

**Oszillator- und Mischstufe  
für ein  
UKW-Eingangsteil**

**Peter Treytl**

**25. August 2007**

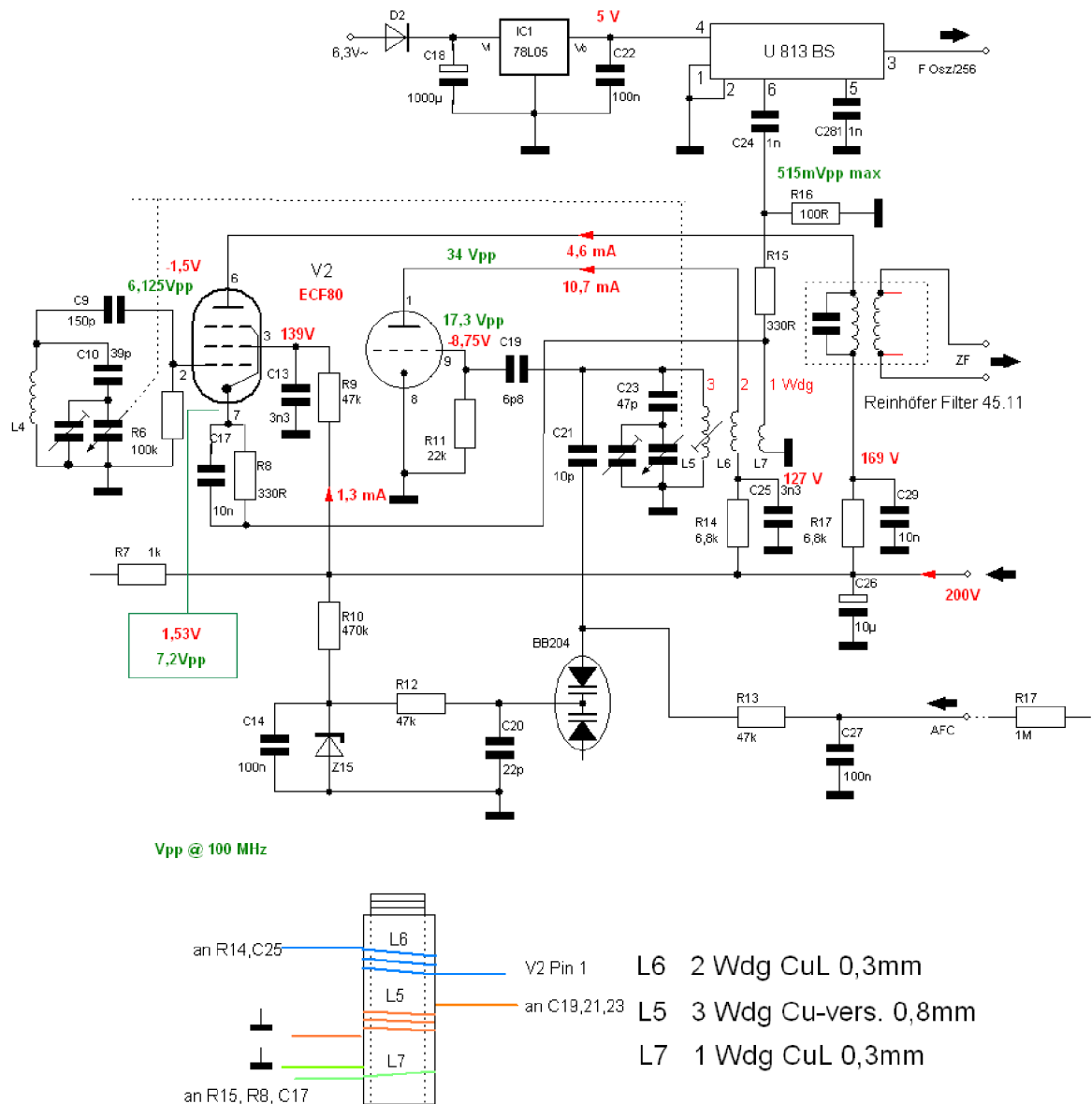
# 1. Einleitung

Ziel der Arbeiten war die meßtechnische Optimierung eines UKW-Mischteils mit einer Cascode-Schaltung im Eingang und getrennten Röhrensyste­men für den Oszillator und die Mischstufe.

## 2. Konzept

### 1.1 Oszillator

Die bereits optimierte Schaltung von Oszillator- und Mischstufe zeigt Bild 1.



Spulenkörper Neosid Kt 417, Gewindekern M4x0,5, F100b (grün) mit Bremse

Bild 1: Schaltung Oszillator und Mischer

Für Oszillator und Mischer war ursprünglich die Verbundröhre ECF82 vorgesehen. Die zur Verfügung stehenden Exemplare dieser Röhre erreichten aber nicht die Performance des Vorgängertyps ECF80, sodaß schließlich letzterer eingesetzt wurde.

Die Reproduzierbarkeit des Konzepts wurde anhand von vier weiteren Exemplaren der ECF 80 verifiziert.

Der Triodenteil der ECF80 wird als Oszillator betrieben. Dabei sind folgende Grenzwerte einzuhalten:

Maximale Anodenverlustleistung  
Maximaler Kathodenstrom

$P_{avT} = \text{max. } 1,5W$   
 $I_k = \text{max. } 14mA$

Bild 2 zeigt u.a. die gemessene Amplitude der Oszillatorspannung  $U_{osc}$ , die der Kathode der Misch-Pentode der ECF80 zugeführt werden kann. Dem Bild ebenfalls zu entnehmen sind der zugehörige Anodenstrom  $I_a$  und die Verlustleistung.  $P_{avT}$  der Triode.

### Oszillatorspannung an der Kathode der ECF80

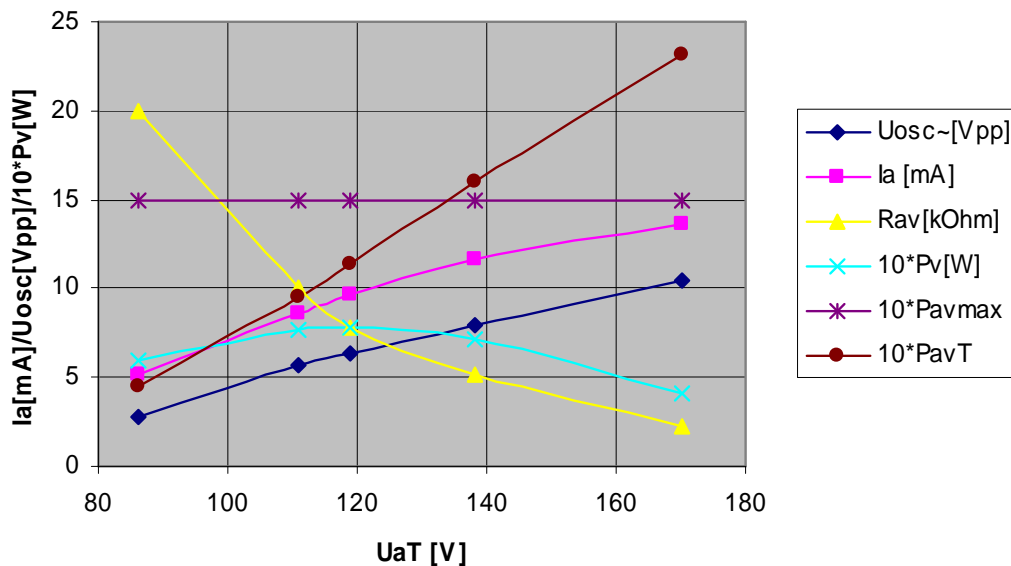


Bild 2: Maximale Oszillatorspannung  $U_{osc}$  als Funktion des Arbeitspunktes

Die Spezifikation des Pentodensystems der ECF80 geht im Mischbetrieb von einer Oszillatorspannung von  $3,5V_{eff}$  entsprechend  $10V_{pp}$  aus. Bei dieser Spannung stellt sich die optimale Mischsteilheit von  $2,2 \text{ mA/V}$  ein. Eine solche Signalamplitude erhält man in der vorliegenden Schaltung aber erst bei Anodenströmen ab  $13mA$ . Die dazugehörige Verlustleistung  $P_{avT}$  liegt dabei mit  $2,4 \text{ W}$  bereits deutlich über  $P_{avmax}$ , der maximal zulässigen Verlustleistung von  $1,5W$ . Siehe dazu auch die Kennlinien des Triodensystems der ECF80 in Bild 3.

Beschränkt man sich auf etwa  $1,3W$  Verlustleistung, so ist der Trioden-Oszillator in der Lage, mit Sicherheit eine Spannung  $U_{osc}$  von etwa  $2V_{eff}$  ( $5,64V_{ss}$ ) an den Mischer zu liefern. Bei entsprechender Dimensionierung der Mischstufe reicht diese Spannung für effiziente Mischung aus. Mit einem Vorwiderstand  $R_{av}$  von  $6,8 \text{ k}\Omega$  ( $R_{14}$ ) in der Anoden-Zuleitung stellt sich ein Anodenstrom  $I_a = 10,7mA$  ein.  $P_v$ , die Verlustleistung des Vorwiderstandes, liegt bei etwa  $0,8W$ , sodaß sich der Einsatz eines  $2 \text{ W}$ -Widerstandes empfiehlt.

Die Einkopplung der Oszillatorspannung in die Mischstufe erfolgt induktiv über  $L_7$ . Diesem Kreis wird auch die Spannung für den Vorteiler U 813 BS IL entnommen. Der Spannungsteiler  $R_{18}/R_{19}$  reduziert die Spannung auf ein für den Chip verträgliches Maß.

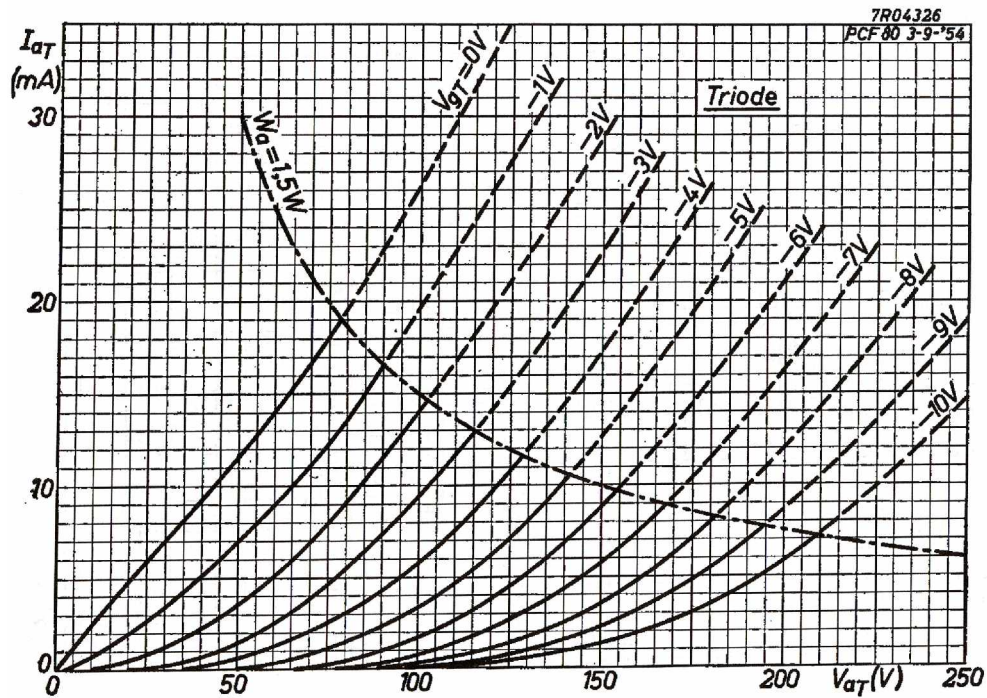


Bild 3:  $I_a/U_a$ -Kennlinienfeld des Triodensystems der ECF80

Die am Oszillator-System bei 100 MHz Empfangsfrequenz (110,7MHz Oszillatorfrequenz) auftretenden Wechselfspannungen sind im Schaltbild vermerkt. Zur Aussteuerung der Mischstufe (Kathode der Pentode) stehen ca. 6,3Vpp (2,23Veff) zur Verfügung. Diese Spannung sollte für eine einwandfreie Funktion des Mischers ausreichen. Die Spannungsform, einen sauberen Sinus, zeigt Bild 4.

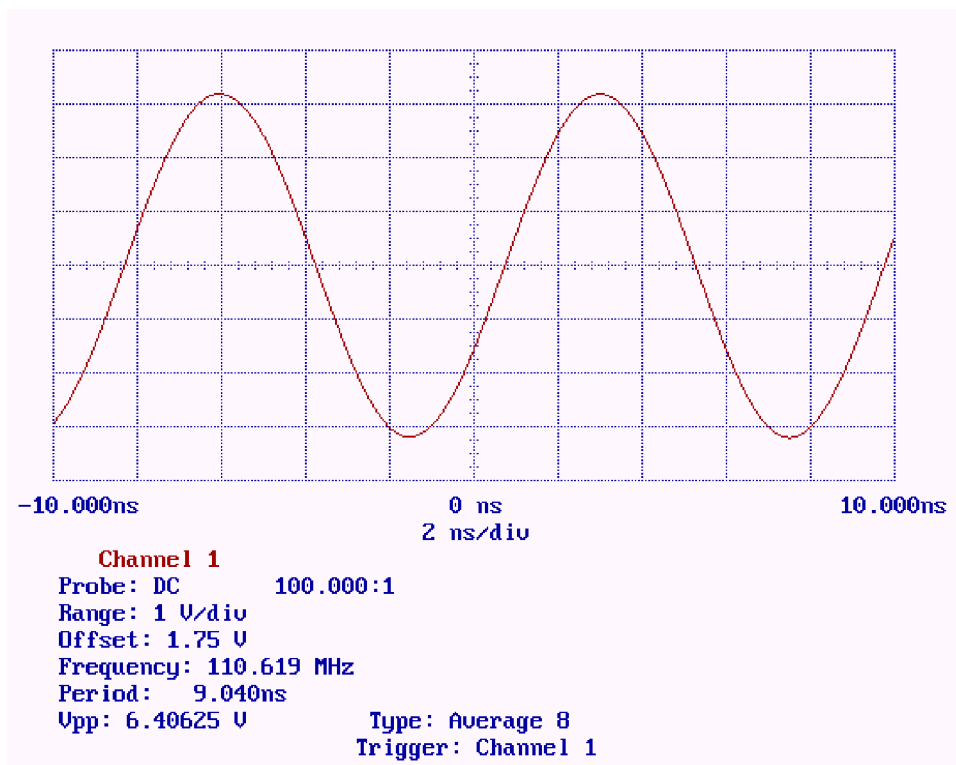


Bild 4: Signal an der Kathode der Mischröhre

Bild 5 zeigt den Verlauf der Amplitude der Oszillatorspannung über der Empfangsfrequenz, wobei die Oszillatorfrequenz (98,2 – 118,7 MHz) jeweils 10,7 MHz über der Empfangsfrequenz (87,5 – 108 MHz) liegt.

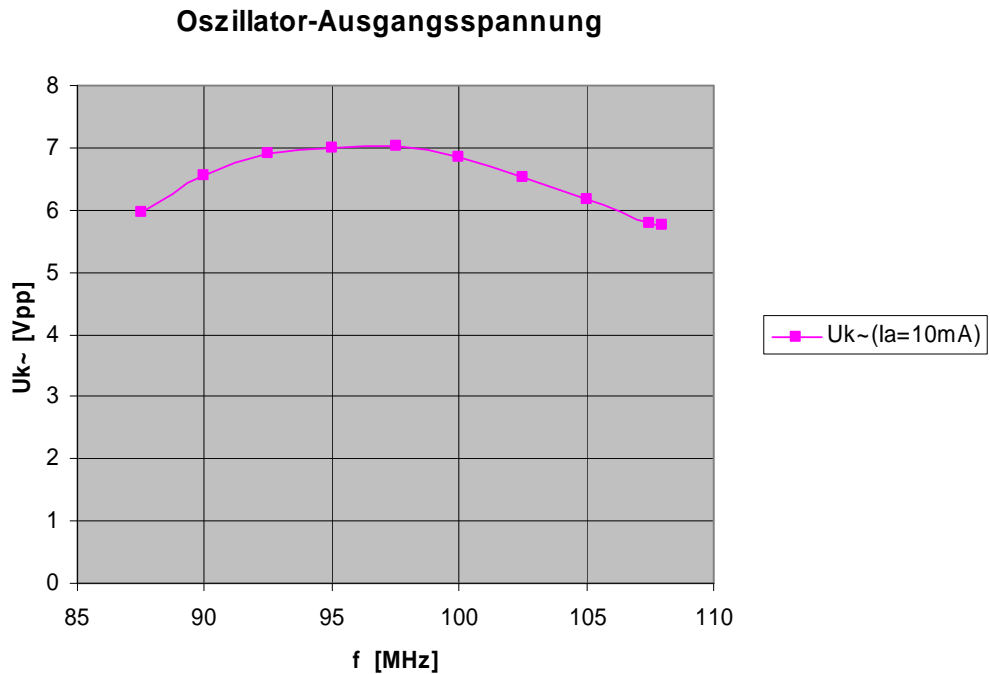


Bild 5: Frequenzabhängigkeit der Oszillatoramplitude.

Die Pegelschwankung ist im betrachteten Frequenzbereich von 85,7 – 108 MHz minimal. Das thermische Einlaufverhalten des Oszillators bei einer Umgebungstemperatur von 21° C ist in Bild 6 dargestellt. Nach etwa 10 Minuten hat sich der Oszillator so weit stabilisiert, daß die Frequenzabweichung - auch ohne AFC - unerheblich ist.

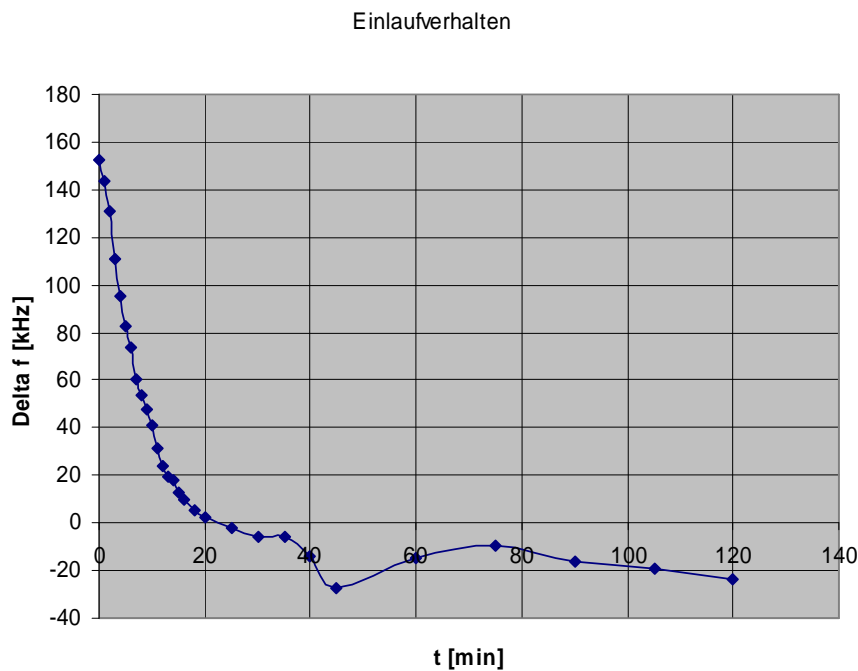


Bild 6: Einlaufverhalten des Oszillators.

Wesentlich ist auch das Nachstimmverhalten der AFC. In Bild 7 sind die Regelkennlinien für unterschiedliche Empfangsfrequenzen dargestellt.

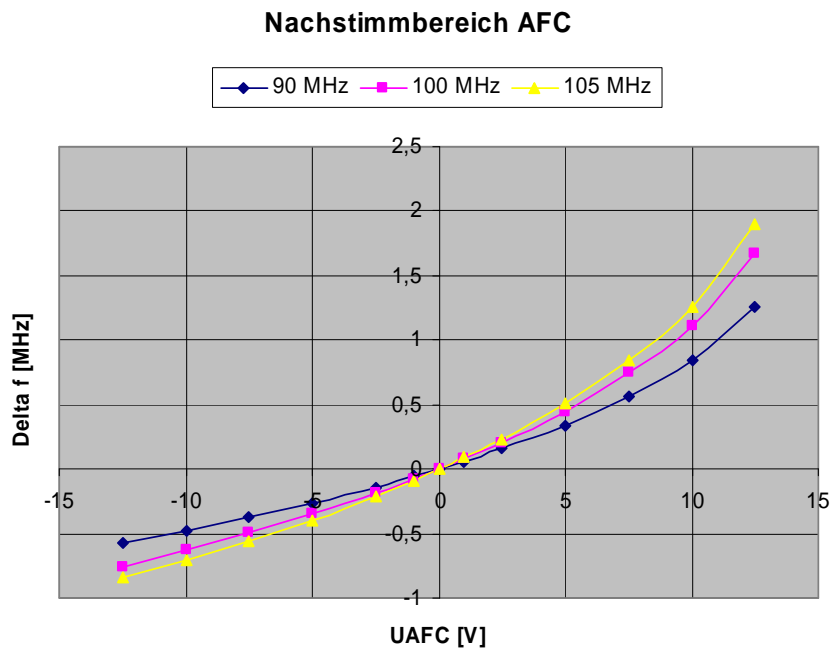


Bild 7: Nachstimbereich der AFC

Bei einem Spannungshub des Ratiidetektors von  $\pm 10V$  kann ein Bereich von  $\pm 500$  kHz abgestimmt werden. Das sollte allemal für die Nachstimmung ausreichen. Beim Anschluß des Ratiidetektors an den AFC-Eingang ist auf die Polarität der Abstimmspannung zu achten. Eine positive Spannung am AFC-Eingang des Mischteils verringert die negative Vorspannung der Varaktordiode. Damit erhöht sich ihre Eigenkapazität, die Oszillatorfrequenz wird niedriger. Umgekehrt erhöht eine negative Spannung am AFC-Eingang die Sperrspannung und reduziert damit die Eigenkapazität, was eine Erhöhung der Oszillatorfrequenz zur Folge hat. Soll die AFC ihren Zweck erfüllen, muß der Ratiidetektor bei Abstimmung auf tiefere Frequenzen als die Sollfrequenz ein negatives Signal abgeben und ein positives bei Abstimmung auf höhere Frequenzen.

## 1.2 Mischer

Beim Pentodensystem der ECF80 handelt es sich um eine nicht regelbare, steile Pentode ( $6,2mA/V$ ) mit sehr geringem Schirmgitterdurchgriff (2%), vorzüglichen UKW-Eigenschaften (Eingangswiderstand bei 200MHz  $2,5k\Omega$ ,  $R_{eq}=1,5k\Omega$ ), kleiner Gitter-Anodenkapazität und sorgfältiger Abschirmung zwischen den Systemen. Die optimale Mischsteilheit von  $2,2mA/V$  erhält man im B-Betrieb. Diese Betriebsart erreicht man durch einen Kathodenwiderstand in Verbindung mit Gitterstrom-Gleichrichtung. Den Zusammenhang zwischen Mischsteilheit  $S_c$ , der Oszillator-Wechselspannung  $V_{osc}$  und der Gittervorspannung  $-U_{g1}$  zeigt Bild 8. Die voll gezeichneten Kurven beschreiben den Verlauf konstanter Mischsteilheit, die gestrichelten Kurven die Abhängigkeit der Gittervorspannung von der Oszillatortspannung bei unterschiedlichen Kathodenwiderständen. Die Schnittpunkte beider Kurvenscharen geben die Arbeitspunkte bei unterschiedlichen Einstellungen.

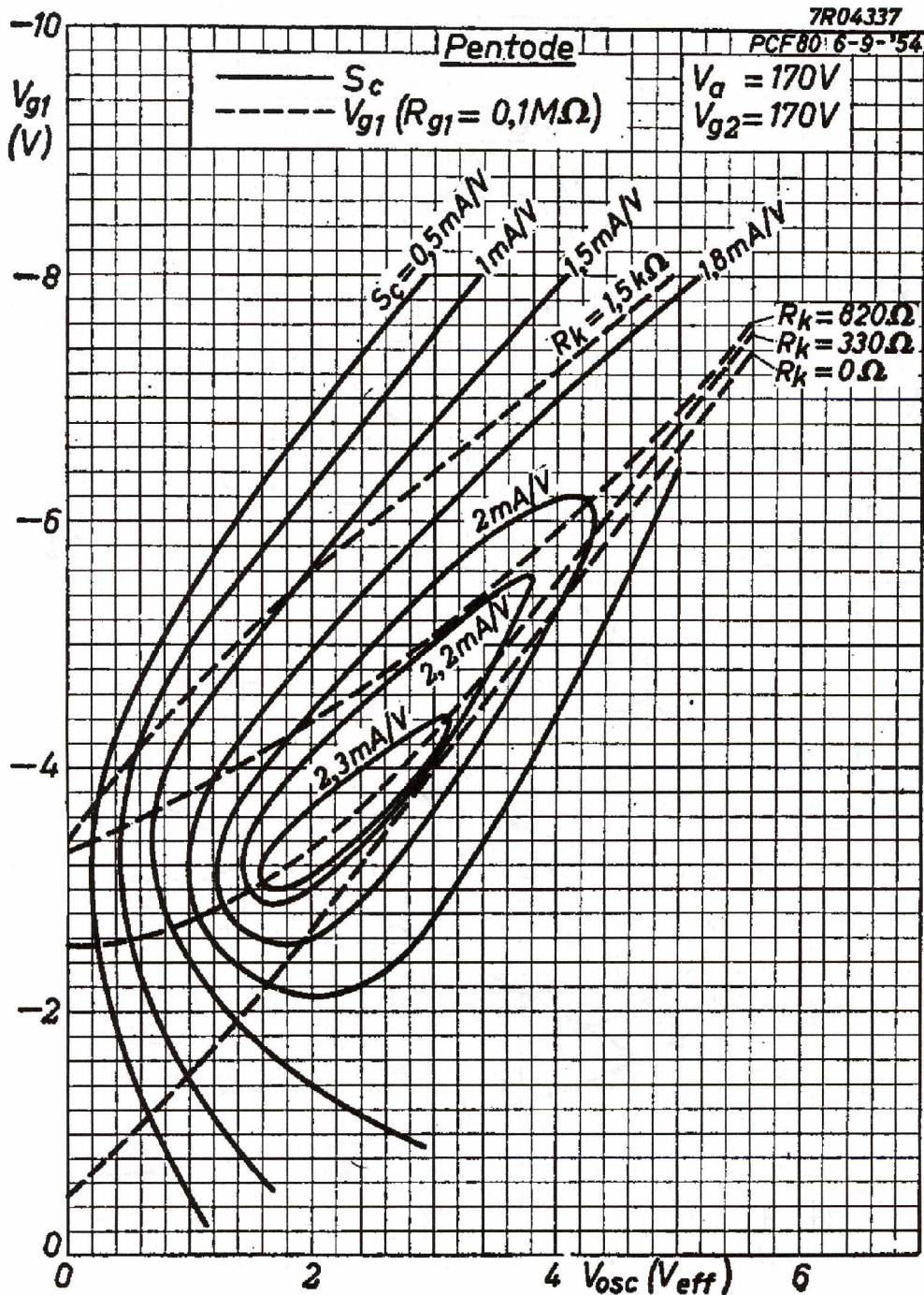


Bild 8: Mischsteilheit des Pentodensystems der ECF80

Die Dimensionierung der Mischstufe erfolgte anhand dieses Datenblattes. Die Anodenspannung wurde mit 170V gewählt. R6, der Gitterableitwiderstand, mit 0,1M $\Omega$  und der Kathodenwiderstand R8 mit 330 $\Omega$ .

Bei einer Oszillator-Effektivspannung von rund 2V ergibt sich nach Bild 1 eine Gittervorspannung von etwas mehr als 3V (1,53V durch den Kathodenwiderstand und weitere 1,5V durch Gittergleichrichtung). Der Arbeitspunkt liegt in Bild 8 im Schnittpunkt von -3V  $V_{g1}$ , 2V  $V_{osc} \text{ eff}$  und der gestrichelten 330 $\Omega$ -Linie exakt im Bereich optimaler Mischsteilheit von 2,3mA/V.

Für die Mischverstärkung maßgeblich sind die Mischsteilheit  $S_c$  und der Wirkwiderstand des Bandfilters im Anodenkreis.

Geht man von einem symmetrischen Bandfilter aus, kann der Spannungsgewinn  $V_b$  eines mittels Bandfilter gekoppelten Verstärkers folgendermaßen berechnet werden:

$$V_b = \frac{S_c}{2} \cdot \frac{1}{\omega_0 \cdot C} \cdot \frac{1}{d}, \text{ mit dem Dämpfungsfaktor } d = b_{0,7}/f_0.$$

Man erkennt, daß die Stufenverstärkung um so größer wird, je kleiner die Kapazität  $C$  gewählt wird.  $C$  setzt sich aus der Schwingkreis­kapazität, der Ausgangskapazität der Röhre und den Verdrahtungskapazitäten zusammen.

Die 3dB-Bandbreite des Bandfilters  $b_{0,7}$  muß durch Messung unter realistischen Bedingungen, also bei Belastung durch  $R_i$ , eventuelle Dämpfungswiderstände und der Beschaltung der Sekundärseite des Bandfilters ermittelt werden.

Für das Reinhöfer-Filter 45.11 wurde bei leicht überkritischer Kopplung ein Wert von 265 kHz gemessen. Die Kreiskapazität beträgt 33pF.

Die Kapazität  $C$  setzt sich aus der Kreiskapazität des Bandfilters (33pF), der Schaltungskapazität (3pF) und der Ausgangskapazität des Pentodensystems der ECF80 (4pF) zusammen. Insgesamt erhält man  $C = 40\text{pF}$ .

Mit einer Mischsteilheit  $S_c$  von 2,3 mA/V ergibt sich eine Mischverstärkung von

$$V_b = (2,3/2) \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 40 \cdot 10^{-12} \cdot 265000} = 17,3$$

### 1.3 Cascode-Schaltung

Für die UKW-Eingangsstufe wurde eine ECC2000 in Cascode-Schaltung gewählt. Diese Schaltungsart zeichnet sich durch hohe Steilheit, geringes Rauschen und einen hohen UKW-Eingangswiderstand aus, der eine wirksame Transformation der Antennenspannung auf das Gitter der Kathodenbasis-Stufe ermöglicht.

Die Eingangsröhre arbeitet in Kathodenbasis-Schaltung (KBS). Als Arbeitswiderstand wirkt der Eingangswiderstand der zweiten Röhre, die in Gitterbasis-Schaltung (GBS) betrieben wird. Näherungsweise entspricht dieser Arbeitswiderstand dem Kehrwert der Röhrensteilheit ( $1/S = 71\Omega$  bei  $S (I_a=19\text{mA}) = 14\text{mA/V}$ ). Wegen der durch den geringen numerischen Wert des Arbeitswiderstandes sehr kleinen Verstärkung ist die Neutralisierung der Triode in KBS unkritisch.

Bei der ECC2000 wird die Gitter-Anodenkapazität durch einen Neutrodenschirm zusätzlich verringert, sodaß man im betrachteten Frequenzbereich bei geschickter Schaltungsauslegung ganz ohne Neutralisierung auskommt. Die Anode dieser Röhre ist so geformt, daß nur der für das Auffangen der Elektronen benutzte Teil dem Gitter gegenüber steht. Zwischen den Gitterstegen und dem Rest der Anode befinden sich Schirmbleche, die die elektronisch nicht genutzten Teile von Anode und Gitter gegeneinander abschirmen.

Die GBS verstärkt das Signal rückwirkungsfrei. Die Spannungsverstärkung entspricht der der KBS.

$$V = S \cdot \frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i}$$

Mit den beiden Trioden T1 und T2 der Verbundröhre ECC2000 wäre unter idealen Voraussetzungen somit folgende Verstärkung zu realisieren:

$$V = V_{T1} \cdot V_{T2}$$

$$V_{T1} = S \cdot \frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i}$$

$$\mu = S \cdot R_i \Rightarrow R_i = \mu/S = 27/0.014 = 1930 \Omega$$

$$R_a = 1/S = 71 \Omega$$

Damit erhält man

$$V_{T1} = 14 \cdot 10^{-3} \cdot (1930 \cdot 71) / (1930 + 71) = 0,96$$

$$V_{T2} = 14 \cdot 10^{-3} \cdot (1930 \cdot 4400) / (1930 + 4400) = 18$$

mit  $4400 \Omega$  als Erfahrungswert für den Resonanzwiderstand des Bandfilter-Zwischenkreises bei annähernd kritischer Kopplung.

$$V = V_{T1} \cdot V_{T2} = 0,96 \cdot 18 = 17,5$$

Hinzu kommt die Spannungsüberhöhung durch den Eingangskreis, die bei der vorliegenden Schaltung dem Verhältnis 1:2,9 entspricht. Die Spannungsverstärkung der Cascode-Schaltung einschließlich Eingangskreis beträgt somit

$$V_{casc} = 51$$

Die Gesamtverstärkung des Mischteils ist das Produkt aus der Verstärkung der Cascodestufe und der Konversionsverstärkung  $V_b$  des Mischteils.

$$V_{ges} = V_{casc} \cdot V_b = 51 \cdot 17,3 = 880$$

Dieser Wert stimmt sehr gut mit den gemessenen Werten (760 bis 900) überein.

Die Schaltung der Cascode-Stufe zeigt Bild 9. Ein Spannungsteiler, bestehend aus den Widerständen  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_4$ , stabilisiert, einem Vorschlag des Datenblattes folgend, die Arbeitspunkte der beiden Triodensysteme.

Etwas langwierig gestaltete sich die Optimierung des HF-Bandfilters am Ausgang der Cascode. Von seiner Auslegung hängen wesentlich die Gesamtverstärkung und Bandbreite des Mischteils ab. Die gewünschte Performance ergab sich bei Ankopplung der Anode der Gitter-Basisstufe an die Mitte des Primärkreises. Ein Trimm-Kondensator  $C_k$  von dieser Anzapfung zum heißen Ende des Sekundärkreises erlaubt die Einstellung der Kopplung. Optimale Bedingungen ergaben sich bei einem Kapazitätswert von etwa  $10 \text{ pF}$ . Die Primär- und die Sekundärspule sind mit je 4 Windungen  $0,8 \text{ mm}$  versilberten Cu-Drahtes gleichsinnig gewickelt.

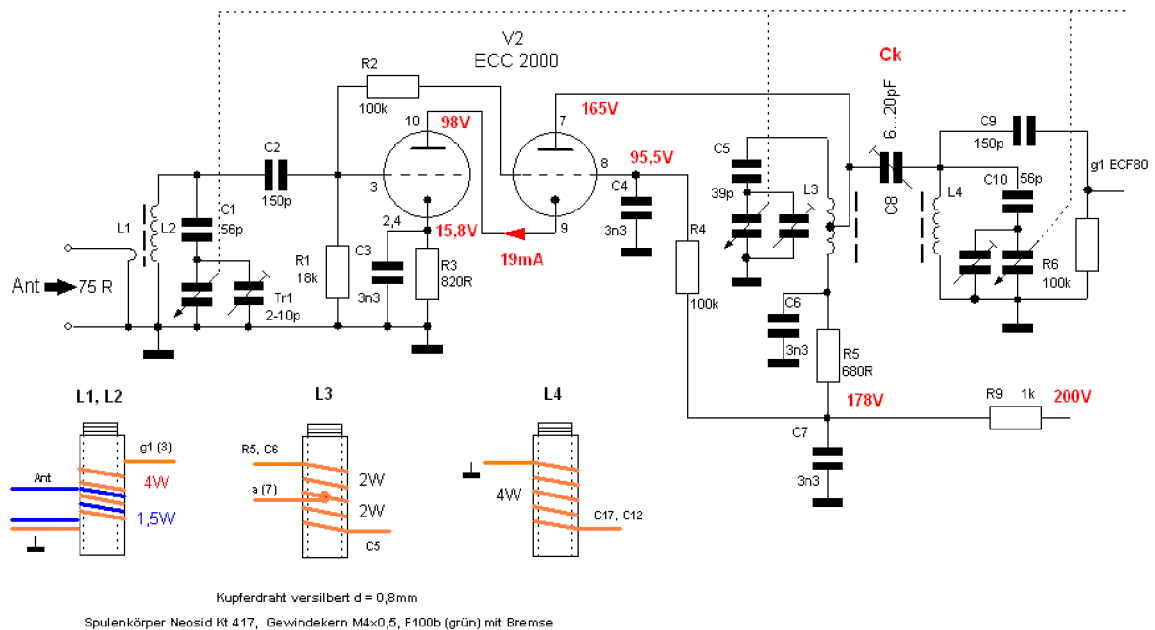


Bild 9: Schaltung der Cascode-Stufe

## 2. Abgleich

Zunächst wird die Oszillatorfrequenz mit L5/L6/L7 und dem Parallel-Trimmer zum Drehkondensator auf den Bereich 87,5 – 108 MHz abgeglichen. Das Vorteiler-IC gibt diese Frequenz durch den Faktor 256 geteilt aus.

Anschließend werden die Spulenkern bei 87,5MHz und die Paralleltrimmer bei 108MHz grob auf maximale Tuner-Ausgangsspannung gestellt. Ck hat einen Wert von etwa 10pF. Der Feinabgleich erfolgt so, daß man zunächst bei 108 MHz mit Ck die optimale Kopplung (maximale Ausgangsspannung) einstellt und anschließend mit den Timmern parallel zu den Paketen des Drehkondensators auf maximale Ausgangsspannung nachgleicht. Bei 87,5 MHz wird die Ausgangsspannung mit den Spulenkernen von L2, L3 und L4 optimiert und anschließend der Spulenkern der Eingangsspule L1 so weit herausgedreht, bis die Verstärkung in etwa der bei 108 MHz entspricht. Damit ergibt sich eine gleichmäßige Empfindlichkeit des Empfangsteils über dem gesamten Empfangsband. Es empfiehlt sich, den Abgleich mehrmals zu wiederholen.

## 3. Meßergebnisse

Die Messungen an der optimierten Schaltung erfolgten mit einem skalaren Netzwerkanalysator bestehend aus dem R&S Signalgenerator SMS2, dem R&S Leistungsmesser NRVS und einem PC zur Steuerung der Geräte über einen IEC-Bus und Auswertung der Meßergebnisse.

Die gemessene Spannungsverstärkung vom Antenneneingang zum Ausgang des ZF-Filters, letzteres sekundär mit 0,5MΩ belastet, zeigt Bild 10. Bei ausgangsseitiger Belastung mit 250 kΩ reduziert sich die Ausgangsspannung und damit auch die Verstärkung auf rund 80% dieses Wertes.

Das Eingangsteil zeigt eine sehr gleichmäßige Empfindlichkeit. In dB ausgedrückt, ist die Welligkeit über den gesamten Empfangs-Frequenzbereich nur 1,46 dB.

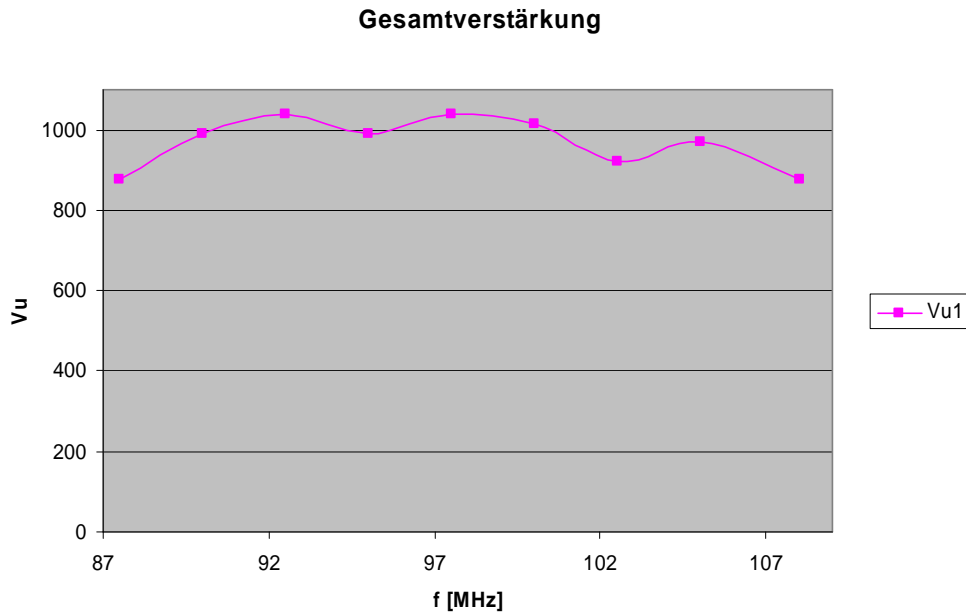


Bild 10: Spannungsverstärkung vom 75Ω-Eingang zum Ausgang des ZF-Bandfilters

Die folgenden Bilder zeigen die Durchlaßcharakteristik des UKW-Eingangsteils vom Antenneneingang zum Ausgang des ZF-Bandfilters bei unterschiedlichen Empfangsfrequenzen und Empfangspegeln.

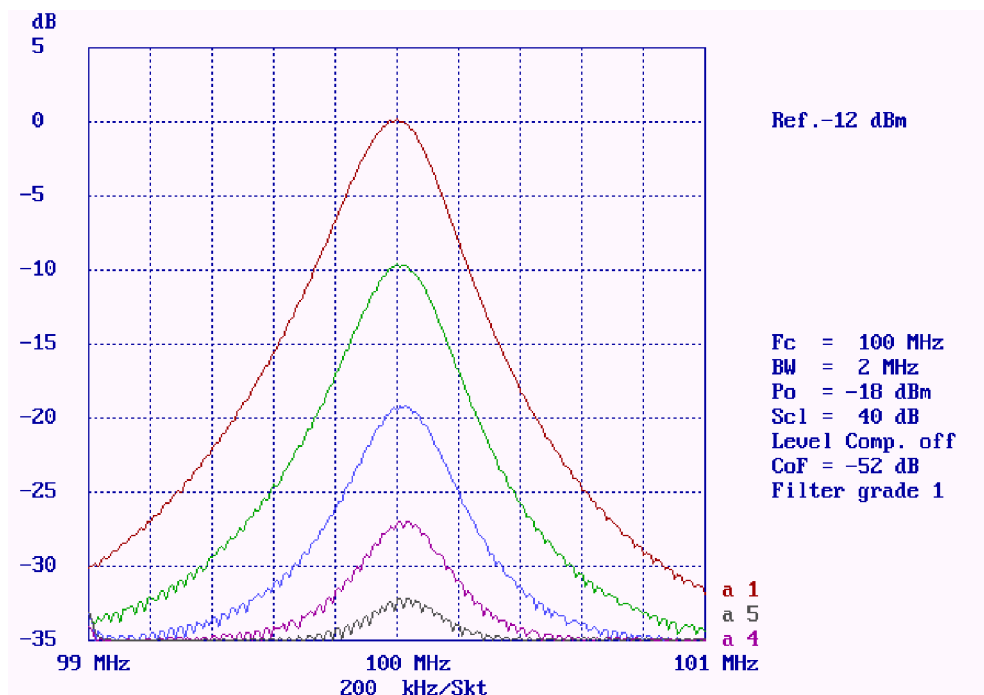


Bild 11: Durchlaßcharakteristik bei unterschiedlichen Eingangspegeln

Wie Bild 11 zeigt, ist die Form der Durchlaßkurve streng symmetrisch und weitestgehend unabhängig von der Höhe der Antennenspannung, die in diesem Fall stufenweise um jeweils 10dB zwischen 170μV und 17mV an 75Ω verändert wurde.

Die bei einer Eingangsspannung von 2,5mV gemessenen 3 dB – Bandbreiten bei niedrigen, mittleren und hohen Empfangsfrequenzen sind den folgenden Bildern zu entnehmen. Sie variieren zwischen 216 und 235 kHz

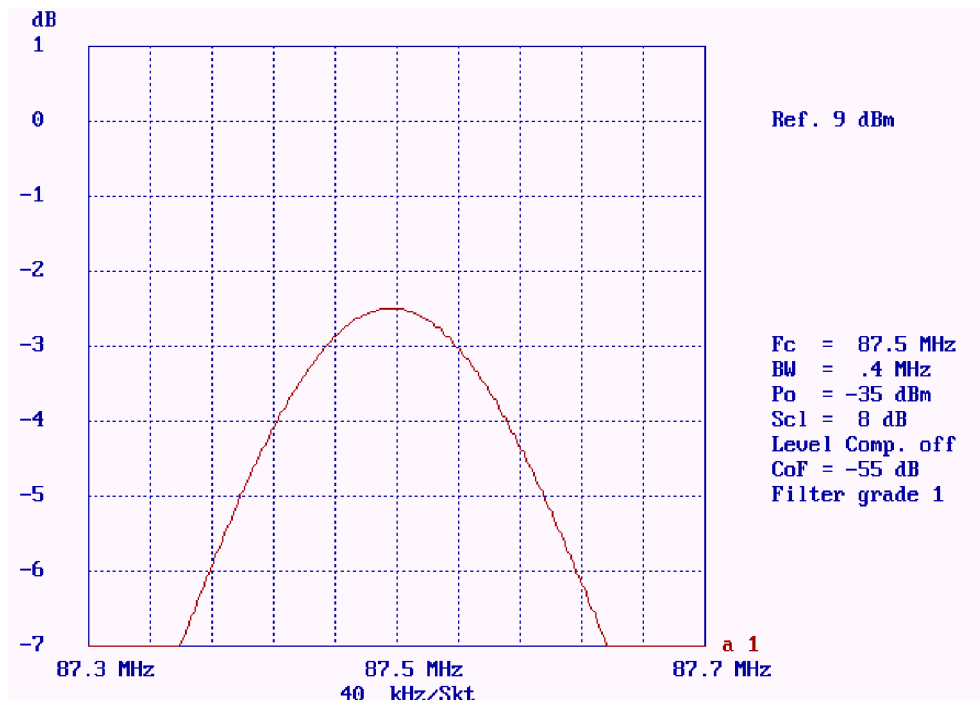


Bild 17: Durchlaßcharakteristik bei 87,5 MHz

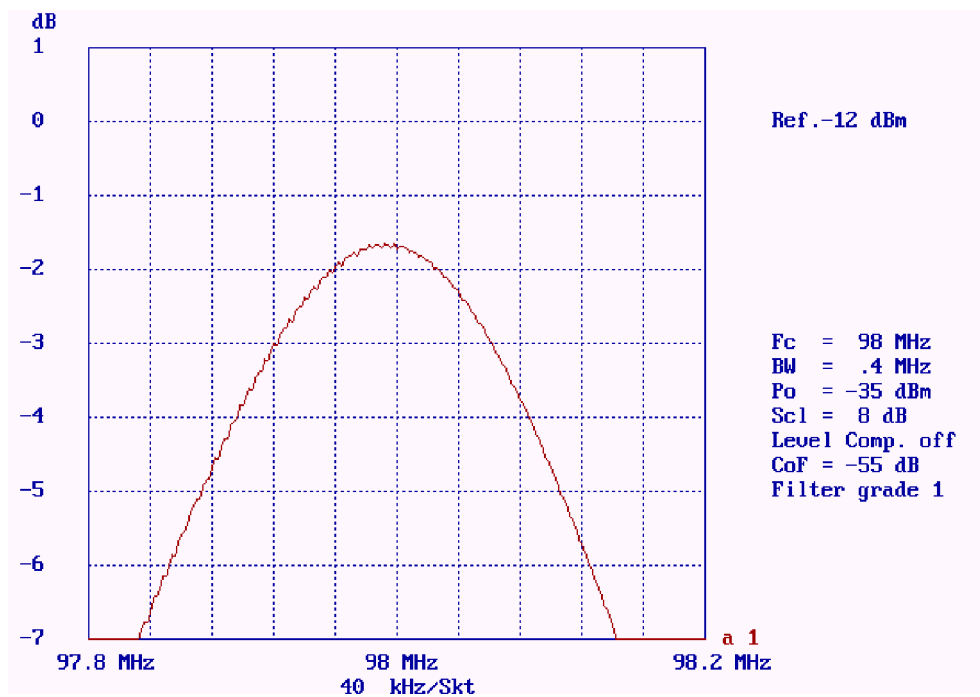


Bild 18: Durchlaßcharakteristik bei 98 MHz

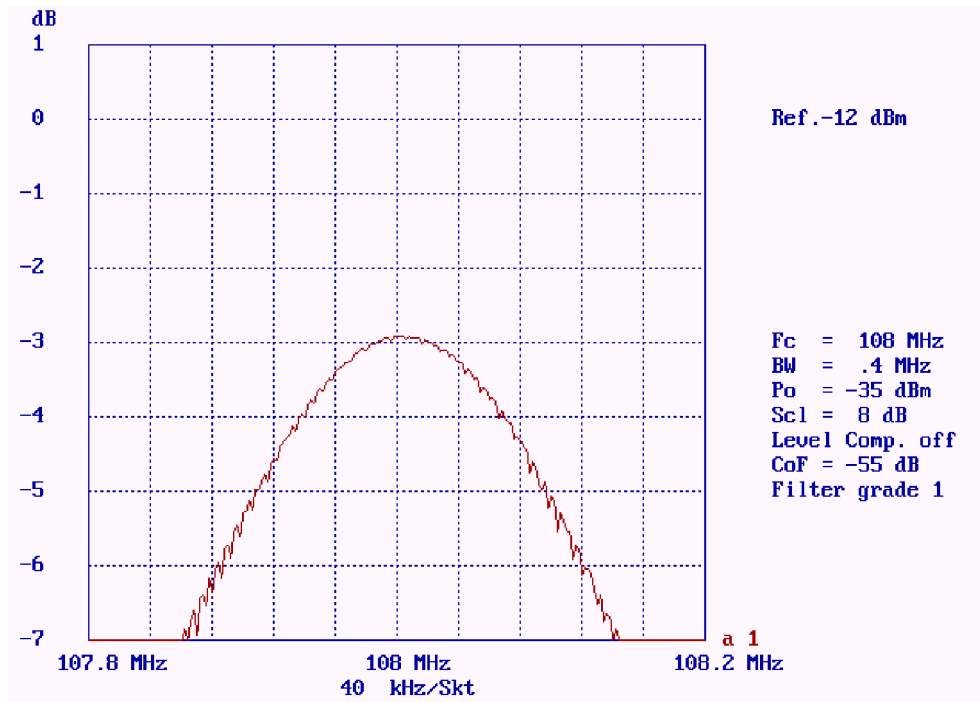


Bild 19: Durchlaßcharakteristik bei 108 MHz

#### 4. Charakteristische Daten

Betriebsspannung  
 Stromaufnahme

$U_b = 200 \text{ V}$   
 $I_b = 37,5 \text{ mA}$

Frequenzbereich  
 Antenneneingang

87,5 ... 108 MHz  
 $75 \Omega$

ZF-Ausgang  
 Gesamtbandbreite

10,7 MHz  
 216 ... 235 kHz

Spannungsverstärkung  
 Welligkeit der Spannungsverstärkung

760 ... 900  
 1,46 dB

Rauschzahl

3 kTo