Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 65 (1974)

Heft: 11

Artikel: Halbleiter-Mikrowellenoszillator für 11-GHz-Richtstrahlsysteme hoher Kanalzahl

Autor: Noesen, P. / Winzeler, H.R. / Bodmer, F.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-915416

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. 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. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

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. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

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. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 09.08.2025

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

BULLETIN

des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
de l'Association Suisse des Electriciens
des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätswerke
de l'Union des Centrales Suisses d'électricité

Elektrotechnik – Electrotechnique

Halbleiter-Mikrowellenoszillator für 11-GHz-Richtstrahlsysteme hoher Kanalzahl

Von P. Noesen, H. R. Winzeler und F. Bodmer

621.382 : 621.373.029.65

Die systembedingten Forderungen an einen Mikrowellenoszillator für Richtstrahlsysteme hoher Kanalzahl werden kurz besprochen, verschiedene Realisierungsmöglichkeiten miteinander verglichen und die gewählte Lösung begründet. Aufbau sowie einzelne Bauteile des 11-GHz-Oszillators werden beschrieben und die Messresultate diskutiert.

Bref exposé des exigences auxquelles doit satisfaire un oscillateur microondes pour systèmes à faisceaux hertziens d'un nombre élevé de canaux. Différentes possibilités de réalisation sont comparées et la solution adoptée est motivée. Description de la construction et des divers éléments de l'oscillateur de 11 GHz et discussion des résultats de mesures.

1. Einleitung

In Richtstrahlanlagen (Fig. 1) werden Mikrowellenoszillatoren benötigt, um einerseits das frequenzmodulierte 70-MHz-ZF-Signal (ZF = Zwischenfrequenz) auf die gewünschte Sendefrequenz hinauf, anderseits das empfangene Signal wieder in die ZF-Ebene hinunter zu mischen. Die Sende/Empfangs-Frequenz liegt in diesem Fall im 11-GHz-Band.

Der ZF-Träger wird mit der Information, z. B. 1800 Telephonkanälen im Frequenzmultiplex oder einem Farbfernsehsignal + 4 Ton-Kanälen frequenzmoduliert; der mittlere Hub beträgt effektiv 140 kHz, die höchste Modulationsfrequenz (bei 1800 Telephonkanälen) 8,2 MHz. Es handelt sich um Kleinhubsysteme. Aus dieser Funktion ergeben sich die systembedingten Anforderungen an die Mikrowellenoszillatoren.

2. Systembedingte Forderungen

Die wichtigsten sind:

Ausgangsleistung
Ober- und Nebenwellenunterdrückung
Frequenzstabilität
Beitrag zum Grundrauschen
Störspannungssicherheit
Abstimmbarkeit über ein gewisses Frequenzband

2.1 Ausgangsleistung

Die Grösse der Ausgangsleistung wird durch die Sende- und Empfangsmischer bestimmt. Für Sendemischer sind in der Regel 10...20 mW notwendig, bei Empfangsmischern genügen 1...5 mW.

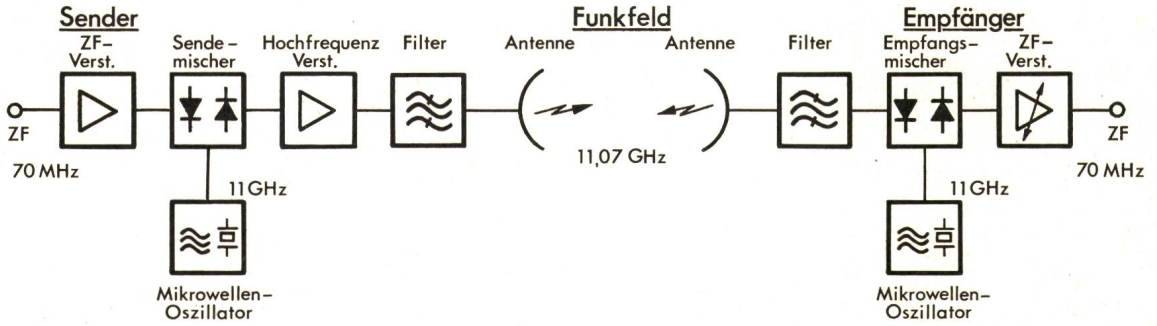

Fig. 1 Vereinfachtes Blockschema einer Richtstrahlstrecke

Die verlangte Stabilität der Leistung im Arbeitstemperaturbereich hängt ebenfalls stark von den verwendeten Mischern ab. In unserem Fall soll der Pegel innerhalb 0 bis 60 °C weniger als ± 0,5 dB vom Sollwert bei 25 °C abweichen.

2.2 Ober- und Nebenwellenunterdrückung

Die notwendige Ober- und Nebenwellenunterdrückung hängt davon ab, wie stark solche Fremdfrequenzen den eigenen als auch Nachbarkanäle stören können. Eine Störuntersuchung führte zu der Forderung von mindestens 40 dB Unterdrückung der Fremdfrequenzen gegenüber dem Nutzsignal.

2.3 Frequenzstabilität

Die erforderliche Frequenzkonstanz ergibt sich aus der Bedingung, dass innerhalb sechs (Richtstrahl-) Teilstrecken die Frequenzabweichung bezüglich CCIR-Frequenzplan [1]) kleiner als ± 200 kHz sein muss. Dies bedingt für einen Oszillator eine maximale Frequenzabweichung von $\pm 5 \cdot 10^{-6}$ von der Sollfrequenz und zwar im ganzen Arbeitstemperaturbereich. Daraus geht eindeutig hervor, dass als frequenzbestimmendes Element nur ein Quarzoszillator in Frage kommt.

2.4 Beitrag zum Grundrauschen

Die wohl härteste Forderung ist der Signal-Geräuschabstand des Mikrowellen-Oszillators. Da in jedem Sender und Empfänger je ein Oszillator gebraucht wird, und sich deren Grundgeräusche leistungsmässig addieren, ist es verständlich, dass man versucht, den einzelnen Oszillator so geräuscharm wie möglich zu bauen.

Um die Geräuschbeiträge verschiedener Einheiten einfach miteinander vergleichen oder addieren zu können, rechnet man in der Übertragungstechnik nicht nur mit dem Signal/Geräusch-Abstand, sondern vorzugsweise mit der daraus bestimmten Geräuschleistung, indem man sich auf einen normierten Signalpegel, üblicherweise 1 mW, bezieht.

Die «bezogene» Geräuschleistung wird in pWO ausgedrückt (1 pW = 10^{-12} W). Sie wird stets mit der Bandbreite eines Telephonkanals von 3,1 kHz gemessen und muss, um dem menschlichen Gehör Rechnung zu tragen, noch psophometrisch bewertet werden. Die Einheit der so bewerteten Geräuschleistung ist pWOp. Bei modernen Richtstrahlanlagen wird für das thermische Grundgeräusch eines Sender/Empfängers ein Rauschbeitrag von $\leq$ 20 pWOp angestrebt. Ein Oszillator sollte daher den Betrag von 2 pWOp nicht wesentlich überschreiten.

2.5 Störspannungssicherheit

Von der Versorgungsspannung wird normalerweise nur verlangt, dass sie über lange Zeiträume und über die zulässige Temperaturschwankung konstant bleibt. Nun kann es aber vorkommen, dass, z. B. durch Radiosender, in den Kabelbäumen der Gestelle Störspannungen induziert werden, deren Frequenzen ins Basisband fallen und, weil sie den Oszillator modulieren, starke Geräuscherhöhungen verursachen. Durch gezielte Siebungsmassnahmen müssen diese Störungen weitgehend eliminiert werden.

2.6 Abstimmbarkeit

Moderne Richtstrahlsysteme sollten mit geringem Aufwand auf jede beliebige Kanalfrequenz abgeglichen werden können.

[1]) CCIR: Comité Consultatif International des Radiocommunications

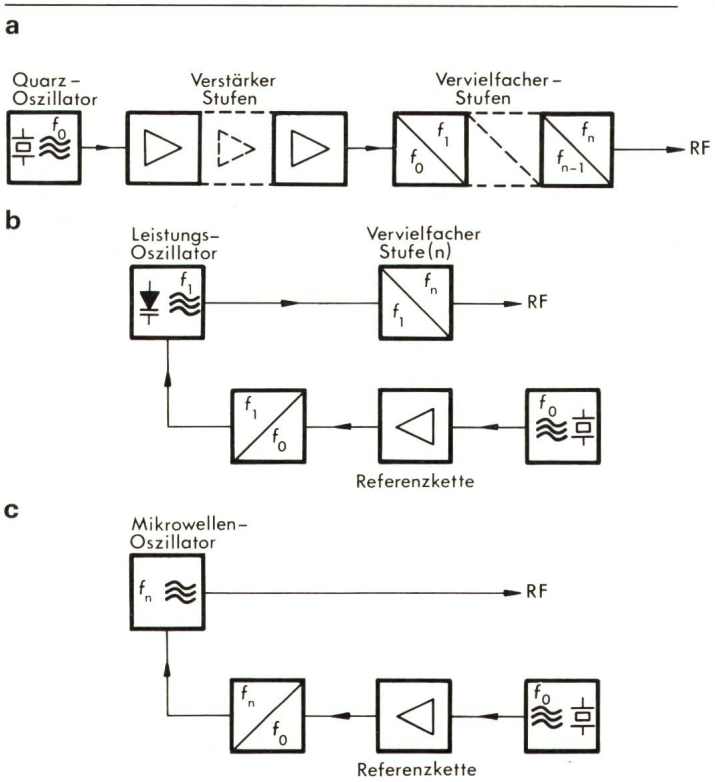

Fig. 2 Mikrowellenoszillator. Prinzipielle Schaltungen
RF Radio-Frequenz
f Frequenz

Für den Mikrowellenoszillator wird deshalb «Einknopf»-Bedienung angestrebt.

3. Realisierungsmöglichkeiten

Nach der klassischen Technik wird das Ausgangssignal eines Quarzoszillators in mehreren Stufen verstärkt und auf die gewünschte Frequenz vervielfacht (Fig. 2a). Dabei nimmt die durch den Störhub des Oszillators entstehende Störleistung mit dem Quadrat des Vervielfachungsfaktors zu.

Bei einer Startfrequenz von z. B. 100 MHz ergibt sich ein Vervielfachungsfaktor von 110, wodurch sich die vorhandene Störleistung um den Faktor $110^2 = 12100$ vergrössert. Es lässt sich abschätzen, dass davon in einem mittleren Telephonkanal (bei z. B. 4 MHz Basisbandfrequenz) eine Geräuschleistung von etwa 3000 pWOp auftritt. Mit dieser Methode können die gestellten Geräuschforderungen also nicht eingehalten werden.

Eine Verbesserung ist zwar durch Einfügen hochwertiger schmaler Filter in die Vervielfacherkette zu erreichen, wodurch aber die erforderliche Abgleicharbeit immer anspruchsvoller und langwieriger wird, ganz zu schweigen von den zusätzlich auftretenden Temperaturproblemen. Der Wirkungsgrad eines solchen Oszillators liegt bei etwa 1...2‰.

Um die erwähnten Schwierigkeiten zu überwinden, muss die Startfrequenz folgenden Bedingungen genügen:

- sie muss möglichst hoch sein,
- sie muss Quarzgenauigkeit aufweisen,
- der ihr überlagerte Störphasenhub muss klein sein.

Das führt auf eine Anordnung bei der ein rauscharmer Transistoroszillator bei mehreren hundert oder tausend MHz schwingt und seine Langzeitstabilität durch Regelung auf eine Quarzreferenz erhält (Fig. 2b). Falls erforderlich, kann die

Endfrequenz in einer einzigen Vervielfacherstufe erreicht werden. Schmale Filter und Hochfrequenzverstärker fallen weg.

Der Vorteil einer solchen Schaltung liegt darin, dass durch die drastische Verminderung der Hochfrequenz-Leistungs-Komponenten die Zuverlässigkeit steigt, der Abgleichaufwand sinkt und das Betriebsverhalten wesentlich verbessert wird. Als Wirkungsgrad kann etwa 1...2% erwartet werden.

Seit einigen Jahren treten nun weitere Komponenten zur Erzeugung von Mikrowellen in den Vordergrund, deren Bedeutung für die Zukunft sehr vielversprechend aussieht. Es handelt sich dabei einerseits um die Avalanche-Dioden, die in einem Resonator bei angelegter hoher Gleichspannung wegen Lawinendurchbrüchen in der Sperrschicht Mikrowellen-Schwingungen erzeugen. Ihre Vorteile sind hohe Leistungen und Wirkungsgrade (z. B. 1 W/7% bei 11 GHz). Es können Frequenzen bis gegen 150 GHz ohne Vervielfacher erzeugt werden.

Bei anderen Halbleiteroszillatoren, den sog. Gunn-Elementen, nützt man den Effekt aus, dass Elektronen beim Übergang in andere Energiezustände ihre Beweglichkeit schlagartig ändern und Stosswellen auslösen, die die Mikrowellen-Schwingungen in Gang setzten.

Hiermit werden Frequenzen bis gegen 90 GHz erreicht, Leistungs- und Wirkungsgrad liegen vorläufig etwas niedriger als bei Avalanche-Dioden (z. B. 0,5 W/2,5% bei 11 GHz). Gunn-Elemente sind wesentlich rauscharmer als Avalanche-Dioden aber dennoch genügen sie den strengen Forderungen von Grosskanal-Richtfunkanlagen noch nicht. Es ist allerdings zu erwarten, dass bei diesen Komponenten erhebliche Verbesserungen erreicht werden können.

Die Langzeitstabilität dieser beiden Oszillatortypen sichert man durch «Anbinden» an eine Quarzreferenzquelle mittels magnetischer oder elektrischer Frequenzstellglieder (YIG-Kristalle, Varaktoren) oder auch durch Einspeisen der quarzstabilen Frequenz in den Resonator, was zu sog. Mitnahmesynchronisation führt (Fig. 2c).

4. Beschreibung der gewählten Lösung

Der Aufbau (Fig. 3) entspricht den Überlegungen im Abschnitt 3. Durch die stürmischen Fortschritte in der Mikrowellentransistor-Entwicklung wurde es möglich, als Startfrequenz des Leistungsoszillators 2,2 GHz zu wählen.

Der auf eine 200-MHz-Quarz-Referenz synchronisierte Transistoroszillator speist einen einstufigen Frequenzverfünfacher, der die nötige Leistung von 25 mW bei 11 GHz erzeugt. Um Rückwirkungen der einzelnen Stufen auf ein Minimum zu reduzieren, sind zwei Isolatoren in die Kette eingebaut.

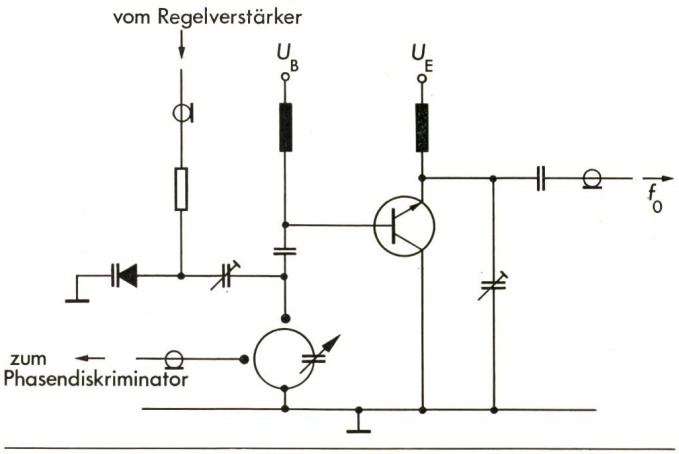

Fig. 4 2,2-GHz-Oszillator
U_B Basisspannung
U_E Emitterspannung
f_0 Ausgangsfrequenz

4.1 2,2-GHz-Oszillator
(Fig. 4)

Dieser Generator besteht im wesentlichen aus einem frequenzbestimmenden koaxialen $\lambda/4$-Resonator, der kapazitiv verkürzt ist, um möglichst geringe Abmessungen zu erhalten (λ = Wellenlänge bei 2,2 GHz).

Der Mikrowellentransistor ist in einem «Stripline»-Gehäuse untergebracht, dessen Flansch galvanisch mit dem Kollektor verbunden ist. Auf diese Weise erhält man den kleinstmöglichen Betrag an parasitärer Induktivität im Basis-Kollektorkreis, was das Entstehen von unerwünschten Sekundärresonanzen vermeiden hilft. Der Transistor ist so lose wie möglich an den Resonator angekoppelt. Die daraus resultierende hohe belastete Güte garantiert die benötigte Rauschselektion und Langzeitkonstanz der Frequenz. Dem Oszillator wird etwa 225 mW RF-Leistung entnommen, wobei der Transistor mit einem Kollektorwirkungsgrad von ca. 25% arbeitet. Mittels einer einzigen in den Resonator eintauchenden Schraube kann die Frequenz über den gesamten Bereich von 2120...2350 MHz eingestellt werden, die Leistung variiert dabei innerhalb ± 0,5 dB. Abmessungen und Materialien der Schaltung muss-

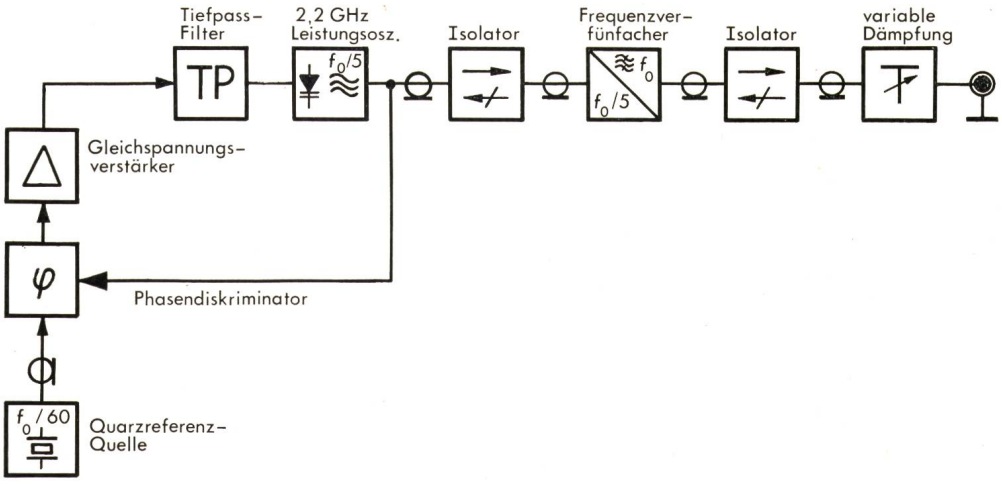

Fig. 3
Blockschema eines 11-GHz-Mikrowellenoszillators
f_0 Ausgangsfrequenz
φ Phasendiskriminator

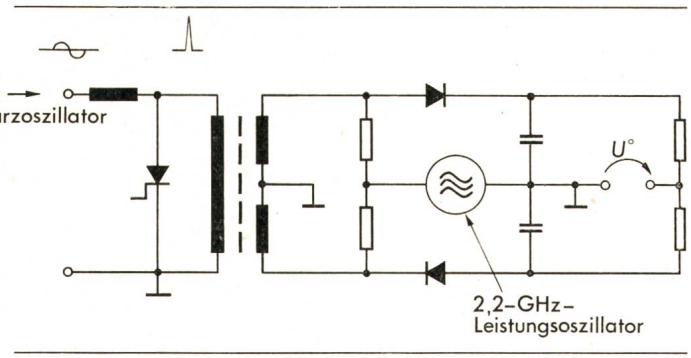

Fig. 5 Phasendiskriminator

ten derart kombiniert werden, dass die Frequenzänderungen des freischwingenden Oszillators im Temperaturbereich 0...60 °C innerhalb 1,6 MHz (0,8 ‰) liegen.

Als Stellglied für die Frequenz ist dem Resonator eine kleine variable Kapazität, bestehend aus einem Varaktor mit Serietrimmer, parallel geschaltet. Durch Variation der Varaktorvorspannung lässt sich der Oszillator um 4...5 MHz verstimmen.

4.2 Phasendiskriminator

Der Phasendiskriminator hat die Aufgabe, die Frequenz des Leistungsoszillators mit derjenigen der quarzstabilen Referenzquelle zu vergleichen und daraus ein Fehlersignal abzuleiten. Prinzipiell gibt es dafür zwei Verfahren:

Man vervielfacht die Quarzfrequenz auf 2,2 GHz hinauf und vergleicht sie in einem 2,2 GHz Phasendiskriminator mit der Frequenz des Leistungsoszillators, oder teilt die hohe Frequenz des Leistungsoszillators herunter, und vergleicht sie in einem Diskriminator, der bei der Quarzfrequenz arbeitet.

Beim vorliegenden Projekt wurde der erste Weg beschritten, (Fig. 5), wobei allerdings auf den sonst üblichen Frequenzvervielfacher verzichtet und statt dessen ein Impulsgenerator verwendet wird, der aus der Sinusspannung des Quarzoszillators Impulse gleicher Frequenz und ca. 250 ps Dauer formt.

Nun wird die Phasenlage zwischen dieser Impulsfolge und der 2,2-GHz-Oszillatorfrequenz auf bekannte Weise in einem Diskriminator ermittelt, wobei aber nur jede 12. Halbwelle der 2,2-GHz-Schwingung zur Phasenmessung gebraucht wird. 12 entspricht dem Vervielfachungsfaktor zwischen Quarz- und Leistungsoszillatorfrequenz. Diese Art Phasenvergleich bietet einige Vorteile gegenüber der üblichen Vervielfachungsmethode:

- Die Anordnung ist sehr breitbandig und nicht an einen bestimmten «Vervielfachungsfaktor» n gebunden.
- Es sind keine Filter notwendig.
- Die ganze Schaltung findet auf einigen Quadratzentimetern Platz.

4.3 Regelkreis mit Suchautomatik

Die Ausgangsspannung der Phasenvergleichsschaltung steuert einen Gleichspannungsverstärker mit nachfolgendem Tiefpassfilter. Die Eigenfrequenz des geschlossenen Regelsystems wird bei etwa 20 kHz gewählt. Das bedeutet, dass Störfrequenzhübe von der Referenzquelle, von etwa 50 kHz an aufwärts, sich nicht mehr auf den Leistungsoszillator übertragen. Man ist natürlich daran interessiert, diese Grenze gegen möglichst tiefe Frequenzen zu schieben, was aber nicht beliebig möglich ist, da sonst Einschwingvorgänge zu lange dauern.

Durch das Festlegen der Eigenfrequenz ist auch der dynamische Fangbereich bestimmt, in welchem der Regelkreis den Synchronisierungsvorgang selbsttätig einleiten kann, wenn sich die mit 12 «vervielfachte» Referenzfrequenz und die Leistungsoszillatorfrequenz einander nähern. Dagegen versteht man unter dem Haltebereich denjenigen Frequenzbereich des Leistungsoszillators innerhalb dessen die bestehende Synchronisation aufrechterhalten werden kann.

Der Haltebereich ist in erster Linie durch den Aussteuerbereich des Regelverstärkers bestimmt und beträgt im vorliegenden Falle etwa 4...5 MHz gegenüber etwa 20 kHz Fangbereich. Dass der Oszillator beim Einschalten (Netzausfall) sicher synchronisiert wird, auch wenn er sich ausserhalb des Fangbereichs befindet, dafür sorgt die Suchautomatik.

Solange die beiden Frequenzen in keinem ganzzahligen Verhältnis zueinander stehen, gibt die Phasenvergleichsschaltung die Differenz beider Frequenzen ab, was einen Sägezahngenerator startet, der den Leistungsoszillator mit Hilfe des Nachstimmvaraktors über den ganzen Haltebereich durchstimmt. Beim Durchlaufen des Fangbereichs tritt Synchronisation ein, womit auch die Suchautomatik wieder ausgeschaltet wird. Falls durch irgendeinen Defekt das Synchronisieren unterbleibt, schaltet sich der Leistungsoszillator nach etwa 5 s selbsttätig aus, da durch den andauernden Suchvorgang unzulässig hohe Störgeräusche auftreten, die auch Nachbarkanäle beeinflussen können [1; 2] [2]).

5. Quarzreferenzquelle

(Fig. 6)

Es wurde in einem vorhergehenden Kapitel schon erläutert, dass man, um ein Maximum an Störabstand zu erreichen, die Oszillatorfrequenz möglichst hoch legen sollte.

Dieses Prinzip wurde auch beim Quarzoszillator berücksichtigt, der bei 200 MHz schwingt. Der Quarz (AT-Schnitt, 9. Oberton) liegt im Rückkopplungspfad.

Auf einen Ofen mit Thermostat wurde bewusst verzichtet, da er die Zuverlässigkeit der Schaltung empfindlich herabsetzt und den Leistungsbedarf steigert. Durch schaltungstechnische Massnahmen gelingt es dennoch, den Frequenzfehler $\Delta f/f$ unter $\pm 3 \cdot 10^{-6}$ zu halten über den Temperaturbereich von 0...60 °C.

Die Ausgangsleistung beträgt etwa 1 mW, wobei die Quarzverlustleistung bei etwa 0,1 mW liegt, was einer hohen Langzeitkonstanz zugute kommt.

6. 2,2-GHz-Isolator

Zur Entkopplung des 2,2-GHz-Generators vom darauffolgenden Frequenzverfünffacher wird ein Isolator dazwischen-

[2]) Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

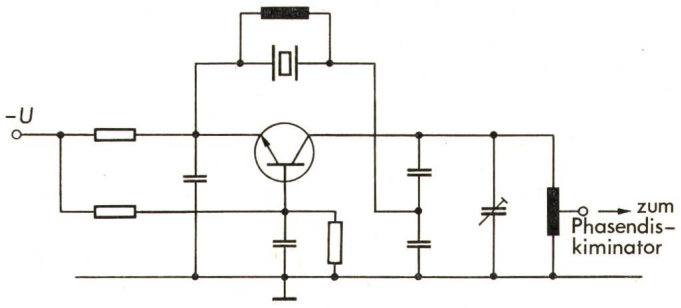

Fig. 6 Quarzoszillator

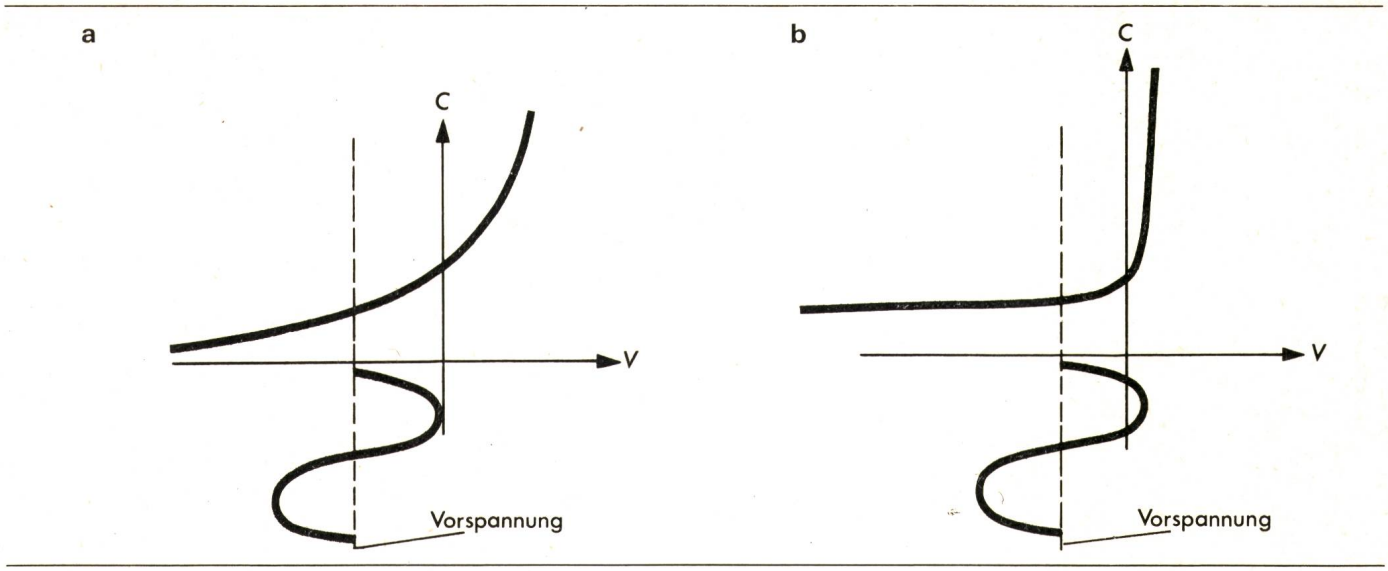

Fig. 7 Frequenz-Vervielfacher

a Varactor
b Step Recovery Diode (SRD)
C Kapazität
V Spannung

geschaltet. Die koaxialen Ein- und Ausgänge gehen im Innern des Isolators in eine symmetrische Streifenleitung über.

Mit Hilfe von zwei Abstimmelementen in jedem Zweig wird der Isolator auf mindestens 30 dB Isolation und 30 dB Reflexionsdämpfung der Ein- und Ausgänge abgestimmt und zwar über eine Bandbreite von mehr als 10%. Die Werte gelten auch über den Temperaturbereich von 0 bis 60 °C. Die Durchgangsdämpfung liegt bei 0,4 dB.

7. Verfünffacher mit Filter

Die Frequenzvervielfachung von 2,2 auf 11 GHz geschieht mit Hilfe einer sog. Step Recovery Diode (SRD).

Im Gegensatz zu Varaktoren, welche praktisch nur im Rückflussgebiet arbeiten und die Frequenzvervielfachung durch den nichtlinearen Verlauf der Sperrschicht-Kapazität in Funktion der Spannung bewerkstelligen (Fig. 7), werden Step Recovery Dioden, sowohl im Rückfluss-, als auch im Vor-

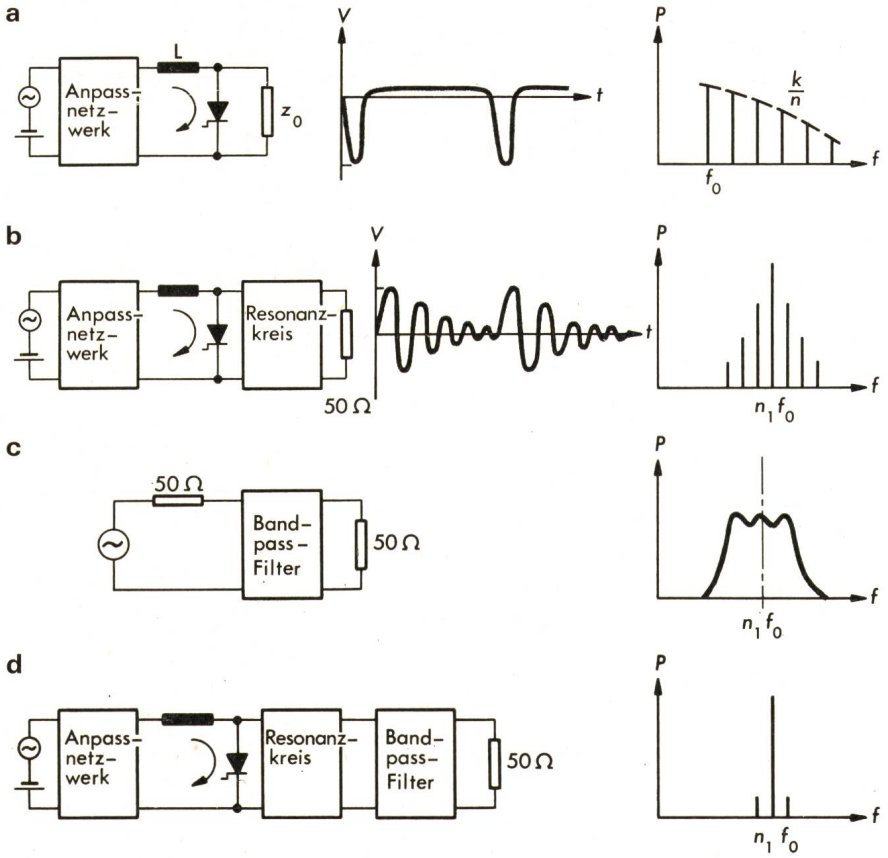

Fig. 8
SRD-Viervielfacher

V Spannung
P Leistung
Z_0 Impedanz
k Konstante
n_1 Vervielfachungsfaktor
f_0 Grundfrequenz

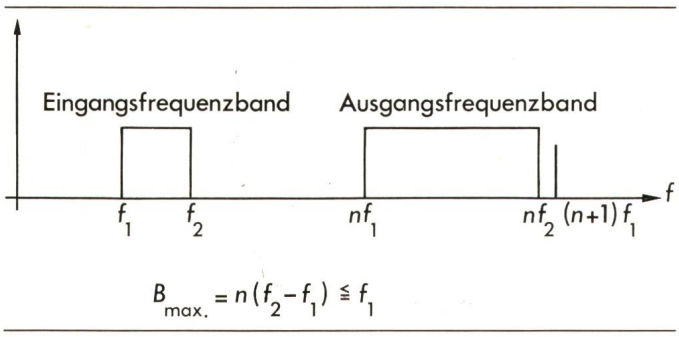

Fig. 9 Maximale Bandbreite B_{max} eines SRD-Vervielfachers
f Frequenz
Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 8

wärtsgebiet betrieben. Der Verlauf der Kapazität in Funktion der angelegten Spannung ist stark nichtlinear, so dass man es praktisch mit einem Schalter zu tun hat. In Vorwärtsrichtung ist die Kapazität gross, es fliesst ein fast sinusförmiger Strom beim Anlegen einer Wechselspannung. In Rückwärtsrichtung ist die Kapazität sehr klein. Die Ladungsträger, welche in der positiven Halbwelle gespeichert worden sind, werden ausgeräumt und innerhalb einer äusserst kurzen «Transition Time» erfolgt der Übergang in den Sperrbereich. Von der Kürze dieser «Transition Time», als auch von der Lebensdauer (Life Time) der in der Diode gespeicherten Ladungsträger, hängen hauptsächlich die Vervielfachungseigenschaften der «Step Recovery Dioden» ab.

Der Leistungsgehalt der von der Diode erzeugten Harmonischen klingt ungefähr mit k/n ab, wobei n den Vervielfachungsfaktor und k eine Konstante, welche zwischen 1 und 2 liegt, bedeuten. Im Gegensatz zu Varaktoren, welche Vervielfachungsfaktoren von normalerweise 2 bis 5 zulassen, können Step Recovery Dioden auf Grund des beschriebenen Mechanismus noch bei Vervielfachungsfaktoren von 10 bis 20 mit vernünftigem Wirkungsgrad eingesetzt werden. Die einzelnen Schritte zur Entwicklung eines SRD-Vervielfachers sind in Fig. 8 zusammengefasst:

a) Ein Eingangsanpassungsnetzwerk (Fig. 8a) zusammen mit der Diode und einem Abschlusswiderstand ergibt den sog. Harmonischengenerator (Harmonic Generator). Im Zeitbereich besteht die Spannung über den Abschlusswiderstand aus einer periodischen Folge scharfer Impulse ($f_0 = \frac{1}{T_0}$ = Eingangsfrequenz). Im Frequenzbereich gibt dies die Grundharmonische f_0 plus deren Oberwellen nf_0, welche ungefähr nach dem Gesetz k/n abklingen.

b) Durch Anpassen eines Resonanz-Kreises (z. B. $\lambda/4$-Leitung) an den Ausgang der SRD wird die Harmonischenenergie in der Umgebung der gewünschten Oberwelle $n_1 f_0$ konzentriert (Fig. 8b). Im Zeitbereich ergibt dies eine periodisch abklingende Schwingung, im Frequenzbereich ein Spektrum mit max. Leistung bei $n_1 f_0$ und zu beiden Seiten abfallenden Seitenbändern.

c) Ein Bandpassfilter unterdrückt schliesslich alle unerwünschten Harmonischen auf den gewünschten Wert (Fig. 8c + 8d).

Die theoretisch maximal erreichbare Bandbreite eines Vervielfachers, bezogen auf den Ausgang, ist durch die niedrigste Eingangsfrequenz gegeben (Fig. 9). Da Filter jedoch keine unendlichen Güten haben, ist in der Praxis die Bandbreite schmäler. Sie hängt insbesondere von der gewünschten Harmonischenunterdrückung und der gewählten Filtertechnik ab [3].

7.1 Aufbau des Frequenzverfünffachers (Fig. 10)

Das Eingangsnetzwerk besteht aus einer Streifenleitung mit einem verkürzten $\lambda/4$-Transformator (λ = Wellenlänge bei 2,2 GHz), welcher die 50 Ω des Eingangs an die niedrigere Impedanz der Diode anpasst.

Zur DC-Entkopplung ist ein Chip-Kondensator in Serie geschaltet. Die Vorspannung der Diode geschieht automatisch mit Hilfe eines Widerstand/Posistor-Netzwerks, welches auch die Temperaturkompensation übernimmt.

Über eine koaxiale Kapazität, welche sich direkt unter dem Ausgang der Streifenleitung befindet und dazu dient, Harmonische vom Eingang abzublocken, gelangt das 2,2-GHz-Signal an die SR-Diode. Diese befindet sich in der Mitte eines in der Höhe reduzierten X-Band-Hohlleiters. Ein Kurzschluss schliesst den Hohlleiter in ungefähr $\lambda/4$ (λ = Hohlleiterwellenlänge bei 11 GHz) Entfernung von der Diode ab, die andere Seite des Hohlleiters führt zum Übergang auf das Filter.

Diese Hohlleiterkammer, in welcher sich die SR-Diode befindet, bildet den Ausgangsresonanzkreis des Vervielfachers. Obwohl bei diesem Vervielfacher die Verlustleistung kein Problem darstellt (200 mW), ist es zweckmässig, auf eine gute Wärmeabführung zu achten, um die Sperrschichttemperatur der Diode möglichst tief zu halten. Bei 60 °C Umgebungstemperatur beträgt die Sperrschichttemperatur $\leqq$ 85 °C, was eine äusserst niedrige Ausfallrate erwarten lässt.

Besonders wurde darauf geachtet, die bei Vervielfachern häufig auftretenden Störungen, wie Hysterese-Erscheinungen, Springen der Ausgangsleistung bei Variation der Eingangsleistung, parasitäres Schwingen oder starkes Rauschen durch geeignete Massnahmen auch bei extremen Arbeitsbedingungen zu eliminieren [4]. Dies garantiert ein einwandfreies Arbeiten des Vervielfachers auch bei «Driften» der Werte der verschiedenen Komponenten infolge Alterung.

7.2 Filter in Evanescent Mode Technik

Von den Oberwellen, die der Vervielfacher produziert, muss das Filter die 5. Harmonische (11 GHz) durchlassen und die anderen möglichst unterdrücken. Da die 4. und 6. Harmonische, die bei 8,8 GHz bzw. 13,2 GHz liegen, nur mit 40 dB unterdrückt werden müssen, konnte ein breitbandiges Filter gewählt werden.

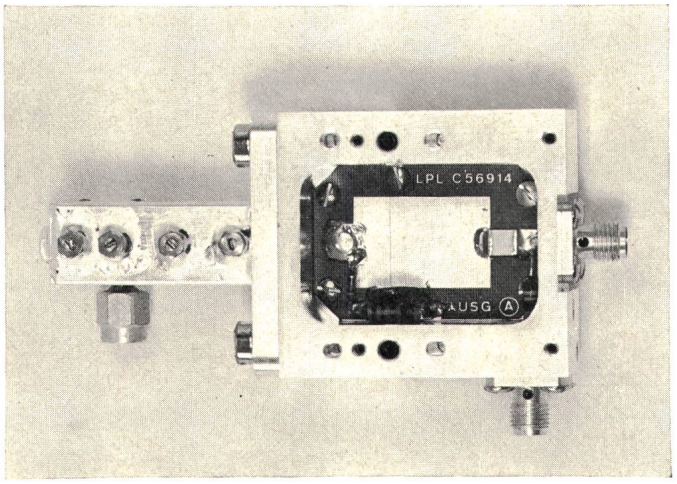

Fig. 10 Frequenzverfünffacher mit geöffnetem Eingangsteil

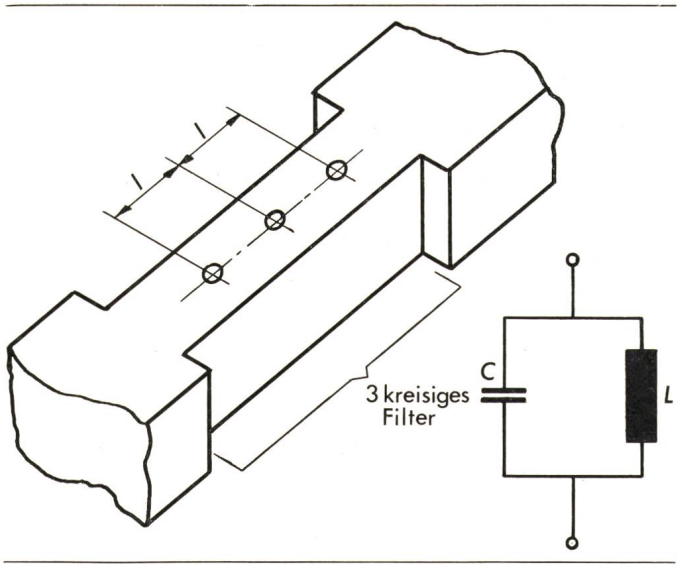

Fig. 11 Evanescent Mode Filter
C kapazitives Hindernis (Schraube)
L induktive Wellenimpedanz des Hohlleiters
l Abstand von Schraube zu Schraube

Das Filter wurde in einer neuen Technik als Wellenleiterfilter realisiert, und zwar in der sog. «Evanescent Mode Technik» [5]. Dabei wird ein Hohlleiter unterhalb seiner Grenz-Frequenz (cut-off) betrieben. Im Gegensatz zu konventionellen Wellenleiterfiltern, wo die Wellenimpedanz des Hohlleiters rein reell ist und sich die Felder sinusförmig ausbreiten, ist die Wellenimpedanz bei dieser Technik induktiv und die Felder abklingend. Die Wellenimpedanz bildet die Induktivität *L* des Parallelschwingkreises; Hindernisse (Schrauben) im Hohlleiter wirken als Kapazität *C*. Jede Schraube ergibt also zusammen mit der induktiven Wellenimpedanz einen Resonator. Die Kopplung der Resonatoren geschieht durch das abklingende Feld. Der Schraubenabstand *l* ist massgebend für die Kopplung. Starke Kopplung der Resonatoren verlangt kleine Schraubenabstände (Fig. 11).

7.3 Vorteile der Evanescent Mode Technik

Breitbandige Filter haben stark gekoppelte Resonatoren. Folglich werden die Schraubenabstände klein und das Filter erhält kleine Abmessungen. Die Kopplung ist nur wenig frequenzabhängig. Dies ergibt bei breitbandigen Filtern nahezu symmetrische Flanken. Bis zur Grenzfrequenz des Hohlleiters (14 GHz) ist das Filter absolut frei von unerwünschten Durchlässen. Messbare Durchlässe treten ab 17,5 GHz auf. Die Herstellung dieser Filter ist relativ einfach und unkritisch, da keine Lötstellen von Strom durchflossen werden.

7.4 Daten des gesamten Verfünffachers

Bei einer Eingangsleistung von 200 mW (bei 2,2 GHz) beträgt die Ausgangsleistung (bei 11 GHz) 25 mW. Die «flache» Bandbreite am Ausgang erreicht 600 MHz (5,5 %) bei einer Welligkeit von $\leq$ 0,5 dB. Über den Temperaturbereich 0 ... 60 °C ändert die Ausgangsleistung weniger als 10 %. Die Ober- und Nebenwellen sind typisch mehr als 50 dB unterdrückt.

8. 11-GHz-Isolator

Um den Frequenzverfünffacher gegen Rückwirkungen (Sende- und Empfangsmischer) zu schützen, folgt gleich am Ausgang des Filters ein Isolator. Da die Anforderungen an diesen nicht so hoch sind wie beim 2,2-GHz-Isolator, wurde eine Ausführung in Microstrip-Technik gewählt, welche sich besonders durch die geringen Dimensionen auszeichnet (10 × 20 × 20 mm). Reflexionsdämpfung sowie Isolation sind besser als 20 dB über 10 % Bandbreite und einen Temperaturbereich von 0...60 °C. Der Durchgangsverlust beträgt 0,4 dB.

9. Variable Dämpfung für 11 GHz

Um die Ausgangsleistung des Mikrowellenoszillators kontinuierlich einstellen zu können, wurde eine variable Dämpfung entwickelt. Wegen des vorangehenden Isolators können die Forderungen an die Reflexionsdämpfung des Attenuatoreingangs gering sein. Auch der Verlauf des Dämpfungswertes über die Frequenz muss nicht besonders flach sein, da jeder Oszillator nur eine einzige Frequenz erzeugt und die Leistung individuell für jeden Mischer eingestellt wird. Aus diesen Gründen wurde eine sehr einfache Streifenleiterschaltung gewählt. Eine Scheibe aus Dämpfungsmaterial, die über die Streifenleitung geschoben wird, bewirkt eine kontinuierlich einstellbare Dämpfung zwischen 2 und 15 dB.

10. Aufbau des Halbleiter-Mikrowellenoszillators

Die Fig. 12 und 13 zeigen zwei verschiedene Ansichten eines Prototyps des 11-GHz-Oszillators.

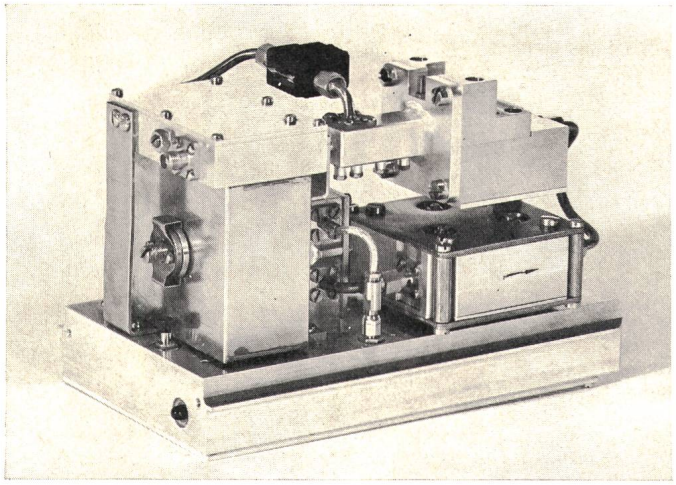

Fig. 12 Mechanischer Aufbau des 11-GHz-Oszillators

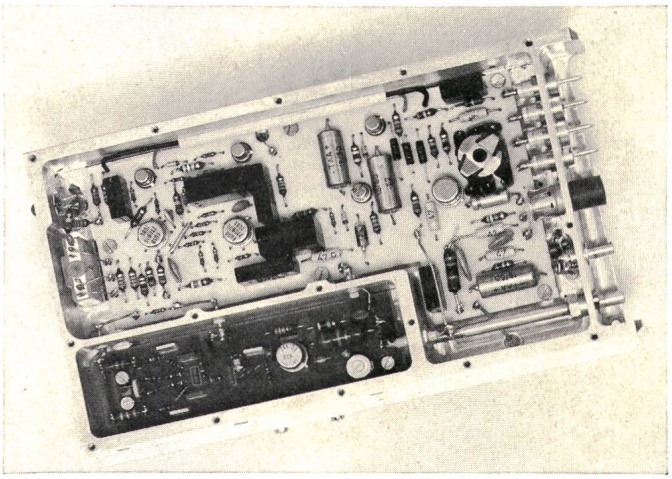

Fig. 13 Stromversorgung und Regelkreis des 11-GHz-Oszillators

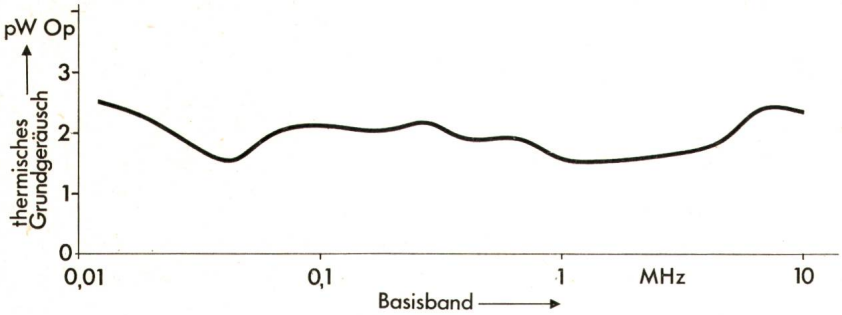

Fig. 14
Grundgeräusch des 11-GHz-Mikrowellenoszillators

11. Messresultate des gesamten Oszillators

Durch eine Einknopfbedienung des 2,2-GHz-Oszillators, verbunden mit einem Austauschen des Quarzes in der Referenzquelle, kann jede Frequenz im Band 10,7...11,7 GHz auf einfachste Weise eingestellt werden.

Die Frequenzverfünffacher sind in zwei Gruppen eingeteilt, die sich überlappen (10,6...11,2 und 11,1...11,7 GHz). Im Temperaturbereich 0...60 °C ändert sich die Leistung um weniger als $\pm$ 0,5 dB. Die Frequenzinstabilität ist, wie schon erwähnt, $\leqq \pm 3 \cdot 10^{-6}$.

Die Ober- und Nebenwellen sind besser als 50 dB gedämpft. Störspannungen von 300 mV auf der 24-V-Speisespannung erzeugen eine Geräuscherhöhung von höchstens 1 pWOp.

Bemerkenswert ist der Geräuschbeitrag dieser Oszillatorkette. Der in Fig. 14 dargestellte Verlauf der bewerteten Geräuschleistung zeigt typische Werte, die ohne jeden speziellen Abgleich erreicht werden.

12. Schlussfolgerungen

Wie die vorangehenden Ausführungen gezeigt haben, stellt die Entwicklung von Mikrowellenoszillatoren mannigfaltige Aufgaben. Aktive und passive Schaltungen verschiedenster Frequenzen (0...11 GHz!) werden benötigt, wobei je nach besserer Eignung Koaxial-, Hohlleiter- oder Streifenleitertechnik eingesetzt werden kann.

Die systembedingten Forderungen sind zum Teil sehr streng. Entsprechend ist auch der messtechnische Aufwand erheblich, um die verschiedenen Daten zuverlässig bestimmen zu können.

Literatur

[1] *W. A. Edson:* Noise in oscillators. Proc. IRE 48(1960)8, p. 1454...1466.
[2] *P. Hartl:* Das Prinzip des «Phase Locked Loop» und seine Anwendung in Nachrichtenempfängern für die Raumfahrt. Raumfahrtforschung 8(1964)2, S. 55...64.
[3] *R. H. Johnston* and *A. R. Boothroyd:* Charge storage frequency multipliers. Proc. IEEE 56(1968)2, p. 167...176.
[4] *H. Armbrüster* und *G. Flachenecker:* Modell zur Untersuchung von Schaltungen mit Step Recovery Dioden. NTZ 23(1970)5, S. 239...243.
[5] *G. F. Craven* and *C. K. Mok:* The design of evanescent mode waveguide bandpas filters for a prescribed insertion loss characteristic. Trans. IEEE MTT 19(1971)3, p. 295...308.

Adressen der Autoren:

P. Noesen, dipl. El.-Ingenieur, *H. R. Winzeler,* dipl. El.-Ingenieur und *F. Bodmer,* dipl. El.-Ingenieur, Standard Telephon & Radio AG, Seestrasse 395, 8038 Zürich.