Parametrischer Gleichlage Abwärtsmischer für Mikrowellen

Mitteilungen aus dem
Institut für Umwelttechnik
Nonnweiler, Saar
Dr. rer. nat. Schau
DL3LH

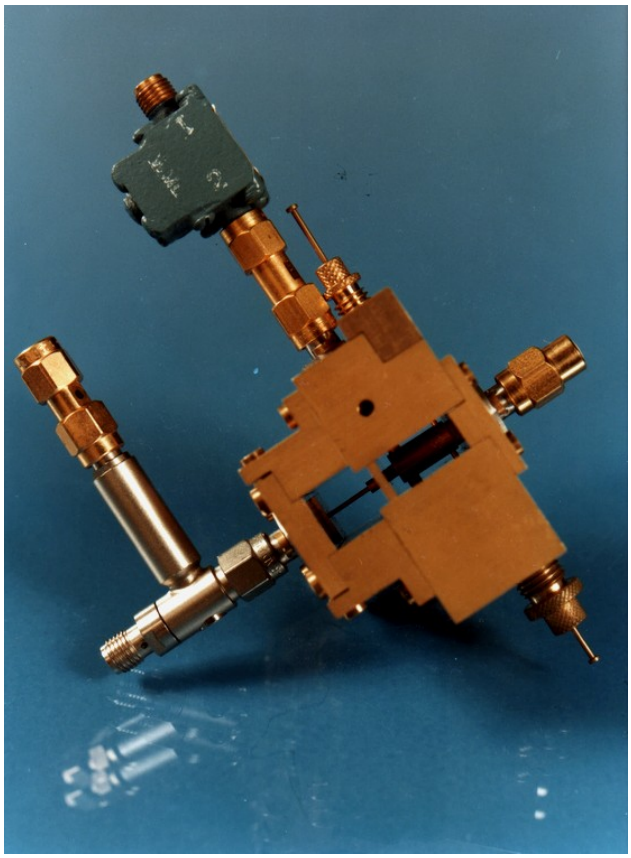
Dieser Beitrag
ist meinem
Vater Bernhard
gewidmet.
Er hat mich von
Jugend an
für die
Hochfrequenztechnik
begeistert

1. Einleitung:

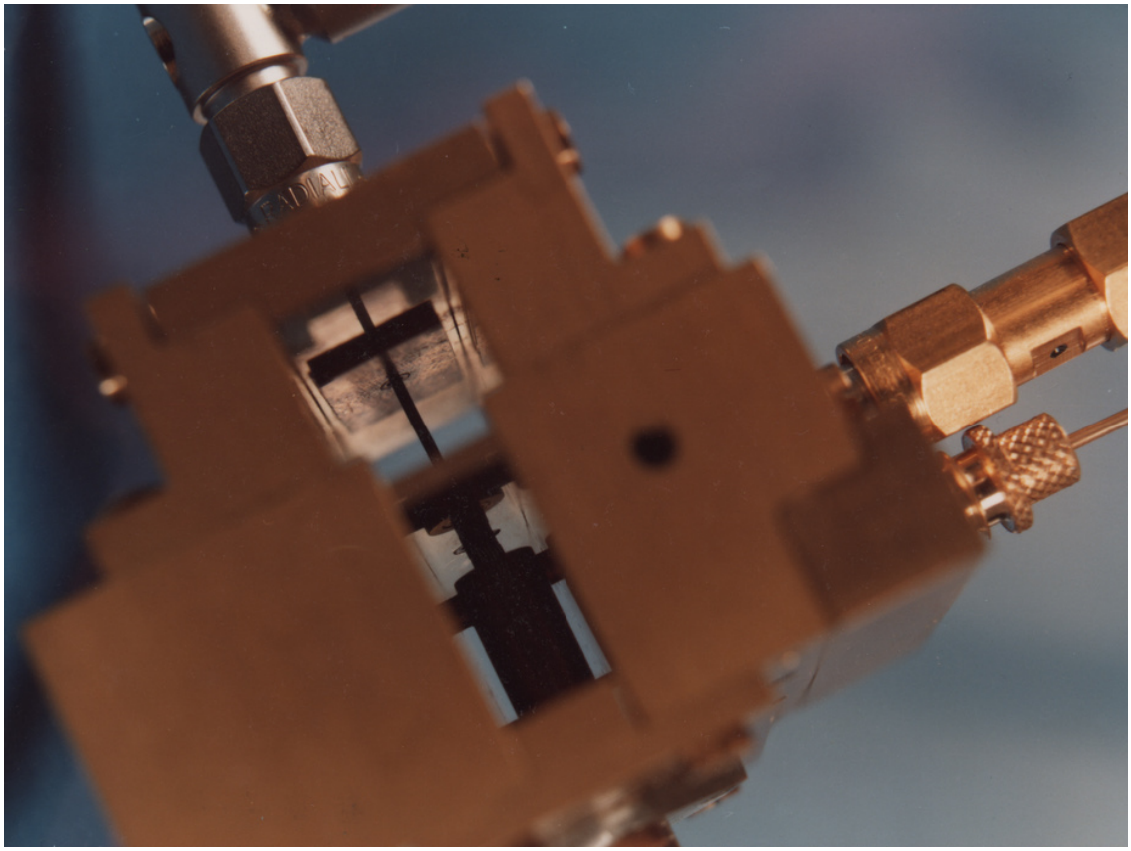
Die dem aktiven Funkamateur zugewiesenen Frequenzbereiche erstrecken sich von den Längstwellen über die Langwellen, den beliebten kurzen Wellen, bis hoch in den Mikrowellenbereich. Auch der THz Bereich – Lichtsprechen – wird zunehmend von einigen Funkamateuren als Betätigungsfeld entdeckt. Während bei tiefen Frequenzen das Rauschen und die Eingangsempfindlichkeit der Empfänger von untergeordneter Bedeutung sind, ist das Rauschverhalten schon im UKW- und besonders im Mikrowellenbereich von eminenter Bedeutung.
Bei der Entwicklung rauscharmer Empfangs-konzepte für die oberen Frequenzbänder wie das 4 und 6 mm Band bestimmt die am Empfängereingang vorhandene Stufe maßgeblich die Grenzempfindlichkeit des gesamten Empfangs-systems /1/. Im unteren Mikrowellenbereich bei moderaten Frequenzen, kann als Eingangsstufe ein rauscharmer Halbleiter-Verstärker eingesetzt werden. Bei höheren Frequenzen ist der parametrische Verstärker üblich aber schwierig, da Oszillatorleistung bei einer um den Faktor 4 – 6 oberhalb der Signalfrequenz liegenden Frequenz erzeugt werden muss. Abgesehen vom Maser Verstärker bei sehr hohen Frequenzen im GHz Bereich kann ein Abwärtsmischer, direkt an der Antenne, eine Alternative sein.

Derzeit verwendete Mischer mit Schottky-Dioden haben eine Rauschzahl die ungefähr dem Wert des Mischverlustes entspricht und einen Wert von etwa 3 – 5 dB erreicht. Diese große Rauschzahl und der Mischerverlust verschlechtern den Störabstand am Ausgang des Empfängers und erlauben eine Übertragung von Nachrichten nur über kurze Distanzen. Bei EME Anwendungen kommt hinzu, dass die Rauschzahl keine Konstante und von der Hintergrundtemperatur abhängig ist, die die Antenne „sieht“.
Wünschenswert wäre daher eine Empfänger-eingangsstufe für den Mikrowellenbereich, die Verstärkung mit gleichzeitiger Abwärtsmischung bei geringem Eigenrauschen vereinigt. Eine solche Einheit ist der parametrische Abwärtsmischer mit reellem Spiegelfrequenzabschluss.
Als nichtlineares Element wird eine im Sperrbereich betriebene Varakterdiode verwendet, deren Kapazität durch die Oszillatorfrequenz durchgesteuert wird. Parameter ist die Sperrschichtkapazität von besonders für den Mikrowellenbereich geeigneten Kapazitätsdioden mit hoher Grenzfrequenz.
Durch den Mischvorgang entstehen oberes und unteres Seitenband, die Zwischenfrequenz und Vielfache davon. Werden alle Kreise auf Resonanz abgestimmt, verbleiben oberes und unteres Seitenband (p±z) und die Zwischenfrequenz $z = 2\pi f_z$.
Bei hohen Umsetzungsverhältnissen (p+z)/z liegt die Spiegelfrequenz (p-z) in der Nähe der Signalfrequenz und es liegt nahe, den reellen Antennenwiderstand als Spiegelabschluss mit zu verwenden. Dadurch fließen Ströme bei der Spiegelfrequenz, die bekanntlich in Kehrlage zur Signalfrequenz liegen und eine Phasendrehung von 180° aufweisen. Durch den Rückmischeffekt wird der ZF-Kreis entdämpft, was einer Verstärkung entspricht.
Durch die Verwendung des Signalleitwertes als Spiegelabschluss wird außerdem eine Adaptivität des Empfangssystems bezüglich der Antennentemperatur erreicht. Diese Adaptivität verwirklicht bei geringen Eigen- und Diodenverlusten, trotz variabler Antennentemperatur (abhängig vom Elevationswinkel der Antenne) einen Rauschvierpol mit konstanter zusätzlicher Rauschzahl Fz.
Wesentlicher Vorteil eines Gleichlage-Abwärtsmischers ist, dass die Erzeugung von Oszillatorleistung auf einer unterhalb der Signalfrequenz liegenden Frequenzebene erfolgt. Die höchste im Empfangssystem vorkommende Frequenz ist die Signalfrequenz p+z. Bei verlustarmen Aufbau ist der Gleichlage Abwärtsmischer mit reellem Spiegelleitwert eine gute Möglichkeit ein rauscharmes Empfangssystem für den Millimeterwellenbereich zu realisieren.

Die Berechnung von Mischern ist meist mit viel Rechenarbeit verbunden, aber einfach und läuft immer nach dem gleichen Schema ab. Der parametrische Mischer für den mm-Wellen Bereich hat zusätzlich einige Besonderheiten, weshalb die Berechnung einmal ausführlicher gestaltet wurde. Besonders der Unterschied zwischen Ein- und Zweiseitenbandrauschzahl ist bei hohen Frequenzen von besonderer Bedeutung. Der Ausgangspunkt für die Berechnungen ist der Parametrische Ansatz, die Entwicklung der Mischvorgänge an der nichtlinearen Ladungs-Spannungskennlinie, die von der Entwicklung der Spannung U{Q(t)} in eine Taylor Reihe an der Stelle Qo + Q(pt) ausgeht.
Die folgenden Bilder zeigen einen Gleichlage-Abwärtsmischer mit reellem Spiegelfrequenz-Abschluss für den mm Wellenbereich.



Praktische Ausführung des parametrischer Mischers für den mm-Wellen Bereich



Blick in das Innere des parametrischen Mischers für den mm-Wellen Bereich

2. Die Schaltung des Abwärtsmischers

Die Prinzipschaltung eines parametrischen Abwärtsmischers ist in Bild 1 dargestellt.

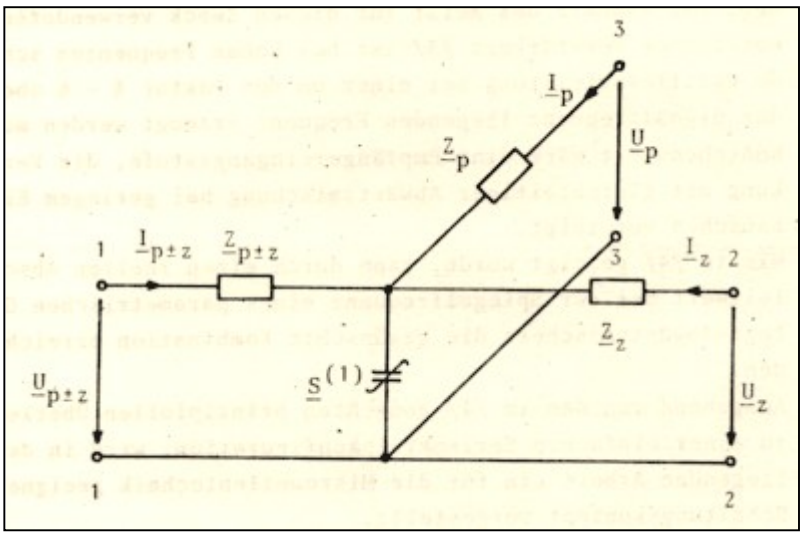


Bild 1: Prinzipschaltung eines parametrischen Abwärtsmischers mit Spiegelfrequenzleitwert

Zur Vereinfachung sind Spannungen und Ströme sowie Impedanzen bei der Signalkreisfrequenz s = p+z und bei der Spiegelfrequenz p–z zusammengefasst. Die Durchsteuerung der Reaktanzdiode mit dem Pumpstrom der Pumpkreisfrequenz p wird durch einen Generator mit der Leerlaufspannung Up an den Klemmen 3 -3 bewirkt. Durch den Mischvorgang werden Spannungen und Ströme bei der Zwischenfrequenz z erzeugt. Die Schaltkreiselemente Zp±z, Zp und Zz erlauben die Resonanzabstimmung bei den Frequenzen p±z, p und z. Sie enthalten die Elemente der Reaktanzdiode sowie die eigentliche Kreiskonfiguration zur Abstimmung und die reellen Quell- und Lastwiderstände.

Bedingt durch die Unsymmetrie der Schaltung ist eine praktische Realisierung mit Mikrowellenbereich in dieser Struktur nicht möglich. Durch duale Netzwerkumwandlung kann ein für die Mikrowellentechnik geeigneter Aufbau gefunden werden. Die Schaltung ohne Dioden- und Kreisverluste sowie ohne Pumpquelle zeigt Bild 2.

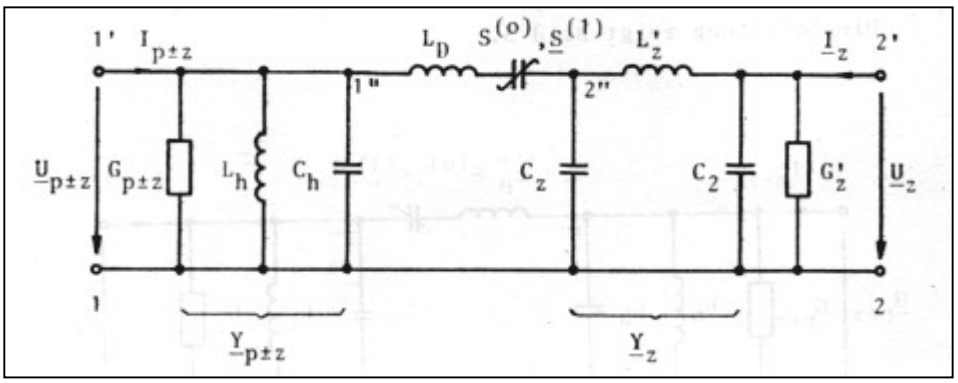


Bild 2: Verwendete Schaltung für den Mikrowellenaufbau des parametrischen Gleichlage-Abwärtsmischers mit reellem Spiegelfrequenzabschlussleitwert

Die Abstimmung auf die Frequenzen p±z des oberen und unteren Seitenbandes erfolgt durch die Parallelschaltung eines Parallelkreises mit einem Serienkreis. Da oberhalb der Zwischenfrequenz z wegen z < p-z der Blindleitwert zwischen den Klemmen 2“ – 2 kapazitiv ist, er wird im Wesentlichen durch den Leitwert der Kapazität Cz bestimmt, liegt die genannte Anordnung vor.

Berücksichtigt man die parasitären Blindelemente der Reaktanzdiode, was insbesondere bei hohen Frequenzen notwendig ist, können diese mit zur Abstimmung auf die Pumpfrequenz verwendet werden. Damit die gewünschte Abstimmung auf die Frequenzen p±z erfolgt, ist der eingangsseitige Parallelkreis – wie später gezeigt wird – ungefähr auf p abzustimmen.
Die Zuführung der Pumpleistung erfolgt schmalbandig an dem Klemmen 1` - 1, der Serienkreis L_D. $S^{(o)}$, Cz ist auf Resonanz bei der Pumpfrequenz abgestimmt. Damit liegt Stromsteuerung der Reaktanzdiode vor. Der Zwischenfrequenzkreis ist als π – Filter ausgeführt, wodurch eine Entkopplung des Lastleitwertes Gz bei den Frequenz p±z erreicht wird. In der Nähe der Parallelresonanz ist das π – Filter – wie im Anhang gezeigt – durch einen Parallelkreis darstellbar. Die transformierten Elemente sind die Induktivität Lz und der Lastleitwert Gz. Die Schaltung zeigt Bild 3.

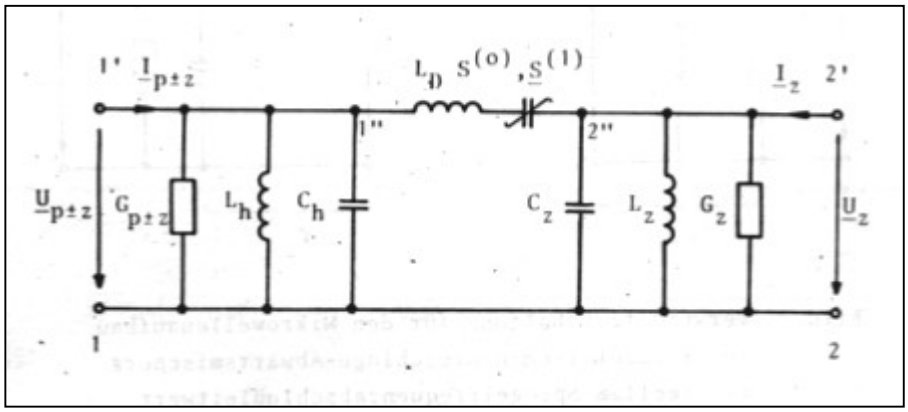


Bild 3: Aufbau des parametrischen Abwärtsmischers mit transformierten Elementen

3. Kleinsignaltheorie und Konversionsmatrix der idealen Reaktanzdiode

3.1 Der Reaktanzverlauf des Abwärtsmischers

Um die Abstimmelemente des Mischers kennen zulernen soll der Reaktanzverlauf untersucht werden. Die Schaltung nach Bild 3 wird dazu ohne bedämpfenden Elemente angenommen. Die vereinfachte Schaltung zeigt Bild 4.

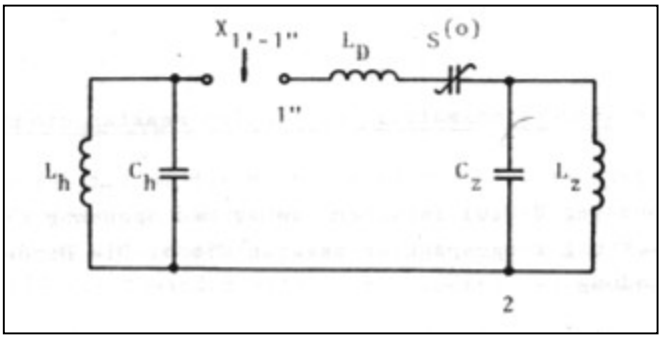


Bild 4: Vereinfachte Schaltung des Mischers zur Darstellung des Reaktanzverlauf an der Reaktanzdiode

Der schematische Reaktanzverlauf kann mittels der Fosterschen Reaktanzsätzen ermittelt werden. Den Verlauf der Impedanz $\mathbf{X}_{1`-1"}$ zeigt Bild 5.

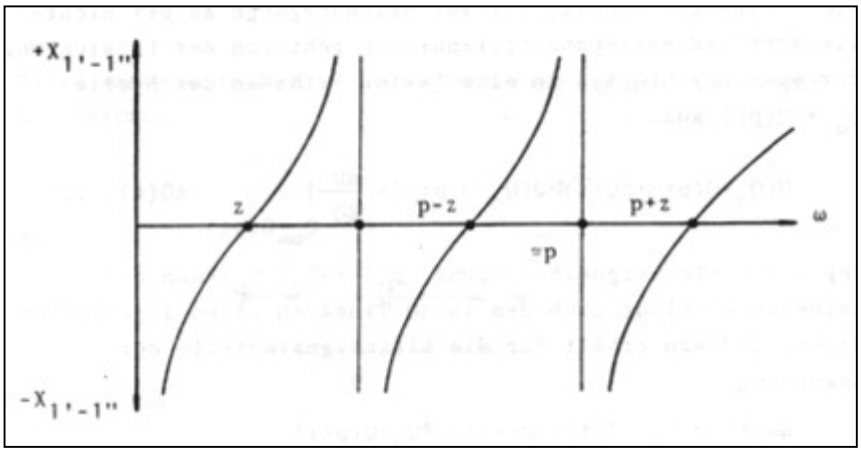


Bild 5: Verlauf der Impedanz $X_{1`-1"}$ nach Bild 4

Bei geeigneter Wahl der Blindwiderstände lässt sich erreichen, dass $X_{1`-1"}$ Nullstellen bei den Frequenzen p±z und z hat. Vorgegeben ist dabei die Nullstelle bei der Pumpfrequenz p für den Blindwiderstand $X_{1"-2}$.

3.2 Die Konversionsmatrix der idealen Reaktanzdiode

Ausgangspunkt der Berechnung des Mischers ist der nichtlineare Zusammenhang U = U(Q) zwischen Ladung und Spannung einer in Sperrichtung vorgespannten Reaktanzdiode. Die Diode wird durch eine Ladung

$$Q(t) = Qo + Q(pt) + \Delta Q(t) \qquad \text{(Gl 3.1)}$$

ausgesteuert. Qo ist dabei die Gleichladung im Arbeitspunkt, $Q(pt) = Qp_{max} * \cos(pt + \psi_p)$ die vom Pumpstrom herrührende Ladung und ΔQ(t) sind Ladungsanteile bei den Kombinationsfrequenzen p±z und z.
Die Kleinsignaltheorie für Mischvorgänge an der nichtlinearen Ladungs-Spannungskennlinie geht von der Entwicklung der Spannung U{Q(t)} in eine Taylor Reihe an der Stelle Qo + Q(pt) aus.

$$U\{Qo + Q(pt) + \Delta Q(t)\} = U\{Qo + Q(pt)\} + dU/dQ\Big|_{Qo + Q(pt)} * \Delta Q(t) \ldots\ldots \qquad \text{(Gl 3.2)}$$

Wegen der Kleinsignalbedingung $|\Delta Q| << |Qo|, Qp_{max}$ kann die Reihenentwicklung nach dem im ΔQ linearen abgebrochen werden und man erhält für die Kleinsignalanteile

$$\Delta U(t) = U\{Qo + Q(pt) + \Delta Q\} - U\{Qo + Q(pt)\} = dU/dQ\Big|_{Qo + Q(pt)} * \Delta Q(t) = S(pt) * \Delta Q(pt) \qquad \text{(Gl 3.3)}$$

Die zeitabhängige, in pt mit 2π periodische Elastanz

$$S(pt) = dU/dQ\Big|_{Qo + Q(pt)} \qquad \text{(Gl 3.4)}$$

wird durch eine Fourierreihe

$$S(pt) = \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} S^{(m)}\, e^{jpmt} \qquad \text{(Gl 3.5)}$$

mit den Koeffizienten

$$\underline{S}^{(m)} = e^{jm\psi_p} \int_0^{2\pi} S(pt)\, e^{-jm(pt+\psi p)}\, d(pt + \psi_p) \qquad \text{(Gl 3.6)}$$

dargestellt. Da $\underline{S}(pt)$ eine reelle Funktion ist gilt $\underline{S}^{(-m)} = \underline{S}^{(m)*}$.

Halbleiterdioden mit abruptem Dotierungsprofil haben einen quadratischen Zusammenhang zwischen Spannung und Ladung. In diesem Fall verschwinden alle Fourierkoeffizienten mit $|m| \leq 2$.
Bei technisch realisierbaren Dioden für das Mikrowellengebiet können die Fourierkoeffizienten mit $|m| \leq 2$ wegen $|\underline{S}^{(2)}| << |\underline{S}^{(1)}|$ in guter Näherung vernachlässigt werden. Es gilt damit die Darstellung

$$S(pt) = S^{(o)} + \underline{S}^{(1)}\, e^{jpt} + \underline{S}^{(1)*}\, e^{-jpt} = S^{(o)} + 2\, |\, \underline{S}^{(1)}\, |\, \cos(pt + \psi_p) \qquad \text{(Gl 3.7)}$$

Wählt man die in Bild 6 gezeigte Zuordnung von Spannungen und Strömen

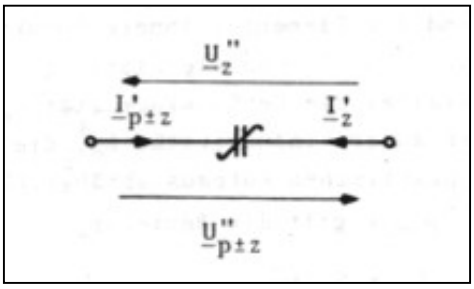


Bild 6: Zuordnung von Spannungen und Strömen an der idealen Reaktanzdiode

und berücksichtigt nur die Frequenzen p±z, z, so wird mit der Identität $\underline{Q}(\omega) = \underline{I}\,(\omega)/j\omega$ die Konversions - matrix der idealen Reaktanzdiode

$$\begin{bmatrix} \underline{U}''p+z \\ \underline{U}''^{*}p-z \\ \underline{U}''z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S^{(o)}/jz & 0 & -\underline{S}^{(1)}/jz \\ 0 & -S^{(o)}/j(p-z) & -\underline{S}^{(1)*}/jz \\ -\underline{S}^{(1)*}/j(p+z) & \underline{S}^{(1)}/j(p-z) & S^{(o)}/jz \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \underline{I}'p+z \\ \underline{I}'^{*}p-z \\ \underline{I}'z \end{bmatrix} \qquad \text{(Gl 3.8)}$$

erhalten.

4. Die Konversionsmatrix der realen Reaktanzdiode

4.1 Ersatzschaltung der realen Diode

Die Ersatzschaltung der Diode bis zu Wellenlängen, bei der die Geometrie der Diode < λ/8 ist, zeigt Bild 7

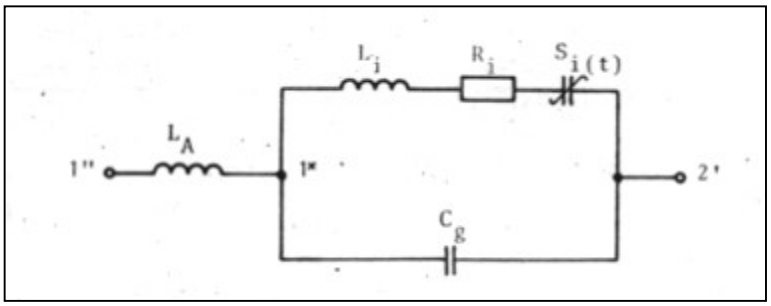


Bild 7: Ersatzschaltung der realen Diode für das Mikrowellengebiet

Darin sind die Elemente: Innere Induktivität Li, innerer Verlustwiderstand Ri und die Elastanz Si. Diesen Elementen liegt parallel die Gehäusekapazität Cg und in Serienschaltung die äußere Induktivität L_A, die auch von der Geometrie de praktischen Aufbaus abhängt. Für den komplexen Widerstand $\underline{Z}_{1*-2`}$ gilt die Beziehung

$$\underline{Z}_{1*-2`} = Ri + j\omega Li + \underline{S}i/j\omega \;/\; (1 + Cg\,Si - \omega^2 Li\,Cg + j\omega Cg\,Ri) \qquad \text{(Gl 4.1)}$$

Die (Gl 4.1) kann mit der zeitabhängigen Elastanz

$$Si(pt) = Si^{(o)} + + 2\,|\,\underline{S}i^{(1)}\,|\cos(pt + \psi_p) \qquad \text{(Gl 4.2)}$$

der inneren Parallelresonanz

$$\omega i^2 = (1 + CgSi^{(o)}) / Li\,Cg \qquad \text{(Gl 4.3)}$$

und der Grenzfrequenz der Diode

$$\omega g = (1 + Cg\,Si^{(o)}) / Ri\,Cg \qquad \text{(Gl 4.4)}$$

umgeschrieben werden. Unter der Voraussetzung ωi, ωg >> p+z und

$$Cg\,Si(o) / (1 + Cg\,Si(o)) \;\dot{}\; 2\,|\,\underline{S}i\,(1)\,| / Si(o) << 1$$

ist die vereinfachte Ersatzschaltung nach Bild 8 gültig.

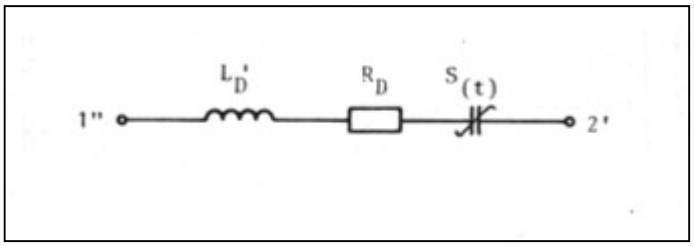


Bild 8: Die vereinfachte Ersatzschaltung der realen Reaktanzdiode

Die Ersatzelemente errechnen sich nach (Gl 4.1)

$L_D` = Li / (1 + Cg\ Si^{(o)}) + L_A$ (Gl 4.5)

$R_D = Ri / (1 + Cg\ Si^{(o)})$ (Gl 4.6)

$S(t) = Si(t) / (1 + Cg\ Si^{(o)})$ (Gl 4.7)

4.2 Die Konversionsmatrix der realen Reaktanzdiode

Für alle weiteren Berechnungen wird die vereinfachte Ersatzschaltung nach Bild 8 vorausgesetzt. Mit den Strom- und Spannungsrichtungen nach Bild 9

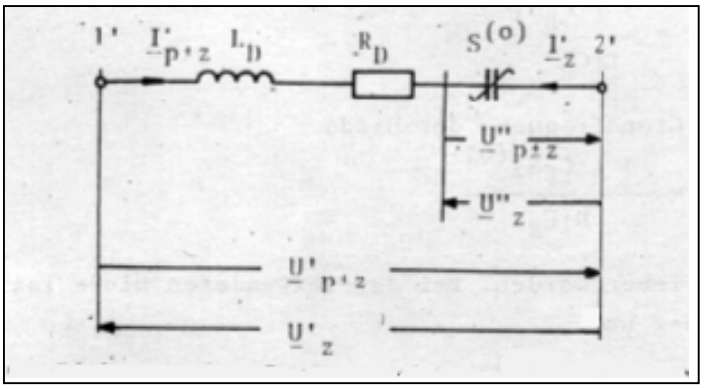


Bild 9: Richtung der Ströme und Spannungen an der realen Diode

und

$Z_D(\omega) = R_D + j\omega L_D$ (Gl 4.8)

kann die Konversionsmatrix der realen Reaktanzdiode

$$\begin{bmatrix} \underline{U}'p+z \\ \underline{U}`^{*}p-z \\ \underline{U}`z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{S}^{(o)}/jp+z + Z_D(p+z) & 0 & -\underline{S}^{(1)/}jz \\ 0 & \{S^{(o)}/j(p-z) + Z_D(p-z)\}^{*} & -\underline{S}^{(1)*}/jz \\ -\underline{S}^{(1)*}/j(p+z) & \underline{S}^{(1)}/j(p-z) & S^{(o)}/jz+Z_D(z) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}`p+z \\ \underline{I}`^{*}p-z \\ \underline{I}`z \end{bmatrix} \quad \text{(Gl 4.9)}$$

angegeben werden. Dabei ist R_D der ohmsche, ωL_D der induktive Widerstand der Reaktanzdiode bei den Frequenzen p±z und z.

5. Die Konversionsmatrix der Gesamtschaltung

5.1 Die endlichen Leitwerte der äußeren Schaltung der Reaktanzdiode

Der Zwischenfrequenzkreis Lz, Cz hat bei den Frequenzen p±z einen endlichen Leitwert. Er wird im Wesentlichen durch den Wert der Kapazität bei diesen Frequenzen gebildet. Ebenso ist der eingangsseitige Parallelkreis weit unterhalb seiner Resonanzfrequenz – bei der Frequenz z – induktiv.

Dieser Sachverhalt kann durch die Beziehungen

$\underline{Y}z\,(p\pm z) \approx j(p\pm z)\,Cz$ (Gl 5.1)

$\underline{Y}p\pm z\,(z) \approx 1/jz\,Lh$ (Gl 5.2)

und

$$\begin{bmatrix} \underline{U}p+z \\ \underline{U}^{*}p-z \\ \underline{U}z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_z\,(p+z) & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Z}^{*}_z\,(p-z) & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Z}p\pm z\,(z) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}`p+z \\ \underline{I}^{*}`p-z \\ \underline{I}`z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{U}'p+z \\ \underline{U}^{*}`p-z \\ \underline{U}`z \end{bmatrix} \qquad \text{(Gl 5.3)}$$

mit $\underline{Z}k = 1 / \underline{Y}k$ (Gl 5.4)

erfasst werden.

5.2 Die Rauschspannungen an der Diode

Führt man die vom Bahnwiderstand bei den Frequenzen p±z, z hervorgerufenen unkorrelierten Rausch - spannungen $\underline{U}r,p\pm z$ und $\underline{U}r,z$ nach Bild 10 ein

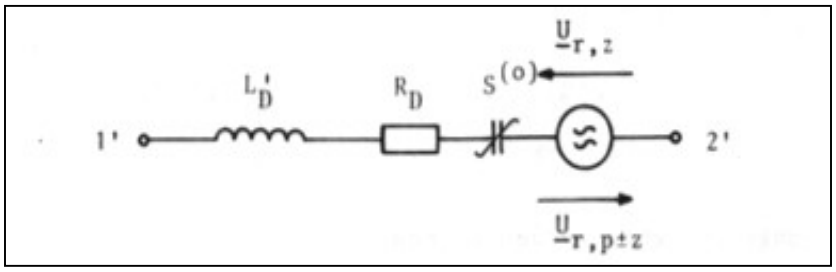


Bild 10: Die unkorrelierten Rauschspannungen an der Diode

so wird mit (Gl 4.9) und Gl (5.3)

$$\begin{bmatrix} \underline{U}\,p+z \\ \underline{U}^{*}p-z \\ \underline{U}z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S^{(o)}\,\underline{\alpha}p+z\,/\,j(p+z) & 0 & -\underline{S}^{(1)}/jz \\ 0 & \{(S^{(o)}\,\underline{\alpha}p-z/j(p-z)\}^{*} & -\underline{S}^{(1)*}/jz \\ -\underline{S}^{(1)*}/j(p+z) & \underline{S}^{(1)}/j(p-z) & S^{(o)}\underline{\alpha}z/jz \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}`p+z \\ \underline{I}^{*}`p-z \\ \underline{I}`z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{Ur}'p+z \\ \underline{Ur}^{*}`p-z \\ \underline{Ur}`z \end{bmatrix} \qquad \text{(Gl 5.5)}$$

erhalten.

Darin sind in der Hauptdiagonalen die Transformationsfaktoren

$\underline{\alpha}z = 1 + j\,z/S^{(o)}\,\{R_D + jzL_D + jzLh\}$ (Gl 5.6)

$\underline{\alpha}p\pm z = 1 + j(p\pm z)\,/S^{(o)}\,\{(R_D + j(p\pm z)L_D + 1/\,j(p\pm z)\,Cz\}$ (Gl 5.7)

eingeführt, die mit der Grenzfrequenz

$\omega c = S^{(o)} / R_D \{1 + 1/S^{(o)}Cz\}$ (Gl 5.8)

der Pumpfrequenz

$p^2 = 1/L_D \{S^{(o)} + 1/Cz\}$ (Gl 5.9)

und der Abkürzung

$\omega_k^2 = S^{(o)} / \{L_D + Lh\}$ (Gl 5.10

umgeschrieben werden können. Wegen $\omega c > \omega g >> p+ z$ erhält man die zulässigen Näherungen

$\underline{\alpha}_z = \alpha z = \{1 - (z/\omega_k)^2\}$ (Gl 5.11)

$\underline{\alpha}p\pm z = \alpha p\pm z = \{1 + S^{(o)}/Cz\} \cdot \{1 - (p\pm z)/p)^2\}$. (Gl 5.12)

ωc nach (Gl 5.8) ist dabei die Grenzfrequenz, die aus R_D und der Serienschaltung von Cz und $1/S^{(o)}$ gebildet wird. Sie ist immer größer als die Grenzfrequenz der Diode allein.

5.3 Die Gesamtströme des Mischers

Die (Gl 5.5) kann in der abgekürzten Form

$$\begin{bmatrix} \underline{U}p+z - \underline{U}rp+z \\ \underline{U}^*p-z - \underline{U}r^*p-z \\ \underline{U}z - \underline{U}rz \end{bmatrix} = (\underline{Z}) \begin{bmatrix} \underline{I}`p+z \\ \underline{I}`^*p-z \\ \underline{I}`z \end{bmatrix} \quad \text{(Gl 5.13)}$$

geschrieben werden. Beim Übergang zu den Strömen $\underline{I}p\pm z$, $\underline{I}z$ der Gesamtschaltung nach Bild 11

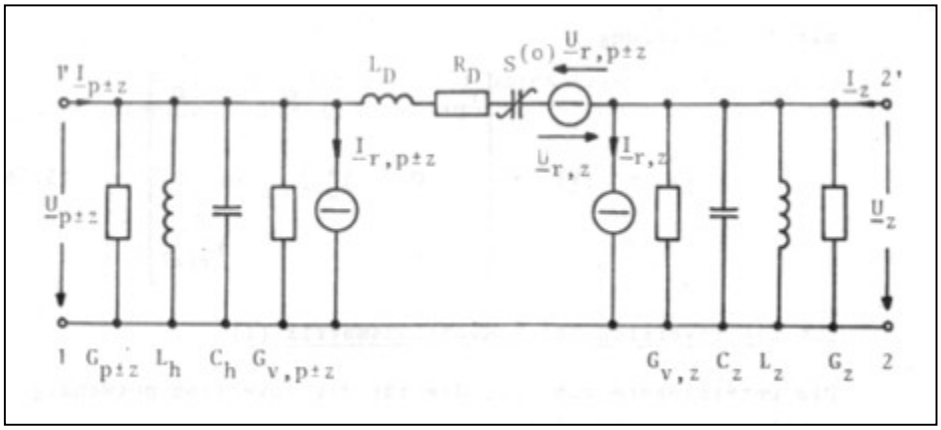


Bild 11: Gesamtschaltung des parametrischen Abwärtsmischers mit Rauschgrößen

gilt für die Knotenpunkte 1` und 2` bei gleichzeitiger Berücksichtigung der Rauscheinströmungen $\underline{I}r,p\pm z$, $\underline{I}r,z$, hervorgerufen durch den Spiegelfrequenzleitwert Gp-z, dem Verlustleitwert beim oberen bzw. unteren Seitenband Gv,p±z und

dem Verlustleitwert bei der Zwischenfrequenz Gv,z

$$\begin{bmatrix} \underline{I}\,p+z \\ \underline{I}^{*}p-z \\ \underline{I}z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{I}`p+z \\ \underline{I}`^{*}p-z \\ \underline{I}`z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{Y}p+z & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Y}^{*}p-z & \\ 0 & 0 & \underline{Y}z(z) \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} \underline{U}p+z \\ \underline{U}*p-z \\ \underline{U}z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{I}r,p+z \\ \underline{I}r^{*},p-z \\ \underline{I}r,\,z \end{bmatrix} \qquad \text{(Gl 5.14).}$$

Der erste Summand in (Gl 5.14) kann durch Inversion der Matrix (Z) nach (Gl 5.13) gewonnen werden, also

$$\begin{bmatrix} \underline{I}\,p+z \\ \underline{I}^{*}\,p-z \\ \underline{I}z \end{bmatrix} = (\underline{Y}`) \begin{bmatrix} \underline{U}p+z \\ \underline{U}^{*}p-z \\ \underline{U}z \end{bmatrix} - (Y) \begin{bmatrix} \underline{U}r,\,p+z \\ \underline{U}r^{*},p-z \\ \underline{U}r,\,z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{I}r,p+z \\ \underline{I}r^{*},\,p-z \\ \underline{I}r,z \end{bmatrix} \qquad \text{(Gl 5.15)}$$

mit der Abkürzung

$$(\underline{Y}`) = (Y) + \begin{bmatrix} \underline{Y}p+z & 0 & 0 \\ 0 & Y^{*}p-z & 0 \\ 0 & 0 & Yz\,(z) \end{bmatrix} \qquad \text{(Gl 5.16).}$$

5.4 Die Inversion der Konversionsmatrix ($\underline{Z}$)

Die Determinante von ($\underline{Z}$), die für die Inversion notwendig ist, erhält man aus (Gl 5.5) zu

$$\det(\underline{Z}) = S^{(o)}\,\underline{\alpha}_z\,/jz\,\{(S^{(o)}\,\underline{\alpha}p-z\,/\,j(p-z)\}^{*}\,.\,\{S^{(o)}\,\underline{\alpha}p+z/\,j(p+z)\,\{1-\gamma^2/\,\underline{\alpha}z\,(1\,/\,\underline{\alpha}^{*}p-z+1/\,\underline{\alpha}^{*}p+z\,)\} \qquad \text{(Gl 5.17)}$$

mit

$$\gamma = |\,\underline{S}^{(1)}\,|\,/\,S^{(o)} = |\,\underline{C}^{(1)}\,|\,/\,C^{(o)} \qquad \text{(Gl 5.18)}$$

als Diodenaussteuerungsverhältnis. Bei genügend hoher Grenzfrequenz ωc nach (Gl 5.8) und $p^2 >> z^2$ kann man die Summe

$$(1\,/\,\underline{\alpha}^{*}p-z+1/\,\underline{\alpha}^{*}p+z\,) = 1\,/\,2\,\{1+1/S^{(o)}Cz)\} \qquad \text{(Gl 5.19)}$$

setzen.

Mit (Gl. 5.11) und der reellen Größe

$$\gamma`^{2} = \gamma^2\,/\,\{2\,(1+1/S^{(o)}Cz)\,(1-(z/\omega k)^2\} \qquad \text{(Gl 5.20)}$$

wird für die Determinante

$$\det(\underline{Z}) = S^{(o)}\,\underline{\alpha}_z / jz \;\; \{(S^{(o)}\,\underline{\alpha}p\text{-}z / j(p\text{-}z)\}^{*} \cdot \{S^{(o)}\,\underline{\alpha}p\text{+}z / j(p\text{+}z)\,\{1 - \gamma`^{2}\} \qquad \text{(Gl 5.21)}$$

erhalten.

Für ($\underline{Y}$) folgt dann aus (Gl 5.5) unter Verwendung von (Gl. 5.21) die invertierte Matrix

$$(\underline{Y}) = \begin{bmatrix} j(p\text{+}z)\,C^{(o)}\,\underline{\alpha}z / \underline{\alpha}p\text{+}z & 0 & j(p\text{+}z)\,\underline{C}^{(1)} / \underline{\alpha}p\text{+}z \\ 0 & -\,j(p\text{-}z)\,C^{(o)}\,\underline{\alpha}z / \underline{\alpha}^{*}p\text{-}z & -\,j(p\text{-}z)\,\underline{C}^{(1)*} / \underline{\alpha}^{*}p\text{-}z \\ jz\,\underline{C}^{(1)*} / \alpha p\text{+}z & z\,\underline{C}^{(1)} / \underline{\alpha}^{*}p\text{-}z & jz\,C^{(o)} \end{bmatrix} \qquad \text{(Gl 5.22).}$$

Darin wurden die Abkürzungen

$$C^{(o)} = 1 / \{S^{(o)}\,\alpha z\,(1 - \gamma`^{2})\} \qquad \text{(Gl 5.23)}$$

als mittlere Diodenkapazität und

$$\underline{C}^{(1)} = \underline{S}^{(1)} / \{S^{(o)2}\,\alpha z\,(1 - \gamma`^{2})\} \qquad \text{(Gl 5.24)}$$

als dynamische, durch die zeitabhängige Elastanz erzeugte Kapazität verwendet und Glieder höherer Ordnung $\gamma^2 = \{|\,\underline{S}^{(1)}\,| / S^{(o)}\}^2 = \{|\,\underline{C}^{(1)}\,| / C^{(o)}\}^2$ vernachlässigt.

Bei guten Dioden für den mm Wellenbereich ist $\gamma \approx ¼$.

Bedient man sich weiterhin der Abkürzungen

$$\underline{Y}`p\text{+}z = \underline{Y}p\text{+}z + j(p\text{+}z)\,C^{(o)}\,\underline{\alpha}z / \underline{\alpha}p\text{+}z \qquad \text{(Gl 5.25)}$$

$$\underline{Y}`^{*}p\text{-}z = \underline{Y}^{*}p\text{-}z + j(p\text{-}z)\,C^{(o)}\,\underline{\alpha}z / \underline{\alpha}p\text{-}z \qquad \text{(Gl 5.26)}$$

$$\underline{Y}`z = \underline{Y}z(z) + jz\,C^{(o)} \qquad \text{(Gl 5.27)}$$

so folgt für ($\underline{Y}$`)

$$(\underline{Y}`) = \begin{bmatrix} \underline{Y}`p\text{+}z & 0 & j(p\text{+}z)\,\underline{C}^{(1)} / \underline{\alpha}p\text{+}z \\ 0 & \underline{Y}`^{*}p\text{-}z & -\,j(p\text{-}z)\,\underline{C}^{(1)*} / \underline{\alpha}^{*}p\text{-}z \\ jz\,\underline{C}^{(1)*} / \underline{\alpha}p\text{+}z & z\,\underline{C}^{(1)} / \underline{\alpha}^{*}p\text{-}z & \underline{Y}`z \end{bmatrix} \qquad \text{(Gl 5.28)}$$

Mit den Ersatzrauschströmen

$$\begin{bmatrix} \underline{i}r,p+z \\ \underline{i}r^*\ p-z \\ \underline{i}r,\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{I}r,p+z \\ \underline{I}r^*,\ p-z \\ \underline{I}r,z \end{bmatrix} - (\underline{Y}) \begin{bmatrix} \underline{U}r,p+z \\ \underline{U}r,^*p-z \\ \underline{U}r,\ z \end{bmatrix} \qquad \text{(Gl 5.29)}$$

die zur Abkürzung der weiteren Rechnung aus (Gl 5.15) eingeführt wurden, lauten die Konversionsgleichungen des Abwärtsmischers

$$\begin{bmatrix} \underline{I}p+z \\ \underline{I}^*p-z \\ \underline{I}z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}`p+z & 0 & j(p+z)\ \underline{C}^{(1)}/\ \underline{\alpha}p+z \\ 0 & \underline{Y}`^*\ p-z & -\ j(p-z)\ \underline{C}^{(1)*}/\ \underline{\alpha}^*p-z \\ jz\ \underline{C}^{(1)*}/\underline{\alpha}p+z & z\ \underline{C}^{(1)}/\ \underline{\alpha}^*p-z & \underline{Y}`z \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} \underline{U}p+z \\ \underline{U}^*p-z \\ \underline{U}z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{i}r,p+z \\ \underline{i}r^*,\ p-z \\ \underline{i}r,z \end{bmatrix} \qquad \text{(Gl 5.30)}$$

6. Der Spiegelfrequenzabschluss

Unter Einbeziehung des reellen Spiegelabschlussleitwertes in die Schaltung nach Bild 11 ist die Einströmung $\underline{I}^*p-z = 0$. Daraus folgt aus der mittleren Zeile der (Gl 5.3)

$$\underline{I}^*\ p-z = \underline{Y}`^*p-z\ \ \underline{U}^*p-z\ \ -\ j(p-z)\ \underline{C}^{(1)*}\ \underline{U}z/\ \underline{\alpha}^*p-z\ \ +\ \underline{i}r^*\ p-z\ \ = 0 \qquad \text{(Gl 6.1)}$$

Der Ersatzrauschstrom $ir^*,\ p-z$ bei der Spiegelfrequenz ist nach (Gl 5.22) und (Gl 5.29)

$$\underline{i}r^*\ p-z = \underline{I}r^*,p-z\ \ -\ j(p-z)\ C^{(o)}\ \underline{\alpha}z\ /\ \underline{\alpha}^*p-z\ \cdot\ (\underline{U}r^*p-z)\ \ -\ j(p-z)\ \underline{C}^{(1)*}/\ \underline{\alpha}^*p-z\ \cdot\ \underline{U}r,z \qquad \text{(Gl 6.2)}$$

Er setzt sich zusammen aus den Rauschanteilen des Spiegelleitwertes G,p-z und des Diodenwiderstandes bei den Frequenzen p-z, z. $\underline{U}r,z$ wird dabei durch den Mischvorgang in die Spiegelfrequenzebene umgesetzt.
Aus (Gl 6.1) errechnet sich dann

$$\underline{U}^*p-z = j(p-z)\ \underline{C}^{(1)*}/\ (\underline{\alpha}^*p-z\ Y`^*p-z)\ \underline{U}z\ \ -\ \ \underline{i}r^*,p-z\ /\ Y`^*p-z\ \ . \qquad \text{(Gl 6.3)}$$

Setzt man (Gl 6.3) in (Gl 5.30) ein, so erhalten wir die Konversionsmatrix

$$\begin{bmatrix} \underline{I}p+z \\ \underline{I}z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}`p+z & j(p+z)\ \underline{C}^{(1)}/\ \underline{\alpha}p+z \\ jz\ \underline{C}^{(1)*}/\alpha p+z & \underline{Y}`z - z(p-z)|\ \underline{C}^{(1)}|^2/\underline{\alpha}^*p-z\ Y`^*p-z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}p+z \\ \underline{U}z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{i}r,p+z \\ \underline{i}r,z - jz\ \underline{C}^{(1)*}/\alpha p+z\ \cdot\ \underline{i}r^*,p-z\ /Y`^*p-z\ \underline{\alpha}^*p-z \end{bmatrix}$$

(Gl 6.4).

Sie beschreibt das Verhalten des parametrischen Abwärtsmischers für Signal und Rauschen. Zur übersichtlichen Darstellung der Konversionsmatrix nach (Gl 6.4) ist es sinnvoll die Leitwerte

$\underline{Y}_{11} = \underline{Y}`p+z$ (Gl 6.5)

$\underline{Y}_{12} = j(p+z)\, \underline{C}^{(1)} / \underline{\alpha}p+z$ (Gl 6.6)

$\underline{Y}_{21} = jz\, \underline{C}^{(1)*} / \underline{\alpha}p+z$ (Gl 6.7)

$\underline{Y}_{22} = \underline{Y}`z - z(p-z)|\, \underline{C}^{(1)}|^2 / (\underline{\alpha}^{*}p-z\ Y`*p-z)$ (Gl 6.8)

zu definieren.

7. Die Abstimmung des Mischers auf die Frequenzen des oberen und unteren Seitenbandes

7.1 Der Eingangsleitwert $\underline{Y}_{1`-1}$

Der frequenzabhängige Leitwert zwischen den Klemmen 1`- 1, ohne Pumpankopplung, ist gegeben durch

$\underline{Y}_{1`-1} = \underline{Y}p\pm z + j\,(p\pm z)\, C^{(o)}\, \underline{\alpha}z / \underline{\alpha}p\pm z$ (Gl 7.1)

Mit α_ω nach (Gl 5.12) ist dann in der Umgebung des oberen und unteren Seitenbandes

$\underline{Y}_{1`-1} = Gp\pm z + Gv,p\pm z + j\,(p\pm z)\, C_h - j / (p\pm z)\, L_h + j\,(p\pm z) C^{(o)}\, \underline{\alpha}z / \{(1+ 1/S^{(o)}Cz)\ ((1 - (p\pm z/p)^2)\}$. (Gl 7.2)

Wird die zulässige Näherung

$C^{(o)}\, \alpha_z = 1 / S^{(o)}$ (Gl 7.3)

und ωc nach (Gl 5.8) eingeführt, so gilt für (Gl 7.2)

$\underline{Y}_{1`-1}(p\pm z) = Gp\pm z + Gv,p\pm z + (p\pm z)^2 R_D / S^{(o)2}\{ (1+ 1/S^{(o)}Cz)^2 ((1 - (p\pm z/p)^2) +$

$+ j\, Ch\ \{(p\pm z) - 1/ \{(p\pm z)\, Lh\, Ch\ \} + (p\pm z)/ \{Ch\, S^{(o)} (1+ 1/S^{(o)}Cz)\, ((1 - (p\pm z/p)^2$ (Gl 7.4)

7.2 Resonanzabstimmung auf die Frequenzen des oberen und unteren Seitenbandes

Zur Berechnung der Resonanzabstimmung gilt für $R_D \rightarrow 0$ die Schaltung nach Bild 12

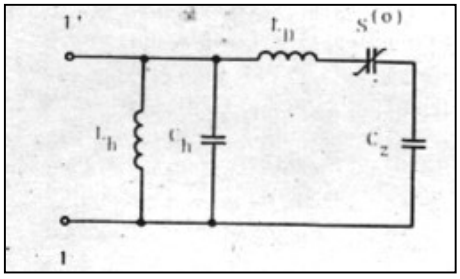


Bild 12: Schaltung zur Ermittlung der Resonanzabstimmung auf die Frequenzen p±z

Der Leitwert dieser Schaltung zwischen den Klemmen 1` - 1 ist durch die Gleichung

$$j\,\mathrm{Im}\,(\underline{Y}_{(\omega)}) = j\omega Ch - j\,1/Lh + 1\,/\,(p\pm z)\{j\omega L_D + S^{(o)}/j\omega + 1/j\omega Cz\} \qquad \text{(Gl 7.5)}$$

gegeben. Fordert man, dass $j\,\mathrm{Im}\,(\underline{Y}_{(\omega)} = 0$ wird, so werden zur Bestimmung von Lh und Ch die beiden Gleichungen

$$(p\pm z)Ch - 1/\,(p\pm z)Lh = 1\,/\,\{(p\pm z)L_D - (1 + S^{(o)}Cz/\,(p\pm z)Cz\} \qquad \text{(Gl 7.6)}$$

gefunden. Mit der Pumpfrequenz $p = \sqrt{(S^{(o)} + 1/Cz)\,/\,L_D}$ und einigen Umformungen folgt für die Kapazität Ch des Eingangskreises

$$Ch = \tfrac{1}{4}\,Cz\,(p/z)^2\,\{1/(\,1-(z/2p)^2\,\}\,/\,(1+S^{(o)}Cz) \qquad \text{(Gl 7.7)}$$

und für die Induktivität

$$Lh = 4\,(1+S^{(o)}Cz)\,(p/z)^2)\,\{1-(z/2p)^2\}\,/\,\{p^2(1-(z/2p)^2\}^2. \qquad \text{(Gl 7.8)}$$

Aus (Gl 7.8) und (Gl 7.9) berechnet sich die Resonanzfrequenz des Eingangskreises zu

$$h = 1\,/\,\sqrt{Lh\,Ch} = p\{1-(z/p)^2\} \qquad \text{(Gl 7.9)}$$

7.3 Die durch den Diodenwiderstand R_D hervorgerufenen Verluste beim oberen und unteren Seitenband

Setzt man den Wert für Lh nach (Gl 7.4) ein, so wird nach einigen Umrechnungen unter Beibehaltung der laufenden Frequenz ω in der Nähe der Frequenzen p±z

$$\underline{Y}_{1`-1}(p\pm z) - G\,p\pm z - Gv,p\pm z = Gc,p\pm z + j\,Ch\,\{\omega^2-(p+z)^2\}\,\{\omega^2-(p-z)^2\}\,/\,\omega(\omega^2-p^2) \qquad \text{(Gl. 7.11)}$$

erhalten.
Gc,p±z ist der durch den Diodenverlustwiderstand beim oberen bzw. unteren Seitenband erzeugte Verlust - widerstand. Er hat die Form

$$Gc,p\pm z = (p\pm z)^2\,R_D/S^{(o)2}\{1 + 1/S^{(o)}Cz\}^2\,\{1-(p\pm z)^2/p^2\}. \qquad \text{(Gl 7.12)}$$

Bei den drei ausgezeichneten Frequenzen p±z, p, gilt für den Leitwert zwischen den Klemmen 1`- 1 nach Bild 11

$$\underline{Y}_{1`-1}(p+z) = Gp+z + Gv,p+z + Gc,p+z \qquad \text{(Gl 7.13)}$$

$$\underline{Y}_{1`-1}(p-z) = Gp-z + Gv,p-z + Gc,p-z \qquad \text{(Gl 7.14)}$$

$$\underline{Y}_{1`-1}(p) = 1/R_D \qquad \text{(Gl 7.15)}$$

In der Nähe der Frequenzen p±z beschreiben die aus (Gl 7.11) gewonnenen Näherungen

$$\underline{Y}_{1`-1}(\omega \approx p+z) = Gres,p+z + j\,2C_h\{\omega^2-(p+z)^2\}\,/\,\omega\{1+z/2p\} \qquad \text{(Gl 7.16)}$$

$$\underline{Y}_{1`-1}(\omega \approx p-z) = Gres,p-z + j\,2C_h\{\omega^2-(p-z)^2\}\,/\,\omega\{1-z/2p\} \qquad \text{(Gl 7.17)}$$

das Verhalten eines Parallelkreises in der Umgebung seiner Resonanzfrequenz.

Es kann vereinfacht

$\underline{Y}_{1`-1} = Gres,p\pm z\ (1 \pm j\ 2\Delta f/Bp\pm z\ )$ (Gl 7.18)

geschrieben werden. Dabei ist

$Gres,p\pm z = Gp\pm z + Gv,p\pm z + Gc,p\pm z$ (Gl 7.19)

der Resonanzleitwert und

$Bp\pm z = Gres,p\pm z\ (1 \pm z/2p)/(4\pi\ Ch)$ (Gl 7.20)

die Bandbreite des Ersatzparallelkreises. Aus (Gl 7.12) erhält man für das Verhältnis der Verlustleitwerte Gc,p+z /Gc,p-z, das durch den Diodenwiderstand hervorgerufen wird

$Gc,p+z\ /\ Gc,p-z = (p+z/p-z)^2\ \{1 - (p-z)^2/p^2\}^2\ /\ \{1 - (p+z)^2/p^2\}^2.$ (Gl 7.21)

Einige Umformungen führen auf die Näherung

$Gc,p+z\ /Gc,p-z = (p+z)/(p - z).$

7.4. Der Eingangkurzschlussleitwert

Für den Fall der Resonanz ist nach (Gl 6.5) und (Gl 7.17) in Hinblick auf (Gl 6.4) der Kurzschluss – eingangsleitwert

$\underline{Y}_{11}, res = Gp+z + Gc,p+z + Gv,p+z$ (Gl 7.22)

Bei einem mechanisch sauberen Aufbau – polierte und vergoldete Oberflächen ist der Verlustleitwert Gv,p+z im Verhältnis zu Gc,p+z vernachlässigbar, d.h. es gilt

$\underline{Y}_{11}, res = Gp+z + Gc,p+z$ (Gl 7.23)

8. Die Konversionsmatrix bei Abstimmung auf Resonanz

8.1 Der Kurzschlussausgangsleitwert

Der Kurzschlussausgangsleitwert ist nach (Gl 5.27) und (Gl 6.8) und Bild 11

$\underline{Y}_{22} = \underline{Y}z_{(z)} + jzC^{(o)} - z(p-z)|\ \underline{C}^{(1)}|^2\ /\ (\underline{\alpha}^*p\text{-}z\ Y`^*p\text{-}z)$ (Gl 8.1)

$= Gz + Gv,z + jzC_z + 1/jzL_z + jz\ 1/\ \{S^{(o)}\ \alpha_z(1-\gamma`^2)\} - z(p-z)|\ \underline{C}^{(1)}|^2\ /(\underline{\alpha}^*p\text{-}z\ Y`^*p\text{-}z).$ (Gl 8.2).

Der letzte Term in (Gl 8.2) ist durch den Spiegelfrequenzabschlussleitwert bei der Zwischenfrequenz erzeugte negative Leitwert.
Er kann mit Verwendung der (Gl 5.26) und den Ableitungen in Abschnitt 7. in der Form

$G- = z(p-z)|\ \underline{C}^{(1)}|^2\ /\ \{\alpha^2p\text{-}z\ (Gc,p\text{-}z + Gc,p\text{-}z)\}$ (Gl 8.3)

bei vernachlässigten Verlusten Gv,p-z geschrieben werden.

Aus den (Gl 5.6), (Gl 5.8), (Gl 7.3) (Gl 8.1) und $z \ll \omega_c$ erhält man

$$\underline{Y}_{22} = Gz + Gv,z + z^2 C^{(o)2} R_D - G- + jz (C^{(o)} + Cz) - j\, 1/z\, L_z. \qquad \text{(Gl 8.4)}$$

Der Anteil $z^2 C^{(o)2} R_D$ ist der durch den Diodenwiderstand RD erzeugte Verlustleitwert. Zur Abkürzung wird dieser, in Analogie zu (Gl 7.12), geschrieben als

$$Gc,z = z^2 C^{(o)2} R_D\,. \qquad \text{(Gl 8.5)}$$

Das Verhalten de ZF-seitigen Kurzschlussleitwertes in der Umgebung seiner Resonanzfrequenz

$$\omega_z^2 = 1/\, Lz\, (C^{(o)} + Cz)$$

ist dann wieder durch die Näherung

$$\underline{Y}_{22} = Gres,z\, (1 \pm j2\Delta f/Bz) \qquad \text{(Gl 8.6)}$$

beschreibbar. Darin ist

$$Gres,z = Gz + Gv,z + Gc,z - Gz \qquad \text{(Gl 8.7)}$$

Der Resonanzleitwert und

$$Bz = Gres,z\, /\, 2\pi\, (C^{(o)} + Cz) \qquad \text{(Gl 8,.8)}$$

die Bandbreite. Beide Größen sind von der Aussteuerung des Mischers abhängig.

9. Das Signalverhalten des Abwärtsmischers

9.1 Der Ausgangsleitwert des Mischers bei Resonanz

Die Konversionsmatrix nur für Signalgrößen ist mit (Gl 6.4), (Gl 7.18) und (Gl 8.6)

$$\begin{bmatrix} \underline{I}p+z \\ \\ \underline{I}z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Gres,p\pm z\, (1 \pm j2\Delta f/Bp\pm z\,) & j\,(p+z)\, \underline{C}^{(1)}/\, \underline{\alpha}p+z \\ \\ jz\, \underline{C}^{(1)*}/\underline{\alpha}p+z & Gres,z\, (1 \pm j2\Delta f/Bz) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}p+z \\ \\ \underline{U}z \end{bmatrix} \qquad \text{(Gl. 9.1)}$$

Der Ausgangsleitwert des Mischers für Resonanz

$$\underline{Y}_A = \underline{I}z\, /\underline{U}z\, \Big|_{Ip+z\,=\,0} - Gz = G_A \qquad \text{(Gl 9.2)}$$

errechnet sich aus der (Gl 9.1) zu

$$G_A = Gc,z + z(p+z)\, |\, C^{(1)}|^2 /\, \{\alpha^2,p+z\, (Gp+z + Gc,p+z)\} \quad - G- \qquad \text{(Gl 9.3)}$$

bzw. mit (Gl 8.3)

$$G_A = Gc,z + z(p+z)\, |\, C^{(1)}|^2/\{\alpha^2,p+z\, (Gp+z + Gc,p+z)\} - z(p-z)|\, \underline{C}^{(1)}|^2 /\, \{\alpha^2 p-z\, (Gc,p-z + Gc,p-z)\} \qquad \text{(Gl 9.4)}$$

Infolge des reellen Abschlussleitwertes bei der Signal- und Spiegelfrequenz ist also bei der Zwischenfrequenz sowohl ein positiver als auch negativer Leitwert G_+ und G- wirksam. (Gl 9.4) kann daher auch in der übersichtlichen Form

$$G_A = Gc,z + G_+ - G- \qquad \text{(Gl 9.5)}$$

gebracht werden. Hierin ist

$$G_+ = z(p+z)\,|\underline{C}^{(1)}|^2 / \{\alpha^2,p+z\,(Gp+z + Gc,p+z)\} \qquad \text{(Gl 9.6)}$$

der erzeugte positive Leitwert. Definiert man den Anpassfaktor

$$m = G,p+z\,/Gc,p+z \qquad \text{(Gl 9.7)}$$

als Verhältnis Signalquellen- zu Verlustleitwert der Reaktanzdiode beim oberen Seitenband und verwendet die (Gl 7.12), so ist

$$G_+ = z/(p+z)\,\gamma^2 / R_D(1+m). \qquad \text{(Gl 9.8)}$$

Ob auf der ZF- Seite eine Entdämpfung zustande kommt, hängt vom Wert der Größe

$$a = \{(Gp+z + Gc,p+z) / (Gp-z + Gc,p-z)\} \cdot \{\alpha^2,p+z / \alpha^2,p-z\}\ \{(p+z)/(p-z)\} = G- /G_+ \qquad \text{(Gl 9.9)}$$

ab und beschreibt das Verhalten des Spiegelleitwertes. Mit (Gl 9.9) folgt dann für den reellen Ausgangsleitwert

$$G_A = Gc,z + G_+ (1- a) \qquad \text{(Gl 9.10)}$$

der mit Hilfe von (Gl 5.18), (Gl 8.5), (Gl 9.7) übersichtlicher geschrieben werden kann als

$$G_A = z\,(p+z)\,(1+m) \cdot R_D^2 / \gamma^2 S^{(o)2} + (1- a) \qquad \text{(Gl 9.11)}$$

Das Verhältnis $S^{(o)}/R_D$ ist die Grenzfrequenz der Ersatzdiode nach Bild 8

$$\omega g,_D = S^{(o)}/R_D. \qquad \text{(Gl 9.12)}$$

Ist

$$Qp+z = \omega g,_D / (p+z) \qquad \text{(Gl 9.13)}$$

die Diodengüte bei der Frequenz p+z, so erhält man erhält man aus (Gl 9.11)

$$G_A = z\,(p+z)\ (1+ m)\ 1/(\gamma\, Qp+z)^2 + (1- a), \qquad \text{(Gl 9.14)}$$

γ Qp+z wird als dynamische Güte der Diode bei der Frequenz p+z bezeichnet. Signal- und Rauschverhalten werden maßgeblich von dieser Größe beeinflusst.

Bei Abschluss der Spiegelfrequenz mit einem Leitwert so, dass a $\rightarrow$1 geht, erhält man aus (Gl 9.10) den von der Aussteuerung des Mischers unabhängigen Ausgangsleitwert für Resonanz

$$G_A \Big|_{a \rightarrow 1} = Gc,z = z^2 C^{(o)2} R_D \qquad \text{(Gl 9.15)}$$

Schreibt man (Gl 9.19) mit Hilfe von (Gl 5.12) um, so ist die Größe a auch

$$a = (p+z)/(p-z) \cdot (1 + z/2p)^2/(1 - z/2p)^2 \cdot (Gp+z + Gc,p+z) / (Gp-z + Gc,p-z) \qquad \text{(Gl 9.16)}$$

bzw.

$$a \approx (Gp+z + Gc,p+z) / (Gp-z + Gc,p-z). \qquad \text{(Gl 9.17)}$$

Mit (Gl 9.16) und (Gl 9.7) kann das für die Dimensionierung wichtige Verhältnis der Generatorleitwerte vom unteren und oberen Seitenband

Gp-z/Gp+z =

$$= (p-z)/(p+z)\ (1 + z/2p)^2/(1 - z/2p)^2\ (1/a)\ (1+1/m)\ -\ (1/m)\ \{(p-z)/(p+z)\}^2\ \{1 - (p+z)^2/p^2\}^2 / \{1 - (p-z)^2/p^2\}^2 \qquad \text{(Gl 9.18)}$$

angegeben werden.

9.2 Der verfügbare Konversionsgewinn

Im Hinblick auf die Kettenschaltung eines Abwärtsmischers und eines ZF-Verstärkers ist die verfügbare Leistungsverstärkung Lv des Mischers sowohl für den Gesamtübertragungsgewinn als auch für die Gesamtrauschtemperatur von Bedeutung.
Diese verfügbare Leistungsverstärkung, das Verhältnis zweier verfügbarer Wirkleistungen ist dann mit
$\underline{U}z = 0$

$$Lv = |\underline{I}z|^2/4\ G_A\ /\ \{\ |\underline{I}p+z|^2/4\ Gp+z\ \} \qquad \text{(Gl 9.19)}$$

bzw. mit den Vierpolkonstanten der ($\underline{Y}$) Matrix

$$Lv = |\underline{Y}_{21}|^2 / |\underline{Y}_{11}|^2 \cdot (Gp+z / G_A). \qquad \text{(Gl 9.20)}$$

Bei Resonanz erhält man aus (Gl 9.1)

$$Lv = \{z^2 |\underline{C}^{(1)}|^2 /\alpha^2,p+z\} \cdot 1 / \{Gp+z + Gc,p+z\}^2 \cdot (Gp+z / G_A) \qquad \text{(Gl 9.21)}$$

bzw. mit (Gl 9.6), (Gl 9.7) und (Gl 9.14) ist

$$Lv = m / (1+m) \cdot (\gamma Qp+z)^2 / \{1 + (1- a)/(1+ m) \cdot (p+z/z)\ (\gamma Qp+z)^2\} \qquad \text{(Gl 9.22)}$$

Für $a \rightarrow 1$, d.h. $G- \rightarrow G_+$ nach (Gl 9.9) ist die verfügbare Leistungsverstärkung

$$Lv = m / (1+m) \cdot (\gamma Qp+z)^2. \qquad \text{(Gl 9.23)}$$

Für hohe dynamische Güten ($\gamma Qp+z$) kann der verfügbare Konversionsgewinn Werte $Lv > 1$ annehmen, d.h. der Gleichlageabwärtsmischer mit reellem Spiegelabschluss zeigt Verstärkung. Im verlustlosen Fall, $R_D \rightarrow 0$ erhält man aus der (Gl 9.21) die wichtige Beziehung

$$Lv = z/(p+z)\ \{1/(1-a)\} \qquad \text{(Gl 9.24)}$$

Ist a = 0 gilt

$$Lv = z /(p+z) < 1 \qquad \text{(Gl 9.25)}$$

der bekannte Wert nach den Leistungsbeziehungen von Marley und Rowe für den parametrischen Abwärtsmischer ohne Beschaltung des Spiegels.
Da der reelle Antennenwiderstand als Spiegelfrequenzabschluss verwendet wird, sei an dieser Stelle die Verstärkung des unteren Seitenbandes Lv(p-z) angegeben. Aus (Gl 5.3) und den Berechnungen der Abschnitte 5 bis 9 erhält man im verlustlosen Fall

$$L_{v,p-z} = z/(p-z) \ \{a / (1 - a)\}. \qquad \text{(Gl 9.26)}$$

Die (Gl 9.26) beinhaltet eine Messvorschrift zur Bestimmung der Größe a. Aus dem Verhältnis der Verstärkungen fürs untere und obere Seitenband

$$L_{v,p-z} / L_{v,p+z} = a \ (p+z) / (p-z) \qquad \text{(Gl 9.27)}$$

kann der Wert von a leicht bestimmt werden. Geht a → 1 ist der Gewinn des in Kehrlage liegenden unteren Seitenbandes stets größer als der Gewinn des Signalbandes.

Die Bilder 13, 14 und15 veranschaulichen die Abhängigkeit des Konversionsgewinns des Abswärtsmischers von den in (Gl 9.22) genannten Größen.
In Bild 13 ist Lv = Lv (m) für einen realistischen Wert der dynamischen Güte (γQp+z) aufgetragen. Parameter ist die Größe a.

Wie der Darstellung zu entnehmen ist, können bei kleinen Werten von m und a in der Nähe von `1` erhebliche Verstärkungen erreicht werden. Kleine Werte vom m führen jedoch – wie noch in Kapitel 10 gezeigt wird – zu einer Verschlechterung der Rauschzahl des Mischers.
Bild 14 zeigt den gleichen Sachverhalt in Abhängigkeit der dynamischen Güte für konstantes m, bei verschiedenen Werten der Größe a. Die dritte Abbildung, Bild 15, zeigt den Verlauf Lv = Lv(a) für (γQp+z) = 8 und m = 6. Bei allen drei Darstellungen ist ein Übersetzungsverhältnis (p+z) / z = 6 vorausgesetzt, entsprechend des realisierten Mischers mit den Frequenzen (p+z) /2 π = 12 GHz und z/2 π = 2 GHz.

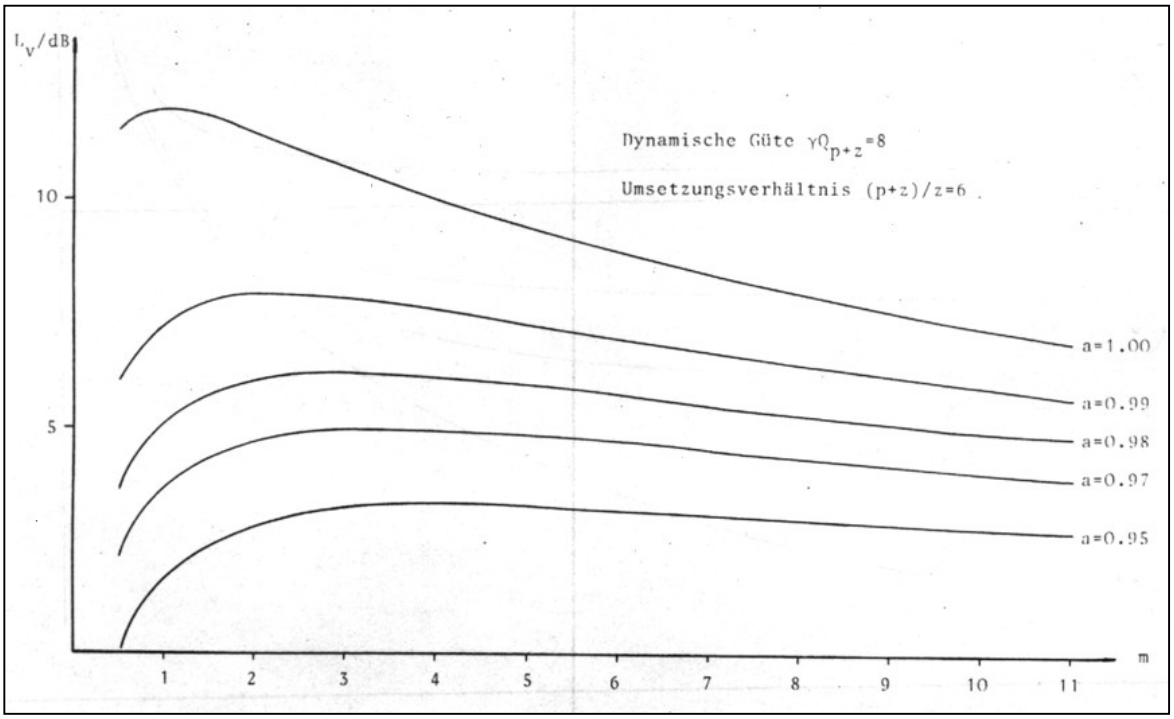


Bild 13: Der verfügbare Konversionsgewinn als Funktion des Anpassfaktors m

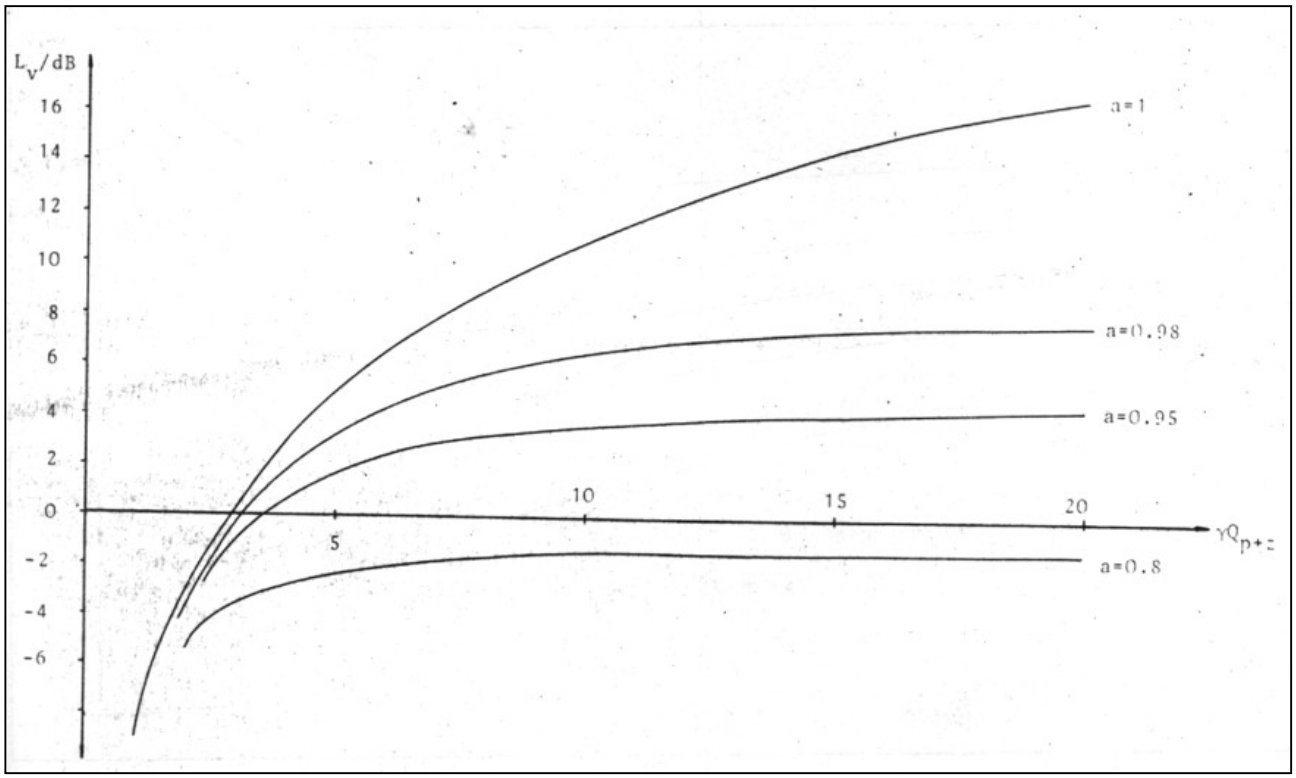


Bild 14: Der verfügbare Konversionsgewinn als Funktion der dynamischen Güte (γQp+z)

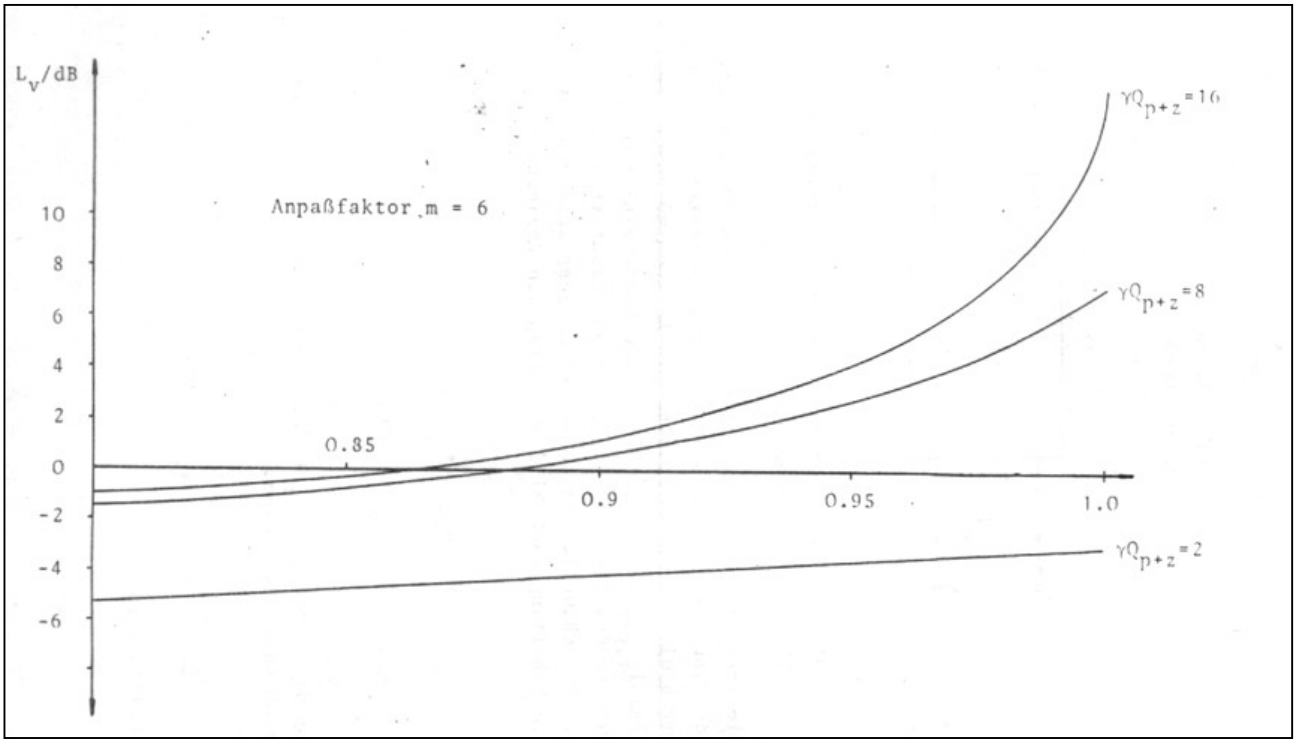


Bild 15: Der verfügbare Konversionsgewinn als Funktion der Größe a

10. Das Rauschverhalten des Mischers

10.1 Die totale Rauscheinströmung

Zur Berechnung der totalen Rauscheinströmung gehen wir von der Schaltung nach Bild 16 aus.

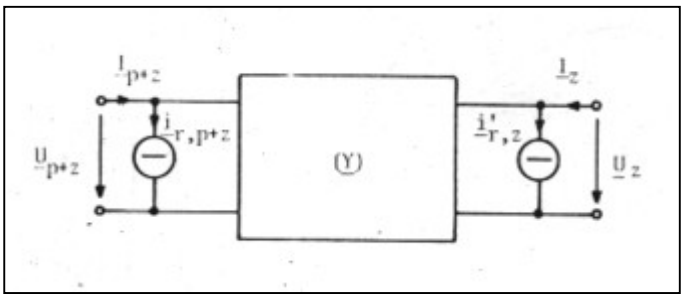


Bild 16: Die Rauscheinströmung des Mischers am Ein- und Ausgang

Die frequenzabhängigen Vierpolkonstanten der (Y) Matrix des Mischers wurden in Abschnitt 9 berechnet; sie sind durch die (Gl 9.1) gegeben.

Die Kurzschlussrauschströme sind ir,p+z und ir,z . Die totale Rauscheinströmung am Ausgang des Vierpols i,tot ist ein Ersatzrauschstrom, der die Rauschquellen am Ein – und Ausgang zusammenfasst. Für die Schaltung nach Bild 16 gelten die Beziehungen

$$\begin{aligned} I_{p+z} &= Y_{11}\, U_{p+z} + Y_{12}\, U_z + i_{r,p+z} \\ I_z &= Y_{21}\, U_{p+z} + Y_{22}\, U_z + i_{r`,z} \end{aligned} \qquad \text{(Gl. 10.1)}$$

aus denen mit Uz = Ip+z = 0 die totale Rauscheinströmung am Ausgang des Mischers

$$i_{,tot} = i_{r`,z} - (Y_{21} / Y_{11})\, i_{r,p+z} \qquad \text{(Gl 10.2)}$$

erhalten werden. Nunmehr gelten die Beziehungen

$$\begin{aligned} I_{p+z} &= Y_{11}\, U_{p+z} + Y_{12}\, U_z \\ I_z &= Y_{21}\, U_{p+z} + Y_{22}\, U_z + i_{,tot} \end{aligned} \qquad \text{(Gl. 10.3)}$$

mit der Ersatzschaltung nach Bild 17.

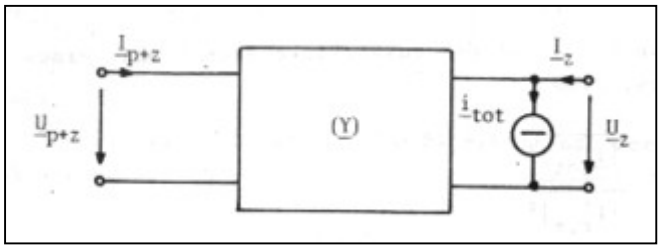


Bild 17: Der Mischer mit der totalen Rauscheinströmung am Ausgang

Das Verhältnis $\underline{Y}_{21} / \underline{Y}_{11}$ ist die Kurzschlussstromübersetzung eines Vierpols. Rauschquellen werden nur mit dieser Stromübersetzung vom Ein- zum Ausgang bzw. umgekehrt transformiert. Das gleiche Verhältnis tritt auf bei der verfügbaren Leistungsverstärkung nach (Gl 9.2).

Ist die totale Rauscheinströmung am Ausgang des Mischers bekannt, muss zur Ermittlung der zusätzlichen Rauschzahl Fz der auf den Ausgang bezogene Kurzschlussrauschstrom des Signalgenerators $\underline{I}r`,s$ berechnet werden. Entsprechend der (Gl 10.2) ist dieser

$$\underline{I}r`,s = (\underline{Y}_{21} / \underline{Y}_{11})\ \underline{I}r,s \qquad \text{(Gl 10.4)}$$

wenn mit $\underline{I}r,s$ der Kurzschlussrauschstrom des Signalgenerators bezeichnet wird.

10.2 Die zusätzliche Rauschzahl

Die Rauschzahl, definiert als das Verhältnis zwischen Signal- und Rauschleistungen am Ein- und Ausgang eines Vierpols, ist mit der totalen Rauscheinströmung am Ausgang

$$F = 1 + \overline{|\underline{i}tot|^2} \ / \ \overline{|\underline{I}r`,s|^2} \qquad \text{(Gl 10.5)}$$

Die Größe (F – 1) ist die zusätzliche Rauschzahl eines Vierpols, also

$$Fz = \overline{|\underline{i}tot|^2} \ / \ \overline{|\underline{I}r`,s|^2} \qquad \text{(Gl 10.6)}$$

oder auch ausgedrückt mit den Rauschtemperaturen /1/

$$Fz\,|_{T_o} = Tm / To \qquad \text{(Gl 10.7)}$$

Fz | ist die auf Standartrauschtemperatur To = 290 K bezogene zusätzliche Rauschzahl. Tm kennzeichnet die Rauschtemperatur des Mischers

10.3 Die Kurzschlussrauschströme am Ein- und Ausgang des Mischers

Die Kurzschlussrauschströme des Mischers erhält man für $\underline{U}p+z = \underline{U}z = 0$ aus (Gl 6.4)

$$Ip+z = \underline{i}r,p+z \qquad \text{(Gl 10.8)}$$

$$\underline{I}z = \underline{i}r,z - jz\,\underline{C}^{(1)}\,\underline{i}r^*,p-z \,/\, \{\underline{\alpha}^*p-z\ \ Y`^*p-z\} = i`r,z \qquad \text{(Gl 10.9)}$$

Darin waren mit der Abkürzung nach (Gl 5.29) die Rauschströme

$$\begin{bmatrix} \underline{i}r,p+z \\ \underline{i}r^*\,p-z \\ \underline{i}r,z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{I}r,p+z \\ \underline{I}r^*,\,p-z \\ \underline{I}r,z \end{bmatrix} - (\underline{Y}) \begin{bmatrix} \underline{U}r,p+z \\ \underline{U}r,^*p-z \\ \underline{U}r,z \end{bmatrix} \qquad \text{(Gl 5.29)}$$

definiert.

Mit (Gl 5.29), (Gl 5.22) und (Gl 10.8) erhält man den Kurzschlussrauschstrom

$$\underline{i}r,p+z = \underline{I}r,p+z - j(p+z)\, C^{(o)}\, (\alpha z/\alpha p+z)\ \underline{U}r,p+z - j(p+z)\, \underline{C}^{(1)}/\alpha p+z)\ \underline{U}r,\, z \qquad \text{(Gl 10.10)}$$

bei der Signalfrequenz p+z.

Die quadratische Mittelung ergibt wegen fehlender Korrelation der einzelnen Spannungskomponenten

$$\overline{|\,\underline{i}r,p+z\,|^2} = \overline{|\,\underline{I}r,p+z\,|^2} + (p+z)^2\, C^{(o)2}\, (\alpha z/\alpha p+z)^2\ \overline{|\,\underline{U}r,p+z\,|^2} + (p+z)^2\, |\,\underline{C}^{(1)}\,|^2\, (1/\alpha p+z)^2\ \overline{|\,\underline{U}r,\, z\,|^2}\ . \qquad \text{(Gl 10.11)}$$

Die einzelnen Summanden der (Gl 10.11) sind zu erläutern. Der erste Summand kennzeichnet das thermische Rauschen des Verlustleitwertes bei der Signalfrequenz, der zweite Summand kennzeichnet das thermische Rauschen des Verlustwiderstandes R_D der Reaktanzdiode bei der Signalfrequenz p+z und der dritte das thermische Rauschen des Diodenverlustwiderstandes bei der Zwischenfrequenz z.
Beide Rauschquellen werden durch die Transformationsleitwerte

$$-\, j(p+z)\, C^{(o)}\, (\alpha z/\alpha p+z) \qquad \text{bzw.} \qquad -\, j(p+z)\, \underline{C}^{(1)}/\alpha p+z)$$

in entsprechende Rauschstromquellen bei der Frequenz p+z umgesetzt. Die Mittelwerte der Rausch - spannungsquadrate nach (Gl 10.11) sind durch die Nyquist-Beziehung

$$\overline{|\,\underline{U}r,i\,|^2} = 4\ k\ T\ Ri\ \Delta f \qquad \text{(Gl 10.12)}$$

gegeben. Für den Mittelwert des Rauschstromquadrates gilt entsprechend

$$\overline{|\,\underline{I}r,i\,|^2} = 4\ k\ T\ Gi\ \Delta f \qquad \text{(Gl 10.13)}$$

Mit (Gl 10.12) erhält (Gl 10.11) die Form

$$\overline{|\,\underline{i}r,p+z\,|^2} = 4\ kT\ Gv,p+z\ \Delta f + (p+z)^2/\alpha^2 p+z\ \{C^{(o)2}\ \alpha^2 z + |\,\underline{C}^{(1)}\,|^2\ \}\ 4\ k\ T_D\ \Delta f \qquad \text{(Gl 10.14)}$$

T_D ist die Sperrschichttemperatur der Reaktanzdiode.

Nach Einfügen der (Gl 5.12), (Gl 7.12) und der Näherung $\gamma^2 << 1$ folgt aus (Gl 10.14) für $T = T_D$

$$\overline{|\,\underline{i}r,p+z\,|^2} = (Gc,p+z + Gv,p+z\,)\ 4\ kT_D\ \Delta f. \qquad \text{(Gl 10.15)}$$

Wird wegen $Gv,p+z\,/Gv,p+z \ << 1$ der Rauschbeitrag des Verlustleitwertes Gv,p+z in erster Näherung vernachlässigt, so ist

$$\overline{|\,\underline{i}r,p+z\,|^2} = Gc,p+z\ \ 4\ kT_D\ \Delta f. \qquad \text{(Gl 10.16)}$$

Entsprechend kann der Rauschbeitrag des Verlustleitwertes Gc,p+z + Gv,p+z bei der Spiegelfrequenz p-z

$$\overline{|\,\underline{i}r`*,p-z\,|^2} = Gc,p-z\ \ 4\ kT_D\ \Delta f \qquad \text{(Gl 10.17)}$$

gesetzt werden. Nach (Gl 5.29) ist

$$\underline{i}r`*,p-z = \underline{i}r*,p-z - \underline{I}*r,p-z \qquad \text{(Gl 10.18)}$$

der Kurzschlussrauschstrom bei der Spiegelfrequenz ohne den Anteil des reellen Spiegelabschlussleitwertes.

10.3 Die totale Rauscheinströmung des Mischers auf Zwischenfrequenz

Mit (Gl 10.2), (Gl 10.9), (Gl 5.29) und der Matrix ($\underline{Y}$) nach (Gl 5.22) erhält man die totale Rauschein - strömung des Mischers am Ausgang

$\underline{i}$,tot =

$$= jz\, C^{(o)}\, \underline{U}r,z - jz\, C^{(1)} / \alpha^*p\text{-}z \cdot 1/\{Gp\text{-}z + Gc,p\text{-}z\}\ (\underline{I}^*r,p\text{-}z + \underline{i}r`^*,p\text{-}z) - j\,(z\, \underline{C}^{(1)^*}/\alpha p+z) \cdot \underline{i}r,p+z\,/\{Gp\text{-}z + Gc,p\text{-}z\}$$

(Gl 10.19)

In erster Näherung sind wieder aufbaubedingte Verluste der ZF und Rauschanteile $\underline{U}r,p\pm z$ im Verhältnis zu den Rauschanteilen der Leitwerte $Gc,p\pm z$ vernachlässigt.
Der Mittelwert des totalen Rauschstromquadrates ist dann

$$\overline{|\,\underline{i}\text{,tot}\,|^2} =$$

$$= z^2\, |C^{(o)}|^2\, \overline{|\,\underline{U}r,z\,|^2} + z^2\, C^{(1)2} / (\underline{\alpha}^*p\text{-}z)^2 \cdot 1/(Gp\text{-}z + Gc,p\text{-}z) \cdot \{\, \overline{|\underline{I}^*r,p\text{-}z\,|^2} + \overline{|\underline{i}r`^*,p\text{-}z|^2}\,\} +$$

$$+ z^2\, |\underline{C}^{(1)^*}|^2 / \underline{\alpha}^2 p+z) \cdot 1/(G,p+z + Gc,p+z)^2 \cdot \overline{|\,\underline{i}r,p+z\,|^2} \qquad \text{(Gl 10.20)}$$

Nach kurzer Rechnung und Verwendung der (Gl 5.22, 10.4, 10.6, 10.12, 10.13, 10.15, 10.17) folgt daraus die auf To bezogene zusätzliche Rauschzahl

$$Fz = T_D/To\ \{\, R^2_D\, \alpha^2 p+z\ C^{(o)2}\, Gc,p+z\ /\ (\,|\,\underline{C}^{(1)}|^2\, G,p+z\,) \cdot (\,1 + Gc,p+z/Gp+z) +$$

$$+ (\alpha^2 p+z\ /\ \alpha^2 p\text{-}z\,) \cdot (Gc,p\text{-}z/Gc,p+z) \cdot (Gp+z + Gc,p+z)^2 / (Gp\text{-}z + Gc,p\text{-}z)^2 + Gc,p+z/Gp+z\,\} +$$

$$+ Tsp/To\ \{\, (\alpha p+z)^2/(\alpha p\text{-}z)^2 \cdot (Gp\text{-}z/\ Gp+z) \cdot (Gp+z + Gc,p+z)^2 / (Gp\text{-}z + Gc,p\text{-}z)^2\,\} \qquad \text{(Gl 10.21)}$$

Tsp kennzeichnet die Temperatur des reellen Spiegelabschlussleitwertes. Die (Gl 10.21) lässt sich mit (Gl 5.18), (Gl 7.12), (Gl 7.22), (Gl 9.7) und der Diodengüte bei Signalfrequenz Qp+z (Gl 9.13) in der übersichtlichen Form

$$\frac{Fz}{To}\,| = T_D/To\ \{1/\,(\gamma Qp+z)^2 + (1+m^2)/m + (\alpha p+z)^2/(\alpha p\text{-}z)^2 \cdot a^2\,(p+z/p\text{-}z) + 1/m\,\} +$$

$$+ Tsp/To\{\, (\alpha p+z)^2/(\alpha p\text{-}z)^2\ a^2\,(G\ p\text{-}z/G\ p+z)\,\} \qquad \text{(Gl 10.22)}$$

schreiben.

Aus (Gl 5.12) kann die Näherung

$$(\alpha p+z)^2/(\alpha p\text{-}z)^2 = (1 + z/2p)^2\,(1 - z/2p)^2 \approx (p+z)\,/\,(p\text{-}z) \qquad \text{(Gl 10.23)}$$

gewonnen werden. Für (Gl 10.22) erhält man

$$\frac{Fz}{To}\,| = T_D/To\ \{\, 2/(Qp+z)^2 + 1/m\,(1 + a^2 + 1/\,(\gamma Qp+z)^2) + m/(\gamma Qp+z)^2\} +$$

$$+ Tsp/To\ \{(p+z)/(p\text{-}z) \cdot a^2\,(Gp\text{-}z/Gp+z)\}$$

(Gl 10.24)

die zusätzliche Rauchzahl des Mischers, wenn die Diode auf der Temperatur T_D und der Spiegelab - schlussleitwert auf der Temperatur Tsp ist.

Für große Werte des Anpassfaktors m ist Gp-z a = Gp+z. Die (Gl 10.24) vereinfacht sich dann zu

$$Fz \mid_{T_o} = T_D/To \{ 2/(\gamma Qp+z)^2 + 1/m (1 + a^2 + 1/ (\gamma Qp+z)^2\} + a \{(p+z)/(p-z)\} Tsp/To \qquad \text{(Gl 10.25)}$$

Die Rauschtemperatur des Mischers erhält man mit (Gl 10.7) zu

$$Tm = \{2/(\gamma Qp+z)^2 + 1/m (1 + a^2 + 1/ (\gamma Qp+z)^2\} + m /(\gamma Qp+z)^2 \} T_D + a (p+z)/(p-z) Tsp. \qquad \text{(Gl 10.26)}$$

Als Funktion des frei wählbaren Anpassfaktors m hat Tm ein Minimum für

$$m = m_{opt} = \gamma Qp+z) \sqrt{} \{1 + a + 1/(\gamma Qp+z)^2 \}. \qquad \text{(Gl 10.27)}$$

Das Minimum ist

$$Tm, min = 2 T_D / (\gamma Qp+z)^2 \cdot \{1 + \gamma Qp+z \sqrt{} 1 + a^2 + 1/(\gamma Qp+z)^2 \} + a (p+z)/(p-z) Tsp. \qquad \text{(Gl 10.28)}$$

Für hohe dynamische Güten der Reaktanzdiode bei der Signalfrequenz und Wahl des Parameters a = 1 ist die minimal erreichbare Rauschtemperatur des Mischers

$$Tm, min = 2.8 TD /\gamma Qp+z + (p+z)/(p-z) Tsp \qquad \text{(Gl 10.29)}$$

und die verfügbare Leistungsverstärkung

$$Lv, opt = \gamma Qp+z / \sqrt{} 2 > 1. \qquad \text{(Gl 10.30)}$$

Die Mischertemperatur nach (Gl 10.26, 10.29) setzt sich aus zwei Rauschanteilen zusammen. Der erste Summand beinhaltet die Diodenverluste, der zweite den Rauschanteil des reellen Spiegelabschlussleitwertes. Wenn Konversionsgewinn auftreten soll, so ist der Anteil des Spiegels in der Rauschtemperatur stets vorhanden. Wird als Spiegelabschlussleitwert der Antennenwiderstand – z.B. einer Satelliten-Bodenstations-Antenne – verwendet, dann verringert sch der Spiegelrauschanteil entsprechend der geringeren Antennentemperatur T_A << To. Aus (Gl 10.28) und a = 1 erhält man

$$Tm, min = 2.8 T_D / \gamma Qp+z + + (p+z)/(p-z) T_A. \qquad \text{(Gl 10.31)}$$

Bei vernachlässigbaren Diodenverlusten wird durch die Mitbenutzung des Antennenwiderstandes als Spiegelabschluss ein Mischer mit konstanter zusätzlicher Rauschzahl

$$Fz = Tm/TA = (p+z) / (p-z) = konst. \qquad \text{(Gl 10.32)}$$

verwirklicht.

Diese Adaptivität bezüglich der Antennentemperatur verifiziert einen konstanten Signal- zu Rauschabstand am Ausgang eines Mikrowellen-Empfangssystems trotz variabler Bezugstemperatur T_A, z.B. durch Schwenken der Antenne in azimutaler Richtung. Der reale Mischer mit Verlusten zeigt unter den genannten Bedingungen ebenfalls diese Adaptivität, jedoch ist der durch die Diodenverluste bedingte Rauschbeitrag stets vorhanden.Bild 18 veranschaulicht die Abhängigkeit der Mischerrauschtemperatur Tm vom Generatorleitwert Gp+z – bzw. Anpassfaktor m – bei verschiedenen Werten der Größe a. Die Rauschtemperatur des Spiegels ist in der Darstellung zu Tsp = 290 K und Tsp = 50 K angenommen.

Wie man der Darstellung entnehmen kann, steigt das Rauschen des Mischers für kleine Werte von m. Für Werte des Anpassfaktors 5 < m < 15 ist ein sehr flaches Rauschminimum vorhanden. Werden Werte m = 6 bis 10 gewählt, weicht der Konversionsgewinn nach (Gl 9.22) und Bild 13 nur wenig vom maximalen ab.

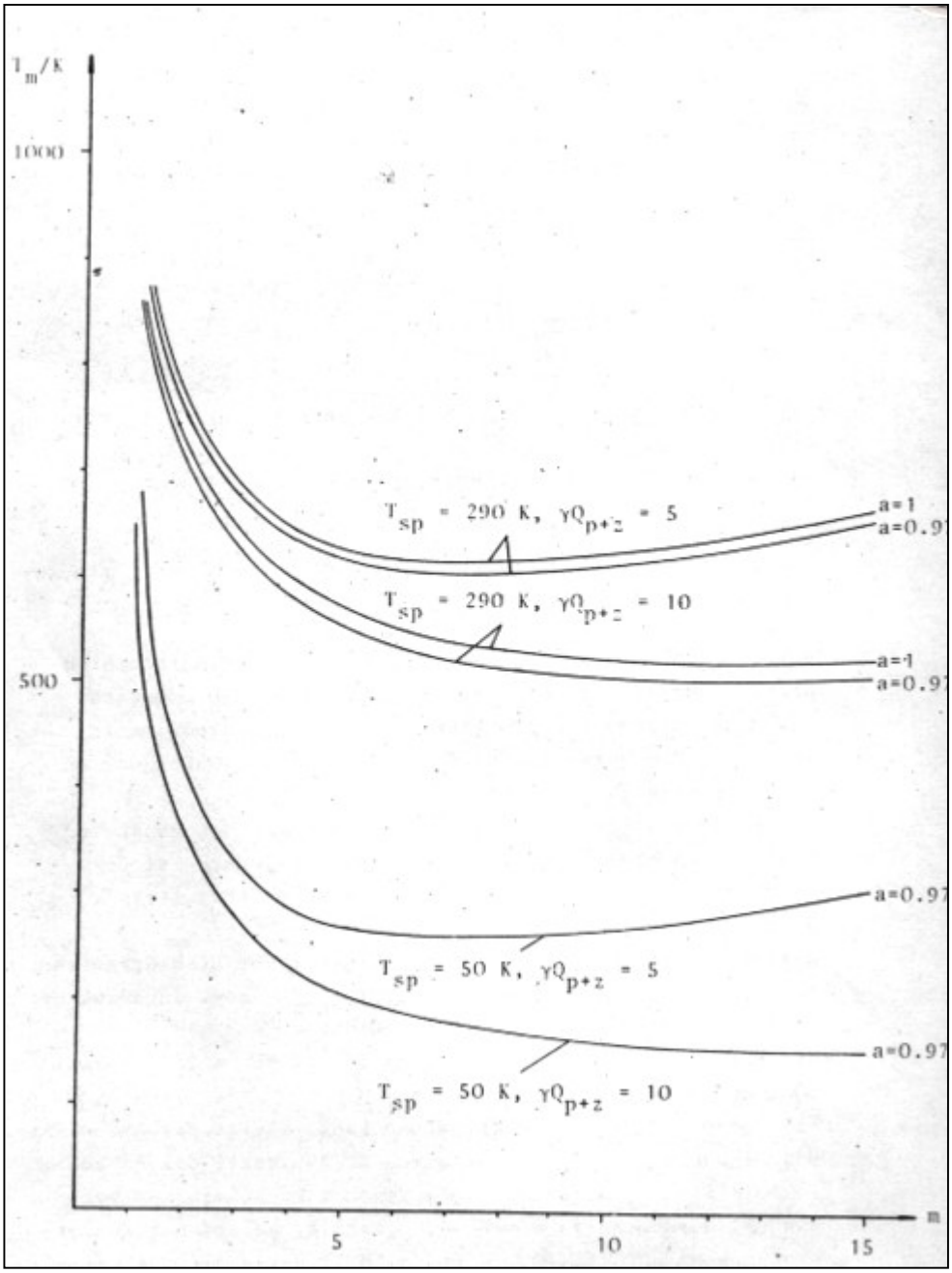


Bild 18: Die Mischerrauschtemperatur als Funktion des normierten Signalquellenleitwertes Gp+z / Gc, p+z

11. Das Produkt aus Konversionsgewinn und Bandbreite

11.1 Die Bandbreite bei der Zwischenfrequenz

Das Konversions-Bandbreite Produkt ist nahezu eine Konstante. Es beschreibt die Austauschbarkeit zwischen Konversionsgewinn und Bandbreite. Die in das Produkt einzusetzende Bandbreite muss die kleinste im System vorhandene sein. Das ist wegen Bp+z >> Bz die Bandbreite des Zwischenfrequenzkreises. Für den ZF-Ausgang des ausgesteuerten Mischers bei Resonanz gilt die Schaltung Bild 19

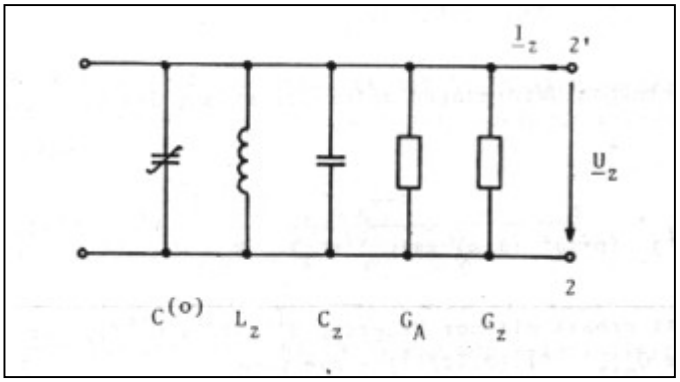


Bild 19: ZF Ersatzschaltung des ausgesteuerten Mischers

mit der Bandbreite

$B_{ZF} = G_A(1 + m_A) / 2\pi (C^{(o)} + Cz)$ (Gl 11.1)

m_A ist dabei der Anpassfaktor am Ausgang des Mischers mit der Definition

$m_A = Gz/G_A$ (Gl 11.2)

und Gz der transformierte ZF-Lastwiderstand G`z.

11.2 Das Produkt aus Konversionsgewinn und ZF- Bandbreite

Der Konversionsgewinn entnimmt man der (Gl 9.21), der mit den (Gl 9.6), (Gl 9.7) als

$Lv = z/(p+z) \cdot m /(1+ m) \cdot (G_+ / G_A)$ (Gl 11.3)

geschrieben werden. Mit den (Gl 11.1), (Gl 11.3) erhält man das Produkt

$Lv\, B_{ZF} = z/(p+z) \cdot m /(1+ m) \cdot G_+ (1 + m_A) /\{2\pi (C^{(o)} + Cz)\}$ (Gl 11.4)

und nach einigen Umformungen unter Verwendung der (Gl 9.8)

$Lv\, B_{ZF} = z^2 /(p+z)^2 \cdot m /(1 + m)^2 \cdot (1 + m_A) \,|\, \underline{C}^{(1)} |^2 \; S^{(o)2} / \{2\pi (C^{(o)} + Cz) R_D\}$ (Gl 11.5)

Das Produkt erhält mit der Näherung $S^{(o)} \approx 1/(\alpha z\, C^{(o)})$, der Diodengüte Qp+z - (Gl 9.12, 13) – die Form

$Lv\, B_{ZF}/fz = z /(p+z) \cdot m / (1+ m)^2 \cdot (1 + m_A) \cdot \gamma^2 Qp+z \;/\; \alpha z (1 + Cz/C^{(o)})$. (Gl 11.6)

12. Der Eingangsleitwert des Mischers

Wir berechnen noch den Eingangsleitwert des Mischers zu

$$G_E = \underline{I}p+z / \underline{U}p+z \,|_{\underline{I}z = 0} - Gp+z \qquad \text{(Gl 12.1)}$$

des Mischers für Resonanz angeben. Aus der Konversionsmatrix (Gl 9.1) wird mit (Gl 8.7) der Eingangsleitwert

$$G_E = Gc,p+z + z\,(p+z) / \alpha^2 p+z \cdot |\underline{C}^{(1)}|^2 / \{ Gz + Gv,z + Gc,z - G- \} \qquad \text{(Gl 12.2)}$$

erhalten. Mit (Gl 9.4) im Hinblick auf (Gl 9.5) kann der von der Aussteuerung abhängige Leitwert umgeformt werden und man erhält

$$G_E = (Gp+z /m) \; \{1 + G_+ (1 + m) /(Gz + Gv,z + Gc,z - G-) \} \qquad \text{(Gl 12.3)}$$

mit dem Anpassfaktor m nach (Gl 9.7) und dem Resoanzleitwert Gres,z nach (Gl 8.7). Der Eingangsleitwert des ungepumpten Mischers ist mit $G_+ \rightarrow 0$

$$G_E = (Gp+z / m) \approx Gc,p+z \qquad \text{(Gl 12.4)}$$

Zu berücksichtigen ist die Tatsache, dass sich im geringen Maße auch die mittlere Elastanz $S^{(o)}$ mit der Aussteuerung ändert.

13. Zusammenfassung der wichtigsten Gleichungen des Mischers

Zum schnellen Überblick der wichtigsten Größen, sei folgende Formelsammlung angegeben:

Grenzfrequenz der Diode in der Schaltung

$$\omega c = S^{(o)} / R_D \; \{1 + 1/S^{(o)}Cz\} \qquad \text{(Gl 5.8)}$$

Pumpfrequenz des Mischers

$$p^2 = 1/L_D \; \{S^{(o)} + 1/Cz\} \qquad \text{(Gl 5.9)}$$

Aussteuerungsverhältnis

$$\gamma = |\underline{S}^{(1)}| / S^{(o)} = |\underline{C}^{(1)}| / C^{(o)} \qquad \text{(Gl 5.18)}$$

Transformationsfaktoren

$$\alpha z = \{1 - (z/\omega_k)^2\} \qquad \text{(Gl 5.11)}$$

$$\underline{\alpha}p\pm z = \alpha p\pm z = \{1 + S^{(o)}/Cz\} \cdot \{1 - (p\pm z)/p)^2\}. \qquad \text{(Gl 5.12)}$$

Diodenverluste bei oberen und unteren Seitenband

$$Gc,p\pm z = (p\pm z)^2 R_D/S^{(o)2}\{1 + 1/S^{(o)}Cz\}^2 \; \{1 - (p\pm z)^2/p^2\}. \qquad \text{(Gl 7.12)}$$

Entdämpfender Leitwert auf der ZF Seite

$G- = z(p-z)|\underline{C}^{(1)}|^2 / \{\alpha^2 p-z\ (Gc,p-z + Gc,p-z)\}$ (Gl 8.3)

Bedämpfender Leitwert auf der ZF-Seite

$G_+ = z(p+z)\ |\underline{C}^{(1)}|^2 / \{\alpha^2,p+z\ (Gp+z + Gc,p+z)\}$ (Gl 9.6)

Anpassfaktor

$m = G,p+z / Gc,p+z$ (Gl 9.7)

Verfügbarer Konversionsgewinn

$Lv = m / (1+m) \cdot (\gamma Qp+z)^2 \ / \ \{1 + (1- a)/(1+ m) \cdot (p+z/z)\ (\gamma Qp+z)^2\}$ (Gl 9.22)

Rauschtemperatur des Mischers

$Tm = \{2/(\gamma Qp+z)^2 + 1/m\ (1 + a^2 + 1/(\gamma Qp+z)^2\} + m/(\gamma Qp+z)^2\}\ T_D + a\ (p+z)/(p-z)\ Tsp.$ (Gl 10.26)

Minimale Rauschtemperatur für a →1

$Tm, min = 2.8\ TD / \gamma Qp+z + (p+z)/(p-z)\ Tsp$ (Gl 10.29)

Anpassfaktor

$m_A = Gz/G_A$ (Gl 11.2)

Konversions – Bandbreite Produkt

$Lv\ B_{ZF}/fz = z/(p+z) \cdot m / (1+ m)^2 \cdot (1 + m_A) \cdot \gamma^2 Qp+z \ / \ \alpha z\ (1 + Cz/C^{(o)}).$ (Gl 11.6)

Eingangsleitwert bei der Signalfrequenz

$G_E = (Gp+z/m)\ \{1 + G_+ (1 + m)/(Gz + Gv,z + Gc,z - G-)\}$ (Gl 12.3)

Größe a

$a = (p+z)/(p-z) \cdot (1 + z/2p)^2/(1 - z/2p)^2 \cdot (Gp+z + Gc,p+z) / (Gp-z + Gc,p-z)$ (Gl 9.16)

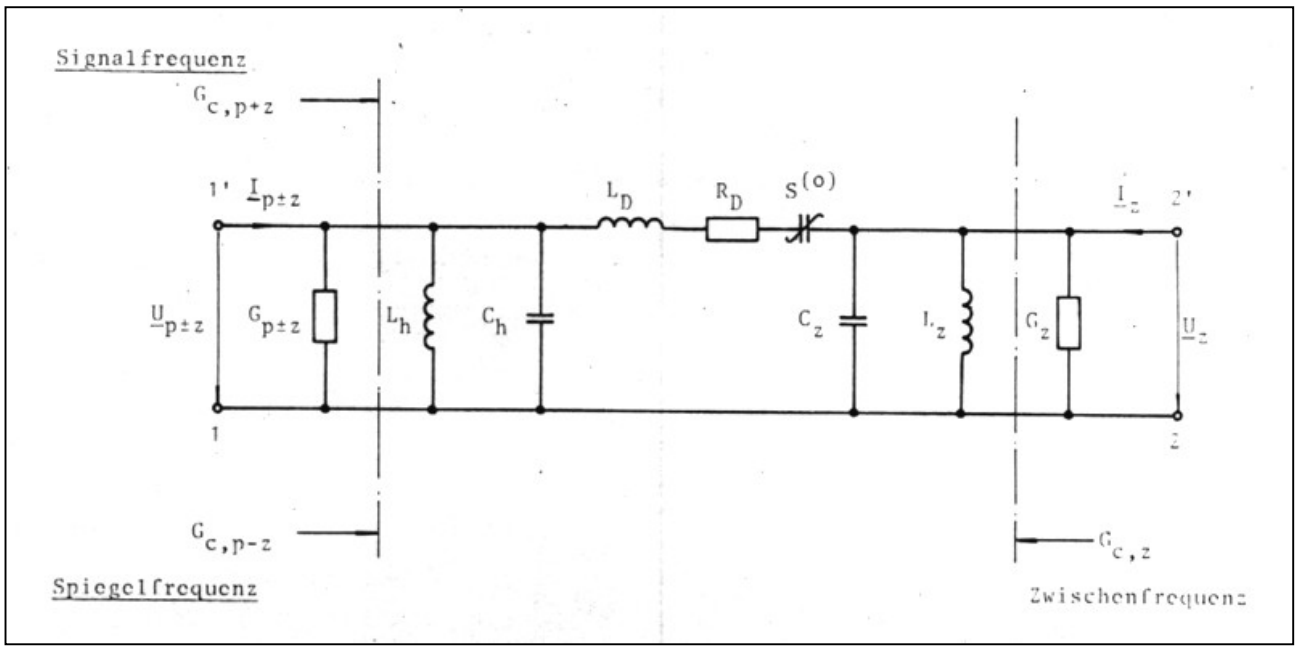


Bild 20: Der parametrische Abwärtsmischer bei den drei Frequenzen p±z, z

14. Der Mikrowellenaufbau

14.1 Überlegungen zur Auswahl der Schaltung des Mischers

Die in Bild 2 vorgestellte Schaltung mit konzentrierten Elementen löst das 4-Frequenzen Problem in einfacher Weise. Sie ist im Hinblick auf eine Realisierung mit Leitungen, Leitungskreisen und Hohlleiterkreise der Mikrowellentechnik ausgesucht. Neben der schon genannten Forderung nach Abstimmbarkeit auf die Frequenz p±z, z, haben weitere Überlegungen zur Auswahl der Schaltung geführt. Die Versorgung der Reaktanzdiode mit Vorspannung – Einstellung eines Arbeitspunktes – erfordert eine Gleichstrompfad. Wird die Spannung über eine Bias-T von der ZF – Seite aus zugeführt, so wird hinter der ±Induktivität Lh des Parallelkreises Lh, Ch.
Zur Entkopplung der hoch- und zwischenfrequenten Kreise des ungepumpten Mischers muss bei der Zwischenfrequenz z in der Ebene 1“ – 1` ein Kurzschluss bestehen, der eine Belastung der ZF-Schaltung mit den Leitwerten Gp±z, Gp verhindert. Jede ungewollte Belastung des Zwischenfrequenzkreises beeinflusst den Mischgewinn negativ und erhöht die Rauschtemperatur. Der Parallelkreis Lh, Ch, abgestimmt auf Pumpfrequenz übernimmt auch diese Aufgabe, da er weit unterhalb seiner Resonanzfrequenz nahezu einen Kurzschluss darstellt. Der hohe induktive Widerstand der π Filter Induktivität Lz bei den Frequenzen p±z, p, gewährleistet eine Entkopplung des zwischenfrequenten Schaltungsteils bei diesen Frequenzen, so dass keine Belastung der hochfrequenten Schaltung durch den Lastleitwert Gz auftritt.

Für den Mikrowellenaufbau wird weiterhin gefordert, dass

a. die zur Abstimmung notwendigen Kreiskonfigurationen mit Leitungs – und Hohlleiterelementen realisiert werden können.

b. die Schaltung nach Bild 2 in das heute ausschließlich verwendet 50 Ω System eingebettet werden muss.
Dazu ist eine Transformation der Leitwerte des oberen und unteren Seitenbandes Gp±z bei den jeweiligen Frequenzen ohne Verstimmung der Schaltung erforderlich.

c. die Ankopplung der Pumpquelle mit gleichzeitiger Transformation des niederohmigen Diodenwiderstandes zur Leistungsanpassung, eine Verstimmung und Belastung der Schaltung bei allen anderen Frequenzen ausschließt.

d. für die Pumpfrequenz am Mischer – Eingang ein Kurzschluss vorhanden ist, um eine Abstrahlung von Pumpleistung über die Antenne zu verhindern.

e. die Pumpquelle den rauscharmen Nachverstärker nicht übersteuert

f. ein Anregen von Hohlleiter–Moden vermieden wird. Geeignet ist daher nur ein streng symmetrischer Aufbau des Mischers

14.2 Die Mikrowellenstruktur des Mischers

Die nach den genannten Forderungen entwickelte Mikrowellenstruktur ist in Bild 21 dargestellt. Die darin fehlende Pumpeinkopplung ist dem Bild 22 zu entnehmen.
In Bezug auf Bild 2 ist in der Ebene 1“ – 1` der Parallelkreis Lh, Ch nachgebildet durch zwei parallel geschaltete λ/4 Stichleitungen mit dem Wellenwiderstand 2 Zh – angeordnet. Diesem parallel liegt der niederohmige Serienkreis mit den Diodenelementen $C^{(o)}$, R_D, der als Leitung ausgebildeten Induktivität L_D und dem Ringkondensator Cz. Dieser ist auf der Leitung „ L_D“ verschiebbar angeordnet und erlaubt damit die Abstimmung des Serienkreises auf die Pumpfrequenz p. Ausgehend von der Ébene 1“ – 1` zur Ebene 1` - 1 ist der Leitwert Gp+z beim oberen Seitenband und Gp-z beim unteren Seitenband in den für beide Frequenzen gemeinsamen Generatorleitwert Gs = 20 mS zu transformieren.
Diese zwei Frequenz-Transformation erfolgt mit der Verbindungsleitung 1`- 1“, die ungefähr λ/4 lang ist.

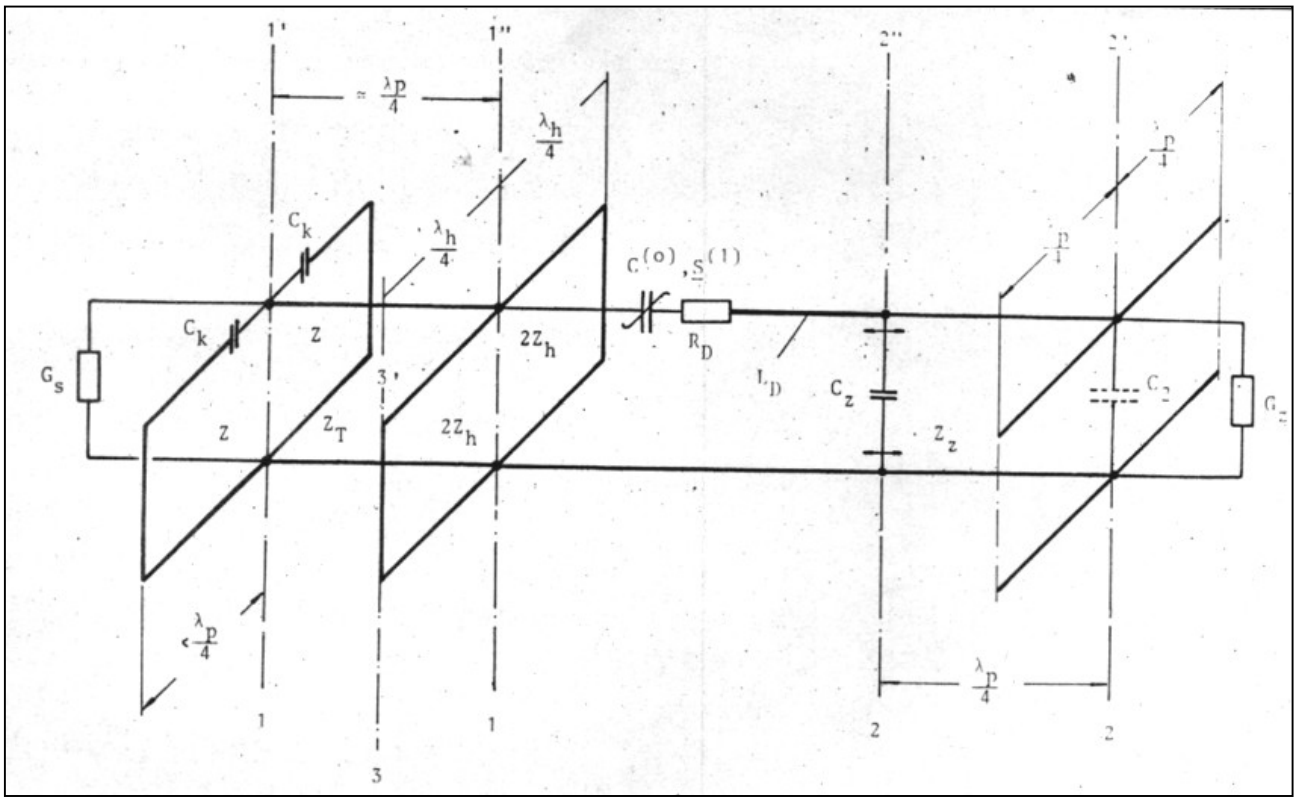


Bild 21: Mikrowellenstruktur des Gleichlage-Abwärtsmischers ohne Signal- und Rauschquellen

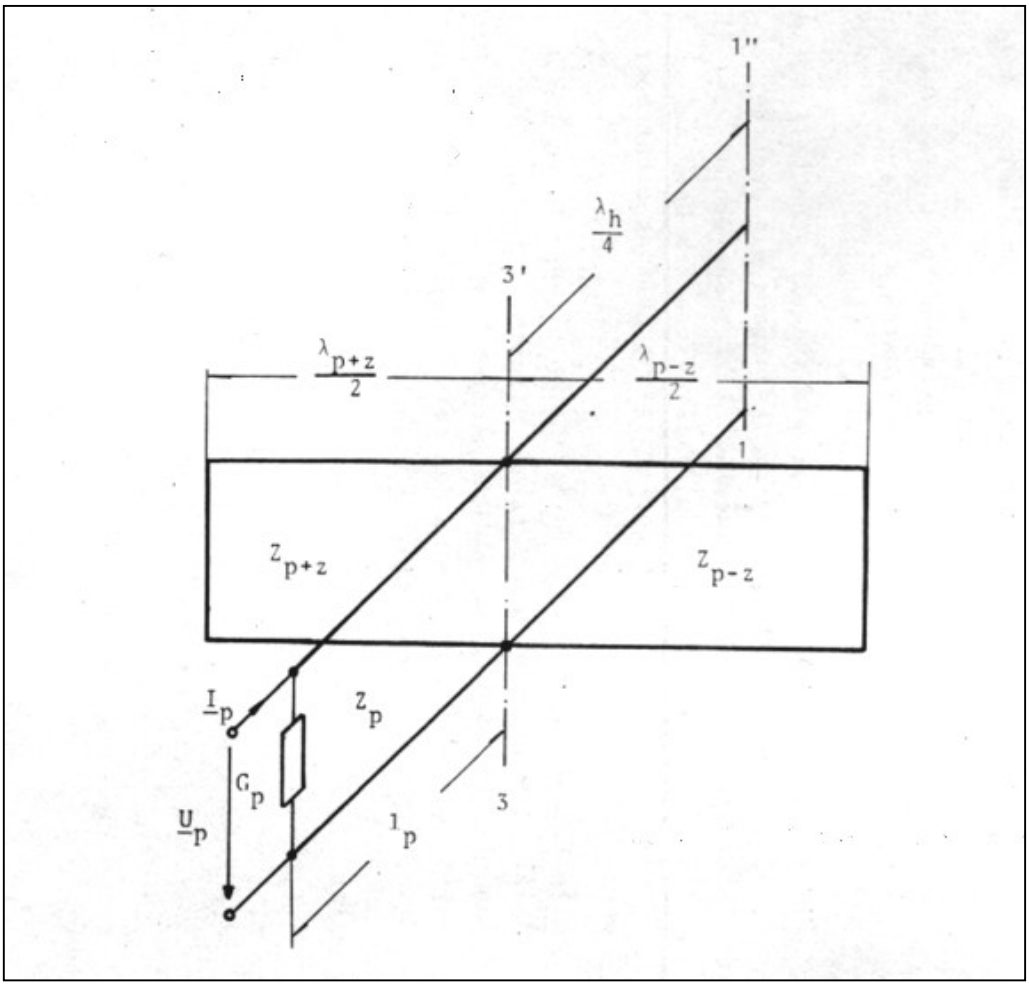


Bild 22: Mikrowellenstruktur der Pumpeinkopplung

Die mit C_k lose an den Innenleiter angekoppelten Parallelkreise sind für die Pumpfrequenz schmalbandig auf Serienresonanz abgestimmt und erzeugen an den Klemmen 1`- 1“ einen Kurzschluss, der über die Verbindungsleitung 1` - 1“ in einen Leerlauf wird und den dort vorhandene Pumpserienkreis nicht beeinflusst. Der Kurzschluss am Mischer-Eingang verhindert das Abstrahlen von Pumpleistung über die Antenne.
Die beiden in der Ebene 1“ – 1` angebrachten Parallelschwingkreise gewährleisten zusammen mit dem genannten Pumpserienkreis die Abstimmung auf die Frequenzen p±z, p und erzeugen den zur Entkopplung notwendigen Kurzschluss für die Zwischenfrequenz z.
Der verschiebbar angeordnete Ringkondensator Cz ist Teil des auf die Zwischenfrequenz abgestimmten Pi-Filters, das eine Anpassung an den Lastleitwert Gz ermöglicht.
Der Pi-Filter Kondensator C_2 ist als symmetrische, offene λp/4-Leitung ausgeführt, die am ZF-Ausgang ein eventuell vorhandenes Pumpsignal kurzschließt. Der Kurzschluss wird durch die λp/4 Leitung des Pi-Filters in einen Leerlauf transformiert, der die hochfrequente Schaltung nicht mehr beeinflusst.

Alle kurzgeschlossenen Parallel-Stichleitungen sind koaxial, der durchgehende Teil der Struktur mit koaxialem Innenleiter aufgebaut. Der Außenleiter ist eine planparallele Plattenleitung, die an den Seiten offen ist und ein „ Hineinsehen“ in die Struktur erlaubt.
Bild 22 zeigt die Ausführung der Pumpeinkopplung. Dazu ist der Fußpunkt des ≈ λp/4 langen Leitungskreises geöffnet und mit zwei λ/2 Leitungen abgeschlossen. Diese sind auf die Frequenzen des oberen und unteren Seitenbandes abgestimmt und erzeugen in der Ebenen 3`- 3 die notwendigen Kurzschlüsse. Die nachfolgende Leitung der Länge lp dient zur Leistungsanpassung der Pumpquelle.

15. Die Dimensionierung des Mischers

Der Aufbau des Mischer im 12 GHz Bereich soll den Nachweis erbringen, dass die gemachten theoretischen Überlegungen mit den praktischen Gegebenheiten übereinstimmen.
Vorversuche an zwei Mischern im UKW-Bereich mit gleichen Umsetzungsverhältnissen bestätigen die Aussagen über Konversionsgewinn und Rauschzahl. Auch konnte die Abhängigkeit der Rauschtemperatur des Mischers von der des Spiegelleitwertes gemessen werden.
Der erste Aufbau war für die Frequenz f = 180 MHz, der zweite als Gegentaktanordnung für 12 GHz und der dritte bei der Frequenz f = 12 GHz in Eintaktanordnung, der vierte Aufbau bei f = 90 GHz und 220 GHz.
Der Nachteil der Gegentaktanordnung zeigte sich in der Tatsache, dass jeweils zwei gleiche Mischer ausgesteuert werden mussten. Die Abstimmung war schwierig und instabil bei tiefen Temperaturen. Daher wurde die Eintaktanordnung nach Bild 21 jeweils als günstigste Lösung für alle Vorhaben verwirklicht.
Der Gleichlage Abwärtsmischer mit reellem Abschlussleitwert bei der Spiegelfrequenz kann aufgefasst werden als Zusammenschaltung eines Gleichlage-Abwärtsmischers mit Konversionsverlust nach (Gl 9.25) und eines parametrischen Verstärkers für die Zwischenfrequenz fz = 2 MHz. Beide Vorgänge sind dabei an einer Sperrschicht miteinander verknüpft. Der parametrische Verstärker entdämpft die Zwischenfrequenz z mit dem negativen Leitwert G- . Wird das Umsetzungsverhältnis – der reziproke Wert des Mischverlustes des Abwärtsmischers - zu groß gewählt, muss eine erhebliche Entdämpfung des Ausgangsleitwertes erfolgen, um den gewünschten Konversionsgewinn zu erhalten. Das Umsetzungsverhältnis (p+z) / z wurde daher in allen Ausführungen zu 6 : 1 festgelegt. Als Beispiel für die Realisierung sei der Mischer für die Signalfrequenz f = 12 GHz ausgewählt.

15.1 Die Elemente der Ersatzschaltung der Reaktanzdiode

Zur Dimensionierung des Mischers im 12 GHz Bereich ist die Kenntnis der Elemente der Diodenersatzschaltung nach Abschnitt 4.1 erforderlich. Die geometrischen Abmessungen der verwendeten Reaktanzdiode sind dem Bild 23 zu entnehmen

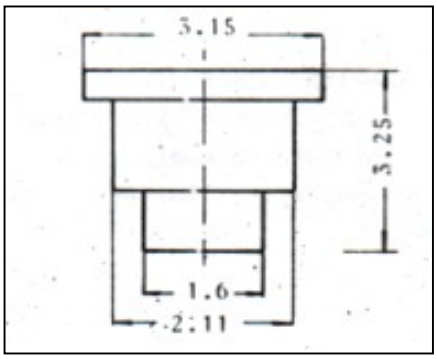


Bild 23: Geometrie der Reaktanzdiode mit dem Gehäuse 093 -100 von Alpha Industries

Die Abmessungen sind bis etwa 60 GHz klein gegenüber der Wellenlänge λ, so dass die Elemente der Ersatzschaltung bis zu dieser Frequenz als konzentriert angenommen werden können. Für die höheren Frequenzen, über 100 GHz, werden gebondete Dioden (Ultraschall-Wedge-Wedge-Bonden) ohne Gehäuse in die Hohlleiterstruktur integriert.
Zur Messung der Ersatzelemente wird die Diode in einen koaxialen Messadapter mit bekannten Eigenschaften eingesetzt und bei fester Vorspannung der Impedanzverlauf in dem verwendeten Frequenzbereich sowie die Serienresonanz bestimmt. Die Messungen sind mit einem Netzwerkanalysator leicht durchführbar.
Daraus können die Ersatzelemente Li, $Si^{(o)}$, Ri und Cg berechnet werden. Die vollständige Ersatzschaltung nach Bild 7 erhält man nur bei Kenntnis der schwer zu messenden, inneren Parallelresonanz nach (Gl 4.3).
Daher sind in Ergänzung zu en Messdaten einiger Hersteller Angaben zum Gehäuse 093-100 notwendig. Die verwendete GaAs Varaktor Diode der Fa. Alpha Industries ist eine Sonderfertigung ähnlich dem Dioden Typ DVE-6347B.

Für eine Vorspannung von Uv = - 1V wurden folgende Ersatzdaten der Reaktanzdiode ermittelt.

Ri = 3.4 Ω

$1/ Si^{(o)} = 0.4$ pF

Li = o.3 nH

$L_A = 0.22$ nH

Cg = 0.27 pF

fs = 9.7 GHz

$\gamma = ¼$

Darin ist

$fs = ½ \pi \sqrt{S(o) /L`_D}$

die Serienresonanzfrequenz der Diode. Die innere Parallelresonanz liegt nach (Gl 4.3) bei

$fi = \omega i / 2\pi = 22.8$ GHz

und die errechnete Serienresonanzfrequenz nach (Gl 4.5, 15.1) ist fs = 9.75 GHz, die vom gemessenen Wert ein wenig abweicht, das die Hersteller Angaben der Gehäusekapazität Cg und der inneren Induktivität Li Mittelwerte darstellen.
Die Grenzfrequenz der Diode errechnet sich nach (Gl 4.4) zu

fg = 290 GHz

und der Diodenwiderstand nach (Gl 4.6)

$R_D = 2.05$ Ω.

Nach (Gl 4.7) ergibt sich eine mittlere Elastanz

$S^{(o)} = 1 / 0.67$ pF.

Zur Berechnung des Transformationsfaktors nach (Gl 5.11) und der Bestätigung der in Abschnitt 5 gemachten Voraussetzungen, ist ωk nach (Gl 5.10) zu ermitteln. Dazu muss die Induktivität Lh des eingangsseitigen Parallelkreises nach (Gl 7.9) und Induktivität L_D bekannt sein. Die in (Gl 7.9) auftretende Pi-Filter Kapazität Cz ist darin unbekannt und ein Ergebnis der nachfolgenden Berechnungen des Mischers. Es kann gezeigt werden, dass $Cz = 1/ S^{(o)}$ werden muss, um eine maximale Bandbreite des Mischers zu erhalten.

Die Induktivität L_D bestimmt sich aus der Resonanzbedingung des Pumpserienkreises nach (Gl 5.9).

Man erhält mit $Cz = 1/ S^{(o)}$ sowie den Frequenzen fp+z = 12 GHz, fp = 10 GHz die Induktivität zu

Lh = 0.13 nH

und die zur Abstimmung des Pumpkreises notwendige Gesamtinduktivität

$L_D = 0.75$ nH.

Daraus berechnet sich die Frequenz

$fk = \omega k / 2\pi = 6.5$ GHz

und endlich der Transformationsfaktor

$\underline{\alpha}z = \alpha z = 0.91.$

dessen Imaginärteil vernachlässigbar klein ist.

Die in den Ableitungen gemachten Voraussetzungen und Näherungen $\omega g >> p+z$ und $C(o) \approx 1/S^{(o)}$ sind damit gerechtfertigt.
Bei der Messung der Diodendaten ist die Bedingung der Aussteuerung nicht gegeben. Daher wird für $Si^{(o)}$ nur eine Näherung erhalten, der jedoch dem praktischen Wert von $Si^{(o)}$ sehr nahe kommt.
Die Änderung der mittleren Elastanz bzw. Kapazität bei Aussteuerung gegenüber den messtechnisch ermittelten Werten kann geringes verändern der Diodenvorspannung beim Betrieb des Mischers kompensiert werden.

15.2 Die Berechnung des Parallelkreises Lh, Ch

Abweichend von der Schaltung nach Bild 2 wird der Parallelkreis Lh, Ch als Leitungskreis ausgeführt.
Zur Berechnung gilt dann die Schaltung nach Bild 24

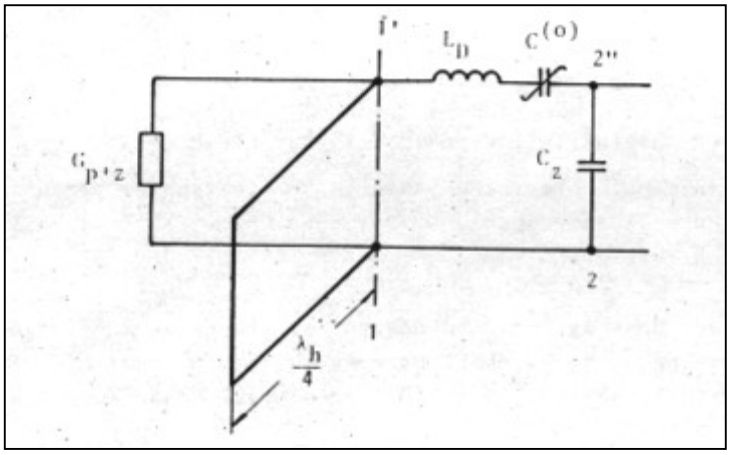


Bild 24: Leitungsstruktur de eingangsseitigen Parallelkreises Lh, Ch

Zwischen den Klemmen 1`- 1 ist im Gegensatz zu den (Gl 7.8) und (Gl 7.9) die Beziehung

$$\underline{Y}\ 1` - 1 = - j\ 1/Z_h \operatorname{ctg} (\omega\ l_h /c) + j\ 1 / \{ j\omega L_D - j\ (1+Cz\ S^{(o)})/\omega Cz \} \qquad \text{(Gl 15.2)}$$

gültig.
Für Resonanz muss $\underline{Y}$ 1` - 1 = 0 sein. Mit der Pumpfrequenz p nach (Gl 5.9) und der Leitungslänge des Parallelkreises $l_h = \lambda_h / 4 = \pi\ c/2h$ folgt aus (Gl 15.2)

$$Z_h \tan (½\pi\ (p\pm z) / h) = (1 + Cz\ S^{(o)}) /(p\pm z)\ Cz \cdot \{1 - (p\pm z/p)^2 \}. \qquad \text{(Gl 15.3)}$$

Bildet man das Verhältnis

$$\tan(½\ \pi\ p+z / h) / \tan(½\ \pi\ p-z / h) = (p-z / p+z) \cdot \{1 - (p+z/p)^2 \} / \{1 - (p-z/p)^2 \} \qquad \text{(Gl 15.4)}$$

erhält man eine Bestimmungsgleichung für die Resonanzfrequenz h de Leitungskreises. Eine geschlossene Lösung der (Gl 15.4) gelingt nur, wenn p+z ein ganzen Vielfaches von p-z ist.

Mit einem einfachen Tischrechner kann die Lösung

$fh = h/2\pi = 9.809$ GHz

gefunden werden.

Bei bekannter Resonanzfrequenz h folgt für den Wellenwiderstand der Leitung nach (Gl 15.3)

$Z_h = (1 + Cz\, S^{(o)}) / (p+z)Cz \cdot \{1 - (p+z/p)^2 / \tan(\frac{1}{2}\pi\, p+z / h)\}.$ (Gl 15.5)

Setzt man die schon bekannten Wertepaare Cz, $S^{(o)}$ und h in (Gl 15.3) ein, erhält man den niederohmigen Wellenwiderstand

$Z_h = 6.37\ \Omega$

der mit einer koaxialen Leitung nicht oder nur schwer realisiert werden kann. Zur Vermeidung der Hohlleiter Resonanzen bietet sich für einen symmetrischen Aufbau die Parallelschaltung zweier gleicher Parallelkreise mit dem doppelten Wert des Wellenwiderstandes an.
Die Ausführung zeigt Bild 25.

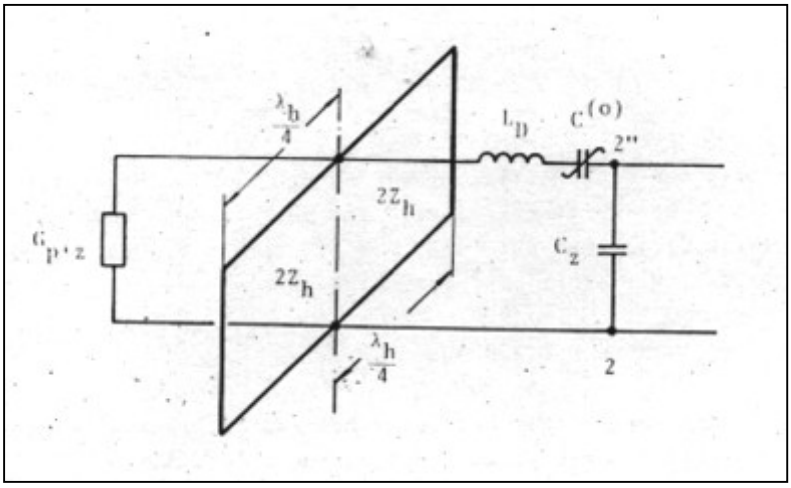


Bild 25: Symmetrische Ausführung des eingangsseitigen Parallelkreises mit Leitungen

Der erforderliche Wellenwiderstand für den Leitungskreis ist

$Z_H = 2\, Z_h = 12.75\ \Omega$

und die Leitungslänge mit $fh = h/2\pi = 9.809$ GHz

$l_h = \lambda_h/4 = \frac{1}{4}\ 300 / 9.809 = 7.646$ mm

beides Werte, die sich technisch verwirklichen lassen. Bei einer koaxialen Anordnung mit rundem Innen- und Außenleiter erhält man aus der bekannte Gleichung für Luft als Dielektrikum

$Z_H = 60 \ln (D/d)$ (Gl 15.6)

ein Durchmesserverhältnis von D/d = 1.23.

15.2 Die Berechnung des Pumpserienkreises mit Ausführung des ZF-Kondensators Cz

Der Pumpserienkreis zwischen den Klemmen 1`-2“-2 in Bild 24 ist auf die Pumpfrequenz p in Serienresonanz abgestimmt. Für Resonanzfrequenz gilt die (Gl 5.9). Die zur Abstimmung des Pumpkreises notwendige Gesamtinduktivität $L_D$ enthält die Diodeninduktivität $L_D$` nach (Gl 4.5).
Mit den Messwerten der Diode erhält man

L_D`= 0.39 nH.

Zur Berechnung der zusätzlich als Leitungsstück einzusetzenden Induktivität

$$Lzu = L_D - L_D` \qquad \text{(Gl 15.7)}$$

muss nach (Gl 5.9) der ZF-seitige Ringkondensator Cz bekannt sein.
Wird dieser als koaxialer Ringkondensator mit Teflon als Dielektrikum ausgeführt – Bild 26 –

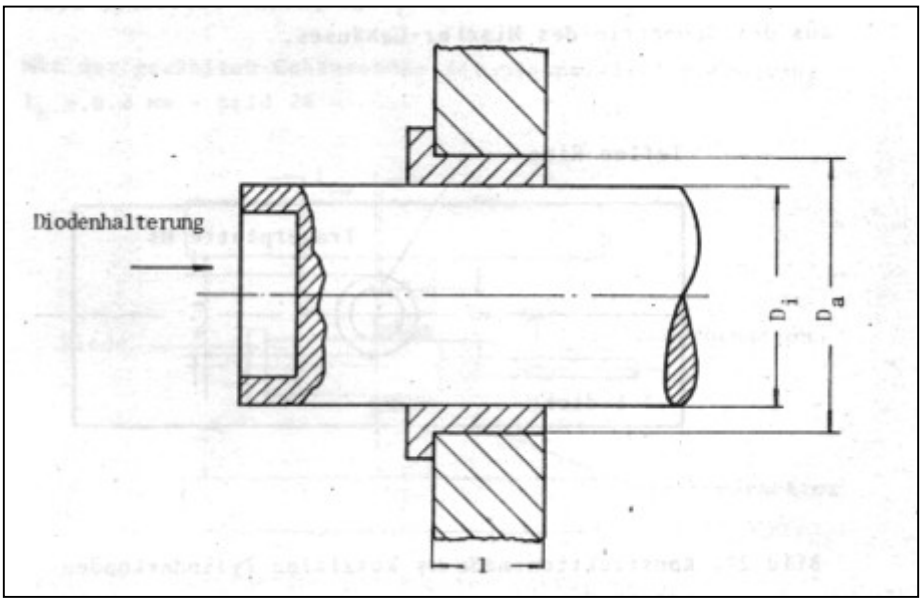


Bild 26: Konstuktion des ZF-seitigen koaxialen Zylinderkondensators Cz

kann für Kapazität die zugeschnittene Größengleichung

$$Cz\ /pF = 0.56\ \varepsilon_r\ (l/cm + 0.17\ Da/cm) / \ln (Da/Di) \qquad \text{(Gl 15.8)}$$

mit den Bezeichnungen nach Bild 25 angegeben werden.

ε_r ist die relative Dielektrizitäts-Konstante, die für Teflon den Wert 2 hat.

Mit Rücksicht auf die Abmaße der Reaktanzdiode nach Bild 22 muss der Innendurchmesser Di zu ca. 3 mm und die verschiebbare Trägerplatte des Kondensators zu l > 1 mm gewählt werden.
Die Auswertung der (Gl 15.8) ergibt mit einem Außendurchmesser Da = 4.1 mm und einer Plattenstärke von 1.5 mm den Kapazitätswert

Cz = 0.63 pF

der praktisch dem Wert 1 / $S^{(o)}$ entspricht. Die Draufsicht - Bild 27 – enthält die Abmaße des Zylinderkondensators Cz.

Die Maße der Trägerplatte bestimmen sich aus der Geometrie des Mischer-Gehäuses.

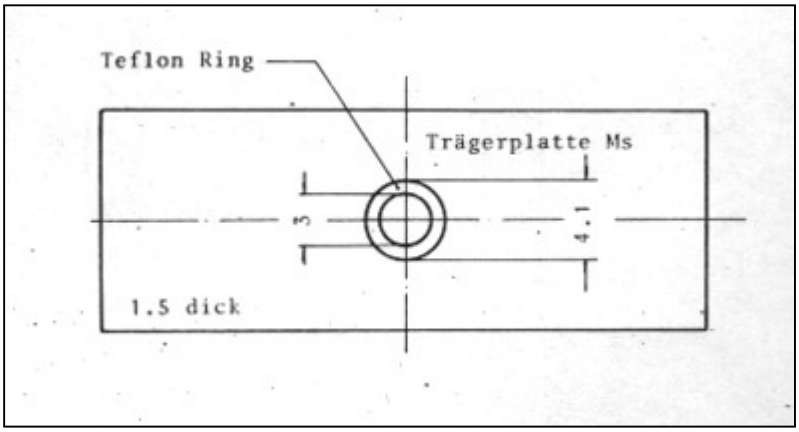


Bild 27: Konstruktionsmaße des koaxialen Zylinderkondensators Cz

Mit dem Wert des Kondensators Cz bestimmt sich die Induktivität LD nach (Gl 5.9)

$L_D = 0.77$ nH

muss eine zusätzliche Induktivität

Lzu = 0.38 nH

in den Pumpkreis eingefügt werden.
Diese wird durch ein Leitungsstück der Länge lzu realisiert. Sichert man sein eine Abstimmmöglichkeit des Pumpkreises durch Verschieben des Ringkondensators auf der Leitung „ Lzu“ kann ein Wert von Lzu = 0.5 nH gewählt werden.
Bei bekanntem Wellenwiderstand Z der als Leitungsstück ausgebildeten Induktivität gilt die Größengleichung

$Lzu = Z/30\,\Omega \sqrt{\varepsilon_r}$ nH/cm.

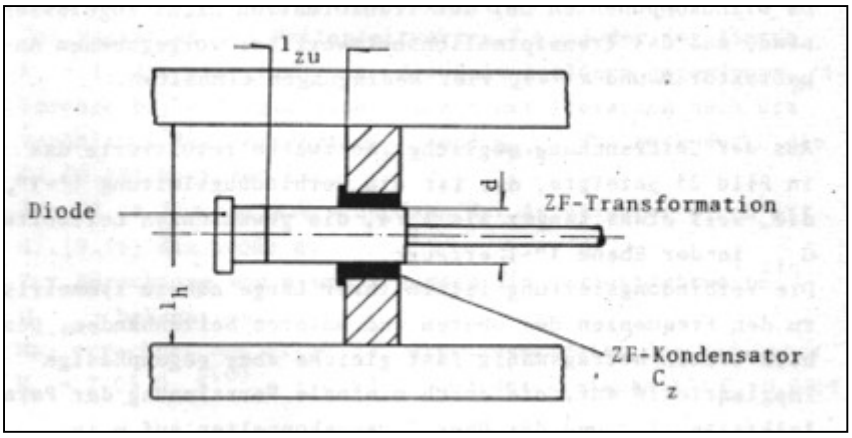


Bild 28: Konstruktion des Pumpserienkreises

Mit der gewählten Gehäusehöhe der planparallelen Anordnung lh = 6.2 mm – Bild 28 – und dem Innendurchmesser des Zylinderkondensators, erhält man den Wellenwiderstand

$Z = 57.9\,\Omega$

der mit lh = 6.2 mm, d = 3 mm aus der bekannten Gleichung

$$Z = 60 \ln (1.27\ lh/d) \qquad \text{(Gl 15.9)}$$

berechnet wurde. Anschließende Messungen der Kapazität Cz ergaben einen, wegen der unvermeidlichen Streukapazitäten, größeren Wert. Die Bohrung der Trägerplatte wurde deshalb auf 4.2 mm aufgerieben um den gewünschten Kapazitätswert zu erhalten.

15.4 Die Transformation der Leitwert Gp±z beim oberen und unteren Seitenband

Ein zentrales Problem bei der Realisierung des Mischers ist die erforderliche Transformation des reellen Leitwertes Gp+z bei der Signalfrequenz und Gp-z bei der Spiegelfrequenz in den für beide Frequenzen gemeinsamen Generatorleitwert Gs.
Da Blindkomponenten bei der Transformation nicht zugelassen sind, muss das Transformationsnetzwerk bei vórgegebenen Anpassfaktor m und a → 1, vier Bedingungen einhalten.

Aus der Untersuchung möglicher Netzwerke resultierte das in Bild 21 gezeigte, das ist die Verbindungsleitung 1´ - 1“, die, weil etwas länger als λp/4, die gewünschten Leitwerte Gp±z in der Ebene 1“ – 1`erzeugt. Die Verbindungsleitung ist in ihrer Länge nahezu symmetrisch zu den Frequenzen des oberen und unteren Seitenbandes. Deshalb treten betragsmäßig fast gleiche aber gegenphasige Imaginärteile auf, die durch minimale Verstimmung der Parallelkreise (Z_h) und der über C_k angekoppelten auf p in Serienresonanz abgestimmten Kreise beseitigt werden können.
Nachteilig bei dieser einfachen, aber leicht realisierbaren Leitungsstruktur ist, dass bei fester Leitungslänge l_T und gegebenem Wellenwiderstand Z_T, der Anpassfaktor m und Spiegelgröße a nicht mehr frei wählbar sind. Zwar kann ZT in weiten Grenzen verändert werden, jedoch die Einstellung a = 1 und m = mopt ist nicht möglich.
Die Transformationsaufgabe ist mit einem Tischrechner, in den die Leitungsgleichungen

$$\underline{Y} = Y_T \cdot Gs + j\, Y_T \{\tan (½ \pi (p\pm z/p))\, K_1\} / \{Y_T + j\, Gs \tan (½ \pi (p\pm z/p))\, K_1) \} \qquad \text{(Gl 15.10)}$$

bzw. getrennt nach Real- und Imaginärteil

$$\mathrm{Re}\{ \underline{Y} \} = Y_T^2\, Gs \{1 + \tan^2 (½ \pi (p\pm z/p)\, K_1) / \{Y_T^2 + Gs^2 \tan^2 (½ \pi (p\pm z/p)\, K_1)\} \qquad \text{(Gl 15.11)}$$

$$\mathrm{Im}\{ \underline{Y} \} = (Y_T^2 - Gs^2) \{1 + \tan (½ \pi (p\pm z/p)\, K_1) / \{Y_T^2 + Gs^2 \tan^2 (½ \pi (p\pm z/p)\, K_1)\} \qquad \text{(Gl 15.12)}$$

eingegeben werden, leicht lösbar. Bei Variation des Wellenleitwertes Y_T und der Konstanten $K_1 > 1$, die eine Veränderung der Leitungslänge gegenüber λp/4 beschreibt, erfolgt die Abfrage der Iteration nach dem Verhältnis der Leitwerte Gp+z und Gp-z, das auch durch die (Gl 9.18) bestimmt ist.

Aus (Gl 9.7) bestimmt sich dann der Anpassfaktor m und mit (Gl 9.16) die Spiegelgröße a.
Zur Berechnung von m und a müssen die Verlustleitwerte Gc,p±z bekannt sein.

Man errechnet aus (Gl 7.12) mit den Messdaten des Varaktors $R_D = 2.05\ \Omega$, $S^{(o)} = 1 / 0.67$ pF und der ZF Kapazität Cz = 0.63 pF

Gc,p+z = 9.6 mS und Gc,p-z = 4.23 mS

Mit Verwendung der errechneten Verlustleitwerte Gc,p±z sind die dem Rechner entnommenen Daten

YT = 39 mS

$Z_T = 25.6\ \Omega$

Gp+z = 57.05 mS

Gp-z = 61.9 mS

m = 5.7

K_1 = 1.02

Die Leitungslänge der eingangsseitigen Transformationsleitung mit dem Wellenwiderstand Z_T = 25.6 Ω ist 2% länger als λp/4 zu wählen. Daraus die Länge der Leitung

l_T = 7.65 mm.

Mit (Gl 15.9) für den Wellenwiderstand einer planparallelen Leitungsstruktur mit koaxialem Innenleiter, errechnet sich eine Verhältnis von Plattenabstand und Innendurchmesser

l_h /di = 1.2.

Die Gehäusehöhe (Plattenabstand der koaxialen Leitung) ist im Bereich der Eingangsleitung ebenfalls 6.2 mm, so dass ein Durchmesser de Innenleiters von

di = 5.13 mm

gewählt werden muss. Die Spiegelgröße a, maßgebend für den Konversionsgewinn, berechnet sich nach (Gl 9.16) zu a = 0.97. Wie die Darstellungen „ Konversionsgewinn als Funktion von a, m“ nach Bild 13 und „Rauschtemperatur als Funktion von m“ in Bild 18 zeigen, ergibt sich mit dem Wertepaar a, m eine nur unwesentliche Verschlechterung des Konversionsgewinn bzw. der Rauschtemperatur in Bezug auf die optimal erreichbaren Werte.

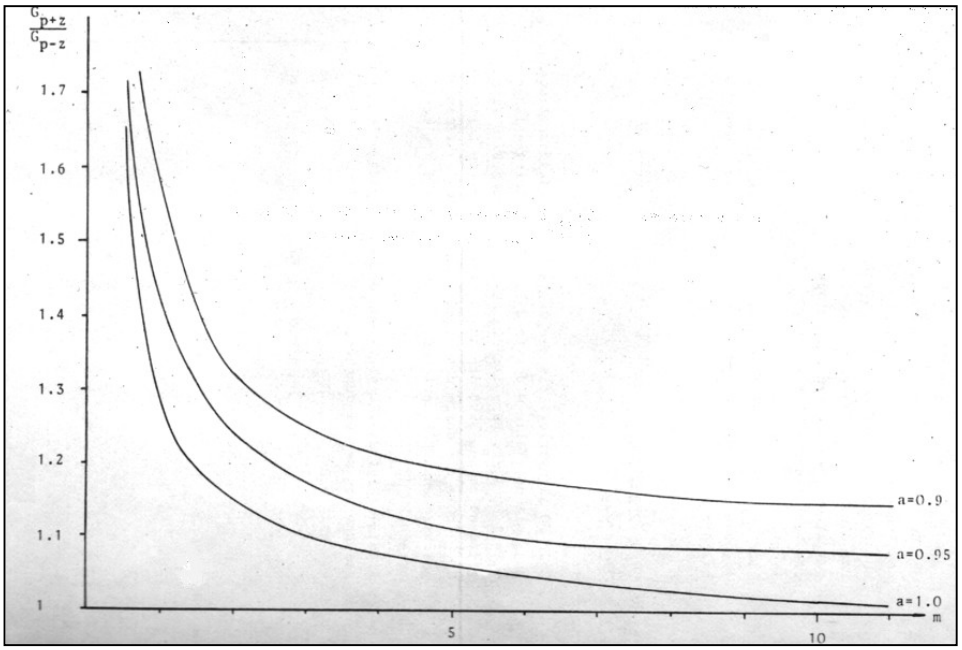


Bild 29: Verhältnis der Leitwerte Gp-z /Gp+z beim oberen und unteren Seitenband nach (Gl 9.18)

Der einfachen Realisierung wegen wurde dieser Art der Transformation gewählt, die allerdings nur dann möglich ist, wenn das Verhältnis der Leitwerte Gp-z /Gp+z in der Nähe von „1“ liegt. Bild 29 zeigt den Sachverhalt, der durch die (Gl 9.18) gegeben ist. Für a = 0.97 und m = 5.7 erreicht das Verhältnis Gp-z /Gp+z = 1.09.

Bild 30 illustriert die eingangsseitige Transformationsleitung mit dem Wellenwiderstand Z_T und der Leitungslänge l_T = 1.02 λp/4. Dazu ist die Ebene 1“ – 1 nach Bild 21 aufgetrennt und es sind die Gs transformierten Leitwerte Gp±z sowie die durch die Signal- und Rauschverhalten vorgeschriebenen Leitwerte mGp+z und Gp-z = f (a, m) eingetragen. Bild 31 zeigt die Konstruktion der Eingangstransformation gesehen von der Diodenebene 1“ – 1 zum Generator mit dem Leitwert Gs = 20 mS.

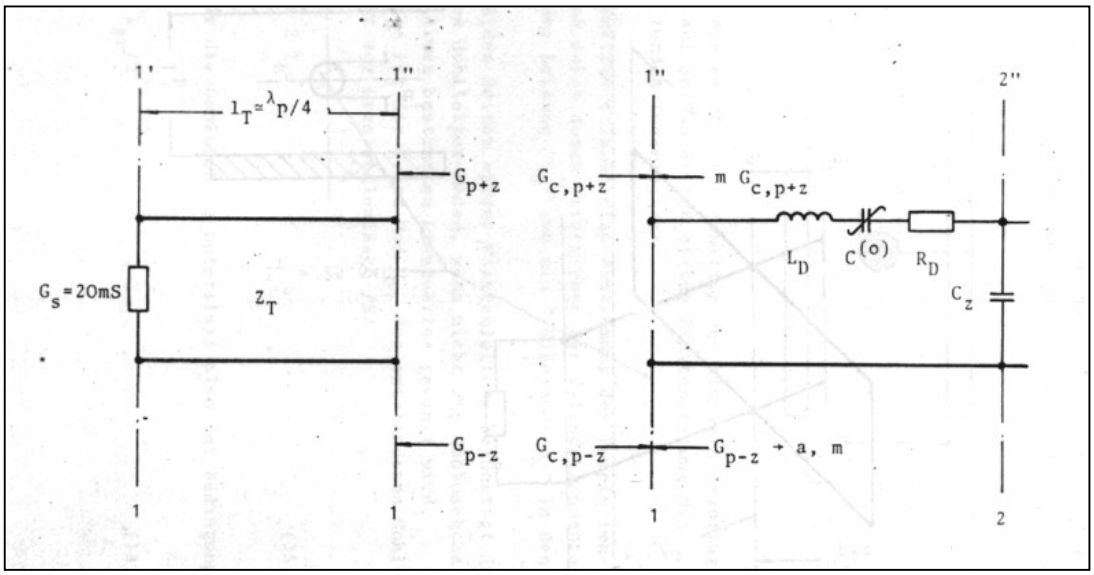


Bild 30: Die Transformation der Leitwerte Gp±z

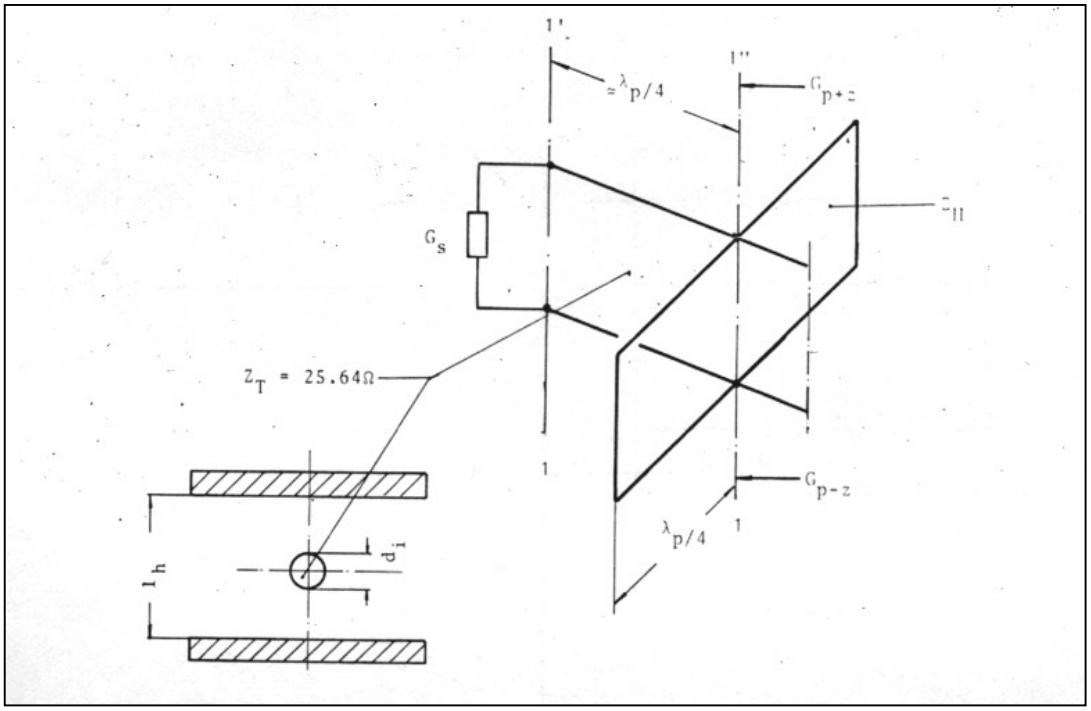


Bild 31: Die Eingangstransformation der Leitwerte Gp±z auf den Generatorleitwert Gs mit konstruktiver Ausführung der Transformationsleitung

15.5 Wahl der Gehäusehöhe l_h

Als Konstruktion des hoch- und zwischenfrequenten Mikrowellen Aufbaus wurde die Ausführung mit rundem Innenleiter und planparallelem Außenleiter nach Bild 32 gewählt.

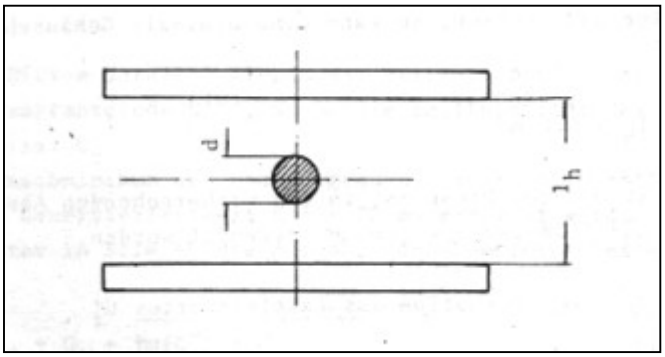


Bild 32: Die bei der Konstruktion des Mischers bevorzugte auf beiden Seiten offene Plattenleitung mit rundem Innenleiter, gewährleistet eine einfache Abstimmung

Die Konstruktion erlaubt eine Abstimmung des Pumpserienkreises von außen durch Verschieben des Zylinderkondensators auf der Leitung „L_D“ und ein „Hineinsehen“ in den Aufbau.
Die auf beiden Seiten offene Plattenleitung begünstigt das Anregen von Hohlleiter-Moden, wenn nicht die Gehäusehöhe unterhalb eines bestimmten Grenzwertes gewählt wird.
Diese Grenze ist der Grund Mod H_{01} des entstandenen Hohlleiters mit der Grenzwellenlänge

$$\Lambda gr = 2\ l_h \qquad \text{(Gl 15.13)}$$

Das Maß für die Gehäusehöhe unterliegt also der Bedingung

$$\Lambda gr < 2\ l_h \qquad \text{(Gl 15.14)}$$

Mit der höchsten im diesem Mischer vorkommenden Frequenz f = 12 GHz folgt daraus

$l_h < 12.5$ mm.

Berücksichtigt man die Anschlussmaße der verwendeten SMA Stecker und Buchsen, so kann eine minimale Gehäusehöhe von

$l_h = 6.2$ mm

gewählt werden. Diese ist in den vorgegebenen Abschnitten 15.3 und 15.4 zur Berechnung verwendet werden.

15.6 Die Transformation des Lastleitwertes Gz`

Für die Zwischenfrequenz z ist im Hinblick auf das Bild 21 die Ersatzschaltung nach Bild 33 gültig.

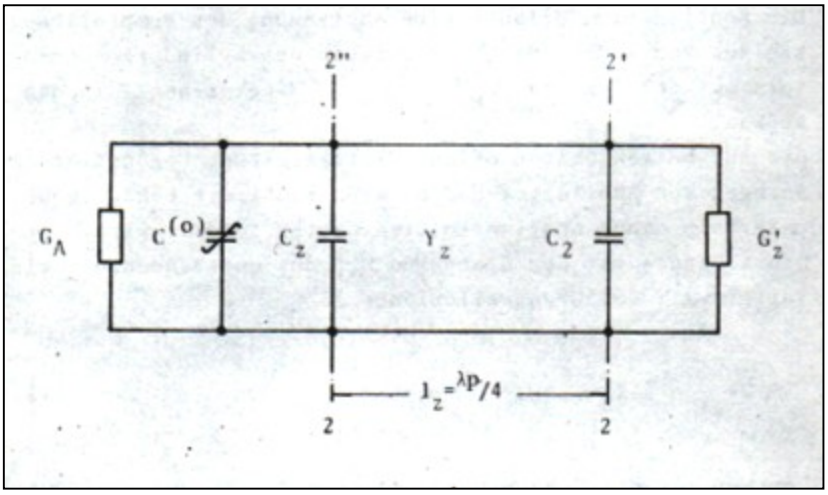


Bild 33: Die Ersatzschaltung des Mischers bei der Zwischenfrequenz z

G_A ist der Ausgangsleitwert des Mischers für Resonanz nach (Gl 9.10), der für a → 1 den Wert

$G_A = Gc,z = z^2\, C(o)^2\, R_D$ (Gl 15.15)

Annimmt. Diesem parallel liegen die mittlere Diodenkapazität der Reaktanzdiode $C^{(o)}$, sowie die Teilkapazität des Pumpkreises.
Da das Rauschminimum des nachfolgenden Transistor-Verstärkers für einen Generatorleitwert Gz`= 20 mS erreicht wird, hat Pi-Filter in Bild 33 die Aufgabe den komplexen Leitwert

Y 2“- 2 = $G_A + j\omega\,(C^{(o)} + Cz)$ (Gl 15.16)

in den reellen Leitwert Gz` zu transformieren. Das Pi-Filter wird durch eine Leitungsstruktur mit der Leitungslänge λp/4 ersetzt. Diese erlaubt die Transformation des Leitwertes GA bei gleichzeitiger Resonanzabstimmung auf die Zwischenfrequenz z mittels Kondensator C_2.

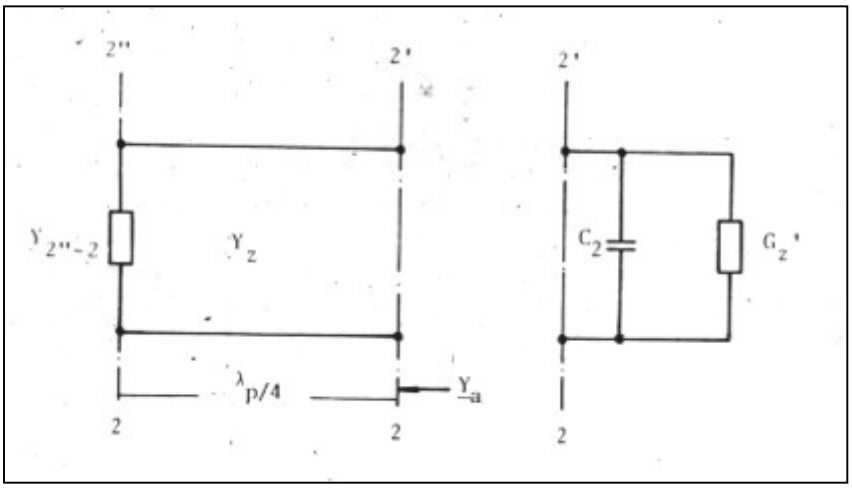


Bild 34: Die Transformation des ZF –Lastleitwertes Gz`

Dieser wird als am Ende offene λp/4 Plattenleitung ausgeführt, die für die Pumpfrequenz einen Kurzschluss am ZF-Ausgang darstellt.

Die Transformationsaufgabe kann wieder unter Verwendung der Leitungsgleichungen für einen komplexen Abschlussleitwert und einem einfachen Tischrechner leicht gelöst werden.
Ausgehend von Bild 34 unterliegt der komplexe Leitwert den Bedingungen

$$\mathrm{Re}\{\underline{Y}\} = Gz \qquad \text{(Gl 15.17)}$$

$$\mathrm{Im}\{\underline{Y}\} = -\,z\,C_2 \qquad \text{(Gl 15.18)}$$

d.h. Anpassung auf den Leitwert Gz` und Abstimmung auf Resonanz.

Unter der Nebenbedingung lz = λp/4 sind die Leitungsgleichungen leicht auswertbar. Für den Leitwert

$$\underline{Y}a = Y_z \cdot \{\underline{Y}\,2\text{“-}2 + j\,Yz\,\tan(½\,\pi\,z/p))\} \,/\, \{Yz + j\underline{Y}\,2\text{“-}2\,\tan(½\,\pi\,(z/p))\} \qquad \text{(Gl 15.19)}$$

bzw. aufgelöst nach Real- und Imaginärteil

$$\mathrm{Re}\{\underline{Y}a\} = Yz^2\,G_A \cdot (1 + \tan^2(½\,\pi\,(z/p)) \,/\, \{Yz - (C^{(o)} + Cz)\tan(½\,\pi\,(z/p)\}^2 + G_A^2\tan(½\,\pi\,(z/p))\}$$

(Gl 15.20)

$$\mathrm{Im}\{\underline{Y}a\} = Yz \cdot \{\,z\,(C^{(o)} + Cz)\,\{Yz - z\,(C(o) + Cz)\tan(½\,\pi\,(z/p) - Yz\tan^2(½\,\pi\,(z/p)\}\} +$$

$$+\,Yz \cdot \{\tan(½\,\pi\,(z/p)\,(Yz^2 - G_A^2)\} \,/\, \{Yz - z(C^{(o)} + Cz)\tan(½\,\pi\,(z/p)\}^2 + G_A^2\tan^2(½\,\pi\,(z/p)\}$$

(Gl 15.21)

Zur Auswertung der (Gl 15.20, 15.21) muss der Ausgangsleitwert G_A bekannt sein.

Dieser berechnet sich mit (Gl 15.15) und $1/S^{(o)} = 0.67$ pF, $\alpha z = 0.91$ und $R_D = 2.05\ \Omega$

$G_A = 0.17$ mS

und man erhält aus (Gl 15.10) mit Gz`= 20 mS einen Wellenwiderstand der Transformationsleitung

$Zz = 218\ \Omega$

und aus (Gl 15.20) die Kapazität

$C_2 = 5.3$ pF.

Der hohe Wellenwiderstand der Leitung lässt sich mechanisch kaum realisieren. Bei fest vorgegebenen Verlustleitwert G_A kann dieser nur durch Änderung der Kapazität Cz beeinflusst werden, weil das Pi-Filter einen Freiheitsgrad hat.
Wählt man das Kapazitätsverhältnis $Cz/C^{(o)} = 1.4$, so wird der Wellenwiderstand

$Z_z = 180\ \Omega$

und die Kapazität

$C_2 = 11.7$ pF

erhalten. Die Teilkapazität des Pumpserienkreises Cz muss dann den Wert Cz = 0.84 pF annehmen.

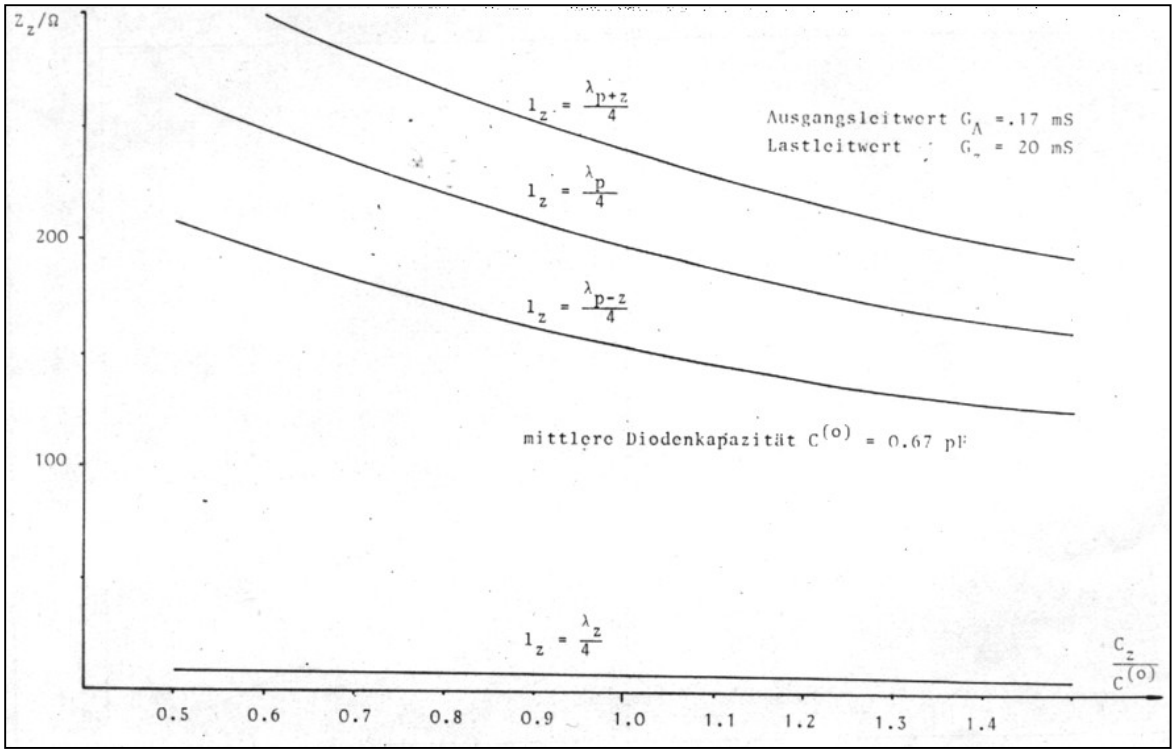


Bild 35: Abhängigkeit des Wellenwiderstandes Zz von der Länge der Transformationsleitung lz

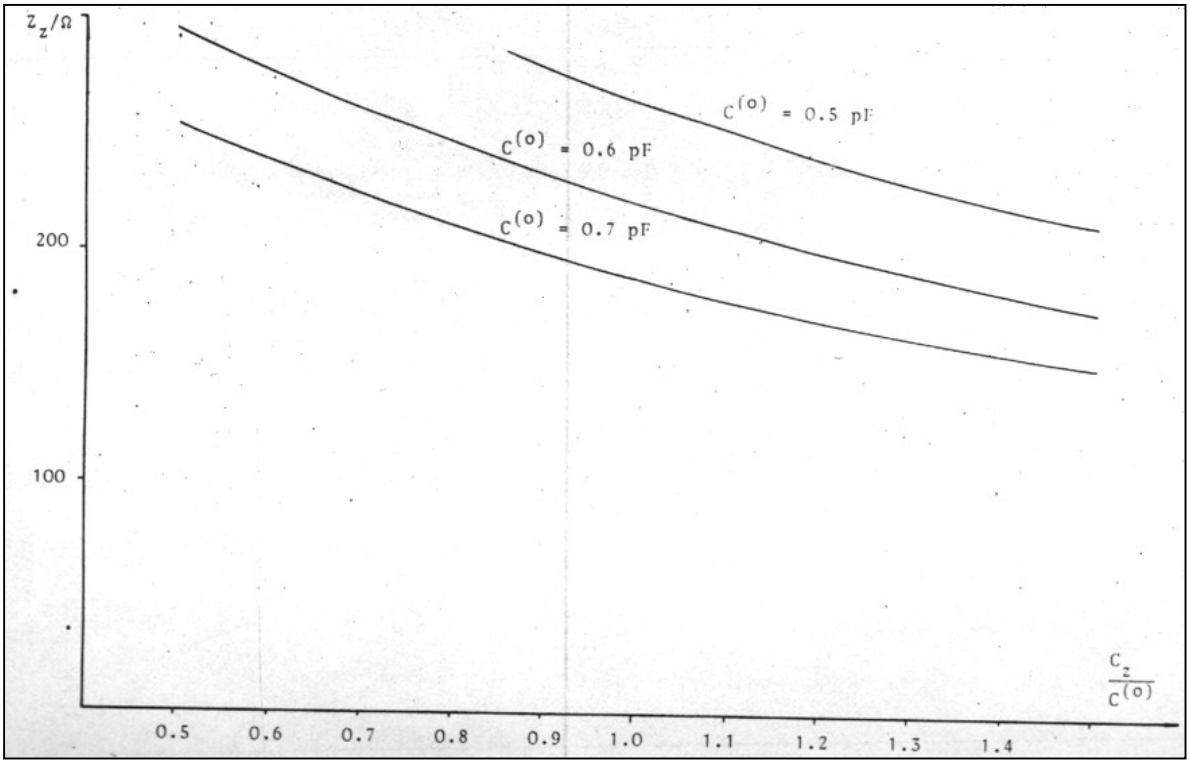


Bild 36: Der Wert des Wellenwiderstandes Zz als Funktion der mittleren Diodenkapazität

Die durch die veränderte Kapazität auftretende Verstimmung kann durch Verschieben des Ringkondensators auf der Leitung „L_D“ kompensiert werden.
Der hohe Wellenwiderstand kann auch durch eine von λp/4 abweichende Leitungslänge lz verkleinert werden, jedoch ist der Nachteil eines sehr niederohmigen Widerstandes die ungenügende Entkopplung des hochfrequenten Schaltungsteiles vom zwischenfrequenten. Da sich ein Wellenwiderstand von 180 Ω herstellen lässt, wurde dieser beibehalten.

In Bild 35 ist die Abhängigkeit des Wellenwiderstandes der ZF Transformationsleitung vom Verhältnis der Kapazitäten $Cz/C^{(o)}$ bei verschieden gewählter Leitungslänge lz gezeigt.
Für die gewählte Leitungslänge lz = λp/4 ist in Bild 36 der aus der Realteilbedingung (Gl 15.20) erforderliche Wellenwiderstand Zz und in Bild 37 die zur Resonanzabstimmung benötigte Kapazität C_2 als Funktion des Verhältnisses $Cz/C^{(o)}$ aufgetragen. Wie man den Darstellungen entnehmen kann, besteht eine erhebliche Abhängigkeit des Leitungswiderstandes von der Leitungslänge sowie vom Kapazitätsverhältnis. Bei konstanter mittlerer Diodenkapazität $C^{(o)}$ bestimmt die Kapazität Cz die Dimensionierung auf der Zwischenfrequenz.
Konstruktiv wird das Pi-Fílter als Plattenleitung mit rundem Innenleiter ausgeführt. Aus der Gleichung für den Wellenwiderstand (Gl 15.7) erhält man mit Zz = 180 Ω das Verhältnis von Plattenabstand zu Durchmesser dz

$h_z / d_z = 15.8$

und die Leitungslänge

$l_z = 7.5$ mm.

Das noch fehlende Element der ZF-Transformationsschaltung – der Kondensator C_2 – wird im folgenden Abschnitt behandelt.

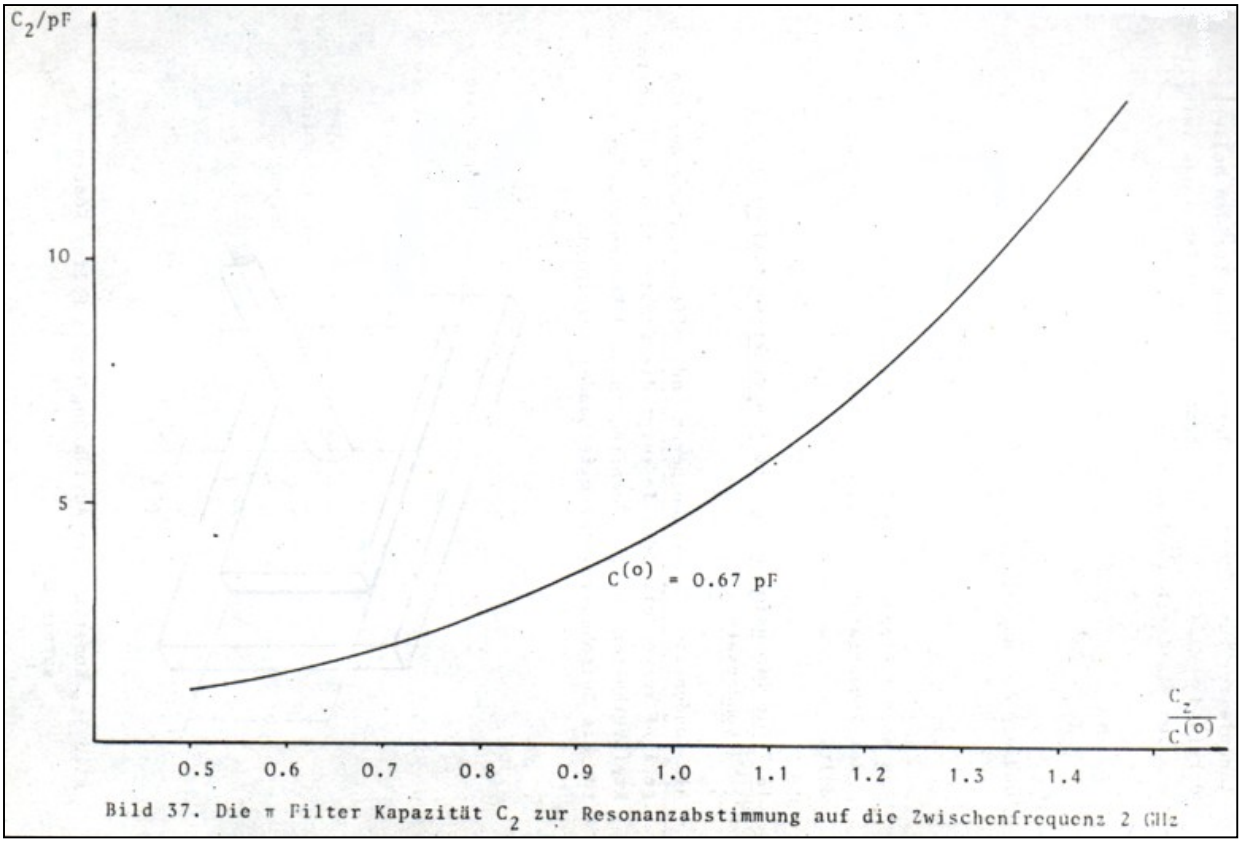


Bild 37: Die Pi-Filter Kapazität C_2 zur Resonanzabstimmung auf die Zwischenfrequenz z

15.7 Die Dimensionierung und konstruktive Ausführung des Kondensators C_2

Als Kondensator C_2 wird eine am Ende offene Leitung der Länge λp/4 verwendet. Bild 38 zeigt die Konstruktion, die Sperrkreisverhalten für die Pumpfrequenz und Kondensatorfunktion für die Zwischenfrequenz miteinander vereinigt.

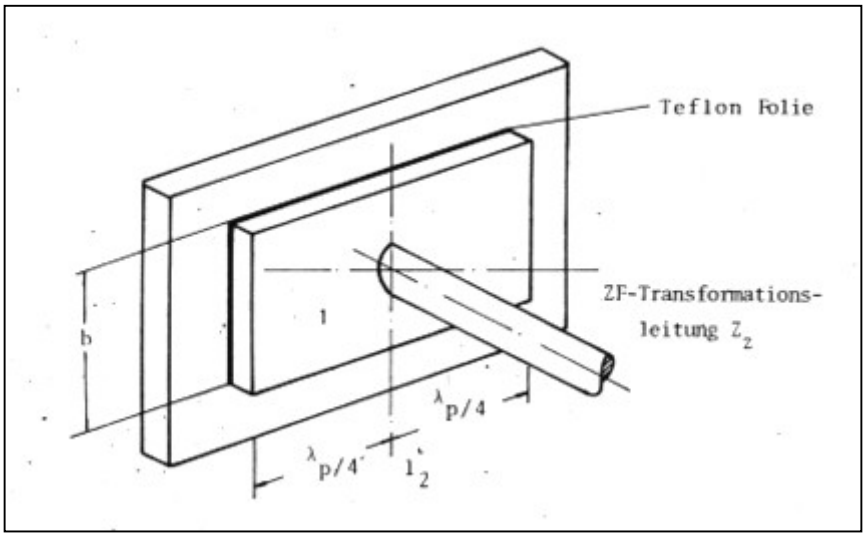


Bild 38: Konstruktive Ausführung des Pi-Filter Kondensators C_2

Die Messingplatte „1“ wird, vom Mischergehäuse durch eine 0.1 mm starke Teflon Folie getrennt, durch den Innenleiter der ZF Leitung gehalten.

Die Länge der Platte ist 2 mal λp/4 um den für die Pumpfrequenz erwünschten Kurzschluss zu erzeugen. Mit λp = 30 mm wird die Plattenlänge

$l_z` = 2 \cdot 30$ mm /4 = 15 mm.

Durch das Dielektrikum „Teflon“ wird die Leitung auf lz = lz`/ √εr = 15 mm / 1.41 = 10.6 mm verkürzt.
Aus der bekannten Gleichung für die Kapazität eines Plattenkondensators

$C_2 = \varepsilon_o \, \varepsilon_r \, l_2 \, (b/d)$. (Gl 15.21)

Berechnet sich mit der Folienstärke 0.1 mm eine Breite der Kondensatorplatte

b = 6.23 mm.

Diese einfache Konstruktion erlaubt durch verschieden starke Folien einen Feinabgleich der Kapazität unabhängig von den Eigenschaften der λp/4 langen Leitung, die das Pumpsignal – wie nachfolgende Messungen gezeigt haben – um ca. 25 dB absenkt. Die Absenkung des Pumpsignals ist wichtig, damit der nachfolgende Verstärker nicht durch die Reste des Pumpsignals übersteuert wird.

15.8 Die Ankopplung der Pumpquelle an den Mischer

In den Abschnitten 2, 3 2 wurde vorausgesetzt, dass die Ankopplung der Pumpquelle keinen Einfluss auf das Signal – und Rauschverhalten des Mischers hat. Diese wesentliche Voraussetzung muss bestätigt werden.
Die Zuführung von Pumpleistung zur Durchsteuerung der Reaktanzdiode kann auf verschiedene Weise erfolgen. Eine schon erwähnte Methode ist die Verwendung eines 3 dB Hybrid in einer Gegentaktanordnung, eine andere die schmalbandige Ankopplung der Pumpquelle über einen auf p abgestimmten Serienkreis an

den Klemmen 1“ – 1 in Bild 2. Eine weitaus bessere, die Symmetrie der Schaltung nicht beeinflussende Möglichkeit besteht darin, Pumpleistung an einem der beiden parallelen λh/4 Leitungskreise zuzuführen.

Dazu wird der Kurzschluss am Ende der Stichleitung in der Ebene 3`- 3 in Bild 21 beseitigt und der für die Signal- und Spiegelfrequenz notwendige Kurzschluss durch zwei kurzgeschlossene Stichleitungen der Länge λp+z/2 bzw. λp-z/2 wieder hergestellt. Das Verhältnis der Wellenwiderstände der beiden Leitungen kann dabei so gewählt werden, dass Parallelresonanz für die Pumpfrequenz erreicht wird.

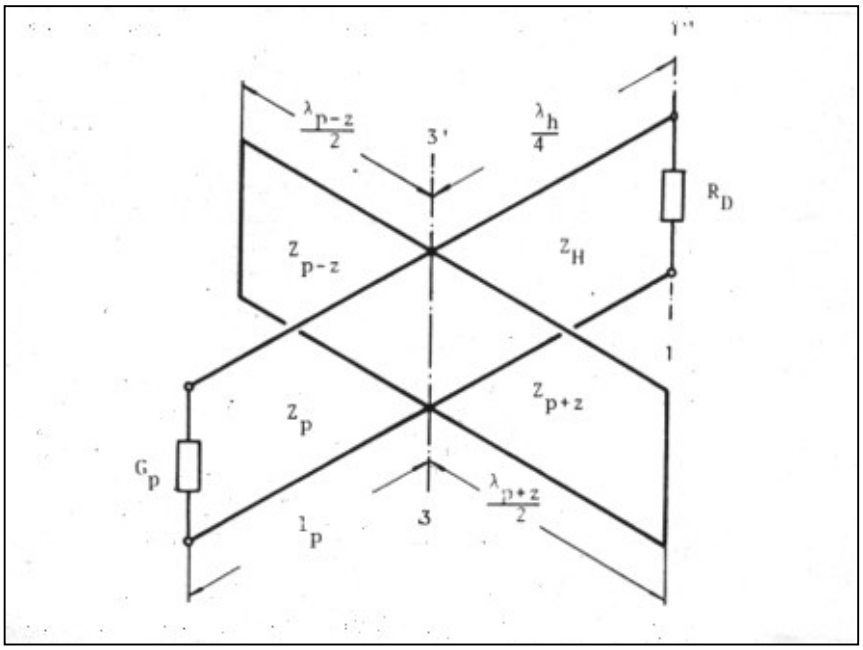


Bild 39: Das Netzwerk zur Einkopplung der Pumpquelle

Dazu muss der durch die λ/2 Leitungen in der Ebene 3`- 3 erzeugte Leitwert bei der Frequenz p

$$\mathrm{Im}\,\{\underline{Y}\ 3`\text{-}3\} = Y_{p+z}\ \mathrm{ctg}\,(\pi\, p/p{+}z) + Y_{p-z}\ \mathrm{ctg}\,(\pi\, p/p{-}z) = 0 \qquad \text{(Gl 15.22)}$$

sein. Aus dem Verhältnis

$$-\,\mathrm{tg}\,(\pi\, p/p{+}z) / \mathrm{tg}\,(\pi\, p/p{-}z) = Y_{p+z} / Y_{p-z} = Z_{p-z} / Z_{p+z} \qquad \text{(Gl 15.23)}$$

erhält man mit den bekannten Frequenzen

$Y_{p+z} / Y_{p-z} = 0.58$

bzw.

$Z_{p-z} / Z_{p+z} = 1.73.$

Da nur das Verhältnis der Wellenwiderstände vorgegeben ist, muss ein Wert gewählt werden. Die gewünschte Schmalbandigkeit der Leitungskreise ist nur mit hohen Wellenwiderständen erreichbar; die Grenze ist durch die mechanische Ausführbarkeit gegeben. Aus konstruktiven Gründen ergab sich der Wellenwider - stand

$Z_{p+z} = 44\ \Omega$

und mit (Gl 15.15)

Zp-z = 25.4 Ω

und die Leitungslängen der λp±z /2 Leitungen

lp+z = 12.5 mm sowie lp-z = 18,95 mm.

Bei koaxialer Ausführung der λ/2 Leitungen werden nach (Gl 15.6) mit den Wellenwiderständen Zp±z die Verhältnisse von Außen- zu Innendurchmesser

D/d = 2.08

und

D/d = 1.52

für die 44 Ω bzw. 25.5 Ω Leitungen erhalten.

Zur Leistungsanpassung der Pumpquelle an den niederohmigen Diodenwiderstand RD ist eine weitere Transformationsleitung erforderlich, nämlich die in Bild 27 an den Klemmen 3`-3 angesetzte Leitung mit dem Wellenwiderstand Zp. Da die beiden λ/2 Stichleitungen für die Pumpfrequenz in Parallelresonanz betrieben werden, haben diese keinen Einfluss auf die Admittanz zwischen den Klemmen 3`-3. Es gilt daher für Pumpfrequenz p zur Berechnung der Anpasstransformation die Ersatzschaltung nach Bild 40.

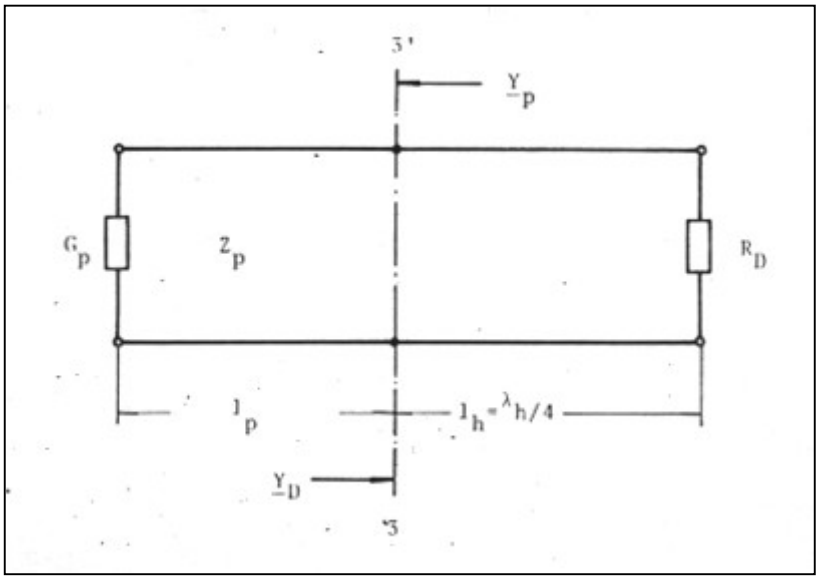


Bild 40: Die Transformation des Pumpquellenleitwertes in den Diodenwiderstand

Vorgegeben ist dabei der in Abschnitt 15.2 berechnete Wellenwiderstand des Parallelkreises Z_H = 12.75 Ω und dessen Resonanzfrequenz fh = 9.8 GHz bzw. die Leitungslänge lh = λh/4 = 7.64 mm.
Der Wellenwiderstand der Transformationsleitung Zp und Leitungslänge lp sind unter Verwendung der Leitungsgleichungen und eines Rechners leicht bestimmbar. In dem Interationsprogramm werden Zp und lp systematisch verändert, bis die Anpassbedingung

$\underline{Y}p = \underline{Y}^*_D(p)$ (Gl 15.26)

für die Pumpfrequenz erfüllt ist.

$\underline{Y}_D(p)$ ist die Admittanz bei der Pumpfrequenz p, die sich aus der Transformation de Diodenwiderstandes RD mit der λh/4 langen Leitung an den Klemmen 3`-3 ergibt und $\underline{Y}p$ die Admittanz des mit der Anpassleitung transformierten Pumpquellenleitwertes Gp am gleichen Klemmenpaar.
$\underline{Y}_D(p)$ nimmt für die Pumpfrequenz mit R_D = 2.05 Ω, Z_H = 12.75 Ω und der Leitungslänge de Parallelkreises lh = 7.64 mm den festen Wert

$\underline{Y}_D(p)$ = 12.78 mS + j 2.33 mS

an, das entspricht einer Parallelschaltung eines Leitwertes von G = 12.78 mS mit einer Kapazität von 0.37 pF.

Aus dem Rechner werden die Leitungsdaten der Transformationsleitung zu

Zp = 64.5 Ω und lp = 0.75 λp/4

erhalten.
Bei koaxialem Aufbau folgt aus (Gl 15.2) eine Verhältnis von Außen- zu Innendurchmesser

Dp/dp = 2.93.

Der Innenleiter mit dem Durchmesser dp muss an die Geometrie der Leitung „ ZH „ angepasst werden, daher ist dp = 2.04 mm und der Außendurchmesser Dp = 6 mm. Dem Rechner konnte weiterhin die Übertragungs-dämpfung und die 3 dB Bandbreite der Pumpanpassschaltung entnommen werden.

Dieser waren:
Übertragungsdämpfung Dü = 0.3 dB
Bandbreite der Pumpanpassschaltung B = 500 MHz.

Die breitbandige Pumpankopplung gestattet, ohne mechanische Nachstimmung, die Durchstimmung des Mischers um Δf = ± 100 MHz mittels Änderung der Pumpfrequenz.

15.9 Die Dimensionierung der Pumpsperrkreise

Den Klemmen 1`- 1 des Signalquellenleitwertes Gs – Bild 21 – sind die über die Koppelkondensatoren Ck angekoppelten Leitungskreise parallel geschaltet. Sie sind wegen der geforderten Symmetrie der Struktur doppelt ausgeführt und für die Pumpfrequenz schmalbandig auf Serienresonanz abgestimmt. Der für die Pumpfrequenz bestehende Kurzschluss verhindert die Abstrahlung von Pumpleistung über die Antenne. Zur Berechnung der angekoppelten Kreise nach Bild 21 gilt für einen die Ersatzschaltung nach Bild 41.

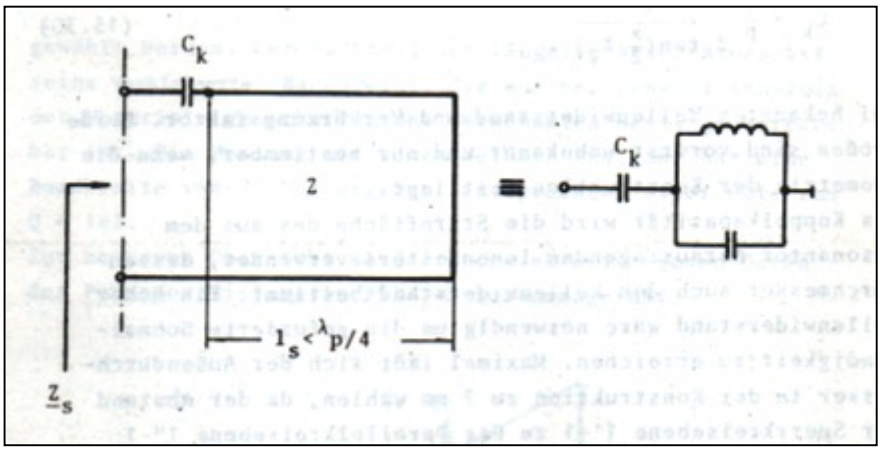


Bild 41: Die Pumpsperrkreise am Eingang des Mischers

Der nahezu verlustlose Leitungskreis mit der Länge ls << λp/4 hat einen induktiven Blindwiderstand, der mit der Koppelkapazität Ck kompensiert wird.
Für die Eingangsimpedanz Zs gilt nach Bild 41

$$\underline{Z}s(\omega) = 1/ j\omega C_k + jZtan(\omega\ ls/c) \qquad \text{(Gl 15.28)}$$

die bei der Pumpfrequenz p den Wert

$$\underline{Z}s(p) = 1/ jpCk + j\ Z\ tan(\ ½\ \pi\ K_2) \qquad \text{(Gl 15.29)}$$

annimmt.

Z ist der reelle Wellenwiderstand des Leitungskreises, K_2 der Verkürzungsfaktor der Leitung gegenüber λp/4. Aus der Bedingung für die Serienresonanz Zs(p) = 0 erhält man nach (Gl 15.29) die Koppelkapazität

$$C_k = (1/p)\ \ 1/ tan(\ ½\ \pi\ K_2) \qquad \text{Gl 15.30)}$$

bei bekanntem Wellenwiderstand und Verkürzungsfaktor. Beide Größen sind vorerst unbekannt und nur bestimmbar, wenn die Geometrie der Konstruktion festliegt.

Als Koppelkapazität wird die Stirnfläche des aus dem Resonator herausragenden Innenleiters verwendet, dessen Durchmesser auch den Wellenwiderstand bestimmt. Ein hoher Wellenwiderstand wäre notwendig um die geforderte Schmalbandigkeit zu erreichen. Maximal lässt sich der Außendurchmesser in der Konstruktion zu 7 mm wählen, das Abstand der Sperrkreisebene 1`- 1 zur der Parallelkreisebene 1“ – 1 in Bild 21 durch die Länge der Transformationsleitung 1`- 1“ mit l_T = 7.64 mm vorgegeben ist. In koaxialer Ausführung kann maximal ein Wellenwiderstand (Gl 15.6)

Z = 116 Ω

realisiert werden. (D = 7 mm, d = 1 mm).
Mit der Stirnfläche des runden Innenleiters des Resonators A = 0.06 mm^2 und einen Abstand von ca. 0.2 mm zum Innenleiter der Leitung 1`- 1, kann eine Koppelkapazität von 0.2 pF erreicht werden.
Der noch unbekannte Verkürzungsfaktor K_2 bzw. die Leitungslänge des Resonators errechnet sich aus (Gl 15.30) zu

K_2 = 0.26

und

lres = 0.26 λp/4 = 0.26 · 7.5 mm = 1.95 mm.

Die Periodizität der Impedanz auf einer Leitung wegen, kann auch die günstigere Länge

lres = 0.26 3/4 λp = 0.26 22. mm = 5.85 mm

gewählt werden.
Der Nachteil des längeren Resonators ist seine verkleinerte Bandbreite, die nur bei genauer Kenntnis der Materialeigenschaften des verwendeten Messings mit vergoldeter Oberfläche berechenbar ist.
Die Messung mit dem Network-Analyzer hat eine 3 dB Bandbreite von B = 70 MHz ergeben, entsprechend einer Güte von Q = 142.

Zur besseren Übersicht sind die charakteristischen Daten des Pumpsperrfilters in Bild 42 zusammengefasst.

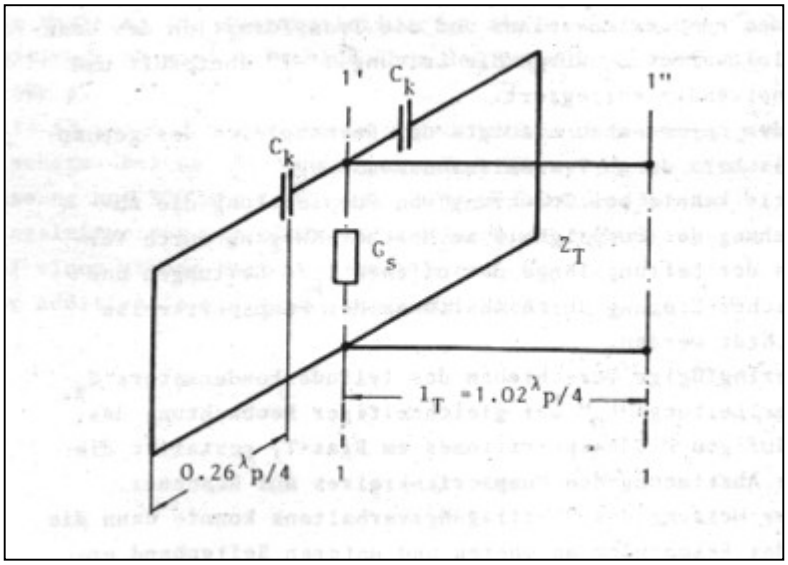


Bild 42: Die Dimensionierung des Pumpsperrkreises

16. Messung der Signal – und Rauscheigenschaften

16.1 Messung der Impedanzen

Mit den Berechnungen und Überlegungen des Abschnittes 15 wurde der Mischer konstruiert und aufgebaut. Zur einfachen Messung der notwendigen Impedanzen in den verschiedenen Schnittebenen nach Bild 21 musste eine leicht zerlegbare Konstruktion in Form von Bausteinen gewählt werden, die es gestattet Kurzschlussebenen in den Aufbau einzufügen.
Alle Impedanzmessungen erfolgten mit den in Mikrowellentechnik unentbehrlichen Network-Analyzer.
Die berechneten Leitwerte und Resonanzen könne messtechnisch nur bei Anwesenheit der ausgesteuerten Reaktanzdiode erfasst werden. Im zerlegten Zustand ist daher nur ein Vorabgleich möglich. Da die inneren Klemmen des gepumpten Mischers der Messung nicht mehr zugänglich sind, mussten Messverfahren überlegt werden, die trotzdem eine Abstimmung zulassen.
Zum Vorabgleich wurden nacheinander die Pumpeinkopplung, die Ausgangskapazität C_2 mit den beiden offenen λp/4 Leitungen, die ungefähre Resonanz des ZF-Kreises, die Abstimmung des Pumpserienkreises und die Transformation des Generatorleitwertes Gs durch die Leitung 1`- 1“ überprüft und wenn notwendig korrigiert.
Nach dem Zusammenbau erfolgte der Feinabgleich des gepumpten Mischers durch Transmissionsmessung.
Selektiv konnte die Zuführung von Pumpleistung, die Abschwächung des Pumpsignals am Mischer-Ausgang durch Verändern der Leitungslänge der offenen λp/4 Leitungen und am Mischer-Eingang durch Abstimmen der Pumpsperrkreise beobachtet werden.
Das geringfügige Verschieben des Zylinderkondensators Cz auf der Leitung „L_D“ bei gleichzeitiger Beobachtung des rückläufigen Diodensperrstromes am Bias –T, gestattet die exakte Abstimmung des Pumpserienkreises auf Resonanz.
Aus der Messung des Übertragungsverhaltens konnte dann die Lage der Resonanzen am oberen und unteren Seitenband ermittelt und durch minimale Änderung von Länge und Durchmesser des Parallelkreises in der Ebene 1“ – 1`beeinflusst werden.
An dem abgestimmten Abwärtsmischer konnte jetzt der Konversionsgewinn und die Rauschzahl gemessen werden.

16.2 Messung des Ausgangleitwertes des Mischers

Zur Bestimmung der verfügbaren Leistungsverstärkung muss der Ausgangsleitwert des Mischers bekannt sein.
In Abschnitt 9 wurde dieser zu

$G_A = Gc,z + G_+(1-a)$

berechnet, der für a → 1 den von der Aussteuerung nahezu unabhängigen Leitwert

$GA = Gc,z + Gv,z = z^2 C^{(o)2} R_D + Gv,z$ (Gl 16.1)

Annimmt und mit dem Pi-Filter auf 50 Ω transformiert wird. Die Messung des Ausgangsleitwertes als Funktion der Pumpfrequenz gibt Aufschluss über den ungefähren Wert der Größe a.

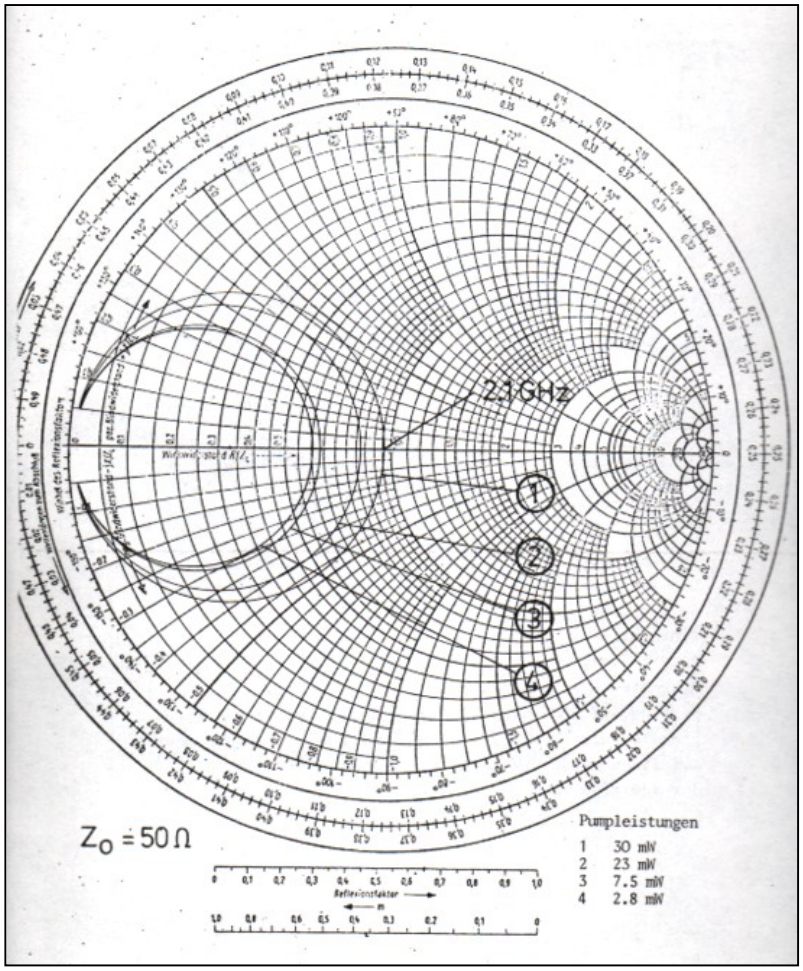


Bild 43: Gemessener Impedanzverlauf am ZF – Ausgang des Mischers als Funktion der Pumpaussteuerung

16.3 Die Messung der verfügbaren Leistungsverstärkung

Die verfügbare Leistungsverstärkung (maximaler Konversionsgewinn) des Mischers ist sowohl für den Gesamtübertragungsgewinn als auch für die Gesamtrauschtemperatur eine Kettenschaltung mit einem ZF-Verstärker von Bedeutung. Die meist problematische Messung dieser Leistungsverstärkung kann in sehr einfacher Weise aus dem Gesamtübertragungsgewinn

$$Lü, ges = Lv_1 \; Lü_2 \qquad \text{(Gl 16.1)}$$

der Kettenschaltung Mischer – ZF – Verstärker berechnet werden, wenn $Lü_2$ vorher durch Messung bestimmt worden ist. $Lü_2$ ist der Übertragungsgewinn des ZF-Verstärkers. Da der Mischer am Ausgang auf 50 Ω angepasst ist, kann in dem verwendeten 50 Ω System $Lü_2$ durch eine einfache Leistungsmessung bestimmt werden.

Bild 44 zeigt das Prinzip des Messaufbaus.

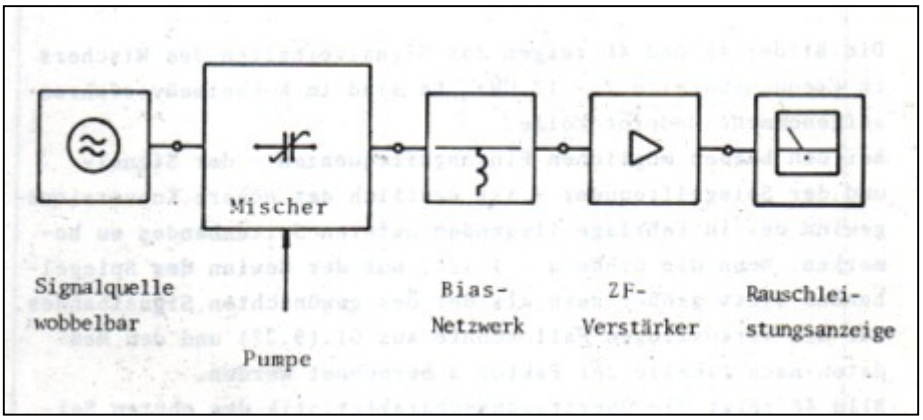


Bild 44: Messaufbau zur Bestimmung des Konversionsgewinns des Mischers

Unter Berücksichtigung der Einfügedämpfung des Bias-Netzwerkes und des Amplitudenganges der wobbelbaren Signalquelle im Frequenzbereich 7 bis 12 GHz, konnten folgende Mischerdaten ermittelt werden.

		Oberes Seitenband	Unteres Seitenband
Konversionsgewinn /dB		3.6	6.6
Resonanzfrequenz / GHz		11.8	7.6
Bandbreite / MHz		28.0	28.0
Pumpfrequenz	9.7		
Pumpleistung / mW	30		
Zwischenfrequenz / GHz	2.1		
Ausgangsleitwert bei Resonanz / mS	20.4		
Diodenvorspannung / V	-1.3		

Die Bilder 45 und 46 zeigen das Signalverhalten des Mischers im Frequenzbereich 7 -12 GHz. Es sind im Wobbelmessverfahren aufgenommene Messprotokolle. Bei beiden möglichen Eingangsfrequenzen ist deutlich der höhere Konversionsgewinn des in Kehrlage liegenden unteren Seitenbandes zu bemerken.
Wenn die Größe a ≈ 1 ist, muss der Gewinn des Spiegelbandes stets größer sein als der des gewünschten Signalbandes. Für den verlustlosen Fall könnte aus der (Gl 9.27) und den Messdaten nach der Tabelle der Faktor a berechnet werden. Bild 46 zeigt die Übertragungscharakteristik des oberen Seitenbandes als Funktion der Pumpaussteuerung. Eingetragen ist die 3 dB Bandbreite von B = 28 MHz.

Die Änderung der Resonanzfrequenz wird hervorgerufen durch die mit der Pumpaussteuerung veränderliche Diodenkapazität C(o) und ist ein wichtiger Hinweis für die Funktion des Mischers.

Aus den Messdaten kann das Konversions - Bandbreite - Produkt

$Lv\ Bz_F / fz = 3.2\ \%$

berechnet werden, das mit dem theoretisch möglichen von 3.08% gute Übereinstimmung zeigt und sich nach (Gl 11.6) mit den Daten der Reaktanzdiode nach Abschnitt 15.1 sowie $Qp+z = 24.1$, $m_A = 1$, $Cz/C^{(o)} = 1.4$, $m = 7.5$, $\alpha z = 0.91$ und $\gamma = 0.25$ berechnet.

Bild 47 zeigt das Konversions-Bandbreite Produkt als Funktion als Funktion des Anpassfaktors m, mit dem Maximum für m = 1.

Bei vorgegebenen Werten der Diode und den Einstellparametern des Mischers, kann das Produkt nur durch eine mehrkreisige Bandfilterstruktur auf der Zwischenfrequenz vergrößert werden.

Die Messung des Konversionsgewinn bestätigt zum ersten Mal die theoretischen Vorraussagen des Abschnittes 9.2. Damit ist ein Gleichlage-Abwärtsmischer mit Konversionsgewinn realisiert worden, der das Signal- und Rauschverhalten der bekannten Mikrowellensysteme verbessert.

Aus dem gemessenen Konversionsgewinn Lv, p+z = 3.6 dB kann auf den Wert der dynamischen Güte geschlossen werden. Diese berechnet sich nach (Gl 9.22) zu $\gamma Qp+z = 5.95$ mit guter Übereinstimmung mit dem theoretischen Wert von 6.04 nach (Gl 9.14 ff).

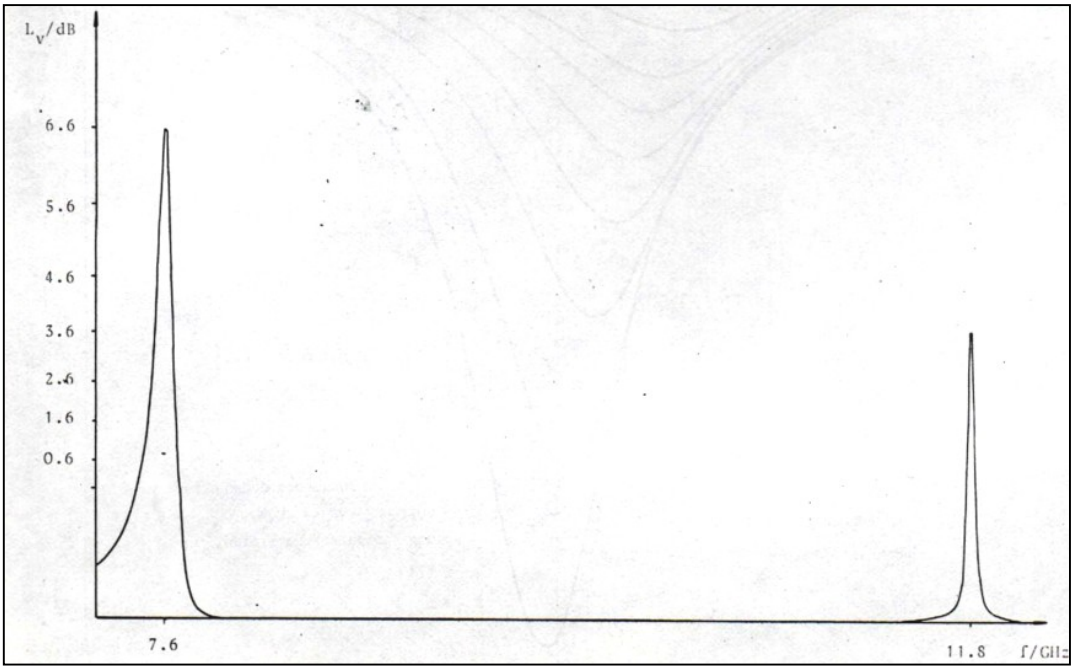


Bild 45: Der Konversionsgewinn beim oberen und unteren Seitenband

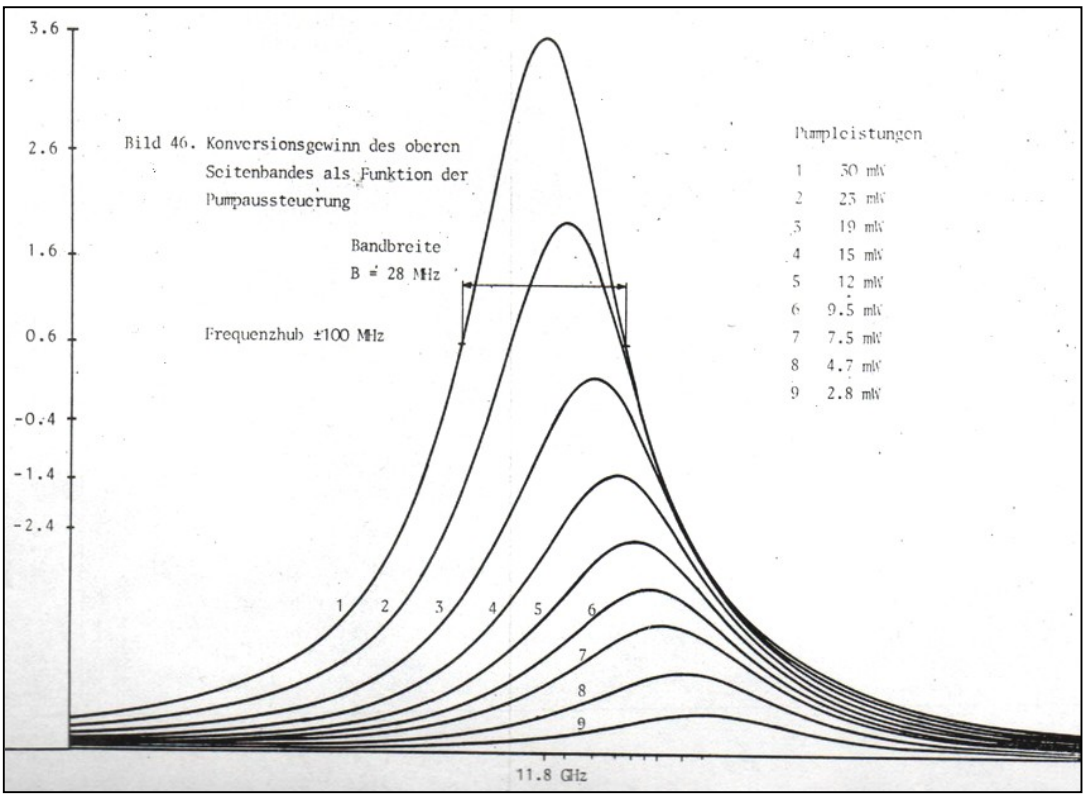


Bild 46: Der Konversionsgewinn des oberen Seitenbandes als Funktion der Pumpaussteuerung in mW

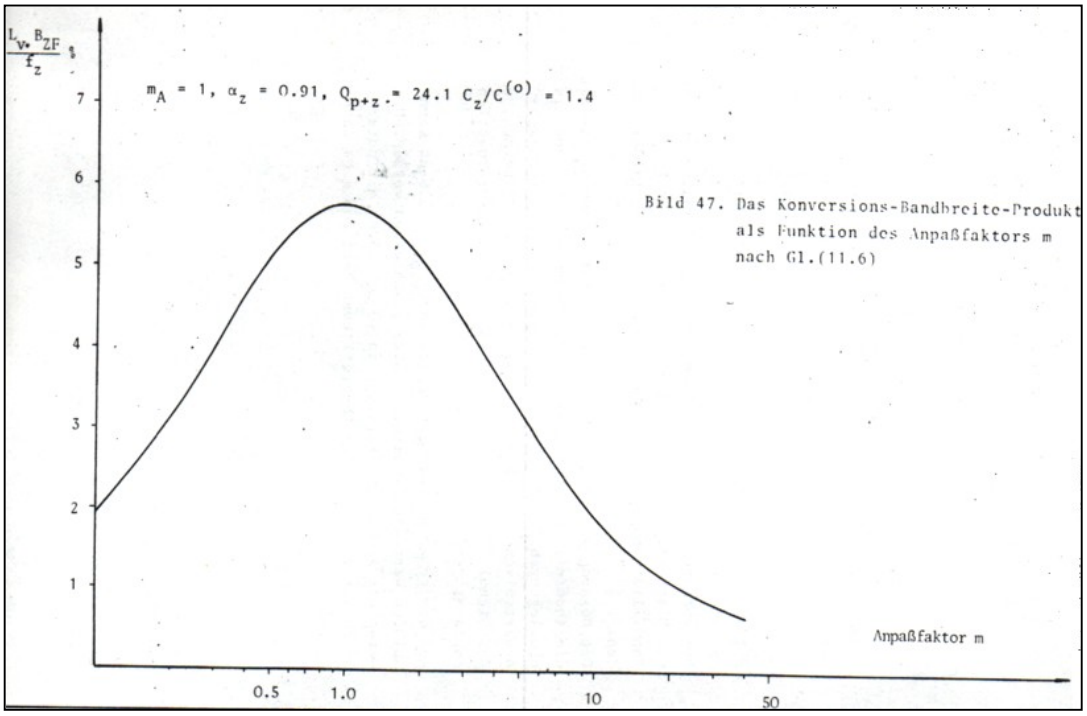


Bild 47: Das Konversions-Bandbreite Produkt als Funktion des Anpassfaktors m

16.4 Die Messung der Mischerrauschzahl

Im Mikrowellenbereich /L1/ ist es üblich die Rauschzahl eines Systems mit Y-Rauschquellen nach der so genannten Y-Methode zu messen. Bild 48 zeigt den prinzipiellen Aufbau.

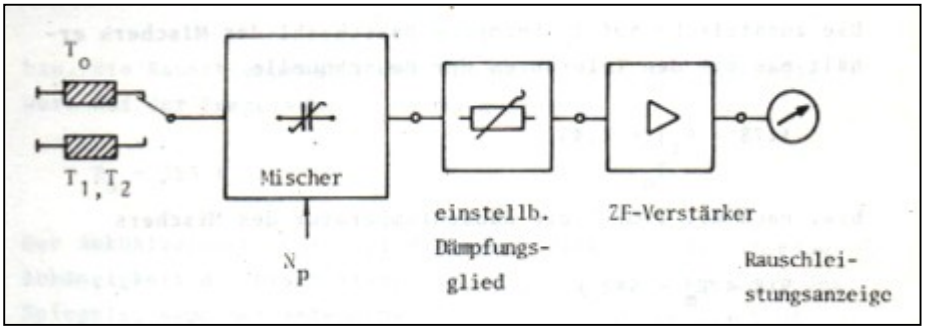


Bild 48: Prinzipielle Anordnung zur Rauschmessung nach der Y-Methode

Die Rauschquelle am Eingang des zu messenden Systems kann zwischen To und einer kalibrierten Temperatur T_1 > To geschaltet werden. Das dem Messobjekt nach geschaltete Dämpfungsglied wird von einem Anfangsdämpfungswert d_1 auf d_2 verändert, so dass die angezeigte Rauschleistung in einer kleinen Bandbreite B konstant bleibt. Aus dem Verhältnis d_2 / d_1 , dem Y-Faktor, ist dann die Bestimmung der Rauschzahl möglich, wenn die verfügbare Leistungsverstärkung Lü des Messobjektes bekannt ist. Aus den Leistungsbilanzen bei ein- und ausgeschalteter Rauschquelle erhält man die zusätzliche Einseitenbandrauschzahl des Mischers. (Ableitung im Anhang).

$$Fz,_{ESB} = (T_1/T_A - Y) / (Y - 1) + (Lv,p\text{-}z / Lv,p+z)\ (T_2/T_A - Y) / (Y - 1) + 1 / Lv,p+z \qquad \text{(Gl 16.3)}$$

T_1/T_A bzw. T_2/T_A ist der Temperaturhub bei der Signal- und Spiegelfrequenz. Lv,p±z sind die verfügbaren Gewinne bei den Frequenzen p±z.

Aus der Rauschzahlmessung gemäß der Anordnung nach Bild 48 konnte mit T_1/T_A = 15.02 ± 0.3 dB und T_2/T_A = 15.95 ± 0.3 dB ein mittlerer Y-Faktor

Y = 13.8 dB

ermittelt werden.

Die zusätzliche auf To bezogene Rauschzahl des Mischers erhält man mit den Toleranzen der Rauschquelle

1.78 < Fz < 2.45

bzw. nach (Gl 10.7) die Rauchschtemperatur des Mischers

$$518 < Fz\,|_{To} < 682\ K$$

wenn die Temperatur de Spiegels Tsp = 290 K beträgt. Den theoretischen Wert der Mischerrauschtemperatur erhält man aus (Gl 10.26) mit T_D = Tsp = 290 K mit einem Rauschbeitrag bei der Spiegelfrequenz von

T`sp = a (p+z)/ (p-z) Tsp

und mit den Messwerten wird der Rauschbeitrag des Spiegels T`sp = 422 K.

Der lineare Mittelwert der gemessen Rauschtemperatur ist Tm = 600 K. Aus (Gl 10.26) errechnet sich dann eine dynamische Güte $\gamma Qp+z = 5.4$, die abweichend vom vorher ermittelten Wert ist. Die Eichtoleranz der Rauschquelle lässt keine genauere Bestimmung zu.

Zur Bestätigung der linearen Abhängigkeit der Rauschtemperatur des Mischers von der des Spiegelleit - wertes und zum Nachweis der Adaptivität, wurde der Generatorleitwert Gs zwischen den Temperaturen 290 und 90 K geschaltet und der Y-Faktor zu

Y = 3.5 dB

gemessen. Aus (Gl 16.3) errechnet sich dann mit $T_1 = T_2 = 290$ K und $T_A = 90$ K die zusätzliche Einseiten - bandrauschzahl des Mischers

$$Fz,_{ESB}\Big|_{90\,K} = 2.81$$

bzw. die Rauschtemperatur des Mischers, wenn der Spiegelleitwert auf der Temperatur Tsp = 90 K liegt

Tm = 253 K.

Der Abkühlungsversuch bestätigt die Adaptivität und die lineare Abhängigkeit der Mischertemperatur Tm von der Temperatur des Spiegels, wenn der Antennenwiderstand als Spiegelabschluss verwendet wird. Der durch die Verluste des Mischers hervorgerufene Rauschbeitrag, der erste Summand in (Gl 10.26) kann separiert werden, wenn der Rauschanteil des Spiegelleitwertes von den oben ermittelten Rauschtemperaturen subtrahiert wird.

Nach (Gl 10.26) ist im ungekühlten Fall der Rauschbeitrag des Spiegels T`sp = 422 K und im gekühlten T`sp = 130 K.

Folglich ist die durch die Verluste bedingte Rauschtemperatur des Mischers ohne den Anteil des immer vorhandenen Rauschbeitrages des Spiegels bei Raumtemperatur

96 < Tv < 260 K

bzw. bei Kühlung mit flüssiger Luft T = 90 K

Tv = 123 K.

Die beiden letzten Ergebnisse zeigen im Rahmen der Messmöglichkeiten und Fehlergrenzen der Rausch- quelle brauchbare Übereinstimmung. Nimmt man aus der Messung bei Raumtemperatur eine mittlere Gesamttemperatur von Tm = 600 K an, kann mit einer verlustbedingten Rauschtemperatur von ca. Tv,mittel = 600 K – 422 K = 178 K gerechnet werden.

Bild 49 zeigt den aus den Messdaten bestimmten Zusammenhang zwischen der Rauschtemperatur des Mischer Tm und Temperatur des Spiegelleitwertes. Dabei wurde aus de Messung der Rauschtemperatur bei To = 290 K eine mittlere Mischertemperatur von 600 K angenommen.

Die dem Diagramm entnehmbare Temperatur ist für Tsp = 0 K, Tm = 110 K. Ein sehr günstiger Wert, der mit einer Diode höherer Grenzfrequenz leicht erreichbar ist, hier jedoch durch die Eichtoleranz der Rauschquelle vorgetäuscht wird. Der lineare Mittelwert des durch die Verluste des Mischers und der Reaktanzdiode bedingten Rauschbeitrages ist

Tv = ½ (178 + 123) K = 150 K

der nur durch die Verwendung einer Reaktanzdiode mit entsprechend hoher Grenzfrequenz verkleinert werden kann, allerdings nicht ganz billig sind.

Wird der Mischer z.B. direkt an einer Satelliten Antenne mit T_A = 50 K betrieben, erhält seine Rausch - temperatur den günstigen Wert von

Tm = 150 K + a (p+z)/(p-z) Tsp

= 150 K + 72.7 K = 253 K !!,

bei einem Mischgewinn von Lv = 3.6 dB.

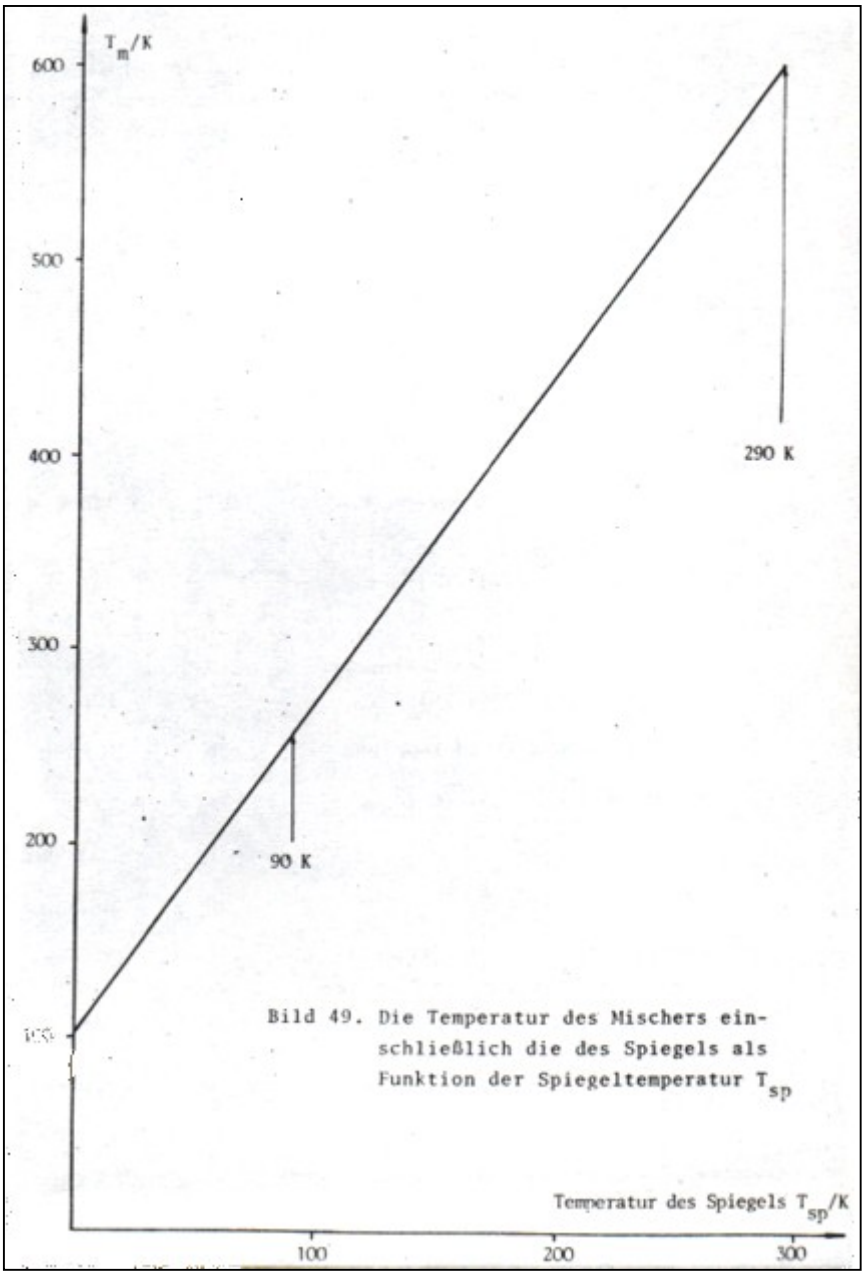


Bild 49: Die Temperatur des Mischers einschließlich die des Spiegels als Funktion der Spiegeltemperatur Tsp

17. Zusammenfassung der Messergebnisse

Zum schnellen Überblick seien die Messergebnisse des parametrischen Gleichlage-Abwärtsmischers mit reellem Abschlussleitwert bei der Spiegelfrequenz zusammengefasst. Messtechnisch ermittelt wurden folgende Wert für das Signal- und Rauschverhalten.

Konversionsgewinn	Lv = 3.6 dB
Rauschtemperatur des Mischers ohne den Rauschbeitrag des Spiegelleitwertes (γQp+z) = 6	Tv = 150 K
Rauschtemperatur des Mischers bei Raumtemperatur	Tm, 290 = 600 K
Rauschtemperatur des Mischers an einer Antenne mit der Temperatur T_A, für p+z/z = 6, a = 0.97	$Tm,_{TA}$ = 150 K + 1.45 T_A
Bandbreite des Mischers mit einen Einzelkreis bei der Zwischenfrequen	B = 28 MHz
Konversions-Bandbreite-Produkt Lv Bz_F / fz	3.2 %
Bandbreite der Pumpankopplung	B = 500 MHz
Pumpleistung bei f = 9.7 GHz	Np = 30 mW
Signalfrequenz	fp+z = 2.1 GHz
Zwischenfrequenz	fz = 2.1 GHz
Durchstimmbarkeit des Mischers mittels Änderung der Pumpfrequenz	Δf = ± 100 MHz

18. Zusammenfassung

Die theoretischen Überlegungen und experimentellen Untersuchungen eines parametrischen Gleichlage-Abwärtsmischers zeigen, dass durch den reellen Spiegelfrequenzleitwert Konversionsgewinn erreicht wird, sich aber die Rauschtemperatur des Mischers um den Anteil der Rauschtemperatur des Spiegels erhöht. Bei dem gewählten Umsetzungsverhältnis von 6: 1 wird der Antennenwiderstand als reeller Spiegelabschluss mit dem Vorteil verwendet, dass die zusätzliche Rauschtemperatur des Mischers, die von den Verlusten herrührt, nur 150 K beträgt und unabhängig von der Temperatur der Antenne ist. Durch die Auswahl heute verfüg - barer, besserer Dioden kann der verlustbedingte Rauschbeitrag um den Faktor 2 verkleinert werden. An diesem Mikrowellenaufbau für die Signalfrequenz 12 GHz ist der Konversionsgewinn Lv = 3.6 dB erreicht und das bei einer Einzelkreisbandbreite von B = 28 MHz und einer dynamischen Güte $\gamma Qp+z$ von nur 6.

Höhere Verstärkungen sind bei entsprechend kleinerer Bandbreite möglich.
Die Gesamtrauschtemperatur des Mischers ist von der Temperatur des Spiegelabschluss-Leitwertes abhängig und erreichte im Labor den Wert Tm = 600 K, an einer Satellitenantenne mit T_A = 50 K den Temperatur - wert Tm = 223 K.

Vergleicht man die messtechnisch ermittelten Signal- und Rauschkennwerte des Abwärtsmischers mit denen verfügbarer, optimal betriebener Schottky-Mischer mit sehr guten Halbleiterdioden, so ergibt sich bei einem ungekühlten Empfangssystem, bestehend aus Abwärtsmischer und ZF-Verstärker, für die von der Antennenstellung abhängigen Antennenrauschtemperatur T_A = To = 290 K bei flach stehender, und T_A = 50 K bei einer auf den Satelliten gerichteter Antenne.

Die Entwicklung des parametrischen Mischers ist etwa 40 Jahre alt. Zur dieser Zeit waren rauscharmen Transitoren noch nicht erhältlich. Die Technik hat sich mit riesen Schritten weiter entwickelt. Bis etwa 20 GHz sind heute rauscharme Transistoren erhältlich, deren Rauschzahl allerdings mit fallender Antennentemperatur steigt und keine Konstante ist.

Für Frequenzen oberhalb bietet sich ein parametrischer Mischer als Alternative an. Auch die entwickelten Mischer bei 96 GHz, 110 GHz, 220 GHz und 440 GHz für kommerzielle Anwendungen zeigten die gleich guten Eigenschaften wie der beschriebene Mischer. Bei den hohen Frequenzen sind nur noch Hohlleiterstrukturen möglich. Von außen sieht man nur noch „Klempner“ Arbeit. Die mathematische Beschreibung bleibt gleich, die Ausführung allerdings ist etwas für Speziallisten. Wie man den Ausführungen sicherlich entnehmen kann ist eine Vorgehensweise nach dem Prinzip „Versuch und Irrtum „ im Mikrowellenbereich ausgeschlossen. Man muss schon mal rechnen.

Zum Abschluss vergleichen wir noch die Systemrauschtemperatur zwischen einem Schottky-Mischer und einem parametrischen Mischer, um die besonderen Eigenschaften des parametrischen Mischers mit reellem Spiegelfrequenzabschluss hervorzuheben.
Folgender Vergleich bezüglich der Systemrauschtemperatur Ts schafft den Überblick.

18.1 Der Schottky-Mischer mit Spiegelleerlauf

Der Schottky-Mischer mit Spiegelfrequenzleerlauf hat einen Konversionsverlust von Lm = 4 dB und eine Rauschzahl von ebenfalls Fm = 4 dB. Mit einer angenommenen Rauschzahl der ZF – Verstärkers von
Fz_F = 2 dB bei 2 GHz, erhält man die Systemsrauschtemperatur Ts der Kettenschaltung nach Bild 50. Die Bezugstemperatur sei T_A = To = 290 K.

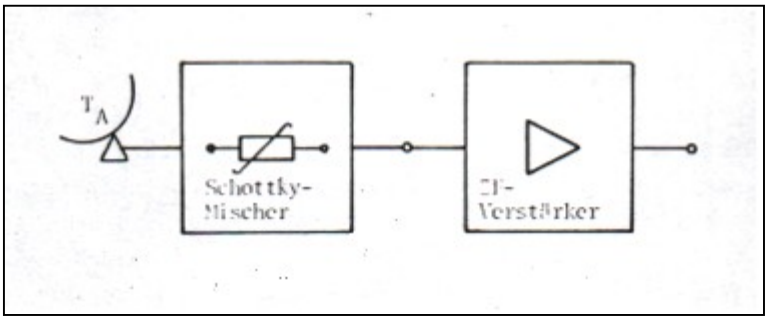


Bild 50: Die Kettenschaltung eines Schottky-Mischers mit einem handelsüblichen ZF-Verstärker

Die Systemrauschtemperatur wird

$Ts = T_A + (Fm - 1)/ To + (Fz_F - 1) Lm To$ (Gl 18.1)

die Zahlenwerte eingesetzt erhalten wir

$Ts = 290 K + (2.51 - 1) 290 K + (1.58 -1) 2.51 \quad 290 K$

$Ts \mid \quad = 1150 K$
$(T_A = To = 290 K)$

Bei auf einen Satelliten ausgerichteten Antenne erreicht die Systemrauschtemperatur nach (Gl 18.1) den Wert und entsprechend der obigen Rechnung

$Ts \mid \; = 910 K$
$(T_A = 50 K)$

der um den Anteil der niederen Antennenrauschtemperatur reduziert ist.

18.2 Der parametrische Abwärtsmischer mit reellem Spiegelfrequenzabschluss

Die Rauschtemperatur des parametrischen Abwärtsmischers ist von der Temperatur des Spielgelabschluss-leitwertes abhängig und hat für a = 0.97, (p+z)/(p-z) = 12/8 die Form

$Ts = 150 K + a (p+z)/(p-z) T_A = 150 K + 1.455 T_A$ (Gl 18.2)

- (Gl 10.26) in Abschnitt 16.4 -

Für die Kettenschaltung mit dem gleichen ZF-Verstärker nach Bild 51 erhält man bei flach stehender Antenne

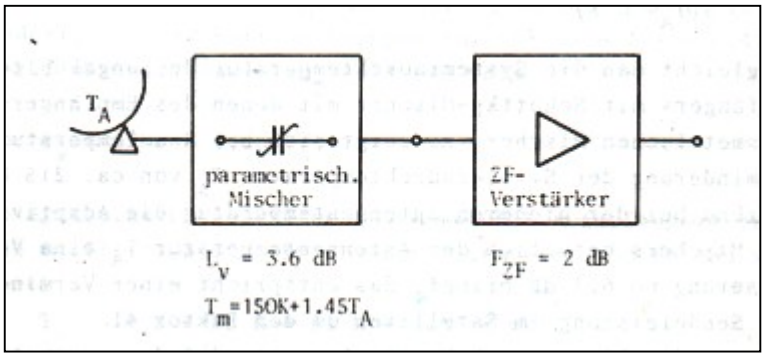


Bild 51: Kettenschaltung einer parametrischen Gleichlage-Abwärtsmischers mit einem handelsüblichen ZF – Verstärker

mit $T_A = To = 290 K$

ist die Systemrauschtemperatur allgemein

$Ts = T_A + 150 K + 1.455 To + (Fz_F - 1) To / Lv,p+z$ (Gl 18.3)

und mit den Werten

Ts = 290 K + 150 K + 422 K + 73,4 K

Ts | = 935 K.
(T_A = 290 K)

Wird die Antenne auf den Satelliten gerichtet, erreicht die Systemsrauschtemperatur mit T_A = 50 K

Ts | = 285 K.
(T_A = 50 K)

Bei der Verwendung einer inzwischen verfügbaren besseren Reaktanzdiode mit einer Grenzfrequenz von rund fg = 1000 GHz, kann die verlustbedingte Rauschtemperatur des Mischers von 150 K auf 75 K reduziert werden.
Die Systemsrauchtemperatur erreicht dann für die Antennentemperatur TA = 290 K den Wert

Ts | = 860 K
(T_A = 290 K)

und für T_A = 50 K den Wert

Ts | = 285 K.
(T_A = 50 K)

Vergleicht man die Systemsrauschtemperatur des ungekühlten Empfänger mit Schottky-Mischer mit denen des Empfängers mit parametrischen Mischer, so zeigt sich bei Raumtemperatur eine Verminderung der Systemsrauschtemperatur von ca. 215 K, während bei der niederen Antennentemperatur die Adaptivität des Mischers bezüglich der Antennentemperatur TA eine Verbesserung um 6.3 dB. Das entspricht einer Verminderung des Sendeleistung im Satelliten um den Faktor 4 und das ist erheblich

Die aus der Literatur bekannte Aussage, dass der parametrische Gleichlage – Abwärtsmischer im Rausch - verhalten immer schlechter ist als der Mischer mit Schottky- Dioden ist also falsch.
Übrigens zeigt auch der Schottky-Mischer bei Abschluss der Spiegelfrequenz durch den Rückmischeffekt einen negativen Leitwert auf der ZF – Ebene. Dieser hat allerdings nur geringen Einfluss auf den Verlust des Mischers, weil die sonstigen Verluste diesen geringen Gewinn überdecken.

18.3 Ausblick auf die mit derzeit möglicher Technologie erreichbare Systemsrausch - temperatur eines parametrischen Abwärtsmischers

Die berechnete Systemrauschtemperatur der Kettenschaltung parametrischer Abwärtsmischer mit einem ZF Verstärker von Ts (50 K) = 210 K , bei hoch stehender Antenne, kann durch Verwendung einer Reaktanzdiode mit höherer Grenzfrequenz und durch die Wahl eines größeren Übersetzungsverhältnis (p+z)/ z weiter vermindert werden.
Soll der Mischer weiterhin Konversionsgewinn haben, ist ein noch zulässiges Übersetzungsverhältnis von 12 zu 1 mit dem Vorteil des kleineren Frequenzabstandes zwischen Signal- und Spiegelfrequenz und des verminderten Rauschbeitrages des Spiegelleitwertes, wählbar.
Deshalb wurde auch bei den Mischern bei den Signalfrequenzen 90, 110, 220 und 440 GHz dieses Übersetzungsverhältnis gewählt und Dioden mit einer Grenzfrequenz von fg = 3200 GHz eingesetzt.

Berechnet man mit einem Übersetzungsverhältnis von 12:1 bei der Signalfrequenz f = 12 GHz und einer mittleren Diodengrenzfrequenz von fg = 1000 GHz die Rauschtemperatur des Mischers neu, so wird nach (Gl 18.2) die verlustbedingte Rauschtemperatur von 150 K um den Faktor 4 und der Spiegelrauschbeitrag um den Faktor 1.25 vermindert. Die Mischerrauschtemperatur hat dann für a = 0.97 und (p+z) / (p-z) = 1.2 sowie $\gamma Qp+z = 24$ die Form

$Tm = 38\ K + 1.16\ T_A$.

Die Systemrauschtemperatur des ungekühlten Empfängers erreicht dann nach (Gl 18.3) bei hoch stehender Antenne ($T_A = 50$ K) den Wert

Ts = 50 K + 38 K + 58 K + 0.92 K = 150 K.

Mit der vergrößerten dynamischen Güte $\gamma Qp+z = 24$ steigt der Konversionsgewinn auf Lv = 15 dB und das Konversions-Bandbreite-Produkt nach (Gl 11.6) von 3.2% auf 7% bzw. mit einer Mehrkreisstruktur bei der Zwischenfrequenz auf 14 %. Das entspricht einer ZF-Bandbreite von B = 168 MHz ausreichend für die Übertragung breitbandiger Signale im Frequenzspreizverfahren.

Anhang:

Ableitung der (Gl 16.3)

Zur Ermittlung der Einseitenbandrauschzahl des parametrischen Abwärtsmischers in Abschnitt 16.4 aus den Messgrößen Temperaturhub der Y-Rauschquelle /L1/ und dem Y-Faktor des einstellbaren Dämpfungs - gliedes, geht man von Bild A1 aus.

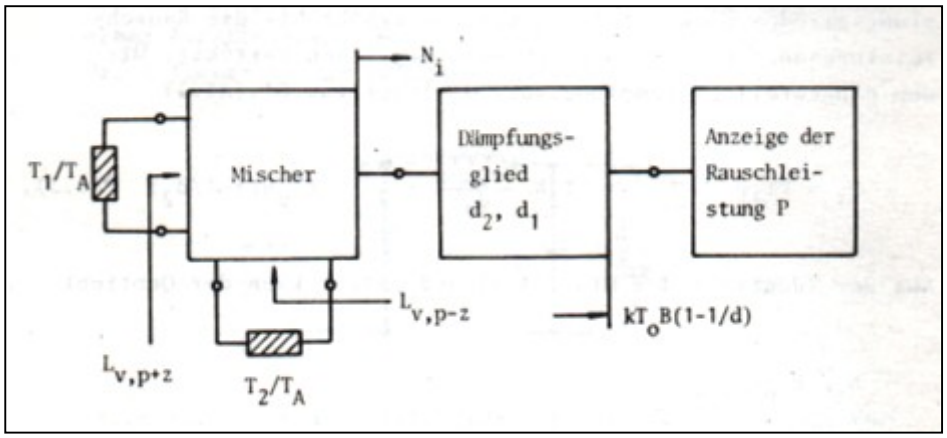


Bild A1: Ermittlung der Einseitenrauschzahl eines 3-Tores bei Verwendung der Y-Methode

Die Ausgangsleistung innerhalb der kleinen Bandbreite B ist mit den verfügbaren Gewinnen des Mischers am oberen und unteren Seitenband Lv,p+z und Lv,p-z , den an diesen beiden möglichen Eingangstoren vorherrschenden Rauschtemperaturhüben $T_1/T_A > 1$ bzw. $T_2/T_A > 1$ bei eingeschalteter Y – Rauschquelle, dem von der eingestellten Dämpfung d abhängigen Eigenrauschbeitrag des Dämpfungsgliedes kTo (1 - 1/d) und der am Ausgang des Mischers verfügbaren Eigenrauschleistung Ni

$$P_1 = kT_AB\ Lv,p+z\ /\ d_1 + kT_AB\ Lv,p-z\ /\ d_1 + Ni/d_1 + kToB(1-1/d_1) \qquad \text{(Gl A1)}$$

im nicht eingeschalteten Zustand der Rauschquelle und Dämpfungsglied in Stellung „ d_1“.

Nach dem Einschalten der Rauschquelle habe die Rauschquelle am oberen Seitenband die Temperatur T_1 und am unteren Seitenband die Rauschtemperatur T_2. Die Rauschleistungsanzeige steigt dann auf den Wert

$$P_2 = kT_1 B\, Lv,p+z \;/\; d_1 + kT_2B\, Lv,p-z \,/\, d_1 + Ni/d_1 + kToB\,(1-1/d_1) \qquad \text{(Gl A2)}$$

an.
Die Dämpfung des auf der Rauschtemperatur To befindlichen Dämpfungsgliedes wird jetzt stufenweise erhöht, bis die Rauschleistungsanzeige P wieder den ursprünglichen Wert P_1 hat. Mit dem eingestellten Dämpfungswert d_2 folgt aus (Gl A2)

$$P_1 = kT_1B\, Lv,p+z \,/d_2 + kT_2BLv,p-z \,/\, d_2 + Ni/d_2 + kToB(1-1/d_2) \qquad \text{(Gl A3)}$$

Aus der Identität der (Gl A1) und (Gl A3) kann der Quotient

Ni/kToB Lv,p+z

berechnet werden. Das Verhältnis ist die zusätzliche Einseitenrauschzahl des Mischers

$$Fz,_{ESB} = (T_1/T_A - 1) \,/\, (Y-1) + (Lv,p+z \,/\, Lv,p-z) + (T_2/T_A - 1) \,/\, (Y-1) \qquad \text{(Gl A4)}$$

Dabei wurde die Abkürzung d_2/d_1, der Y-Faktor, verwendet.

Ist die nicht eingeschaltete Rauschquelle auf der Umgebungstemperatur T_A = To = 290 K und sind die Temperaturhübe an beiden Seitenbänder identisch, vereinfacht sich (Gl A4) zu dem bekannten Zusammenhang

$$Fz,_{ESB} = (T_1/To - Y) \,/\, (Y-1)\,(1 + Lv,p+z \,/\, Lv,p-z) + 1/Lv,p+z \qquad \text{(Gl A5)}$$

Zur Bestimmung der Einseitenbandrauchzahl ist die Kenntnis der verfügbaren Leistungsverstärkungen an beiden Toren und des Y-Faktors unerlässlich. Die Temperaturhübe T_1/To bzw. T_2/To werden vom Hersteller der Rauschquelle im Datenblatt angegeben.

vy73, DL3LH, Walter
wa-schau@t-online.de
www.heide-holst.de

Literatur auf ham-on-air

L1. Grundlagen der Rauschmessung, DL3LH

Weiter führende Literatur:

1. Meinke/Gundlach, Taschenbuch der Hochfrequenztechnik
2. Blackwell und Kotzebue, Semiconductor-Diode Parametric Amplifiers
3. Steiner/Pungs, Parametrische Systeme
4. Löcherer/Maurer, Nichtreziproker Verstärker für das Mikrowellengebiet
5. Manley Rowe, Some general properties of nonlinear elements
6. Steinbuch/Rupprecht, Nachrichtentechnik
7. Feldkeller, Einführung in Theorie der Hochfrequenzbandfilter
8. Friis, Noise Figures of Radio Receivers
9. Maurer/Löcherer, Allgemeine Betrachtungen über Rauschzahlen bei aktiven Vierpolen mit Rauschzahlen F < 1
10. Dipl. Ing., Ing. grad. W. Schau, AEÜ 33 (1979) S. 450 – 456
11. Feldkeller, Einführung in Siebschaltungstheorie der elektr. Nachrichtentechnik
12. Rothe, Horst, Theorie rauschender Vierpole und deren Anwendung

This document was created with Win2PDF available at http://www.win2pdf.com.
The unregistered version of Win2PDF is for evaluation or non-commercial use only.
This page will not be added after purchasing Win2PDF.