

Dipl.-Ing. Reinhard Wieschhoff

## FM 2002 —

ein Hi-Fi-Tuner  
der Weltspitzenklasse



die Einführung von UKW-Stereo-Sendungen und die immer dichtere Belegung des UKW-Bandes mit Sendern wachsender Leistung haben die technischen Anforderungen an UKW-Empfangsteile im Laufe der letzten Jahre erheblich steigen lassen. Entwicklungsziel des Tuners FM 2002 von Klein und Hummel war es, ein UKW-Empfangsteil zu konstruieren, das bei den in Europa üblichen Verhältnissen hervorragende Fernempfangseigenschaften aufweist, dieses Ziel aber nicht auf Kosten wichtiger Übertragungsdaten erreicht. Wünsche an den Bedienungskomfort des Gerätes sollten weitgehend berücksichtigt werden, allerdings nur in dem Maße, wie Fernempfangs- und Übertragungseigenschaften unbeeinflusst bleiben.

Vor der Festlegung des endgültigen Schaltungskonzeptes wurden verschiedene Lösungsmöglichkeiten für die einzelnen Baugruppen des Gerätes untersucht.

### Das Eingangsteil

#### Die Störmechanismen

Neben die früher geübte Betonung einer hohen Eingangsempfindlichkeit, ist heute mindestens ebenbürtig die Forderung nach gutem Großsignalverhalten getreten. Denn was nützt ein hochempfindliches Empfangsteil, wenn es die rauscharm empfangenen Signale mit einer Vielzahl von Störstellen überdeckt und damit unhörbar macht. Hier die wichtigsten Störmechanismen:

Interferenzen mehrerer Signale können auftreten, wenn ihre Frequenzen und die ihrer Oberwellen in solchen Abständen zueinander liegen, daß bereits in einer Vorstufe durch Nichtlinearitäten eine Mischung in die Zf-Lage erfolgt. Gleiches gilt für die Mischstufe; hier sind neben der Grundwelle auch die Oberwellen des Oszillators beteiligt.

Eine andere Form der Störung des Nutzsignals kann auftreten, wenn Oberwellen von Fremdsendern niedrigerer Frequenzen die Nutzfrequenz überlagern; diese Oberwellen können auch in der Vorstufe erzeugt werden.

Beide bisher beschriebenen Störungsarten wirken sich wegen der Demodulation des Störsignals wie ein Gleichkanalstörer aus. Charakteristisch äußert sich das als Zwitschern, Gurgeln, Rauschen und Zirpen, das

der Nutzmodulation überlagert erscheint. Fehlt an der Stelle der eingestellten Empfangsfrequenz unter solchen Bedingungen ein Nutzsignal, so wird im Falle von frequenzmodulierten Störern deren Modulation hörbar, manchmal gleichzeitig die Modulation mehrerer Störer. Dabei richtet sich die Lautstärke der Einzelmodulationen nach der Ordnungszahl der beteiligten Oberwellen. Im Extremfall wird der Modulationsinhalt so stark verzerrt, daß das Nf-Signal einem starken Rauschen ähnlich klingt.

Starke Signale in der Nachbarschaft des Nutzsignals können in der Vor- und Mischstufe dynamische Impedanzveränderungen verursachen. Dies führt entweder direkt oder über den Umweg eines „mitgezogenen“ Oszillators zu einer zusätzlichen Phasenmodulation des Eingangssignals. Diese auch als Modulationsübernahme bezeichnete Störung ist vor allem bei leisen Passagen der Nutzmodulation hörbar; sie bedeutet eine Verschlechterung des Signal-/Stör-Abstandes. Ein gleicher Störmechanismus gilt prinzipiell auch für die erste Zf-Stufe. Durch geeignete Maßnahmen lassen sich die geschilderten Störeffekte jedoch weitgehend vermeiden.

#### Die Ausführung

In der Vor- und Mischstufe des Tuners FM 2002 werden wegen ihrer bekannten Vorteile Dual-Gate-FET verwendet (Bild 1). Ein steiflankiges, dreikreisiges Eingangsbandpaßfilter sorgt in

Verbindung mit einem abgestimmten Einzelkreis für hohe Hf-Selektion vor der Hf-Stufe. Auf eine Verstärkungsregelung dieser Stufe wurde verzichtet, weil durch eine Regelung zwar der Signalpegel am Eingang der Mischstufe begrenzt wird, die Großsignalverträglichkeit der Hf-Stufe jedoch abnimmt.

Die Regelung mit einer möglichen Pegelabschwächung bis ca. 50 dB übernimmt ein PIN-Dioden- $\pi$ -Glied, das zwischen Bandfilter und Einzelkreis geschaltet ist. Schon früher [1] wurde eine PIN-Diode in Serienschaltung zur Regelung zwischen Antenneneingang und Eingangskreis eines UKW-Eingangsteils benutzt, bei dem neuen Tuner wurde aber speziell darauf geachtet, daß im gesamten Regelbereich Ein- und Ausgangsimpedanzen des  $\pi$ -Gliedes konstant bleiben, um eine Beeinflussung der Selektionseigenschaften und damit auch des Phasenverhaltens zu vermeiden.

Zwischen Eingangs- und Mischstufe ist ein abgestimmtes dreikreisiges Bandfilter geschaltet, um die Hf-Selektion weiter zu erhöhen. Der Arbeitspunkt der Misch-Tetrode ist für optimales Großsignalverhalten eingestellt.

Für die Auslegung der Zf-Selektionsmittel, die von der Mischstufe gespeist werden, gelten einige besondere Kriterien: Der Impedanzverlauf muß bei der Zwischenfrequenz ein Maximum aufweisen, um eine Übersteuerung der Mischstufe für andere Frequenzen als die Zf zu

verhindern. Außerdem müssen Reste des Oszillatorsignals vom Zf-Verstärker ferngehalten werden. Am besten erfüllt diese Forderungen ein induktiv gekoppeltes zweikreisiges Bandfilter, wobei der Formfaktor der Durchlaßkurve aber nicht über dem Wert 1.24 liegen darf. Bei einem symmetrischen Filter entspricht das einem Koppplungsfaktor von  $k \cdot Q = 0.5$ .

Arbeitspunkte und Impedanzen von Vor- und Mischstufe sind sorgfältig aufeinander abgestimmt, um die Übersteuerungsgrenze möglichst hoch zu legen. Die Verstärkung vom Antenneneingang bis zum Zf-Eingang beträgt nur 16 dB.

Die Entscheidung, ob das Oszillatorsignal durch eine Phase-Locked-Loop-Schaltung oder durch eine konventionelle Schaltung erzeugt werden sollte, fiel zugunsten der letzteren aus, da dem möglichen Bedienungskomfort, z.B. Vorprogrammierbarkeit, Suchlauf und digitale Frequenzanzeige, einige wichtige Nachteile gegenüberstehen:

- Die Abstimmung des Oszillatorkreises und der Hf-Kreise müßte mit Kapazitätsdioden erfolgen. Dadurch verschlechtert sich prinzipiell das Großsignalverhalten wegen der Nichtlinearität der Kapazitäts/Spannungs-Kennlinie.
- Die Abstimmung würde in diskreten Schritten erfolgen. Dem Vorteil einer hohen

Treffsicherheit bei der Senderwahl steht jedoch der Nachteil gegenüber, der Möglichkeit beraubt zu sein, selektionskritische Situationen durch leichtes Verstimmen von der Kanalmitte des Nutzsignals zu meistern. Dieses Verfahren erfordert aber ein Verhalten des Zf-Verstärkers, auf das später noch eingegangen werden soll.

- Die spektrale Reinheit eines PLL-Oszillators ist prinzipiell geringer als die einer konventionellen Schaltung. Neben einer Verschlechterung des Großsignalverhaltens führt das zu Einbußen beim Signal/Rausch-Verhältnis, die erheblich sein können, wie Messungen an den auf dem Markt erhältlichen Geräten beweisen.

Den eingangs aufgestellten Anforderungen an den Tuner wird ein sorgfältig temperaturkompensierter konventioneller Oszillator mit geringem Oberwellenanteil besser gerecht.

Zur Abstimmung wird ein hochwertiger 5fach-Drehkondensator, der eine Güte von über 350 aufweist, verwendet. Dieser ermöglicht auch eine frequenzlineare Eichung der Skala.

Konstruktiv ist das Eingangsteil in abgeschirmte Kammern aufgeteilt und in einem stabilen, geschlossenen Metallgehäuse untergebracht.

In Bild 2 ist das Verhalten des Eingangsteils bei Übernahme einer Störmodulation

dargestellt. Bei einer Antennenspannung von 1 mV des nichtmodulierten Nutzsignals zeigt die Kurve, wie stark die Antennenspannung eines Störers (moduliert mit 1 kHz,  $\pm 75$  kHz Hub) als Funktion seiner Frequenzablage vom Nutzsignal sein darf, um ein 50 dB unter der Referenzmodulation liegendes Störersignal zu erzeugen.

Das durchgehend gezeichnete Kurvenstück ist auf Übernahme der Störersignalmodulation zurückzuführen, der gestrichelte Verlauf wird durch die Zf-Selektion verursacht.

Man erkennt aus diesem Diagramm, daß die Gesamtselektion des Tuners auch bei höchsten Antennenspannungen fast ausschließlich von der Zf-Selektion bestimmt wird.

Die auf die Auslegung des Eingangsteils zurückzuführenden Daten des Tuners sind im Anhang aufgeführt.

### Zf-Verstärker

Die wirksame Selektion eines Empfangsteiles entsteht im Zusammenwirken von Eingangsteil und Zf-Teil. Es ist nicht sinnvoll, die Zf-Selektion beliebig zu steigern, wenn das Eingangsteil nicht in der Lage ist, die hohen Störersignale, die durch die Zf-Selektion selbst ausgefiltert werden könnten, ohne Beeinflussung des Nutzsignals zu verarbeiten.

Mit einer Steigerung der Zf-Selektion muß also immer eine entsprechende Verbesserung

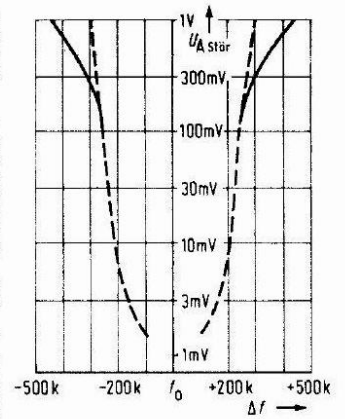


Bild 2. Kennlinie für die Antennenspannung eines Störers für einen Störspannungsabstand von 50 dB. Nutzsignal = 1 mV, unmoduliert; Störersignal moduliert mit 1 kHz,  $\pm 75$  kHz Hub

des Großsignalverhaltens des Eingangsteils einhergehen. Da hierfür im Tuner FM 2002 gesorgt ist, konnte die Selektivität des Zf-Teils gegenüber der bisher üblichen wirkungsvoll gesteigert werden.

Handelsübliche Keramik- und Quarzfilter als Selektionsmittel scheiden prinzipiell aus: Keramikfilter wegen ihrer hohen Gruppenlaufzeitänderung, wegen der oft beobachteten Unsymmetrie ihres Verlaufes (bezogen auf die Mittenfrequenz) und wegen der erheblichen Streuungen, deren man auch durch strenge Auswahl nicht Herr werden kann; Quarzfilter wegen ihrer hohen (zwar symmetrischen und reproduzierbaren) Gruppenlaufzeitänderung

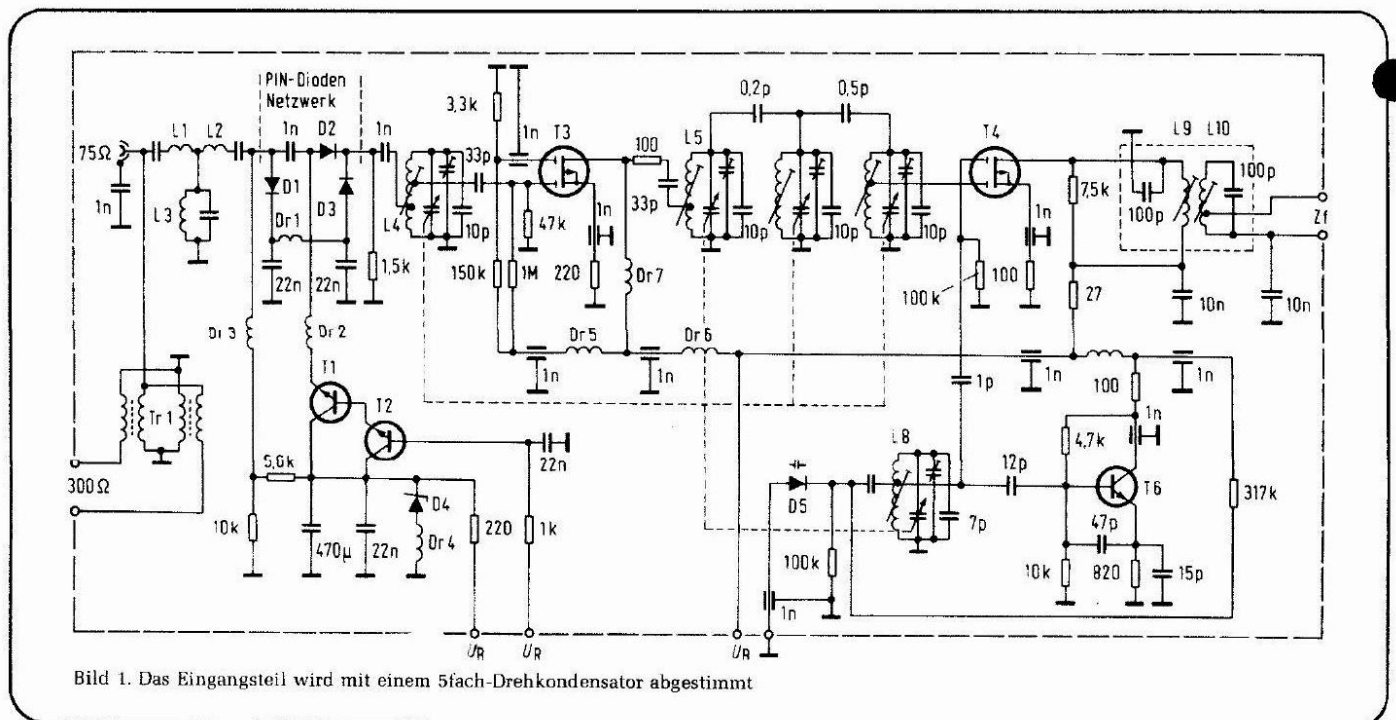


Bild 1. Das Eingangsteil wird mit einem 5fach-Drehkondensator abgestimmt

und wegen ihrer Nebenhöcker in der Dämpfungskurve. Mit LC-Filtern lassen sich bei geeigneter Dimensionierung diese Nachteile vermeiden.

Da durch physikalische Gegebenheiten die Flankensteilheit nicht beliebig gesteigert werden kann, mußte die 3-dB-Bandbreite entsprechend eingeschränkt werden. Das ist – entgegen der auch heute noch oft vertretenen Meinung, die Gesamtbreite der Selektionsmittel müsse mindestens ca. 220 kHz betragen – möglich, wenn man einige Forderungen bei der Auslegung des Zf-Teiles erfüllt:

- Es muß genügend Gesamtverstärkung vorhanden sein, damit der Begrenzer beim schwächsten einfallenden Singal noch in der Lage ist, die durch die Selektionsmittel abgesenkten Seitenbänder vor dem Demodulator wiederherzustellen.
- Der Phasenverlauf der Selektionsmittel muß weit über die 3-dB-Bandbreite hinaus linear, d.h. die Gruppenlaufzeit konstant bleiben, damit die Phasenlage der Seitenbänder nicht geändert wird.
- Die Begrenzer müssen große Amplitudenhübe ohne Bildung einer zusätzlichen Phasenmodulation verarbeiten können.

Unter Berücksichtigung dieser Forderungen wurde die 3-dB-Bandbreite auf ca. 110 kHz festgelegt. Den wesentlichen Beitrag zu den Selektionseigenschaften liefern zwei phasenliniare Fünfkreis-, und ein Dreikreisfilter sowie zwei Einzelkreise zur weiteren Einebnung des Phasenverlaufes.

Die statische 300-kHz-Selektion dieser Anordnung ist höher als 90 dB. Durch die Trennung von Selektion und Begrenzung bleibt die Selektion auch bei steigenden Antenneneingangsspannungen erhalten.

Die verwendeten Bauelemente der Filter (Toroidspulen hoher Güte, hermetische Abschirmung der einzelnen Kreise) garantieren eine hohe Konstanz der elektrischen Parameter gegenüber Temperatur- und Alterungseinflüssen.

Um verstimmende Einflüsse auf die Ein- und Ausgänge der Filter zu vermeiden, sind zwischen

den Filtern Pufferstufen angeordnet; die Verstärkerstufen sind als Differenzverstärker aufgebaut. Die Wahl der Demodulatorschaltung wurde nach umfangreichen Experimenten mit zum Teil bis über 1 MHz breiten Demodulatortypen getroffen. Dabei bestätigte sich die theoretische Erwartung, daß mit wachsender Bandbreite der Demodulationskennlinie das Signal-/Rausch-Verhältnis abnimmt.

die Notwendigkeit eines sorgfältigen Abgleichs wurde aber einer Rauschverschlechterung vorgezogen. Ein weiterer Vorteil eines breitbandigen Demodulators ist die Verbesserung des Übernahmeverhältnisses „Capture Ratio“ mit zunehmender Bandbreite [2]; allerdings muß die Bedeutung einer möglichst kleinen Capture Ratio eingeschränkt werden: Bei einer Gleichkanalstörung

ist systembedingt und kann von der Demodulatorbandbreite nicht beeinflusst werden. Soll eine Gleichkanalstörung nicht als unangenehm empfunden werden, so muß eine Unterdrückung der Störmodulation von mindestens 50 dB garantiert sein. In der Tabelle sind verschiedene Werte des Verhältnisses  $U_{Nutz}/U_{Stör}$  zusammengestellt, die für zwei Empfänger A und B gelten, bei denen der Zahlen-

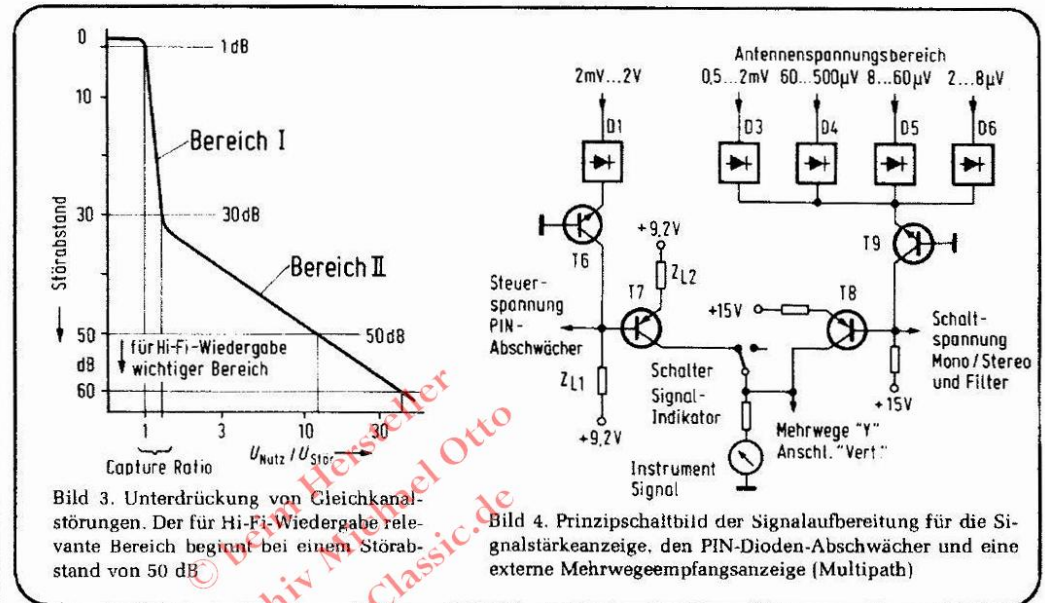


Bild 3. Unterdrückung von Gleichkanalstörungen. Der für Hi-Fi-Wiedergabe relevante Bereich beginnt bei einem Störabstand von 50 dB

Bild 4. Prinzipschaltbild der Signalaufbereitung für die Signalstärkeanzeige, den PIN-Dioden-Abschwächer und eine externe Mehrwegeempfangsanzeige (Multipath)

während das Klirrverhalten ab einer Bandbreite von ca. 1 MHz nicht mehr durch den Demodulator verbessert werden kann, wenn für gute Linearität innerhalb dieser Bandbreite gesorgt ist. Einige Demodulatortypen weisen zwar den Vorteil auf, daß sie nicht mehr abgeglichen werden müssen (es sei denn mit dem Seitenschneider – wie im Falle des Leitungsdemodulators und des Quadraturdemodulators mit Verzögerungsleitung),

tritt der in Bild 3 gezeigte typische Verlauf der Störmodulationsunterdrückung „a“ als Funktion des Verhältnisses Nutzsignal- zu Störsignalstärke auf. Dabei ist das Störsignal mit Nennmodulation, das Nutzsignal nicht moduliert. Die Steilheit der Kurve im Bereich I – ein Maß für das Übernahmeverhältnis – ist abhängig von der Demodulatorbandbreite. Die Steilheit der Kurve im Bereich II (Interferenzbereich)

wert der Capture Ratio stark unterschiedlich ist (0,5 bzw. 2 dB). Man erkennt die relativ geringe Bedeutung der Capture Ratio für das Nutz-/Störsignal-Verhältnis, wenn man die eigentlich wichtigen Störabstände von 50 bis 60 dB zugrunde legt [3]. Wegen ihrer hervorragenden Begrenzeigenschaften wurde schließlich die integrierte Schaltung TCA 420A in einer von der Herstellerempfehlung abweichenden Dimensionierung des Demodulators verwendet. Die Breite der Demodulationskennlinie ist 1,8 MHz. Benutzt werden von dieser IS nur Begrenzer und Demodulator. Die Abgleichelemente sind temperaturkompensiert, um eine Datenkonstanz der Klirrwerte zu sichern. Die durch die Auslegung der Zf-Schaltung erreichten elektrischen Daten sprechen für sich. Hervorgehoben sei besonders das Verzerrungsverhalten beim Verstimmen von der Kanalmitte des Nutzsignals: Eine Verstimmung um  $\pm 100$  kHz läßt die Nf-Verzerrungen trotz der ungewöhnlich hohen Selektionswerte auf

Erforderliches Verhältnis Nutz/Störspannung am Antenneneingang (in dB) für 30 dB, 50 dB und 60 dB Störabstand am Ausgang des Tuners

	Nutz/Störspannungs-Verhältnis am Eingang		
	für 30 dB Störabstand (= Definitionswert für Capture Ratio)	für 50 dB Störabstand	für 60 dB Störabstand
40 kHz Hub			
Empfänger A	2 dB	11,25 dB	16,55 dB
Empfänger B	0,5 dB	9,7 dB	15,05 dB
70 kHz Hub			
Empfänger A	2 dB	5,7 dB	11,3 dB
Empfänger B	0,5 dB	4,2 dB	9,6 dB

Die Tabelle zeigt die relativ geringe Bedeutung der Capture-Ratio-Werte bei einem Störabstand > 50 dB.

typisch nur 0,2 % ansteigen (400 Hz,  $\pm 40$  kHz Hub, 1 mV Antennenspannung). Der Signal-/Rausch-Abstand beträgt dabei 79 dB.

**Hilfsschaltungen**

Zusätzlich enthält der Zf-Verstärker umfangreiche Hilfsschaltungen.

Um eine logarithmische Signalstärkeanzeige über den gesamten Antennenspannungsbereich zu erhalten, werden an insgesamt fünf entsprechend im Pegelschema verteilten Stellen Zf-Signale abgenommen (Bild 4). Ihre Richtströme werden summiert und derart aufbereitet, daß aus ihnen Steuersignale für die in ihrem Schwellwert einstellbare Mono-/Stereo- und Stereo-Filterumschaltung, die Steuerung des PIN-Dioden-Abschwächers und für die logarithmische Signalstärkeanzeige mit zwei umschaltbaren Anzeigebereichen (2 mV oder 2 V Vollausschlag) gewonnen werden.

Zusätzlich liefert diese Schaltung das Y-Signal für die Beobachtung von Mehrwegeempfangerscheinungen mit einem Oszillografen. Um über den gesamten Dynamikbereich hierfür einen konstanten Verstärkungsfaktor für eine durch Mehrwegeempfang hervorgerufene

**Begriffserklärungen**

**Capture Ratio** gibt den Wert an, um den sich das Nutzsignal im Verhältnis zum Störsignal erhöhen muß, damit sich die Störmodulationsunterdrückung eines Gerätes von 1 dB auf 30 dB verbessert.

**Statische Selektion** ist die Dämpfung eines unmodulierten Trägersignals bei gegebenem Frequenzabstand zur Mittenfrequenz einer Filteranordnung. **Dynamische Selektion** ist die Unterdrückung der Modulation eines Störsignals bei gegebenem Stör- und Frequenzabstand, bezogen auf die Nutzsignalmodulation.

**Gleichkanalstörung** nennt man die Störung eines Nutzsignals durch ein auf derselben Frequenz gesendetes schwächeres Störsignal.

**AM-Unterdrückung nach IHF** – Bei gleichzeitiger Modulation eines Trägers mit einem 30%-400-Hz-AM-Signal und einem 1-kHz-FM-Signal mit  $\pm 75$  kHz Hub wird der resultierende Pegelunterschied in dB beider Modulationen angegeben.

AM-Äquivalentmodulation zu erhalten, mußte die Knickkennlinie der Regelcharakteristik des

PIN-Dioden-Abschwächers kompensiert werden. Dies geschieht durch Dioden-Widerstands-Kondensatornetzwerke in den nichtlinearen Lastimpedanzen  $Z_{L1}$  und  $Z_{L2}$ .

Die Y-Ausgangsspannung bei einer AM-Äquivalentmodulation von 30 % beträgt:

35 mV<sub>ss</sub>  $\pm$  30 % im Antennenspannungsbereich 5  $\mu$ V bis 100 mV

20 MV<sub>ss</sub>  $\pm$  30 % im Antennenspannungsbereich 100 mV bis 1 V.

Die Mutingschaltung des Tuners FM 2002 läßt nur solche Signale hörbar werden, die

- über der FM-Schwelle liegen (Definition der N.T.G.), d.h. im FM 2002 einen Rauschabstand von über 35 dB garantieren.
- innerhalb eines in seiner Breite einstellbaren Abstimmfensters liegen (typisch eingestellt auf  $\pm 70$  kHz Ablage von Kanalmitte) und
- nicht von zu starken Nachbarn gestört sind.

Das Zwischenstationsrauschen, impulsartige Rauschspitzen unterhalb der FM-Schwelle und Störungen durch zu starke Nachbarsignale weisen Frequenzanteile auf, die mit einer Mittenfrequenz von 220 kHz ( $\pm$  19 kHz) ausgefiltert, verstärkt und als eines der Schaltkriterien für die Steuerung der Muting-schaltung verwendet werden. Die differentielle Ausgangsspannung des Quadraturdemodulators wird einem Differenzverstärker zugeführt. Seine Ausgangsspannungen werden zusammen mit dem gleichgerichteten 220-kHz-Signal zur Steuerung der Muting verknüpft.

Zwei hintereinandergeschaltete L-Glieder, deren Querzweige aus zwei invers betriebenen Transistoren bestehen, bewirken die Sperrung der niederpegeligen Nf. Verschiedene Zeitkonstanten bei Ein- und Ausschalten der Nf verhindern störende „Schaltplopps“ und garantieren ein abrißfreies Sperren der Nf, wenn man schnell von einem abgestimmten Signal wegstimmt.

Da die Muting auch starke Signale nach Störanteilen bewertet und gegebenenfalls die Nf sperrt, erübrigt sich ein einstellbarer Schwellenwert.

Der vom Quadraturdemodulator gesteuerte Differenzverstärker treibt das Abstimminstrument, das eine Anzeigeempfindlichkeit von  $\pm 18$  kHz/mm besitzt.

**Der Stereodecoder**

Unter den auf dem Markt befindlichen integrierten Stereodecoder-Schaltungen mit

PLL-Hilfsträgeraufbereitung wurde der die wenigsten Störfrequenzen (beat frequency components – BFC –, spurious responses) erzeugende ausgewählt.

Um den Eigenklirrfaktor des Decoders mit Sicherheit unter 0,1 % zu halten, wird der Eingangspegel der IC niedrig gehalten; eine untere Grenze hierfür setzt die Forderung nach genügender Pilottonempfindlichkeit und nach einem Eigenstörspannungsabstand von 80 dB im hörbaren Nf-Spektrum.

Jede Decoder-IS wird vor dem Einbau auf Einhaltung dieser Daten überprüft.

Um Frequenzanteile des demodulierten Signals über 53 kHz vom Decoder fernzuhalten, ist ihm ein Tiefpaßfilter – bestehend aus zwei Grund- und zwei m-Gliedern mit Dämpfungspol bei 114 kHz – vorgeschaltet. Ein Allpaß und ein abgleichbarer Phasenschieber gleichen Phasenfehler in der Nähe der Grenzfrequenz des Tiefpasses aus. Rausch- und Störanteile des vom Demodulator kommenden Signals enthalten oft 19-kHz-Anteile, die ausreichend hoch sind, um die integrierte Mono/Stereo-Umschaltung der IS auszulösen. Dies verhindert eine Steuerspannung, die aus der Mutingschaltung und einer antennenspannungsabhängigen Hilfsspannung im Zf-Teil gewonnen wird. Das Stereofilter arbeitet nach dem Prinzip der Zusammenführung der höherfrequenten Nf-Anteile auf Kosten der Kanaltrennung. Dabei wird eine subjektiv erhebliche Rauschverminderung bei Beibehaltung des Stereoeffektes er-

**Technische Daten**

<b>Abstimmbereich</b>	87,5...108 MHz		
<b>Empfindlichkeit</b>	an 60 $\Omega$		
Mono	0,7 $\mu$ V (40 kHz Hub, 26 dB Sign./Rausch-V.)		
Stereo	20 $\mu$ V (40 kHz Hub, 46 dB Sign./Rausch-V.)		
<b>Nebenwellendämpfung</b>	$\geq 100$ dB für Spiegelfrequenz und Nebenwellen		
<b>Trennschärfe</b>	$\geq 80$ dB wirksame Trennschärfe (Nutzsignal 100 $\mu$ V, unmoduliert; Störsignal im Abstand $\pm 300$ kHz, 1 mV, 40 kHz Modulation)		

Frequenz	statisch	dynamisch	
		für 30 dB Störabstand	für 50 dB Störabstand
$f_0 \pm 200$ kHz	$\geq 45$ dB	20 dB	15 dB
$f_0 \pm 300$ kHz	$\geq 90$ dB	70 dB	62 dB

Frequenzband	Störabstand		
	Mono $U_{Ant} = 1$ mV	Stereo $U_{Ant} = 5$ mV	
10 Hz...600 kHz	$\geq 74$ dB	72,5 dB	73 dB
400 Hz...600 kHz	$\geq 78$ dB	$\geq 74$ dB	$\geq 75$ dB
400 Hz... 15 kHz	$\geq 79$ dB	$\geq 75$ dB	$\geq 76$ dB
10 Hz... 15 kHz	$\geq 74$ dB	$\geq 73$ dB	$\geq 74$ dB

<b>Capture Ratio</b>	0,7 dB für 40 kHz Hub, 2,2 dB für 75 kHz Hub		
<b>AM-Unterdrückung</b>	70 dB nach IHF		
<b>Pilottonunterdrückung</b>	80 dB		
<b>Hilfsträgerunterdrückung</b>	80 dB		
<b>Verzerrungen</b> bei Nennmodulation,			
1 mV Antennenspannung	Mono 0,1 %, Stereo 0,15 %		
<b>BFC-Verzerrungen</b>	0,2 %, bezogen auf 10 kHz Stereomodulation		

