonanz 60 GHz). Dank Massenproduktion sind heute Doppler-Radar-Module im K-Band (18 GHz...26 GHz) verhältnismässig billig. Deren Anwendung reicht vom einfachen Türöffner über Einbruchalarmmelder bis zum Distanz- und Geschwindigkeitsmesser. Damit andere Dienste nicht gestört werden, dürfen die Amplituden von Ober- und Nebenwellen auch hier die festgelegten Grenzwerte nicht überschreiten. Oszillator, Mischer und Antenne bestehen bei solchen Modulen meist aus einem einzigen Gussteil. Der Oszillator ist schlecht entkoppelt und der Gewinn der Antenne ist nicht bekannt. Um Beeinflussungen zu vermeiden, müssen Frequenz, Leistung und Oberwellenanteile im Antennenfernfeld eines komplett montierten und geschlossenen Gerätes gemessen werden. Dies bedingt aber empfindlichere Messgeräte. Besonders bei der Oberwellenmessung genügen die auf dem Markt erhältlichen Harmonisierer als Frequenzerweiterung von Spektrumanalysatoren bei weitem nicht.

Sowohl für die Typenprüfung von Kleinradaranlagen als auch zur Frequenzerweiterung der gebräuchlichen HF-Spektrumanalysatoren ist ein empfindlicher, zwischen 40 GHz und 60 GHz abstimmbarer Messempfänger sehr nützlich.

2 Randbedingungen

Nach neuen CEPT-Vorschriften werden Radarmodule gesamteuropäisch im Abstand von 5 m gemessen. Eine

Beeinflussung der Oszillatorfrequenz oder -leistung ist damit ausgeschlossen. Die maximale, abgestrahlte Leistung von unerwünschten Frequenzen darf -20 dBm EIRP nicht überschreiten.

Berechnung der nötigen Empfängerempfindlichkeit:

Abgestrahlte Leistung	- 20 dBm
Streckendämpfung	- 80 dB
Antennengewinn Empfänger	+ 25 dB
Eingangssignal am Empfänger	- 75 dBm

Dies ist der obere Grenzwert für Ober- bzw. Nebenwellen. Damit auch Signale bis 30 dB unterhalb des Grenzwertes sicher gefunden werden, muss der Empfänger unter Annahme von 10 dB Rauschabstand einen Rauschmittelwert von -115 dBm aufweisen. Erfahrungen von früheren Abnahmemessungen zeigen, dass die Stabilität der Senderoszillatoren eine Auflösungsbandbreite von mindestens 100 kHz zulässt. Bei dieser Messbandbreite muss der Empfänger für die vorgegebene Empfindlichkeit eine Eingangsrauschzahl von 9 dB haben (Fig. 1).

3 Lösungsmöglichkeiten

Der heutige Stand der Technik erlaubt zwei Lösungen:

Variante I: Harmonisierer mit Diplexer als Vorsatz zu Spektrumanalysator

Beim Harmonisierer [2] (Fig. 2) ist eine einzige Schottky-Mischdiode mit extrem kleinen parasitären Elementen in einem Hohlleiter eingebaut. ZF- und Lokaloszillatorsignal laufen über dasselbe Anschlusskabel auf den Mischer. Ein Diplexer trennt die zwei Signale und erlaubt, die Mischdiode zur Erhöhung der Empfindlichkeit mit einer Gleichspannung vorzuspannen. Das aus dem Spektrumanalysator entnommene Lokaloszillatorsignal von 4 GHz...6 GHz wird bei neuesten Geräten als zehnte Oberwelle mit dem Eingangssignal auf die ZF-

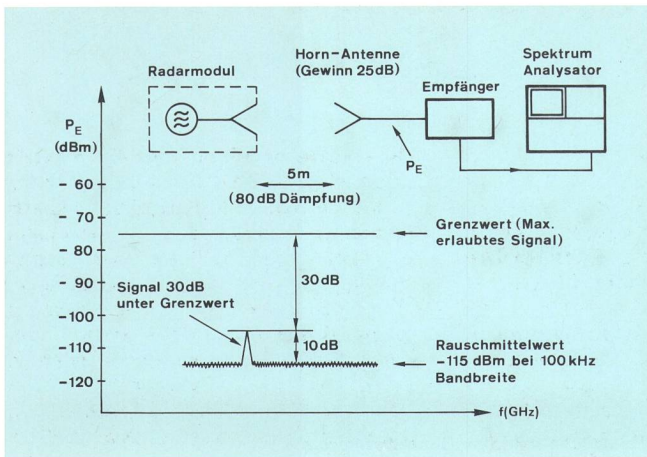


Fig. 1
Pegelverhältnisse bei Typenprüfungen

Frequenz gemischt. Der technische Aufwand ist hier minimal. Mit modernsten Spektrumanalysatoren sind genaue Frequenzmessungen möglich, und die Rest-FM ist gering (PLL-Prinzip) [2]. Die Harmonischmischung hat zwei wesentliche Nachteile: 1. Die Empfindlichkeit ist wegen der hohen Mischverluste gering (etwa -70 dBm für 100 kHz Bandbreite), und 2. erschweren die vielen unerwünschten Mischprodukte die Identifikation des richtigen Signals. Modernste RF-Spektrumanalysatoren haben eine rechnergesteuerte Suchroutine, die aber nur bei genügend Signal-Rauschabstand (> 12 dB) einwandfrei arbeitet.

Aufgrund der ungenügenden Empfindlichkeit des Harmonischmischers scheidet diese Variante zum vornher- ein aus.

Variante II: Überlagerungsempfänger (Fig. 3)

Ein Balanced-Mischer setzt das RF-Signal mit Hilfe eines Lokaloszillators mit kleinem Mischverlust (etwa 8 dB) in ein ZF-Signal ohne unerwünschte Mischprodukte um. Ein nachfolgender rauscharmer Vorverstärker garantiert gleichbleibende Empfindlichkeit (ungefähr -115 dBm für 100 kHz Bandbreite), unabhängig von der Art des nachfolgenden Spektrumanalysators. Nachteilig ist hier das unerwünschte FM-Rauschen, das der Lokal-

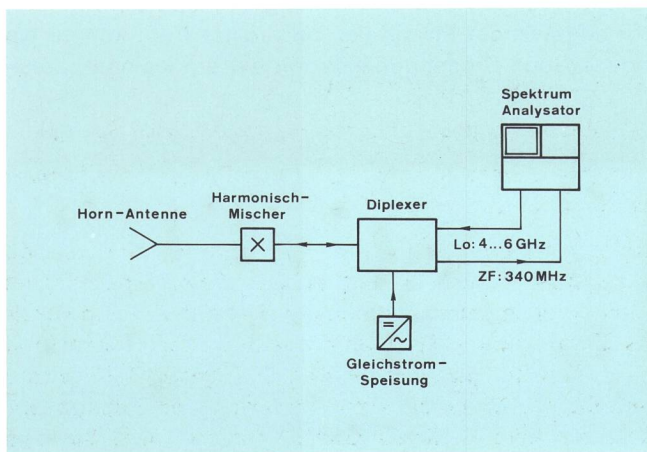


Fig. 2
Messvorrichtung mit Harmonischmischer zum Spektrumanalysator HP 8566 A

oszillator beitragen kann. Bei seiner Auswahl ist hierauf besonders zu achten. Im Frequenzbereich 40 GHz... 60 GHz stehen folgende Signalquellen zur Verfügung:

- Klystron
- BWO (Rückwärtswellenoszillator)
- Impatt-Oszillator
- Gunn-Oszillator

Das Klystron hat wenig FM-Rauschen, ist nur in einem kleinen Frequenzbereich abstimbar, braucht mehrere hohe Speisespannungen und hat als Elektronenröhre mit grossem Strahlstrom eine kurze Lebensdauer. Dasselbe trifft für den Rückwärtswellenoszillator zu. Sein Vorteil ist der weite Abstimmbereich, seine Nachteile sind grosses FM-Rauschen und hoher Preis.

Impatt- und Gunn-Oszillatoren mit Halbleitern als aktive Elemente sind weit abstimbar, brauchen nur eine einzige niedrige Speisespannung und haben eine grössere Lebensdauer. Die Impatt-Diode arbeitet mit dem Lawinen-Laufzeiteffekt, hat dadurch starkes FM-Rauschen. Sie ist sehr niederohmig, deshalb schwer in der Schaltung anzupassen, erzeugt aber höhere Leistungen als die Gunn-Diode. Diese ist etwas hochohmiger, was ihre Anpassung erleichtert. Sie arbeitet nach dem Domänen-Laufzeiteffekt, der wenig FM-Eigenrauschen verursacht. Damit eignet sich der Gunn-Oszillator als Lokaloszillator in einem Überlagerungsempfänger bestens.

4 Entwicklung des Lokaloszillators

Im Frequenzbereich 40 GHz... 60 GHz haben die auf dem Markt erhältlichen Gunn-Oszillatoren trotz der inhärenten Breitbandigkeit des Gunn-Effektes lediglich eine Abstimmbreite von etwa $\pm 2\%$.

Demgegenüber zeigen frühere Publikationen [3, 4] einen Abstimmbereich von $\pm 20\%$ bei Hohlleiter-Gunn-Oszillatoren im Frequenzbereich um 10 GHz.

Gunn-Oszillatoren zeichnen sich durch einen einfachen Aufbau aus. Sie bestehen aus einem Stück kurzgeschlossenem Hohlleiter, in dem die Gunn-Diode mit einem Pfosten angekoppelt ist. Die Länge zwischen Kurzschluss und Pfosten ist frequenzbestimmend, beträgt $\lambda_g/2$ und ist durch Verschieben des Kurzschlusses mit einem Mikrometer einstellbar (Fig. 4).

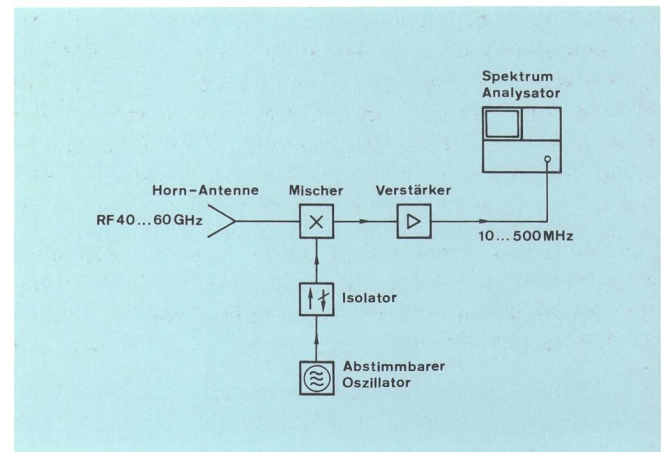


Fig. 3
Messvorrichtung mit Überlagerungsempfänger als Vorsatz zu beliebigem HF-Spektrumanalysator

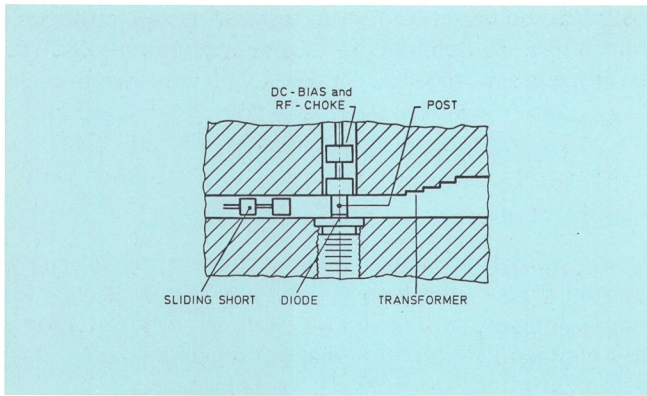


Fig. 4
Querschnitt des Gunn-Oszillators

Die normalerweise mit Kontaktfedern versehenen Kurzschlüsse verursachen Abrieb an den Hohlleiterwänden, geben nach längerem Gebrauch schlechten Kontakt und bewirken zusätzliches Rauschen, weil die Kurzschlussebene undefiniert ist. Der hier verwendete, nichtkontaktierende Kurzschluss beruht auf der fortgesetzten Transformation von Kurzschluss und Leerlauf im Hohlleiter [5]. Die einzelnen Segmente sind mit Polystyrolfolie von der Hohlleiterwand isoliert, dadurch besitzt der Kurzschluss neben einer genau definierten Kurzschlussebene zusätzlich gute Gleiteigenschaften.

Der Pfosten als Ankopplung der Gunn-Diode an die Schaltung führt gleichzeitig die Speisespannung an die Diode. Ein Tiefpass (HF-Choke) mit mehreren Sektionen sperrt das Mikrowellensignal bei der Durchführung durch die Hohlleiterwand ab. Ein Stufentransformer, berechnet für kleine Reflexionen im ganzen Abstimmbereich [6], passt den Oszillator an die hochohmigere Last an.

Die äquivalente elektrische Schaltung mit den wichtigsten parasitären Elementen ist in *Figur 5* dargestellt.

Das Gunn-Element stellt einen negativen Widerstand $-R_D$ dar. Physikalisch ist dieser erklärbar mit der Domänenwanderung durch ein Stück sehr schwach dotiertes Gallium-Arsenid. Es handelt sich somit um einen Laufzeiteffekt [7]. C_D bezeichnet die Eigenkapazität des Kristalls. Parallel zum Kristall befindet sich das erste parasitäre Element, die Kapazität C_{p3} , gebildet durch die Metallisierung des Kristalls. In Serie dazu erscheint die Induktivität des Bonddrahtes L_B und danach die Gehäusekapazität C_{p2} . Parallel zu dieser Kapazität liegt die Streukapazität des Stempels C_{p1} . Dieser stellt an und für sich eine Induktivität X_p dar. Je nach Verhältnis seines Durchmessers zur Hohlleiterbreite ergeben sich durch die Feldstörung zusätzliche Reaktanzen X_1, X_2 , die jeweils in Serie mit Kurzschluss und Last erscheinen.

Z_s bezeichnet die Impedanz dargestellt durch den Kurzschluss, Z_L die Lastimpedanz, beide bezogen auf die Ebene der Gunn-Diode.

Zur Analyse schneidet man am besten die Schaltung beim Übergang vom Kristall zur übrigen Schaltung auf. Die Impedanz des Kristalls ergibt sich als

$$Z_D(\omega) = -R_D(\omega) + jX_D(\omega) \quad (1)$$

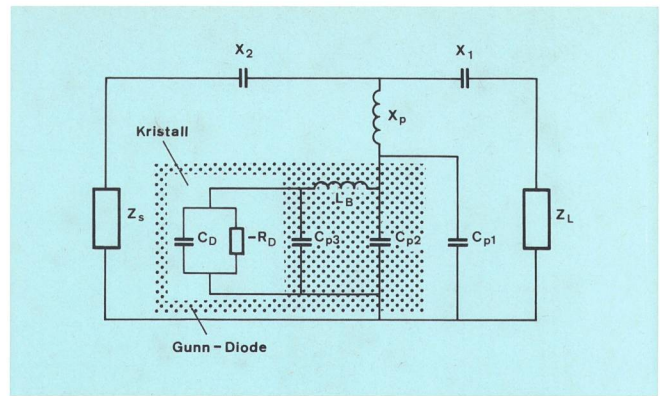


Fig. 5
Ersatzschaltbild des Gunn-Oszillators

während die totale Impedanz der übrigen Schaltung folgendermassen geschrieben wird:

$$Z_T(\omega) = R_T(\omega) + jX_T(\omega) \quad (2)$$

Die Schwingbedingung lautet dann:

$$-R_D(\omega) + R_T(\omega) \geq 0 \quad (3)$$

für den Realteil und

$$-X_D(\omega) = X_T(\omega) \quad (4)$$

für den Imaginärteil.

Die Resonanzfrequenz der Schaltung wird also bestimmt durch die Impedanz, die dem Gunn-Diodenkristall an seinen Anschlüssen angeboten wird.

Die Analyse hat nun gezeigt, dass die störenden und stark streuenden parasitären Elemente der Gehäuse von käuflichen Gunn-Dioden eine weite Abstimmung verhindern. Der maximale, erreichbare Abstimmbereich beträgt 40 GHz...50 GHz [8, 9] in der obgenannten Schaltung.

In Zusammenarbeit mit der Gruppe «Hybride integrierte Schaltungen» der Sektion Technologie der Hauptabteilung Forschung und Entwicklung PTT und dem Institut für angewandte Physik der Universität Bern konnte ein neues Gunn-Diodengehäuse mit extrem kleinen parasitären Elementen entwickelt werden.

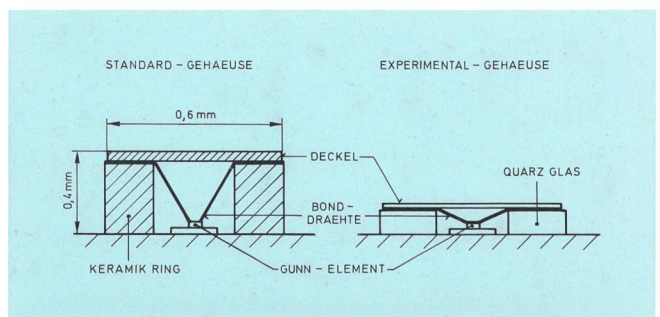


Fig. 6
Vergleich des Standard- und Experimentalgehäuses

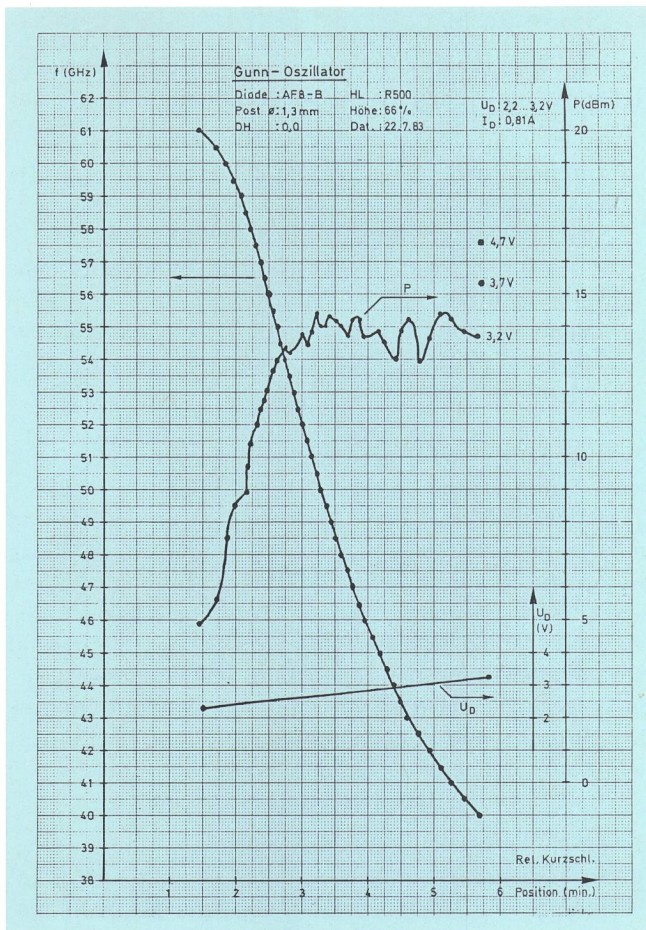


Fig. 7
Frequenz und Ausgangsleistung des Gunn-Oszillators

tären Elementen verwirklicht werden, das mit geeigneten Gunn-Dioden eine Abstimmung von 40 GHz...60 GHz ermöglicht. Die Verbesserung wird durch Reduzieren der Gehäusehöhe und damit gleichzeitiger Verkürzung der Bondzuleitungen sowie Verkleinern der Gehäusekapazität erreicht. Zusätzlich werden vorgeformte Bondbändchen mit sehr kleiner Induktivität verwendet. Figur 6 zeigt den Vergleich des Standard- und Experimentaltagehäuses. Der Keramikring wird ersetzt durch Quarz-

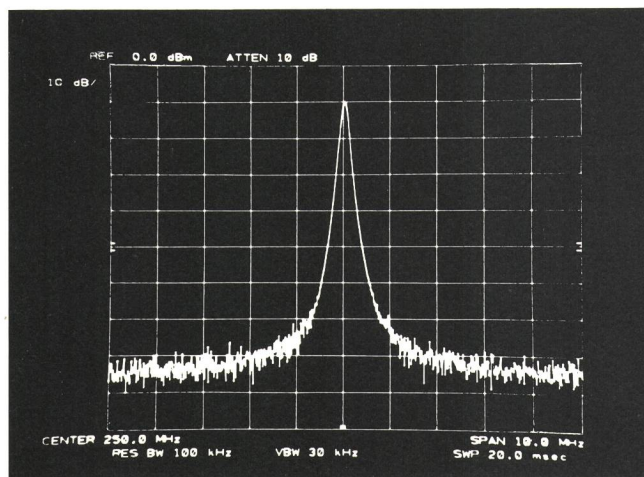


Fig. 8a
Spektrum des Gunn-Oszillators bei 50 GHz mit einer Auflösung von 1 MHz/Div. dargestellt

glas mit kleinerer Dielektrizitätskonstante und geringer Höhe. Die berechnete resultierende Gehäuseresonanz liegt bei etwa 180 GHz. Figur 7 zeigt Frequenz und Ausgangsleistung in Funktion der Mikrometerabstimmung. Der Abstimmbereich reicht von 40 GHz...61 GHz, die Ausgangsleistung variiert innerhalb 1,5 dB zwischen 40 GHz und 55 GHz. Sie sinkt von 56 GHz an von +13 dBm auf +7 dBm bei 60 GHz, weil die optimierte Arbeitsfrequenz der verwendeten Gunn-Dioden bei etwa 45 GHz liegt. Die Leistung ist nach dem Isolator, der die Reflexionen des Mischers vermindert, gemessen; für die effektive Oszillatorleistung ist die Einfügungsdämpfung von 1,5 dB...2 dB des Isolators zu berücksichtigen.

Die Frequenz-Abstimmkurve folgt von 40 GHz...59 GHz der theoretischen $\lambda_g/2$ -Kurve, oberhalb nimmt der Einfluss der parasitären Elemente immer mehr zu (Frequenzsättigungseffekt).

Im gleichen Diagramm ist die angelegte optimale Speisespannung eingetragen. Sie wird mit einem mechanisch gekoppelten 10-Gang-Potentiometer über den ganzen Abstimmbereich nachgeführt und verbessert im obersten Frequenzbereich die Ausgangsleistung um ungefähr 3 dB.

Figur 8a zeigt das Ausgangssignal des Oszillators bei 50 GHz mit einer Auflösung von 1 MHz/Div. Vergleichsweise dazu das Spektrum eines Impatt-Oszillators auf der gleichen Frequenz (Fig. 8b).

5 Mischer

Für das Band 40 GHz...60 GHz ist zur Zeit ein einziger Mischer auf dem Markt, der über das ganze Hohlleiterband brauchbar ist. Es handelt sich um einen «Balanced-Stripguide-Mixer» von Honeywell-Spacecom (Fig. 9).

Dank geschickter Kombination von Hohlleiter und Streifenleitung braucht dieser Mischer kein externes 180°-Hybrid und vermeidet damit zusätzliche Dämpfung. Die Mischdioden sind von der hochohmigen Hohlleiterseite in Serie, und von der niederohmigen Streifenleitungs-Lokaloszillatorzuführung gesehen, parallelgeschaltet.

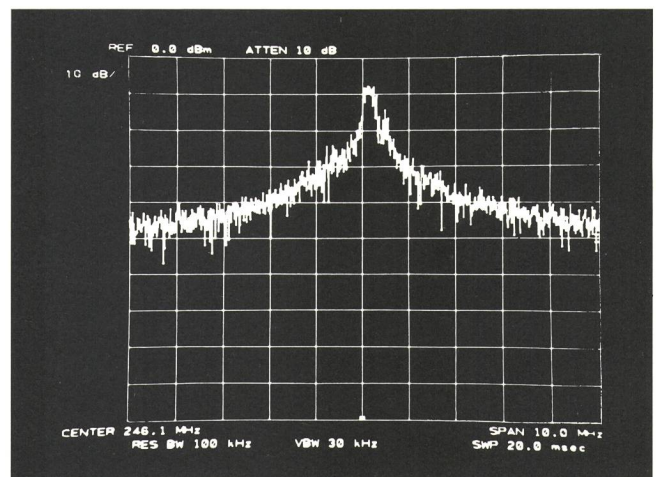


Fig. 8b
Spektrum eines Impatt-Oszillators bei 50 GHz mit einer Auflösung von 1 MHz/Div. dargestellt

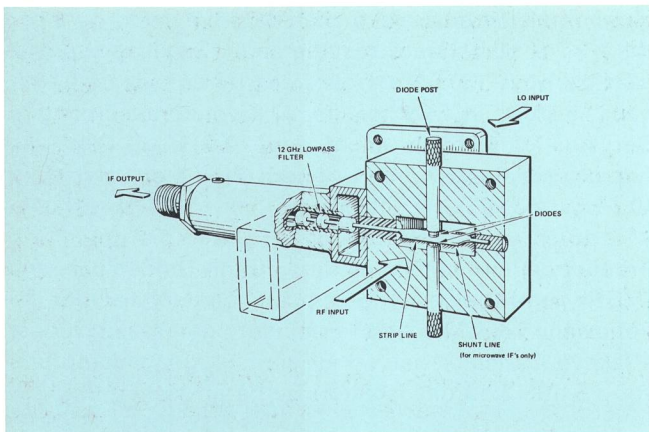


Fig. 9
Hohlleitermischer für 40 GHz...60 GHz

Die gute Anpassung und die einfache Konstruktion erlauben es, die Mischverluste über das ganze Band klein zu halten.

Das ZF-Signal wird ebenfalls über die Streifenleitung ausgekoppelt und hat eine Bandbreite von 0 GHz...2 GHz. Der nachfolgende rauscharme Breitband-Vorverstärker begrenzt die obere Grenzfrequenz auf 500 MHz (-3 dB), ist aber noch bis 1 GHz brauchbar. Der Rauschbeitrag des Vorverstärkers beträgt etwa 1,5 dB, der gesamte Rauschfaktor ist unter 10 dB (SSB) von 40 GHz...60 GHz (Fig. 10). Der Mischgewinn beträgt $24,5$ dB ± 1 dB, mit einem scharfen Einbruch bei 50,5 GHz, bedingt durch eine Gehäuseresonanz des Mixers.

6 Speisegerät

Für die Speisung des Gunn-Oszillators ist ein spezielles Netzgerät notwendig. Es muss den folgenden Forderungen genügen:

- Brummen und Rauschen $< 30 \mu\text{V}_{\text{eff}}$ bei 100 kHz Bandbreite
- keine Transienten beim Ein- und Ausschalten
- mit Servoverstärker für PLL-Betrieb (Bandbreite mindestens 2 MHz)
- Ausgangsspannung einstellbar 2 V...5 V, nachführbar ± 10 % mit 10-Gang-Potentiometer
- Ausgangsstrom maximal 1,5 A

Die Frequenz eines Gunn-Oszillators kann mit der Speisung variiert werden (Steilheit des verwendeten Oszillators: 200 MHz/V). Weil aber Schwingverhalten und Ausgangsleistung beeinflusst werden [8, 9], muss die Änderung auf ungefähr ± 10 % der optimalen Speisung begrenzt bleiben. Damit nun keine unerwünschte Modulation stattfindet, muss der Brumm- und Rauschteil der Speisung klein gehalten werden. Versuche mit dem verwendeten Oszillator zeigen, dass Brumm- und Rauschteil unter $30 \mu\text{V}_{\text{eff}}$ sein müssen, damit die unerwünschte Modulation vom eigenen FM-Rauschen des Oszillators maskiert wird.

Weil monolythische Spannungsregler nur eine Rippelunterdrückung von maximal 80 dB haben, wird eine Vorstabilisierung mit kleiner Eingangs-Ausgangsspannungsdifferenz vorgeschaltet (Fig. 11).

Die verwendete Hauptstabilisierung (LM 723) hat sehr kleines Eigenrauschen und je nach Beschaltung eine Re-

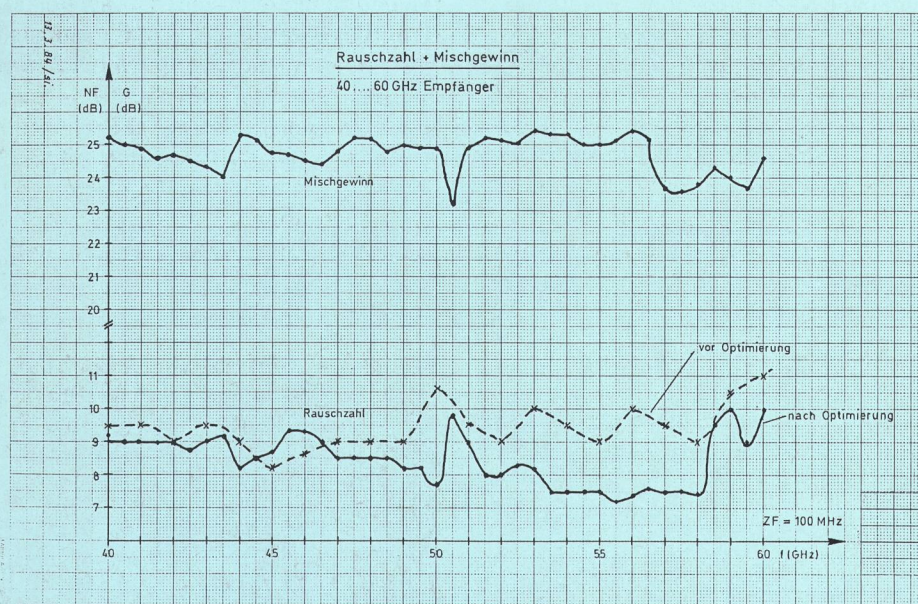


Fig. 10
Rauschzahl und Mischgewinn des Empfängers für 40 GHz...60 GHz

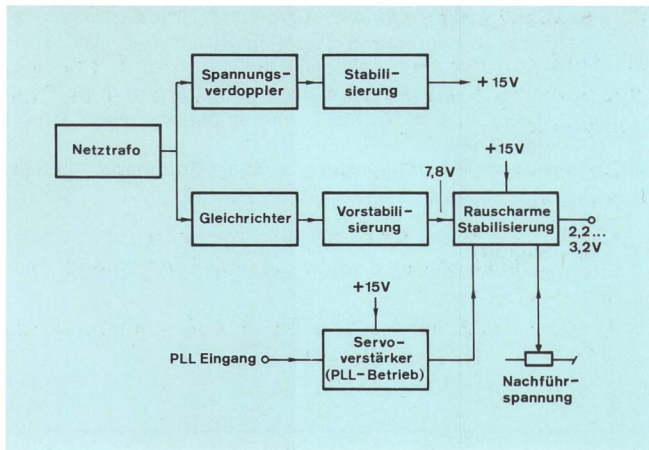


Fig. 11
Blockschaltbild der rauscharmen Speisung für den Oszillator

gelkreisbandbreite von etwa 2 MHz. Für die Verwirklichung des PLL-Regelkreises ist lediglich ein Breitbandverstärker (LM 318) notwendig, der die angelegte PLL-Rückführspannung aufbereitet und wenn notwendig begrenzt. Eine Spannungsverdopplerschaltung für die +15-V-Versorgungsspannung ermöglicht die Verwendung eines Netztrafos mit einer einzigen Sekundärwicklung.

7 Anwendung

Der Messem Empfänger mischt aus dem Bereich 40 GHz...60 GHz ein Fenster von ± 500 MHz in den Bereich 10 MHz...500 MHz, das mit jedem HF-Spektrumanalysator dargestellt und analysiert werden kann. Dank der hohen ZF-Vorverstärkung von 32 dB wird die Rauschzahl des Empfängers kaum durch jene des Spektrumanalysators beeinflusst. Die Direktmischung erleichtert das Analysieren und Aufsuchen sowohl grosser als auch kleiner Signale, da keine unerwünschten Mischprodukte sichtbar sind.

Für die Messung kann das Signal direkt am Hohlleiter Eingang des Empfängers angeschlossen oder über eine geeichte Messantenne eingespeist werden. Der Spektrumanalysator wird auf eine Darstellungsbreite von 500 MHz bzw. 1000 MHz, die Auflösung auf 1 MHz eingestellt und der Eingangsabschwächer auf 0 dB gesetzt. Mit der Frequenzabstimmung des Messem Empfängers

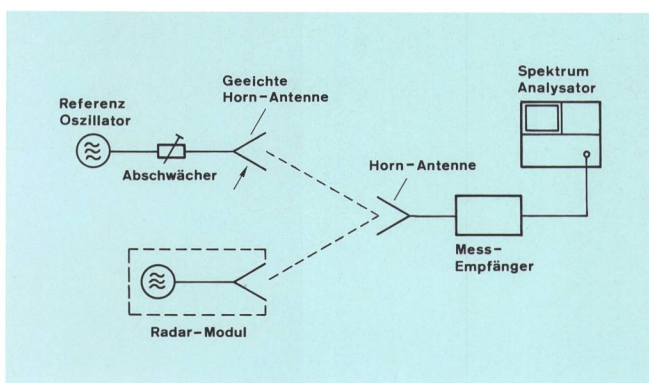


Fig. 12
Messaufbau für Typenprüfungen von Kleinradaranlagen

kann man jeweils ein 500-MHz-Fenster im Band 40 GHz...60 GHz darstellen. Bei sehr schwachen Signalen lässt sich durch Verkleinern der Messbandbreite auf 100 kHz die Empfindlichkeit um 10 dB steigern. Allerdings wird dadurch die Darstellungsgeschwindigkeit vermindert. Bei sehr frequenzstabilen Signalen erlaubt der Lokaloszillator des Empfängers ohne PLL-Betrieb Messbandbreiten von 10 kHz...30 kHz. Die Frequenzgenauigkeit ist abhängig vom freilaufenden Lokaloszillator und entspricht einschliesslich Drift der Skalaablesegenauigkeit, d. h. etwa ± 100 MHz.

Für Oberwellenmessungen bei Typenprüfungen spielt die Amplitudengenauigkeit eine grosse Rolle. Beim Messaufbau nach Fig. 12 müssen folgende Messunsicherheiten berücksichtigt werden:

	Unsicherheit Konversionsgewinn	$\pm 1,25$ dB
Empfänger	Unsicherheit Antennengewinn	$\pm 0,15$ dB
	Frequenzgang ZF-Verstärker	$\pm 0,6$ dB
Spektrum-	Frequenzgang des Spektrum-	
analysator	analysators	$\pm 0,6$ dB
	Messgenauigkeit des Spektrum-	
	analysators	$\pm 0,6$ dB
	Total Messunsicherheit	$\pm 3,20$ dB

Durch Einspeisen eines Referenzsignales nach Fig. 12, wird die Messunsicherheit wesentlich verkleinert. In diesem Fall ist die Genauigkeit des Referenzsignales massgebend:

Ungenauigkeit des 'Rotary Vane'	
Attenuators	$\pm 0,6$ dB
Ungenauigkeit der Referenzantenne	$\pm 0,2$ dB
Messunsicherheit Leistungsmessers	$\pm 0,5$ dB
Total Messunsicherheit	$\pm 1,3$ dB

8 Schlussbetrachtungen

Mit dem 40-GHz-...60-GHz-Messem Empfänger steht eine universelle, empfindliche Erweiterung zum Spektrumanalysator zu Verfügung, mit dem nun vor allem auch die Probleme von Kleinradar-Typenprüfungen gelöst sind. Anlagen oberhalb 30 GHz werden vorläufig noch mit individuell zusammengestellten Messaufbauten untersucht, ein weiterer Empfänger für 60 GHz...90 GHz steht kurz vor der Fertigstellung. Die Entwicklung des Lokaloszillators zeigt, dass von den Gunn-Diodenher-

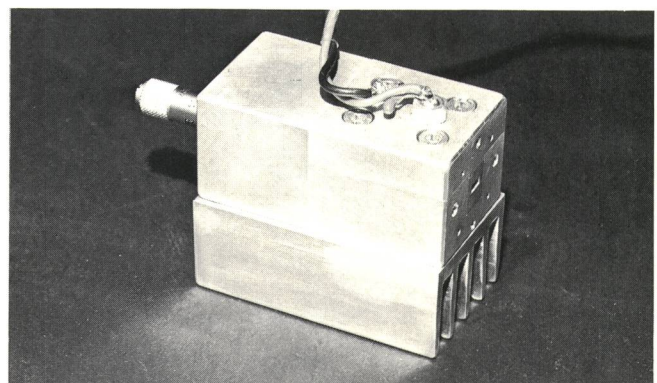


Fig. 13
40-GHz...60-GHz-Oszillator auf Kühlkörper



Fig. 14
40-GHz...60-GHz-Empfänger mit Hornantenne

stellern dringend ein neues Gunn-Diodengehäuse mit kleineren parasitären Elementen eingesetzt werden muss, sollen die Möglichkeiten der Gunndioden im mm-Wellenbereich voll ausgenützt werden. Versuche mit neuen InP-Dioden haben bereits gezeigt, dass ein Abstimmbereich von 60 GHz...90 GHz möglich ist, sofern das neue Diodengehäuse verwendet wird.

Bibliographie

- [1] *Plattner A. und Meinel H.* A 60 GHz Handheld LPI-Transceiver. 12th Microwave Conference Proceedings, Helsinki (1982), p. 540.
- [2] Using the HP 8566A Spectrumalyzer for Signal Analysis above 22 GHz with External Mixers. Hewlett Packard Product Note 8566 A-1.
- [3] *Tsai W. C. Rosenbaum F. J. and Mackenzie L. A.* Circuit Analysis of Waveguide Cavity Gunn Effect Oscillators. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, New York, MTT-18 (1970), p. 808.
- [4] *Jethwa C. P. and Gunshor R. L.* Circuit Characterisation of Waveguide Mounted Gunn Effect Oscillators. Electronics Letters, London 7 (1971) 15, p. 435.
- [5] *Epprecht G. und Hermann P.* Kontaktlose, verschiebbare Kurzschlüsse für Rechteck-Hohlleiter. 67-04 interner Bericht Eidg. Technische Hochschule Zürich.

- [6] *Matthaei, Young, Jones.* Microwave Filters Impedance-Matching Networks and Coupling Structures. New York, 1964.
- [7] *Gunn J. B.* Microwave Oscillations of Current in III-V Semiconductors Solid-State Communications. New York 1 (1963) 9, p. 88.
- [8] *Siegenthaler J.* Entwicklung von abstimmbaren 45 GHz. Gunn-Oszillatoren. Generaldirektion PTT, Bern, Bericht VD 22.106 U.
- [9] *Siegenthaler J.* U-Band Gunn Oscillator Rivals Impatt Performance Microwaves. New York 21 (1982) 5, p. 139.

Technische Daten

- Frequenzbereich Eingang: 40 GHz...60 GHz
Ausgang: 10 MHz...500 MHz
10 MHz...1000 MHz
(mit 10 dB Abfall)
- Maximal zulässiges Eingangssignal: 100 mW
- Anschluss Eingang: Hohlleiter WR19
Flansch UG 383 U mod.
- Anschluss Ausgang: BNC 50 Ω
- Konversionsgewinn: 25 dB, ± 1,2 dB
- Rauschzahl: ≤ 10 dB
- Eingangssignal für 1 dB Kompression: -20 dBm
- Stabilität des Lokaloszillators: $5,4 \cdot 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$
- Rest-FM des Lokaloszillators:
60 GHz: 1 MHz Offset 100 dB_c/Hz
100 kHz Offset 60 dB_c/Hz
(erlaubt maximale Auflösung von 30 kHz)
40 GHz: 1 MHz Offset 120 dB_c/Hz
100 kHz Offset 85 dB_c/Hz
(erlaubt max. Auflösung von 10 kHz)
- Netzspannung 220 V ± 15 %
- Umgebungstemperatur 0 °C...40 °C