



Henk Medenblik, B.Sc., PE 1 JOK

Ein ATV-Sender für 2,4 GHz, Teil 1

Der Bereich FM-ATV erfreut sich zunehmender Beliebtheit, egal ob im 23-cm-Band oder auf höheren Frequenzen. Im Gegensatz zu anderen Betriebsarten des Amateurfunks ist der ATV-Bereich überwiegend von Eigenbaugeräten bestimmt. Das mindestens ebenso attraktive 13-cm-Band bietet noch viel Nutzungspotential in dieser Hinsicht.

Nachfolgend wird das Konzept eines modernen ATV-Senders vorgestellt, der das gesamte 13-cm-Band in 1-MHz Schritten überstreicht und über eine integrierte Basisbandaufbereitung und eine Funktion zur Texteinblendung verfügt.

1. Einführung

Das 13-cm-Amateurfunkband eignet sich für FM-ATV nach wie vor bestens. Allerdings könnte die drastische Zunahme von

ISM-Anwendungen auf 2,4 GHz (z.B. Wireless LANs, industrielle Fernsteuerungen...) langfristig zur Beschneidung dieses Amateurfunkbandes führen. Durch verstärkte Aktivitäten sollte unser berechtigter Anspruch auf die Erhaltung dieses Frequenzbandes unterstrichen werden.

Ständig kommen neue und zum Teil preiswertere Bauteile für den großen Markt der Mobilkommunikation, wie GSM, DECT oder PCS auf den Markt. Einige dieser neuen Komponenten lassen sich auch im Amateurfunk einsetzen und ermöglichen dem Funkamateur, moderne Schaltungskonzepte zu realisieren.

2. Schaltungsbeschreibung

2.1. Das Block Diagramm

Das Block Diagramm des ATV-Senders ist in **Bild 1** dargestellt. Er besteht aus einer VCO-PLL-Baugruppe, einem 1,5 W HF-Leistungs-

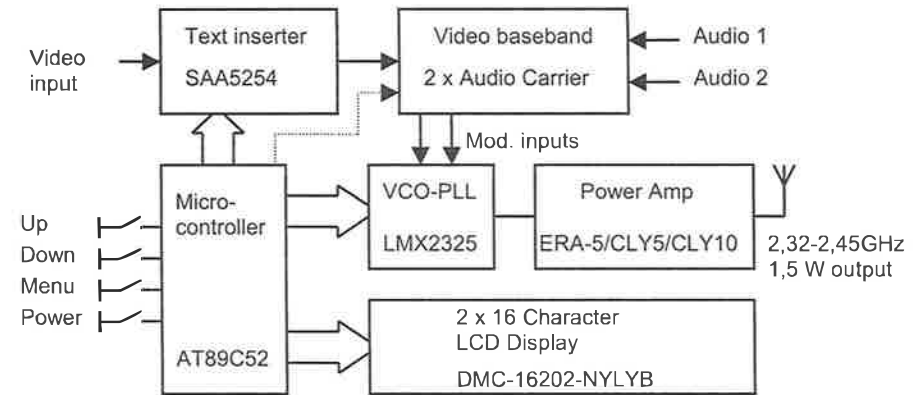


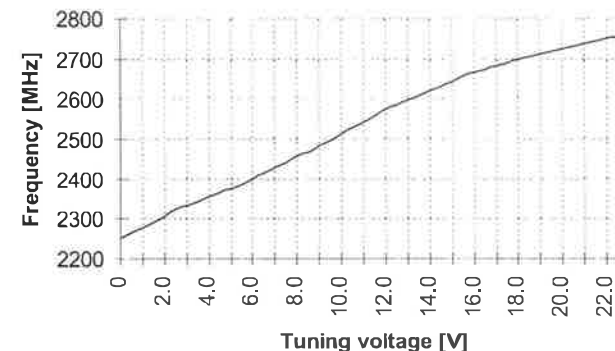
Bild 1: Blockdiagramm des 13-cm-ATV-Senders

verstärker, einer Baugruppe für Videobasisbandaufbereitung und Tonunterträger. Außerdem gehört ein Mikrocontroller-Board dazu, das die Steuerung des Senders übernimmt und die Möglichkeit der Texteinblendung bietet.

Der Mikrocontroller steuert die Funktionen des Senders. Er ermöglicht es z.B., den Audioträger unabhängig von anderen Einstellungen in 10 kHz-Schritten zwischen 5,5 MHz und 8 MHz zu verstellen. Die Polarität des Vi-

deosignals kann über das Softwaremenü umgeschaltet werden. Auch die Frequenzeinstellung des Senders erfolgt prozessor-gesteuert über die „Up-“ und „Down-“Tasten.

Der speziell entwickelte Teil zur Text-Einblendung wird ebenfalls vom Mikrocontroller gesteuert. Diese Einheit ist in der Lage, Textzeilen zu generieren und in das Videosignal einzublenden.



**Bild 2:
Frequenz des VCOs
in Abhängigkeit der
Abstimm-Spannung**

Die Lage der Textzeile und der schwarze Hintergrund können ebenfalls über das Menü gewählt werden. Das Editieren der Textzeilen geschieht über ein eigenes Menü, wobei der Text in einem EEPROM abgespeichert wird.

2.2. Der VCO

Das Herzstück des Senders ist ein VCO, der mit einem modernen PLL-IC von National Semiconductors (LMX2325) aufgebaut ist.

Der VCO arbeitet in dem weiten Bereich von 2250 bis 2550 MHz mit einer Abstimmspannung von 0 bis 12 V sehr linear. Oberhalb 12 V beginnen die Nichtlinearitäten der Varactor-Diode. Die Abstimmkurve ist in **Bild 2** dargestellt.

Den Schaltplan der VCO-PLL-Baugruppe zeigt **Bild 3**. Für den VCO wurde die Methode des „negativen Widerstandes“ gewählt. Eine Common-Kollektor-Schaltung mit einer bestimmten Emitter-Rückkoppelkapazität erzeugt einen „negativen Widerstand“ am Basisanschluß. Ein Serienresonanzkreis, bestehend aus der Transmissionsline T1, dem Koppelkondensator C10 und der Varactor Diode D1, sorgt dafür, daß bei einer Frequenz der komplette äquivalente Widerstand real und negativ ist. Dieser Fall tritt genau bei der Schwingfrequenz ein. Der Oszillationsprozeß wird durch Rauschen der Schaltung angeregt. Die Amplitude der Schwingung wird durch den Kompressionseffekt des Transistors stabilisiert. An dieser Stelle ist der komplette äquivalente Widerstand Null bzw. die Kreisverstärkung eins.

Der Betrag der Sättigung durch die Kompression des Transistors wird durch den Betrag des „negativen Widerstandes“ zu Beginn bestimmt. Der Betrag dieses „negativen Widerstandes“ ergibt sich aus dem Wert des Rückkoppelkondensators C9 und der internen Basis-Emitter-Kapazität C_p des Transistors Q1. Die Kombination dieser beiden bestimmt ebenfalls die Glätte des „negativen Widerstandes“ über das Band und somit die Linearität des Ausgangspegels des Oszillators, welche kleiner 1 dB ist. Die maximale

Ausgangsleistung wird am oberen Bandende erreicht. Die meisten Verstärker haben eine abnehmende Verstärkung zu hohen Frequenzen hin, so daß die Gesamtverstärkung letztlich flach bleibt.

Der Transistor Q2 hat zwei Aufgaben: er trennt die Stufen und dient als Leistungsverstärkung. Eine möglichst rückwirkungsfreie Trennung der nachfolgenden Last vom Oszillator ist von großer Bedeutung. Erklären kann man das mit dem sogenannten „Pulling“-Effekt. Unter „Pulling“ versteht man die Frequenzveränderung aufgrund einer Laständerung. Diese Laständerung kann z. B. dadurch entstehen, daß am Ausgang des Oszillators ein Koaxkabel bestimmter Länge angeschlossen ist.

Sind die charakteristische Impedanz des Abchlusses und des Koaxkabels verschieden, so liegt eine Fehlanpassung zwischen diesen beiden vor. Dadurch entsteht eine komplexe Impedanz, wenn man vom Ausgang des Oszillators in Richtung Last sieht. Eine Variation der Länge des Koaxkabels entspricht dabei einem konstanten VSWR-Kreis im Smith-Diagramm. Somit ändert sich die Größe des Reflexionskoeffizienten nicht, jedoch variiert die Phase zwischen 0° und 360° . Diese veränderliche Phase bewirkt eine Veränderungen der Frequenz des Oszillators, wenn die Trennung zwischen Oszillator und Last schlecht ist. Eine analoge Situation tritt ein, wenn die Länge des Koaxkabels konstant bleibt, jedoch die Frequenz des Oszillators verändert wird.

Ist die Länge des Koaxkabels groß im Vergleich zu $\lambda/4$, so tritt, wenn die Isolation schlecht ist, ein "Rippel" in der Abstimmkurve auf.

Da der VCO mit einem breitbandigen Videosignal moduliert und gleichzeitig der gesamte Frequenzbereich abgedeckt werden soll, ist eine Nichtlinearität durch „Pulling“ unerwünscht.

Das kann mittels kleiner Isolation und kurzen Kabellängen zwischen VCO und PA unterbunden werden. Hierbei sollte man daran

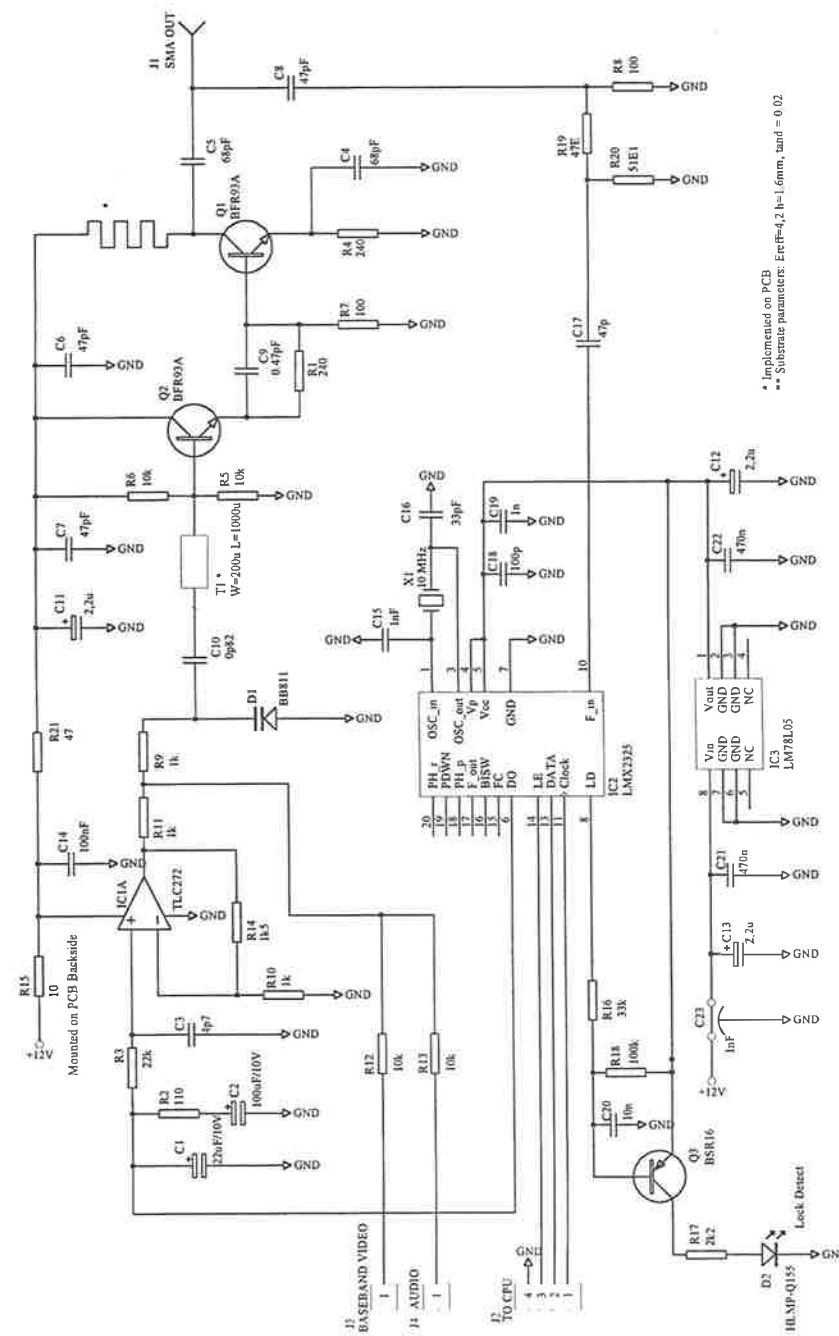


Bild 3: Schaltbild des ATV-Senders für 2,4 GHz

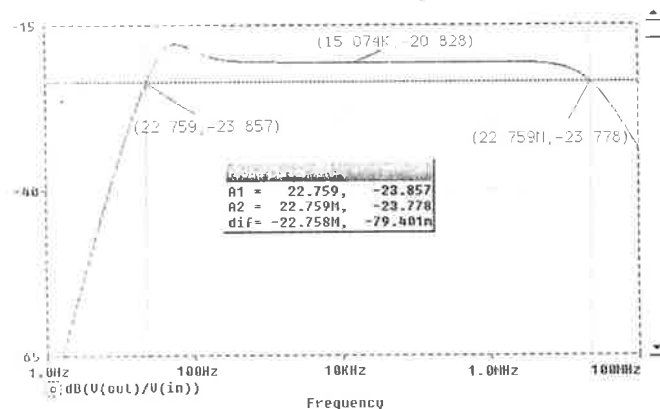


Bild 4:
Modulations-
Simulation der
VCO-PLL-Einheit

denken, daß das Eingangs-VSWR der meisten PAs nicht gerade ideal ist.

2.3. Die Phase-Locked-Loop (PLL)

Da die Stabilität eines freilaufenden Mikrowellen-VCOs nicht ausreichend gut ist, benötigt man eine Frequenzstabilisierung. Dies kann mittels Phasenregelschleife (PLL) erreicht werden. Nachteilig wirkt sich bei einer solchen Regelschleife ihre begrenzte Bandbreite (Loopbandbreite) aus. Im Fall der PLL werden Störungen mit Frequenzen kleiner als die Loopbandbreite ausgeglichen. Störungen mit größeren Frequenzen erscheinen nicht.

Wird der VCO mit einem sehr breitbandigen Signal, z.B. einem Videosignal moduliert, muß man vor allem auf die untere Beschränkung der Loopbandbreite achten. Da das Videosignal sehr niedrige Frequenzen (50 Hz) enthält, muß die Loopbandbreite entsprechend kleiner sein; hier wurde 30 Hz gewählt.

Der Nachteil einer so geringen Loopbandbreite ist die Geschwindigkeit der Schleife. Mit der Wahl der 30 Hz wurde ein Kompromiß zwischen Lock-Zeit und geringster Modulationsfrequenz eingegangen.

In der vorgestellten Schaltung übernimmt ein LMX2325 von National Semiconductor die

Rolle der PLL. Diese integrierte Schaltung beinhaltet alle benötigten Komponenten, um eine PLL aufzubauen: einen Referenzoszillator, einen Referenzteiler, einen SHF Dual-Mode-Vorteiler, einen Swallow-Zähler bzw. -Teiler und einen verlustarmen Phasendetektor. All diese Funktionen sind in einem winzigen TSSOP 20 Gehäuse untergebracht.

Der Phasendetektor wird extern mit 5 V betrieben. Das Loopfilter, aus einigen Kapazitäten und Widerständen bestehend, wandelt diesen Strom in eine Abstimmspannung um. Diese Spannung ist auf die 5 V zur Steuerung des Phasendetektors begrenzt. Da der VCO Abstimmbereich bis 12 V reicht, wird ein Spannungsverstärker benötigt. Dieser Verstärker (TLC272) liefert außerdem die, für den Eingang der Varactor-Dioden benötigte geringe Impedanz, woraus eine große Modulationsbandbreite resultiert. In **Bild 4** ist ein Simulationsergebnis für die Modulation bei geschlossener Schleife gezeigt.

Das Loopfilter um die PLL kann mit den in den Applikationshinweisen für den LMX2325 von National Semiconductor gegebenen Formeln leicht berechnet werden. In **Bild 5** sind sie nochmals zusammengefaßt.

Die Struktur des Filters in Kombination mit dem ladungsgepumpten Ausgang erzeugt ein Typ II-System dritter Ordnung. Mit den

$$T1 = \frac{\sec \phi_p - \tan \phi_p}{\omega_p} \quad (1)$$

$$T3 = \sqrt{\frac{10^{\text{ATTEN}/20} - 1}{(2\pi \cdot f_{\text{ref}})^2}} \quad (2)$$

$$T3 = R3 \cdot C3 \quad (3)$$

$$T2 = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot (T1 + T3)} \quad (4)$$

$$\omega_c = \frac{\tan \phi_p \cdot (T1 + T3)}{(T1 + T3)^2 + T1 \cdot T3} \left[\sqrt{1 + \frac{(T1 + T3)^2 + T1 \cdot T3}{[\tan \phi_p \cdot (T1 + T3)]^2}} - 1 \right] \quad (5)$$

$$C1 = \frac{T1}{T2} \cdot \frac{K_p \cdot K_{VCO}}{\omega_c^2 \cdot N} \sqrt{\frac{(1 + \omega_c^2 \cdot T2^2)}{(1 + \omega_c^2 \cdot T1^2)(1 + \omega_c^2 \cdot T3^2)}} \quad (6)$$

$$C2 = C1 \cdot \left(\frac{T2}{T1} - 1 \right) \quad (7)$$

Bild 5:
Formeln zur
Dimensionierung
der PLL

gegebenen Werten von C1, C2, R2, R3 und C3, die auf handelsübliche Werte gerundet werden, läßt sich die Loopbandbreite auf etwa 30 Hz dimensionieren.

Die Schleifenverstärkung ist aufgrund der VCO-Konstanz, der Eigenschaften des Phasendetektors und der gewählten Schrittgröße von 1 MHz sehr groß. Daher würden auch sehr große Werte für die Loopfilter-Komponenten benötigt. Zur Überwindung dieses Problems wird softwareseitig eine sehr geringe

Referenzfrequenz gewählt. Der Referenzteiler ist für 25 kHz-Schritte programmiert. Dies bedingt einen sehr hohen Teiler-Faktor für den programmierbaren Teiler und damit eine geringere Schleifenverstärkung. Eine geringere Schleifenverstärkung bringt wiederum praktischere Bauteilwerte. Der endgültige Abstimm-Mechanismus ist durch die Software auf 1 MHz eingestellt.

3.

Aufbau der Schaltung

Ein Hauptziel bei der Entwicklung war, für die Schaltung noch 1,6 mm starkes Standard-FR4-Material verwenden zu können. Auf Grund der geringen Abmessungen der SMD-Bauteile wurde die Leiterplatte sehr klein, wodurch auch Verluste minimiert werden konnten. **Bild 6** zeigt die bestückte Platine.

Die Leiterplatte (**Bild 7a**) ist doppelseitig und mit einer kompletten Massefläche (**Bild 7b**) ausgeführt.

Die Bilder 8a und 8b zeigen die Bestückungspläne der Ober und Unterseite.

Es ist empfehlenswert, mit dem Aufbau von VCO und Buffer zu beginnen. Diese einfachen Teilschaltungen können mit einem HF-

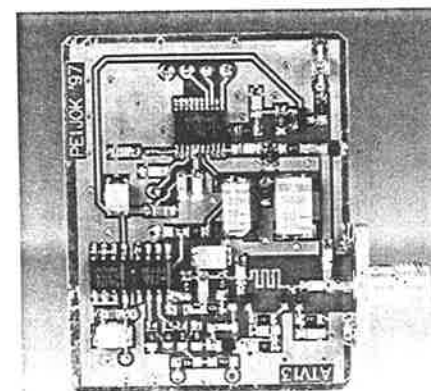


Bild 6: Platine des ATV-Senders für 2,4 GHz

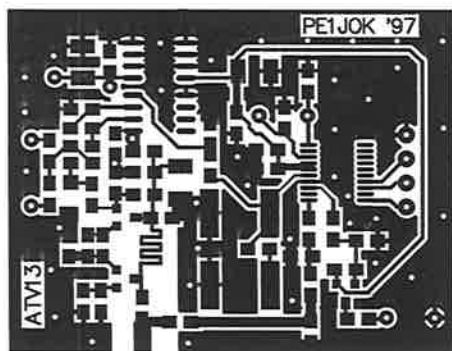


Bild 7a: Leiterbahnseite des ATV-Senders

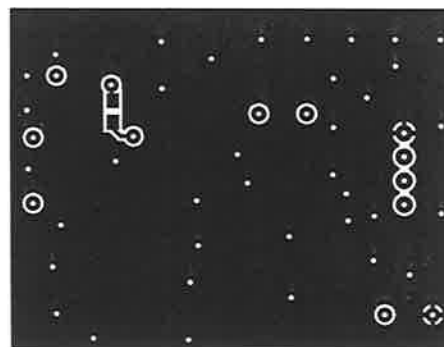


Bild 7b: Masseseite des ATV-Senders

Zähler getestet werden. Durch Anlegen einer variablen Spannung an den Varactor-Diodeingang stellt man die VCO-Frequenz ein. Spannungen von 1 V bis 8 V sollten einen Frequenzbereich von 2300 MHz bis 2450 MHz überdecken. Die Schaltung kann leicht durch die Positionierung der Varactor Diode auf den Löt pads justiert werden. Das ist vergleichbar mit der Änderung der effektiven parasitären Serieninduktivität und wirkt sich daher in einer Verschiebung des Frequenzbereiches aus. Schlimmstenfalls muß man den Koppelkondensator C10 verkleinern oder

vergrößern (z.B. 0,68 pF oder 1 pF anstelle 0,82 pF). Funktionieren diese Teile, so können die restlichen Bauteile platziert werden. Eine Metallabschirmung um die Platine ist zu empfehlen.

Ein spezielles entwickeltes Board für den Tonträger und das Videobasisband, auf das auch die VCO-PLL-Einheit aufgebracht werden kann, wird in der nächsten Ausgabe vorgestellt.

wird fortgesetzt

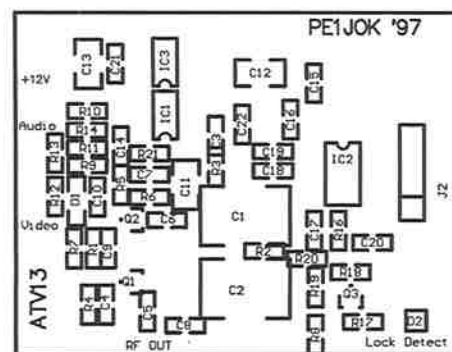


Bild 8a: Bestückungsseite der kleinen Leiterplatte mit SMD-Bauteilen

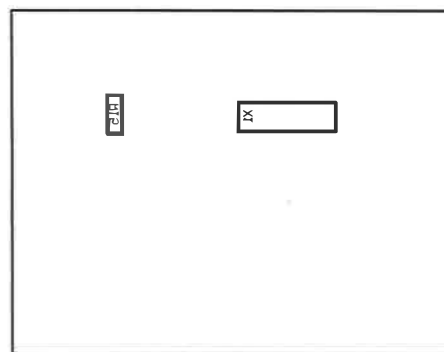


Bild 8b: Masseseite mit nur zwei Bauteilen

Gunthard Kraus, DG 8 GB und Andreas Zimmermann, DG 3 SAZ

PUFF-Einsteiger-Projekt: Rauscharmer Vorverstärker für den NOAA-Wettersatellitenbereich 137 MHz, bzw. für das 2-m-Amateurfunkband 145 MHz, Teil 3

Fortsetzung aus Heft 1/99

12. Einsatz von verlustarmen Helix- Spulen

12.1. Erforderliche Schaltungsänderungen

Am Anfang steht hier die Neuberechnung der Rauschanpassung, wobei man zunächst den Verlustwiderstand der Helixspulen für die Güte $Q = 150$ bestimmen muß:

$$R_p = Q \times 2\pi f \times L =$$

$$150 \times 2 \times \pi \times 138 \text{ MHz} \times 100 \text{ nH} = 13 \text{ k}\Omega$$

Damit wird die PUFF-Simulation durchgeführt, wobei man wieder auf den optimalen Innenwiderstand für minimales Rauschen (ausgedrückt durch $\Gamma_{\text{opt}} = -1,95 \text{ dB} / 8,3^\circ$) kommen muß; außerdem muß der Generator-

innenwiderstand von 50Ω entsprechend transformiert werden. Man erhält für C1 und C2 folgende neue Werte:
 $C1 = 16,45 \text{ pF}$ und $C2 = 27,8 \text{ pF}$.

Es werden diese Bauteile der Schaltung nach Bild 25 (Teil 1) bei PUFF in der Liste F3 bzw. beim Radiodesigner in der Netzliste geändert. Zusätzlich werden der Spulen-Verlustwiderstand in $13 \text{ k}\Omega$ (bei PUFF) bzw. die Güte auf 150 (im Radiodesigner) erhöht. Das erste Simulationsergebnis von PUFF zeigt

Bild 34. Darin erkennt man zwei Dinge: Erstens ist nun durch die geringeren Kreisverluste die Kopplung im Ausgangsbandfilter zu fest und man bekommt langsam das berühmte „Kamel“ (= die zweihöckerige Durchlaßkurve) zu sehen - siehe den Verlauf von S22.

Zweitens gibt es bei S11 einen Bereich, in dem die Kurve plötzlich Werte größer als 0 dB