



26. Januar 1978

Valvo Brief

Der FM-Tuner FD 11 und seine Anwendung in einem HiFi-Stereo-Empfänger der Spitzenklasse

Bei der heutigen dichten Belegung des UKW-Bereichs mit vielen starken FM-Sendern müssen UKW-FM-Empfänger vielfältige und strenge Anforderungen erfüllen. Sie sollen nicht mehr nur eine niedrige Rauschzahl und eine große Verstärkung haben, wie das in den ersten Jahren des UKW-Rundfunks im Hinblick auf den damals durchaus üblichen Fernempfang gefordert wurde, vielmehr steht heute eine hohe Übertragungsqualität im Vordergrund des Interesses. Für die Empfangseigenschaften von UKW-FM-Empfängern bedeutet das: gute Großsignal-

Verträglichkeit und größtmögliche Freiheit von Störfangstellen, stabile Abstimmung, kleiner Klirrfaktor und hohe AM-Unterdrückung. Dazu kommt noch die Forderung, daß die von der Deutschen Bundespost festgelegten Störstrahlungs-Grenzwerte eingehalten werden.

Valvo hat mit dem FD 11 einen FM-Tuner entwickelt, der den heutigen Empfangsverhältnissen im UKW-Bereich angepaßt ist und sich durch ungewöhnlich gute Empfangseigenschaften, soweit sie den Tuner betreffen, auszeichnet.

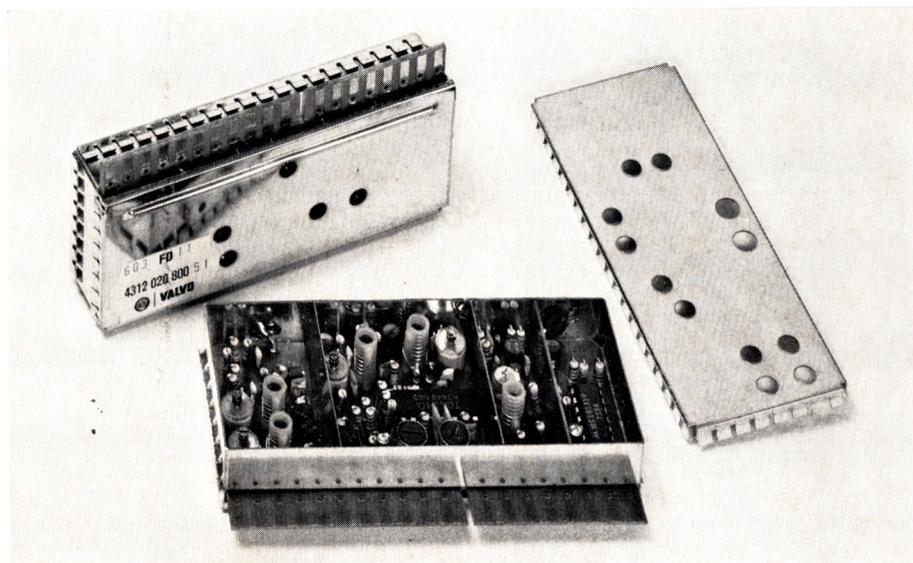


Bild 1. FM-Tuner FD 11

FM-Tuner FD 11

Der FM-Tuner FD 11 (Bild 1) mit Diodenabstimmung ist für den Empfang frequenzmodulierter Rundfunksendungen im UKW-Bereich II von 87,5 bis 108 MHz eingerichtet. Mit einer besonders aufwendigen Schaltungsauslegung wurden alle nach dem heutigen Stand der Technik möglichen Empfangseigenschaften kompromißlos verwirklicht. Ein eingebauter 4 : 1-Frequenzteiler ermöglicht den Aufbau einer digitalen Frequenzanzeige oder einer phasenstarrten Frequenzschleife (PLL). Unter der Typenbezeichnung FD 11 K ist der Tuner auch ohne Frequenzteiler lieferbar. Der FM-Tuner FD 11 ist ein ideales Empfangsteil für HiFi-Stereo-Empfänger der Spitzenklasse, für Ballempfänger und ähnliche Anwendungen.

Bild 2 zeigt die Blockschaltung, Bild 3 die vollständige Schaltung des FM-Tuners FD 11. Das Antennensignal gelangt über Anschluß 3 an den unsymmetrischen 75 Ω-Eingang. Ein zweikreisiges Bandfilter, das mit Doppeldioden BB 204 B abgestimmt wird, ergibt eine gute Eingangsselektion. Die Vorverstärkerstufe ist mit einer großsignalfesten, rauscharmen MOS-Feldeffekt-Transistor-Tetrode bestückt, deren Verstärkung zur Verbesserung der Großsignalverträglichkeit über Anschluß 1 geregelt werden kann. Da das Source-Potential durch eine Z-Diode hochgelegt ist, kann im gesamten Regelbereich mit positiver Regelspannung gearbeitet werden. Zwischen Vorverstärkerstufe und Mischstufe ist ein weiteres mit Doppeldioden BB 204 B abgestimmtes zweikreisiges Bandfilter angeordnet. In der Mischstufe arbeitet die integrierte Schaltung TCA 240 als doppelt-symmetrischer multiplikativer Gegentaktmischer im günstigsten Arbeitspunkt zur Unterdrückung unerwünschter Störemfangsstellen. Das bei dem für kritische Kopplung vorgeschriebenen Abschluß phasenlineare ZF-Ausgangsfilter kann

vom Anwender zur Anpassung an die Mittenfrequenz des nachgeschalteten ZF-Verstärkers nachgeglichen werden (L_8 , K_1 siehe Bild 4). Der ZF-Ausgang ist induktiv an das Bandfilter angekoppelt; dadurch wird die Arbeitspunkteinstellung des nachgeschalteten ZF-Verstärkers erleichtert, und Masseschleifen werden vermieden. Kritische Kopplung des ZF-Filters wird mit einem Lastwiderstand von 330 Ω zwischen den Anschlüssen 9 und 10 erreicht.

Die Oszillatorschaltung weist eine Reihe von Maßnahmen zur Sicherung einer hohen Frequenz- und Amplitudenstabilität auf. Eine separate Stabilisierung der Oszillator-Speisespannung mit der Z-Diode D_8 reduziert den Einfluß von Schwankungen der Speisespannung U_{B1} . Der Temperatureinfluß der Spule, des Transistors, des Leiterplattenmaterials und des Abgleichtrimmers wird durch Wahl geeigneter Temperaturkoeffizienten der Parallel- und Reihenkonkondensatoren zum Schwingkreis sowie des Rückkopplungskondensators kompensiert. Schließlich wird zur Kompensation des Temperaturgangs der Abstimmtdioden ein Emitterfolger (T_3) für die Zuführung der Abstimmspannung eingesetzt. Der Temperaturkoeffizient von Abstimmtdioden ist im wesentlichen durch den Temperaturgang der Diffusionsspannung von ca. -2 mV/K gegeben. Die Basis-Emitter-Diode von T_3 kompensiert diesen Verlauf. Der Widerstand R_{32} dämpft den Oszillatorschwingkreis und hält die Oszillatoramplitude über den Frequenzbereich konstant. Durch lose Ankopplung des Oszillators an die Mischstufe wird die Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Signalamplitude (Oszillatorpulling) sehr klein gehalten.

An den Sekundärkreis des ZF-Ausgangsfilters ist eine Gleichrichterschaltung zur Erzeugung einer internen Regelspannung angeschlossen. Bei Verbindung der Anschlüsse 1 und 7 setzt bei einem Eingangspegel von 65 dBµV die Regelung

Valvo-Brief
26. Januar 1978
Seite 2

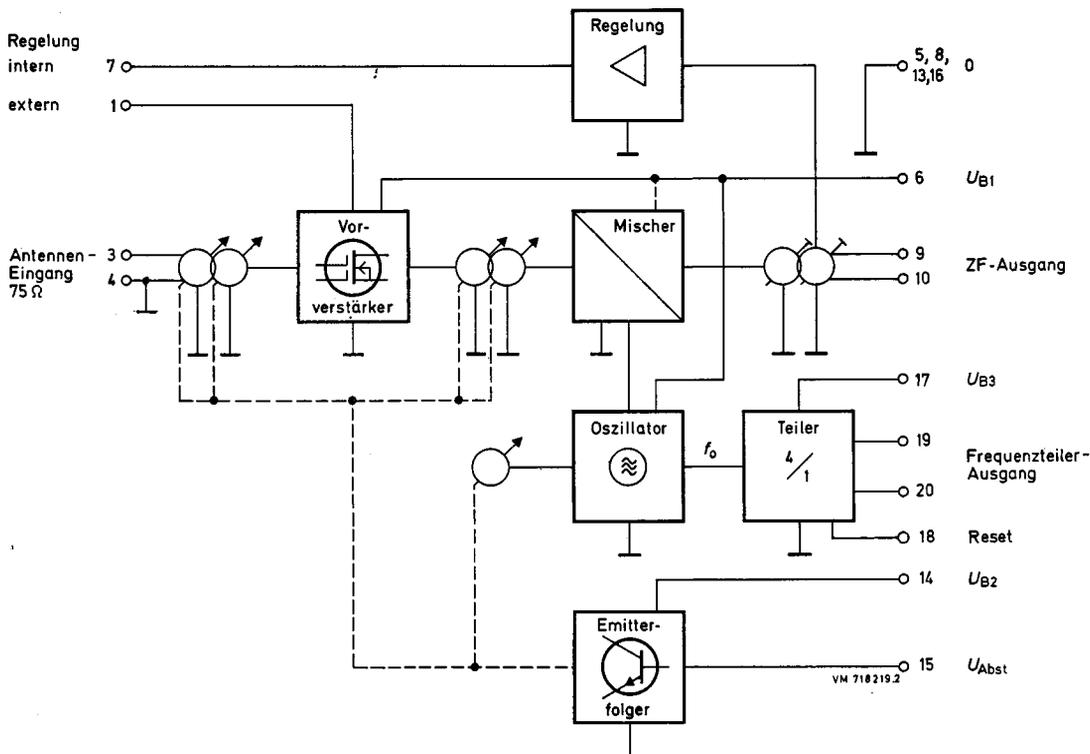


Bild 2. Blockschaltung des FM-Tuners FD 11

Valvo-Brief
 26. Januar 1978
 Seite 3

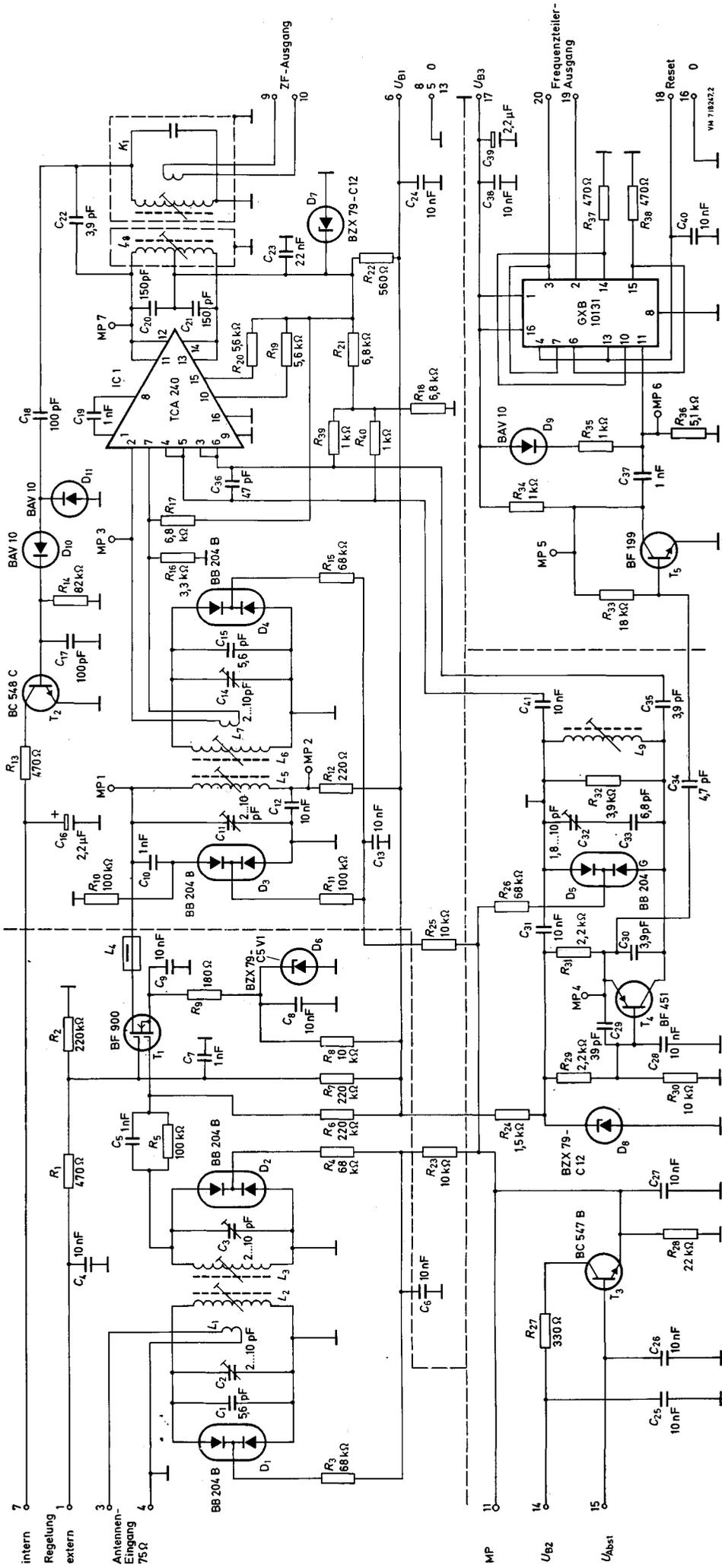


Bild 3. Schaltung des FM-Tuners FD 11

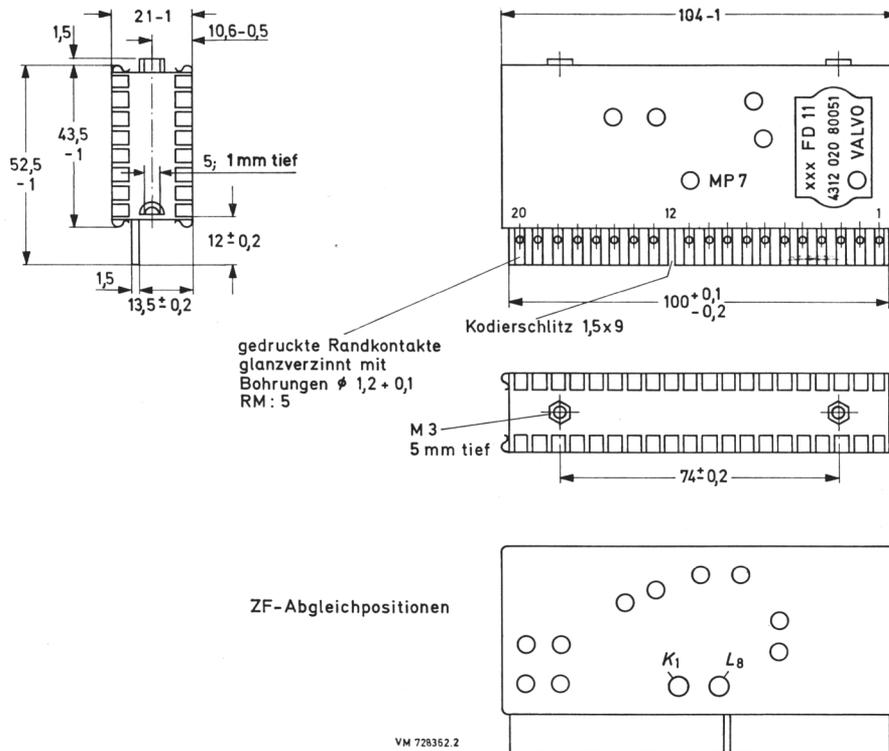


Bild 4. Abmessungen (in mm) des FM-Tuners FD 11 und Lage der ZF-Abgleichpositionen

ein und hält das ZF-Ausgangssignal bis zu einem Eingangspegel von $115 \text{ dB}\mu\text{V}$ konstant. Der Regelhub beträgt also 50 dB . Soll vermieden werden, daß bei Empfang eines schwachen Nutzsignals durch einen benachbarten starken Träger abgeregelt wird, so kann die Regelung abgeschaltet oder auf eine im Empfänger schmalbandig erzeugte Regelspannung umgeschaltet werden. Ohne Beschaltung des Regelspannungseingangs am Anschluß 1 arbeitet der Tuner mit maximaler Verstärkung.

Für eine digitale Frequenzanzeige muß das Oszillatorsignal dem Tuner rückwirkungsfrei entnommen werden können. Dazu wird es über einen kleinen Kondensator am Emitter des Oszillatortransistors T_4 ausgekoppelt und dem Trennverstärker-Transistor T_5 zugeführt, der es auf ECL-Pegel bringt. Ein als $4 : 1$ -Teiler geschaltetes Zweifach-D-Master-Slave-Flipflop GXB 10131 setzt die Oszillatorfrequenz auf $f_0/4$ um. Das geteilte Signal kann an den Anschlüssen 19 und 20 gegenphasig entnommen werden. Die symmetrische Auskopplung ermöglicht eine unkritische Leitungsführung zu weiterteilenden Schaltungen für eine digitale Frequenzanzeige oder eine phasenstarre Frequenzschleife (PLL), welche die Abstimmung des Tuners mit Quarzgenauigkeit konstant hält. Über den Reset-Eingang kann der Teiler stillgesetzt werden, indem Anschluß 18 auf U_{B3} -Potential gelegt wird, z. B. wenn der Tuner in einem Empfänger mit digitaler Frequenzanzeige auch für AM-Bereiche verwendet wird.

Die kompakte Modul-Bauweise des FM-Tuners FD 11 ergibt kleine Abmessungen (Bild 4). Das glanzverzinnte Stahlblech-Gehäuse mit gefiederter Weißblech-Deckeln ist in vier Kammern unterteilt, von denen die erste die Vorverstärkerstufe, die zweite die Mischstufe, die dritte den

Oszillator und die vierte den Frequenzteiler enthält. Die Anschlüsse sind über steck- und lötbare Randkontakte der Leiterplatte im Raster $20 \times 5 \text{ mm}$ herausgeführt. Ein Kodierschlitz anstelle des Kontakts 12 ermöglicht bei Verwendung einer entsprechenden Steckfassung (z. B. Lumberg 5 U 20 F mit Sperrstück Sp 1) eine Sicherung gegen seitenvertauschtes Einführen der Leiterplatte. Eine freie Verdrahtung der Anschlüsse ist durch Bohrungen in den Randkontakten ebenfalls möglich. Für eine Schraubbefestigung ist das Gehäuse auf der Kopfseite mit zwei M 3-Nietmuttern mit 5 mm Einschraubtiefe versehen.

Die Betriebsdaten und Meßwerte des FM-Tuners FD 11 sind in der folgenden Übersicht zusammengestellt.

Betriebsdaten

Speise-Spannungen	U_{B1}	=	$20 \pm 1 \text{ V}$
	U_{B2}	=	$30 \pm 1 \text{ V}$
	U_{B3}	=	$5 \pm 0,25 \text{ V}$
Stromaufnahme	I_{B1}	=	$22 \dots 32 \text{ mA}$
	I_{B2}	=	$0,15 \dots 1,4 \text{ mA}$
	I_{B3}	=	$80 \text{ mA}^1)$
Abstimmungsspannung	U_{Abst}	=	$3,8 \dots 27 \text{ V}$
Betriebs-temperatur	ϑ_U	=	$+10 \dots +50 \text{ }^\circ\text{C}$
Lagerungs-temperatur	ϑ_L	=	$-2,5 \dots +60 \text{ }^\circ\text{C}$

1) Anschluß 19 und 20 über je 470Ω mit Anschluß 16 verbunden

Die nachfolgenden Daten beziehen sich auf die oben genannten Speisespannungen und gelten in einem Temperaturbereich von $\vartheta_U = 20$ bis 25°C .

Frequenzbereich

Mit einer Abstimmspannung von

$$U_{\text{Abst}} = 3,8 (\pm 0,5) \text{ V bis } 27 (\pm 1,2) \text{ V}$$

wird der Frequenzbereich von

$$f_e = 87,5 \text{ bis } 108 \text{ MHz erfaßt.}$$

Skalenverlauf

Siehe Bild 5.

Zwischenfrequenz

Zwischenfrequenz

$$f_{ZF} = 10,7 \pm 0,03 \text{ MHz}$$

Abgleichbereich des ZF-Filters

$$\Delta f_{ZF} = \pm 100 \text{ kHz}$$

Lastwiderstand für kritische Kopplung

$$R_L = 330 \ \Omega$$

ZF-Bandbreite

$$B_{ZF} = 300 \pm 30 \text{ kHz}$$

Verstärkung und Empfindlichkeit

Spannungsverstärkung mit $R_L = 330 \ \Omega$

$$V_u = 40 (\geq 36) \text{ dB}$$

Regelhub

$$\Delta V_U = 50 \text{ dB}$$

Rauschmaß mit $R_G = 75 \ \Omega$

$$F = 4,8 (\leq 6) \text{ dB}$$

Reflexionsfaktor

$$|r| \leq 0,3$$

Selektions- und Signaleigenschaften

ZF-Festigkeit

$$a_{ZF} = 100 \text{ dB}$$

Spiegelfrequenzdämpfung

$$a_{Sp} \geq 90 \text{ dB}$$

Mehrfachempfangsdämpfung²⁾ (repeat spot suppression)

$$RSS \geq 100 \text{ dB}$$

Fremdempfangsdämpfung²⁾ (double beat suppression)

$$\begin{aligned} \text{DBS}_1 &= 80 \text{ dB} \\ \text{DBS}_2 &= 100 \text{ dB} \\ \text{DBS}_3 &= 80 \text{ dB} \end{aligned}$$

Dämpfung von Mischprodukten im ZF-Abstand²⁾ (continuous beat suppression)

$$\text{CBS} \geq 100 \text{ dB}$$

Antennenspannungsverträglichkeit für $\Delta f_o = 5 \text{ kHz}$ (Oszillatorpulling)³⁾

$$U_{Ant} \geq 120 \text{ dB}\mu\text{V}$$

Mehrfachempfangsstellen (repeat spots) entstehen durch Mischung der Oberwellen von Empfangs- und Oszillatorfrequenz. Fremdempfangsstellen (double beats) werden durch Mischen von Grund- oder Oberwellen von zwei oder mehr Empfangsfrequenzen mit der Grund- oder Oberwelle der Oszillatorfrequenz erzeugt. Zur Bildung der Zwischenfrequenz kann es auch kommen, wenn zwei Sender oder deren Oberwellen im Abstand der Zwischenfrequenz liegen. Kennzeichnend für diese im Englischen als continuous beats bezeichneten Störungen ist, daß die Empfängerabstimmung nur einen relativ geringen Einfluß auf die Störintensität hat. Die Oszillatorfrequenz, welche für die Bildung der Zwischenfrequenz in diesem Fall nicht benötigt wird, darf beliebige Werte annehmen.

Die für die Mehrfachempfangsdämpfung, die Fremdempfangsdämpfung und die Dämpfung von Mischprodukten im ZF-Abstand angegebenen Meßwerte wurden nach dem Verfahren der direkten Messung mit zwei rückwirkungsfrei zusammenschalteten Meßsendern ermittelt. Dieses Verfahren ist zwar zeitaufwendig, liefert aber zuverlässige, reproduzierbare Ergebnisse und hat den größten Meßbereich für die Dämpfungswerte. Bild 6 zeigt die Lage der Senderfrequenzen und Störfrequenzen bei der Messung der Mehrfachempfangs- und der Fremdempfangsdämpfung am FM-Tuner FD 11. Die Frequenzen der Sender S_1 und S_2 wurden so gewählt, daß sich die Störfrequenzen zur Messung von RSS, DBS_1 , DBS_2 und DBS_3 gut unterscheiden lassen.

²⁾ Referenzpegel $14 \text{ dB}\mu\text{V}$

³⁾ Impedanz $75 \ \Omega$

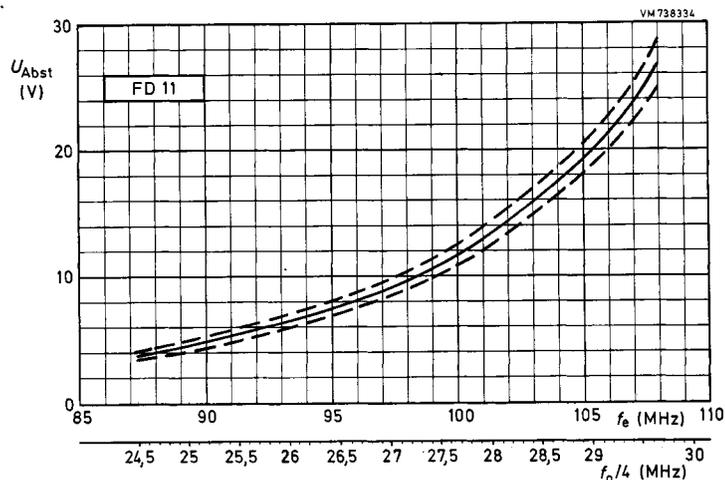
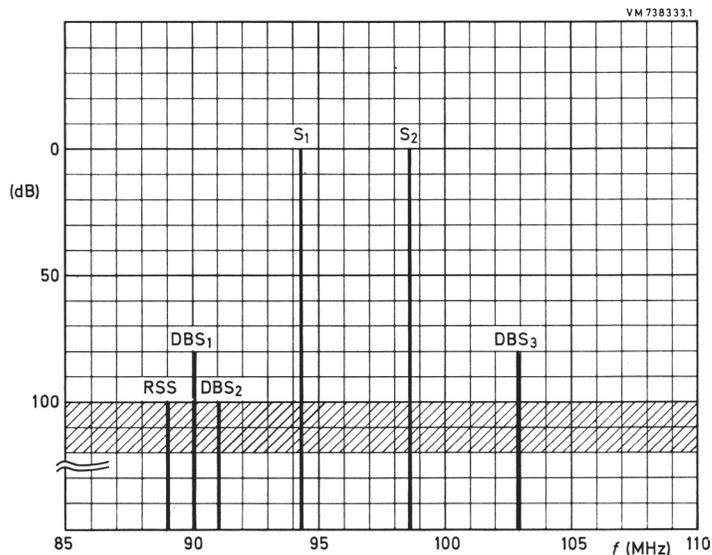


Bild 5. Abstimmkurve mit Toleranzgrenzen des FM-Tuners FD 11



$S_1 = 94,35 \text{ MHz}$
 $14 \text{ dB}\mu\text{V an } 75 \Omega$
 $S_2 = 98,63 \text{ MHz}$
 $14 \text{ dB}\mu\text{V an } 75 \Omega$
 $RSS = 89,00 \text{ MHz}$
 $DBS_1 = 90,07 \text{ MHz}$
 $DBS_2 = 91,14 \text{ MHz}$
 $DBS_3 = 102,91 \text{ MHz}$

Bild 6. Lage der Senderfrequenzen und Störfangsstellen bei der Messung der Mehrfachempfangs- und der Fremdepfangsdämpfung am FM-Tuner FD 11

Regelung

Hegelspannung	U_{avr}	=	10 ... 0 V
Regelstrom	I_{avr}	=	100 ... 0 μA
Regelersatz, intern	U_{Ant}	=	65 dB μV
Regelhub	ΔV_U	=	50 dB

Bild 7 zeigt die Regelcharakteristik bei interner Regelung des FM-Tuners FD 11.

Oszillatorstabilität

Spannungsabhängigkeit bei $\Delta U_{B1} = 1 \text{ V}$	$\Delta f_{ou} \leq 5 \text{ kHz}$
Temperaturabhängigkeit im Bereich $\vartheta_U = +15 \dots +35 \text{ }^\circ\text{C}$	$\Delta f_{og} \leq 2 \text{ kHz/K}$
Einschaltdrift 2 ... 30 s nach dem Einschalten	$\Delta f_{ot} \leq 15 \text{ kHz}$

Auskopplung des Oszillatorsignals

Ausgangsfrequenz	$f_{FA} = f_o/4$
Ausgangsspannung an 470 Ω	$U_{FA} = 650 \text{ mV V}$

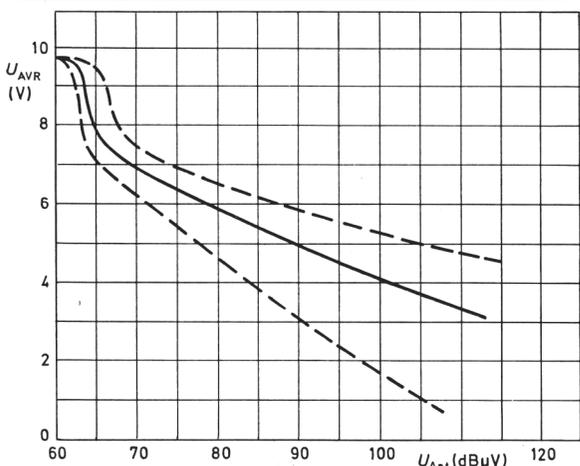


Bild 7. Abhängigkeit der Regelspannung von der Antennenspannung bei interner Regelung des FM-Tuners FD 11 (Anschlüsse 1 und 7 verbunden)

Störstrahlung und -Spannung

Innerhalb der Grenzen von CISPR 24/3 (1970) und VDE 0872/7.72 (Strahlungsmessung nach der 3 m-Methode)

HiFi-Stereo-Empfänger mit dem FM-Tuner FD 11

Als Beispiel, wie die ungewöhnlich guten Empfangseigenschaften des FM-Tuners FD 11 für den Bau eines HiFi-Stereo-Empfängers der Spitzenklasse genutzt werden können, wird im folgenden eine Empfängerschaltung (Konzept 5) beschrieben, die sich durch einige Besonderheiten auszeichnet:

- Unverzerrte Wiedergabe bis zu höchsten Antennenspannungen ($\geq 1 \text{ V}$)
- Hervorragende AM-Unterdrückung ($\geq 60 \text{ dB}$)
- Rauschpegelgesteuerte Stummschaltung (Muting) mit einstellbarem Einsatzpunkt
- Bedienungserleichterung durch digitale Frequenz- oder Kanalanzeige
- Unempfindlichkeit gegenüber Abstimmfehlern (niedriger Klirrfaktor auch bei nicht ganz genauer Abstimmung)
- Abstimmanzeige mit großem logarithmischem Anzeigebereich von 120 dB (Antennenspannung 1 μV bis 1 V)
- Übersichtlicher Aufbau durch Modulbauweise
- Fortfall vieler Abgleichpositionen durch Verwendung fest abgeglicher Bauteile

Bild 8 zeigt die Blockschaltung dieses Empfängers. Der ZF-Verstärker, der Stereo-Dekoder, das Netzteil und die Schaltung für digitale Frequenz- oder Kanalanzeige sind als steckbare Moduln ausgeführt. Die Anschlüsse liegen wie beim Tuner an Randkontakten der Leiterplatten im Raster 20 x 5 mm, so daß die gleichen Steck-

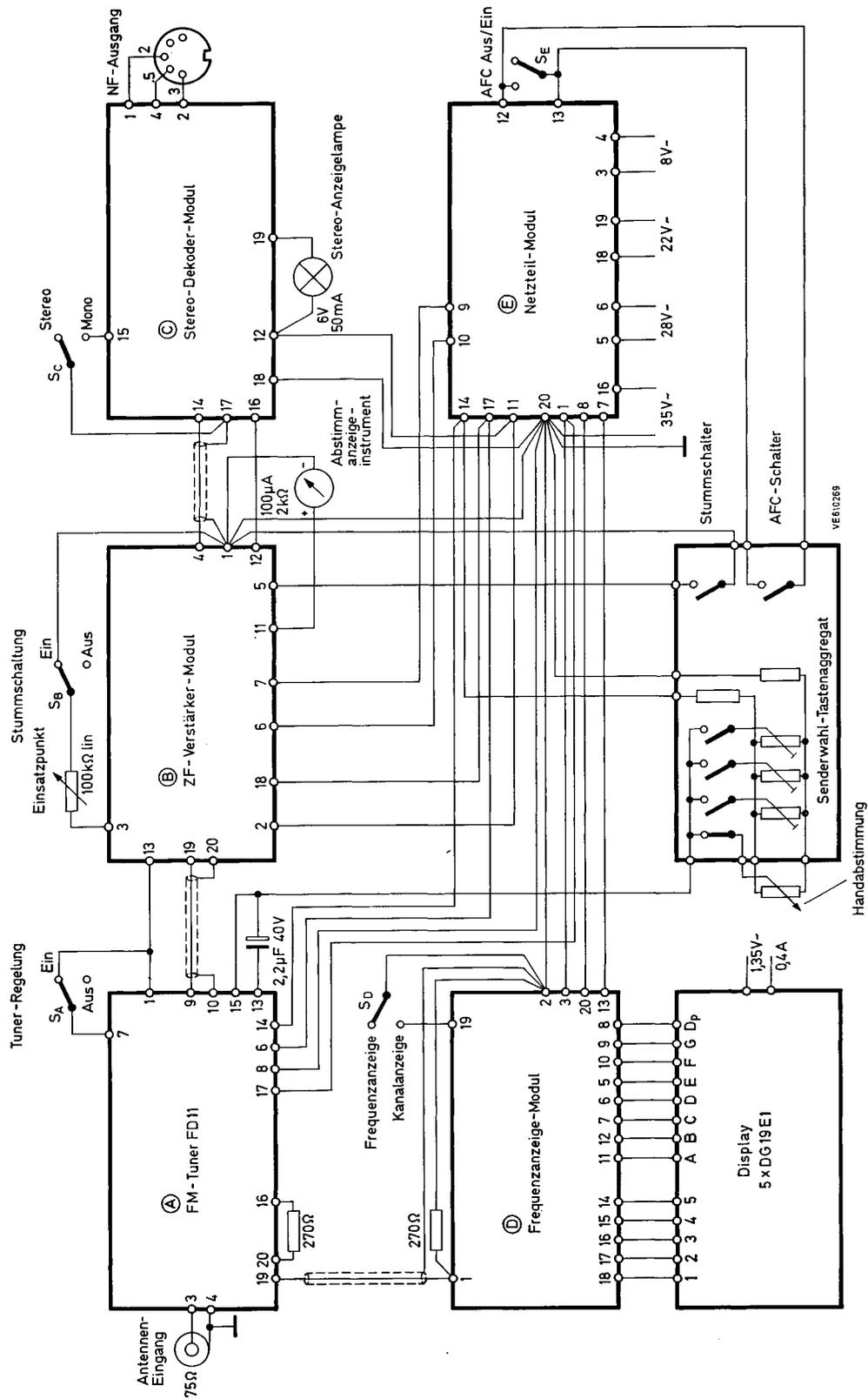


Bild 8. Blockschaltung des HiFi-Stereo-Empfängers mit dem FM-Tuner FD 11

fassungen (z. B. Lumberg 5 U 20 F mit Sperrstücken Sp 1 für die Kodierschlitze) verwendet werden können.

Die Modulbauweise, bei der die einzelnen Baugruppen eines Empfängers unabhängig voneinander hergestellt, vorgeprüft und abgeglichen werden können, vereinfacht den Aufbau einer so umfangreichen Empfängerschaltung ganz wesentlich. Sie erleichtert den Service und hält die Möglichkeit späterer Änderungen offen. Im Gegensatz zu Geräten mit einer gemeinsamen großen Leiterplatte können nach dem Modul-Prinzip konzipierte Geräte ohne Mühe auf dem jeweils letzten Stand der Technik gehalten werden.

ZF-Verstärker-Modul

Der ZF-Verstärker-Modul ist in seiner Schaltungsauslegung (Bild 9) den ungewöhnlich guten Empfangseigenschaften des FM-Tuners FD 11 angepaßt und trägt entscheidend zu der hohen Übertragungsqualität des Empfängers bei.

Die Eingangsstufe des ZF-Verstärkers ist mit einer geregelten MOS-Feldeffekt-Transistor-Tetrode BFR 84 bestückt. Die ZF-Selektion ist in zwei festabgeglichenen Sechskreis-Blockfiltern (F_1 und F_2) konzentriert. Die verwendeten Filter haben folgende charakteristischen Daten:

Bandmittenfrequenz	10,7 MHz
Temperaturkoeffizient der Bandmittenfrequenz	$\leq \pm 60 \cdot 10^{-6}/K$
3 dB-Bandbreite	240 kHz
400 kHz-Selektion	39 dB
Gruppenlaufzeitdifferenz	$\leq 0,5 \mu s$ im Bereich 10,7 MHz \pm 175 kHz
Einfügungsdämpfung	13 (< 16) dB

Die Einfügungsdämpfungen der ZF-Blockfilter werden durch die Verstärkung des zwischen den Filtern liegenden integrierten HF/ZF-Verstärkers μA 703 C ausgeglichen.

Nach Durchlaufen der ZF-Selektion wird das ZF-Signal in dem vierstufigen, symmetrisch aufgebauten Breitbandverstärker der integrierten ZF-Verstärker-Schaltung TCA 420 A verstärkt und begrenzt. Die Begrenzung setzt bereits bei einer Eingangsspannung der TCA 420 A von 35 μV ein. Damit der Begrenzerverstärker immer im optimalen Eingangsspannungsbereich von 1 bis 100 mV arbeitet, wird die Signaldynamik durch die Regelung im FM-Tuner FD 11 und in der ZF-Eingangsstufe von 120 dB am Empfänger-Eingang (Antennenspannungen von 1 μV bis 1 V) auf 40 dB am Eingang der TCA 420 A komprimiert. Die interne Regelung des FM-Tuners FD 11 kann, falls erforderlich, durch Öffnen des Schalters S_A (siehe Bild 8) abgeschaltet werden.

Zur Demodulation des ZF-Signals dient der Quadraturdemodulator der TCA 420 A. Die hervorragende AM-Unterdrückung, die günstigen Verzerrungseigenschaften und der hohe Signal/Rausch-Abstand der TCA 420 A machen die Verwendung aufwendiger Ratio-Detektorschaltungen überflüssig. Der Quadraturdemodulator benötigt einen externen Phasenschieber, der symmetrisch gegen Masse zwischen den Anschlußpaaren 1,2 und 3,4 liegen muß. Für hohe An-

sprüche an die Übertragungsqualität muß dieser Phasenschieber möglichst breitbandig sein, da sich Nichtlinearitäten in der Phasencharakteristik $\varphi = f(f)$ in nichtlinearen Verzerrungen der NF-Ausgangsspannung bemerkbar machen. In diesem Empfänger besteht der Phasenschieber aus einem zweikreisigen Bandfilter, dessen Kreise gegeneinander abgeschirmt und nur kapazitiv miteinander gekoppelt sind. Damit wird ein gegenüber Schaltungen mit einem Einzelkreis deutlich niedrigerer Klirrfaktor erreicht, der auch bei relativ großen Empfängerverstimmungen nicht ansteigt.

Der Ausgang des Quadraturdemodulators liegt an den Anschlüssen 5 und 6 der TCA 420 A. Das demodulierte ZF-Signal, also das Multiplex-Signal bei Stereo-Übertragung bzw. das NF-Signal bei Mono-Übertragung, kann an einem der Anschlüsse unsymmetrisch oder auch zwischen beiden Anschlüssen symmetrisch gegen Masse abgenommen werden. Hier wird es unsymmetrisch vom Anschluß 5 der TCA 420 A an den Anschluß 4 des ZF-Verstärker-Moduls geführt. Wird zur Senderwahl ein mechanisches Tastenaggregat mit einem während des Umschaltens schließenden Stummschalter verwendet, so kann dieser zwischen die Anschlüsse 5 und 1 (Masse) des ZF-Verstärker-Moduls gelegt werden.

Am Ausgang des Quadraturdemodulators steht auch eine von der Abstimmung des Empfängers, d. h. von der mittleren Frequenz des ZF-Eingangssignals, abhängige Gleichspannung zur Verfügung, die als AFC-Regelspannung zur automatischen Scharfabbildung des Empfängers verwendet wird. Bei richtiger Empfängerabstimmung wird diese gegen Masse symmetrische Ausgangsgleichspannung Null. Das Trimpotentiometer P_{B1} dient zur exakten Symmetrierung. Die AFC-Regelspannung liegt über Entkopplungswiderstände an den Anschlüssen 6 und 7 des ZF-Verstärker-Moduls. Sie wird nicht direkt dem Tuner, sondern der Dreifach-Spannungsstabilisierungsschaltung TCA 750 im Netzteil-Modul zugeführt, wo sie die stabilisierte Abstimmoberspannung überlagert.

Der Abstimmanzeige sind in diesem Empfängerkonzept zwei Aufgaben gestellt: Zum einen soll sie eine Indikation über die Antennenspannung des Empfängers liefern (und damit auch über die wirksame Empfangsfeldstärke), zum anderen soll sie auch die optimale Abstimmung kenntlich machen, damit ein zusätzliches Nulldurchgangsinstrument entfallen kann. Diese Aufgaben können am besten erfüllt werden, wenn Abstimmanzeigespannung oder -strom in einem möglichst weiten Bereich der HF- bzw. ZF-Eingangsspannung dem Logarithmus dieser Eingangsspannung annähernd proportional sind. In der ZF-Verstärker-Schaltung TCA 420 A werden, um eine Abstimmanzeigespannung mit einem derartigen Verlauf zu gewinnen, die Ausgangsspannungen der vier Verstärkerstufen in getrennten Gleichrichterschaltungen gleichgerichtet. Die entstehenden Gleichspannungen werden in einem Widerstandsnetzwerk addiert, und die gewonnene Summenspannung steht nach Verstärkung an den Anschlüssen 8 und 9 zur Abstimmanzeige zur Verfügung. Diese Abstimmanzeigespannung ist über nahezu vier Dekaden (80 dB) dem Logarithmus der ZF-Eingangsspannung der TCA 420 A proportional.

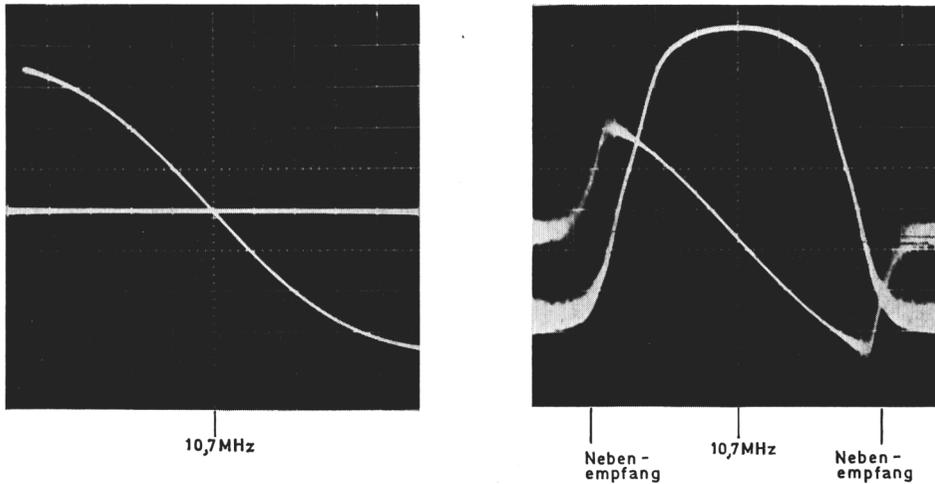


Bild 10. Die relativ breitbandige Demodulationskennlinie eines Quadraturdemodulators (linkes Oszillogramm) knickt unter dem Einfluß einer vorgeschalteten ZF-Selektion im Bereich der Selektionsflanken plötzlich ab (rechts Oszillogramm) und bildet Seitenäste, auf denen die sogenannten Nebenempfangsstellen auftreten.

stärker, dem keine Selektion vorgeschaltet ist. Wie sich der Verlauf dieser Demodulationskennlinie unter dem Einfluß einer vorgeschalteten ZF-Selektion ändert, ist aus dem rechten Oszillogramm ersichtlich, in dem gleichzeitig die Durchlaßkurve der ZF-Selektion dargestellt ist. Die Durchlaßkurve ist bei so großen Spannungen aufgenommen worden, daß sich der ZF-Verstärker im Durchlaßbereich voll in der Begrenzung befindet. Mit zunehmendem Abstand von der ZF-Mittelfrequenz 10,7 MHz wird die ZF-Verstärker-Ausgangsspannung zunächst wenig, dann aber im Bereich der Selektionsflanken sehr schnell kleiner, so daß der Quadraturdemodulator schließlich nicht mehr einwandfrei arbeiten kann: Die Transistoren dieser Stufe werden nicht mehr voll durchgeschaltet, und die Demodulator-Ausgangsspannung hängt jetzt außer von der Frequenz auch von der Amplitude des ZF-Signals ab. Dort, wo diese Amplitudenabhängigkeit einsetzt, knickt die Demodulationskennlinie plötzlich ab und bildet Seitenäste, die proportional zur Flankensteilheit der Selektion auf die Nulllinie zulaufen. Da eine FM-Demodulation überall dort zustande kommt, wo eine Abhängigkeit der Demodulator-Ausgangsspannung von der Frequenz vorhanden ist, tritt der Empfang eines FM-Senders nicht nur, wie gewünscht, bei Abstimmung des Empfängers auf den mittleren Teil der Demodulationskennlinie auf, sondern auch bei Abstimmung auf die beiden Seitenäste.

Der Empfang auf den Seitenästen erfolgt wegen deren großer Steilheit mit relativ großer Lautstärke und ist verzerrt und verrauscht, weil die Demodulationskennlinie dort zu schmalbandig ist, und weil die Signale an den Fußpunkten der Selektionskurve so klein sind, daß sie im ZF-Verstärker nahezu keine AM-Unterdrückung mehr erfahren. Das rechte Oszillogramm in Bild 10 zeigt deutlich, wie das Rauschen im unteren Bereich der Selektionsflanken und auf den Seitenästen der Demodulationskennlinie zunimmt. Die eben beschriebenen sogenannten Nebenempfangsstellen machen sich beim Abstimmen des Empfängers sehr störend bemerkbar, wenn sie nicht unterdrückt werden.

Eine Schaltung zur Unterdrückung von Stö-

rungen bei der Senderwahl gehört heute als Beitrag zum Bedienungskomfort zur Ausstattung eines jeden HiFi-Stereo-Empfängers. Durch eine solche Schaltung werden nicht nur die verzerrten und verrauschten Nebenempfangsstellen, sondern auch das beim Abstimmen zwischen den Sendern in Erscheinung tretende Rauschen sowie die zu schwach einfallenden, wegen ihres unzureichenden Signal/Rausch-Abstands nicht empfangswürdigen Sender unterdrückt oder zumindest auf ein nicht mehr störendes Maß abgeschwächt. Bisher war es üblich, das Unterschreiten eines bestimmten ZF-Signalpegels als Einschaltkriterium für die Störunterdrückung zu benutzen.

Für diesen Empfänger wurde eine rauschpegelgesteuerte Stummschaltung (Muting) entwickelt, die das störende Rauschen selbst als Einschaltkriterium verwendet. Dazu werden aus dem Ausgangssignal des Quadraturdemodulators Rauschanteile mit Frequenzen um 115 kHz mit einem Saugkreis (330 pF, L_4) ausgefiltert, mit dem Transistor BC 558 verstärkt und dann gleichgerichtet. Wenn die gleichgerichtete Rauschspannung die Einschaltchwelle des invertierenden Schmitt-Triggers mit dem Operationsverstärker $\mu A 741 C$ überschreitet, schaltet dieser den Stummschalt-Transistor BC 548 in den Leitzustand, wodurch das am Ausgang liegende Signal gegen Masse kurzgeschlossen wird. Durch den Einsatz eines Schmitt-Triggers ist sichergestellt, daß das Umschalten auch bei langsamen Änderungen der gleichgerichteten Rauschspannung eindeutig, d. h. ohne schleichenden Übergang erfolgt. Die Kondensator-Beschaltung des Schmitt-Triggers verhindert Fehlschaltungen durch Störimpulse; das Umschalten kann nur durch Gleichspannungsänderungen ausgelöst werden. Die Einschaltchwelle des Schmitt-Triggers wird mit dem Trimpotentiometer P_{B5} eingestellt. Mit dem Potentiometer P_{B6} , dessen Widerstandswert die Verstärkung der ausgefilterten Rauschanteile bestimmt, kann der Einsatzpunkt dieser Stummschaltung in einem weiten Bereich eingestellt werden. Bei geöffnetem Schalter S_B ist die Stummschaltung außer Betrieb, da der BC 558 dann keinen Basisstrom erhält.

Bild 11 zeigt das Layout einer erprobten Leiterplatte für den Aufbau des ZF-Verstärker-Moduls, den zugehörigen Bestückungsplan zeigt Bild 12. Einen betriebsfertigen ZF-Verstärker-Modul zeigt Bild 13.

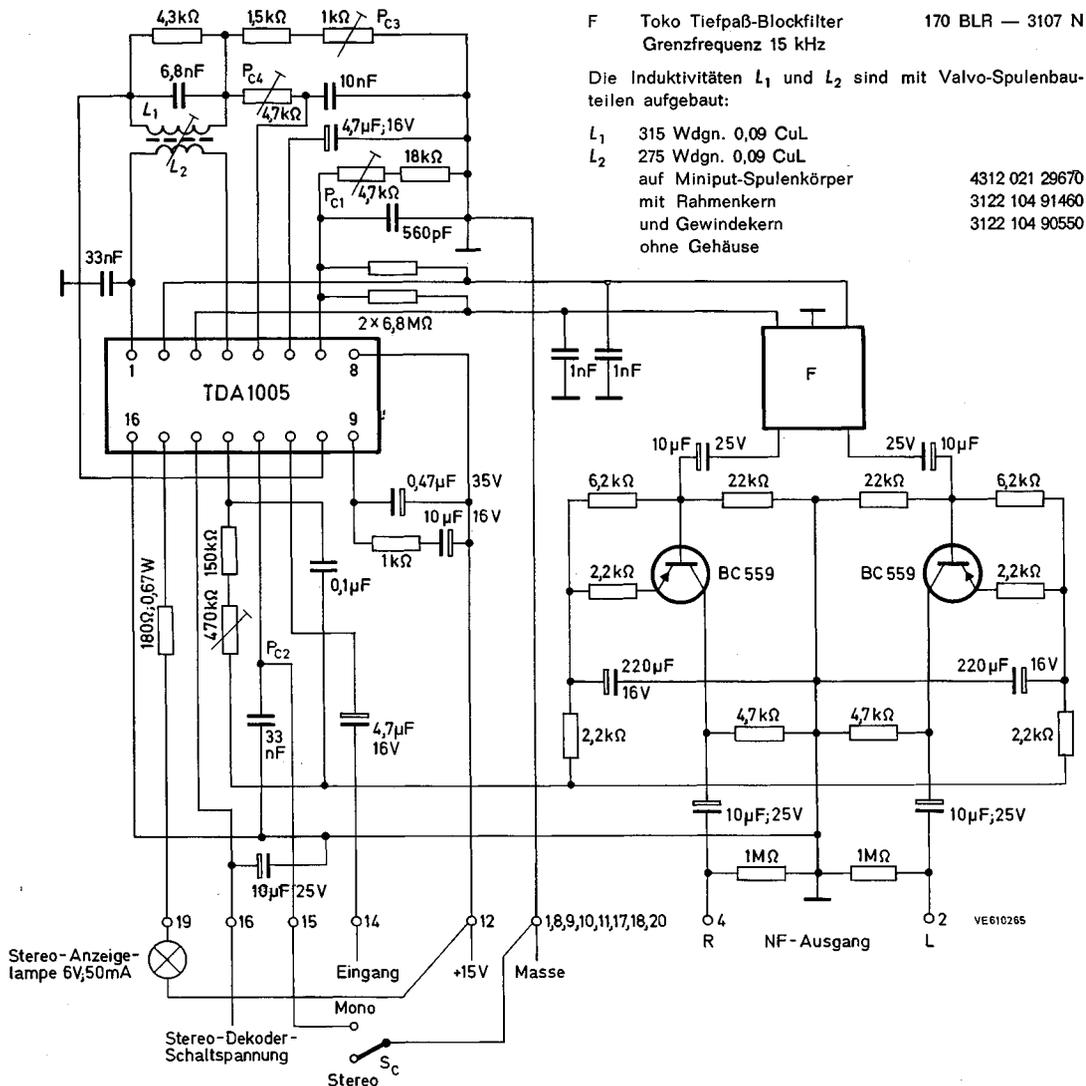
Stereo-Dekoder-Modul

Bild 14 zeigt die Schaltung des Stereo-Dekoder-Moduls. Die integrierte Stereo-Dekoder-Schaltung TDA 1005 arbeitet hier nach dem wegen des größeren Störabstands für HiFi-Anwendungen zu bevorzugenden Matrixverfahren (Frequenz-Multiplex). Da zur Hilfsträger-Aufbereitung ein PLL-System verwendet wird, ist der externe Schaltungsaufwand gering (z. B. nur eine Spule) und der Abgleich gegenüber früheren Stereo-Dekoder-Schaltungen vereinfacht. Im PLL-System ist nur ein Frequenzabgleich des spannungsgesteuerten 76 kHz-Oszillators mit dem Trimpotentiometer P_{C1} erforderlich.

Im Signalweg wird das Multiplex-Signal am Ausgang des Vorverstärkers (Anschluß 10 der TDA1005) mit Hilfe eines auf 38 kHz abgestimmten Schwingkreises (L_1 , 6,8 nF) in das Haupt-signal ($L + R$, $f = 0$ bis 15 kHz) und das Hilfs-signal ($L - R$ amplitudenmoduliert auf 38 kHz) mit unterdrücktem Träger, $f = 23$ bis 53 kHz) aufgespalten. Das Hauptsignal wird über den An-

schluß 5, das Hilfssignal über den Anschluß 4 der Dekoder-Matrix in der TDA 1005 zugeführt. Die erforderliche Deemphasis erhält das Hauptsignal durch die Zeitkonstante zwischen den Anschlüssen 10 und 5 der TDA 1005. Das Hilfssignal wird durch die Resonanzkurve des entsprechend bedämpften Schwingkreises mit der Deemphasis versehen.

Die Stereo-Dekoder-Schaltung TDA 1005 enthält außer dem pilottonabhängigen noch einen zweiten Mono-Stereo-Umschalter, der über ihren Anschluß 14 extern gesteuert werden kann. Beide Schalter sind so ausgeführt, daß das Umschalten knackfrei erfolgt. Die Stereo-Einschaltswelle des pilottonabhängigen Mono-Stereo-Umschalters wird mit dem Trimpotentiometer P_{C2} eingestellt. Dem extern steuerbaren Mono-Stereo-Umschalter wird die eingangsspannungsabhängige Stereo-Dekoder-Schaltspannung des ZF-Verstärker-Moduls zugeführt. Im Stereo-Dekoder werden daher nur die Multiplex-Signale der Sender dekodiert, die eine für rauschfreie Stereo-Wiedergabe ausreichende Antennenspannung liefern. Bei zu schwach einfallenden Sendern wird der Stereo-Dekoder auf die Betriebsart „Mono“ umgeschaltet, er arbeitet dann nur als Verstärker. Durch Schließen des Schalters S_c — damit wird die 19 kHz-Phasenvergleichsstufe im PLL-System außer Betrieb gesetzt — kann unabhängig von der Art des empfangenen Si-



Valvo-Brief
26. Januar 1978
Seite 12

Bild 14. Schaltung des Stereo-Dekoder-Moduls

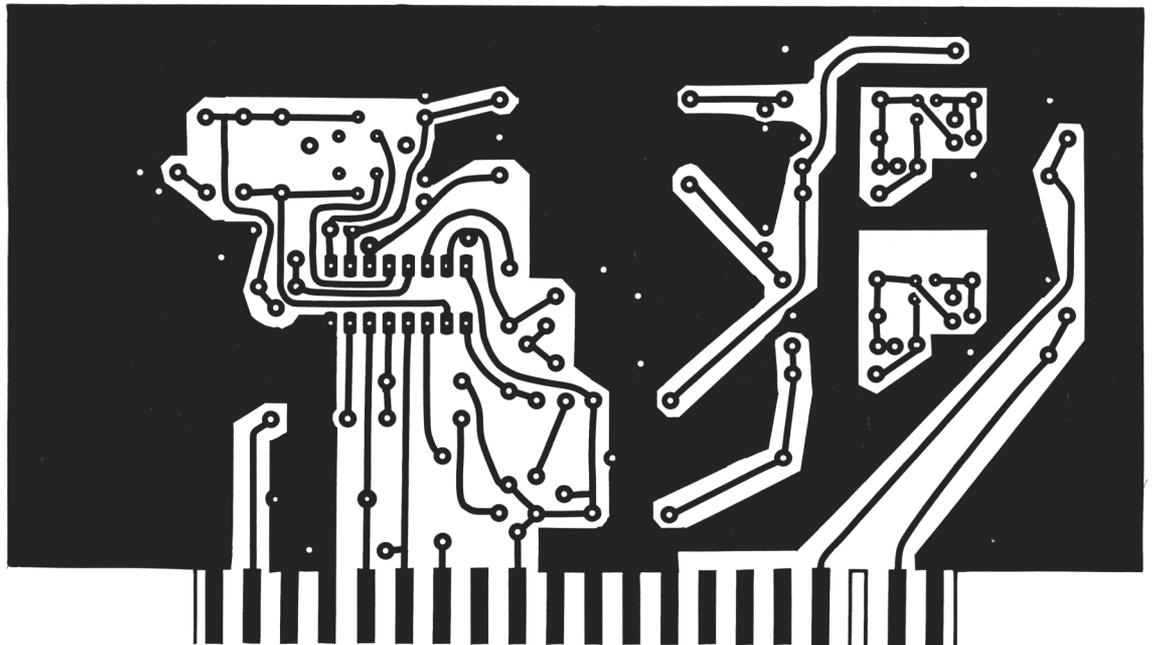


Bild 15. Leiterplatte für den Stereo-Dekoder-Modul nach Bild 14 (Lötseite)

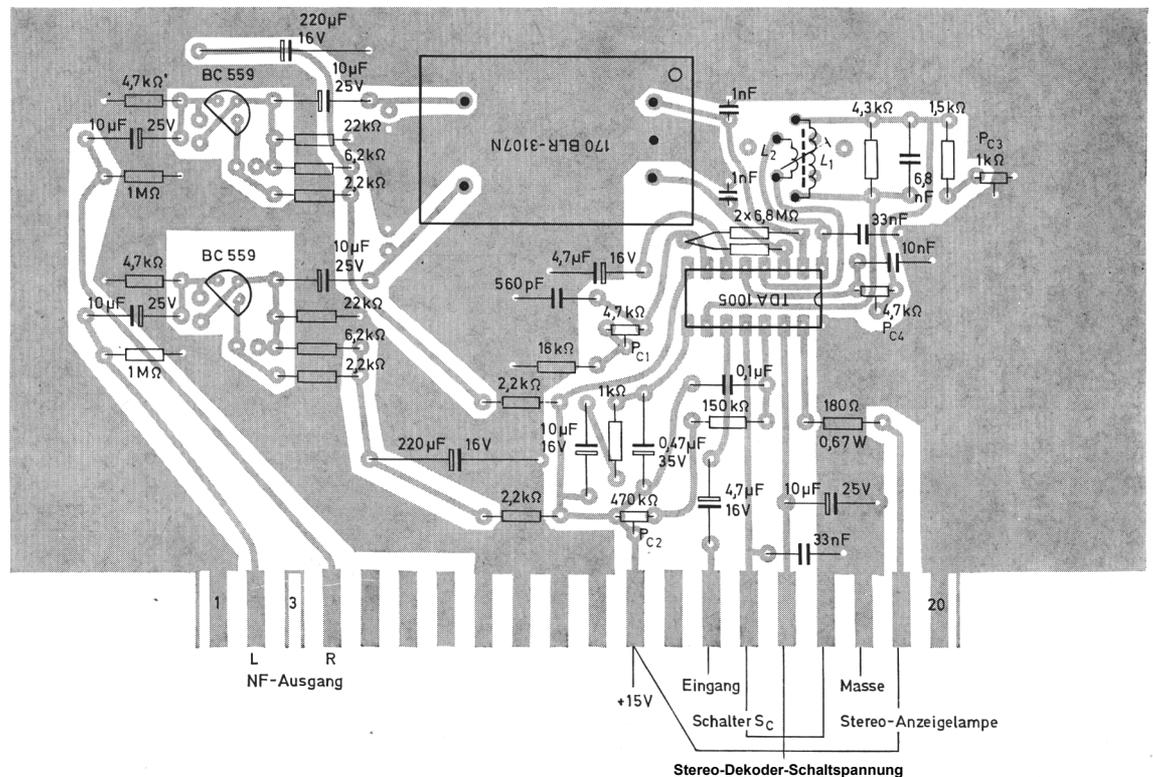


Bild 16. Bestückungsplan für die Leiterplatte nach Bild 15 (Bauteileseite)

Valvo-Brief
26. Januar 1978
Seite 13

gnals jederzeit auch von Hand auf Mono-Wiedergabe umgeschaltet werden. Eine optische Anzeige der Betriebsart „Stereo“ erfolgt durch die an den Lampentreiber (Anschluß 15 der TDA 1005) angeschlossene Stereo-Anzeigelampe. Die Trimpotentiometer P_{C3} und P_{C4} dienen zum Abgleich auf maximale Übersprechdämpfung.

Die Ausgangssignale des Stereo-Dekoders gelangen über ein steilflankiges, phasenlineares Tiefpaß-Blockfilter (F) mit einer Grenzfrequenz von 15 kHz an die Ausgangsverstärkerstufen mit den Transistoren BC 559. Damit werden alle eventuell noch vorhandenen Störreste unterdrückt, so daß bei Tonbandaufnahmen keine Interferenzen

auftreten können. Das verwendete Filter hat folgende charakteristischen Daten:

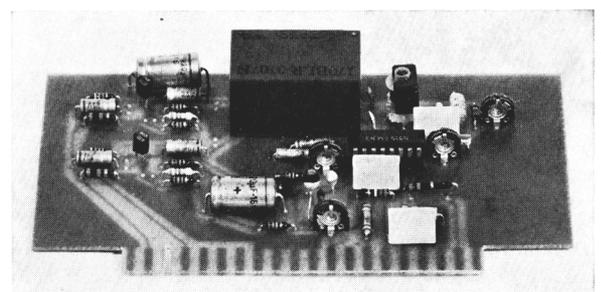


Bild 17. Stereo-Dekoder-Modul

Abschlußwiderstände primär und sekundär	4,7 kΩ
Welligkeit im Durchlaßbereich	≤±0,5 dB
Dämpfung im Sperrbereich bei 15 kHz	1,2 dB
bei 19 kHz	26 dB
bei 38 kHz	>50 dB
Übersprechdämpfung bei 50 Hz bis 10 kHz	>45 dB
Einfügungsdämpfung bei 1 kHz	<10 dB

Die Ausgangsverstärkerstufen gewährleisten unabhängig von der äußeren Belastung den richtigen Abschluß der Tiefpässe.

Bild 15 zeigt das Layout einer erprobten Leiterplatte für den Aufbau des Stereo-Dekoder-Moduls, den zugehörigen Bestückungsplan zeigt Bild 16. Einen betriebsfertigen Stereo-Dekoder-Modul zeigt Bild 17.

Frequenzanzeige-Modul

Bild 18 zeigt die Schaltung des Frequenzanzeige-Moduls. Da eine für die direkte Ansteuerung von Siebensegment-LED-Anzeigeelementen geeignete integrierte Frequenzzähler-Displaytreiber-Schaltung noch nicht zur Verfügung steht, wurde als Interimslösung die MOS-Schaltung AY-5-8100 eingesetzt, die für die direkte Ansteuerung von Fluoreszenz-Anzeigeröhren ausgelegt ist.

Die im 4:1-Frequenzteiler des FM-Tuners FD 11 vorgeteilte Oszillatorfrequenz gelangt über eine ECL-TTL-Anpassungsstufe mit dem Transistor BC 546 zunächst an einen 2:1-Frequenzteiler mit

der integrierten Schaltung 74 H 73 und dann über einen 100:1-Frequenzteiler mit der integrierten Schaltung 49705 an die AY-5-8100. Bei der Frequenzzählung in der AY-5-8100 wird die Zwischenfrequenz von 10,7 MHz berücksichtigt. Die benötigte Taktfrequenz von 1,28 MHz liefert ein Taktgeber mit der integrierten Schaltung 7404.

Mit dem Schalter S_D kann die AY-5-8100 von der Betriebsart „Frequenzanzeige“ auf die Betriebsart „Kanalanzeige“ umgeschaltet werden. Je nach Stellung des Schalters erscheint auf dem Display entweder die Empfangsfrequenz in MHz oder die zugehörige Kanalnummer. Die Kanalanzeige entspricht den für das europäische 100 kHz-Kanalraster im Frequenzbereich II eingeführten UKW-Kanalbezeichnungen.

Von der AY-5-8100 wird über die Segment-Ausgänge A bis G sowie D_p (Anschlüsse 5 bis 12 des Frequenzanzeige-Moduls) und die Dezimalstellen-Ausgänge 1 bis 5 (Anschlüsse 14 bis 18 des Frequenzanzeige-Moduls) ein fünfstelliges Display, das im Labormuster dieses Empfängers aus Neunsegment-Fluoreszenz-Anzeigeröhren DG 19 E1 mit 15 mm Ziffernhöhe auf gebaut wurde, im Zeitmultiplex-Betrieb direkt angesteuert. In der ersten Stelle dieses Displays, die zur Darstellung der Plus- und Minus-Zeichen bei der Kanalanzeige dient, ist die vom Segment-Ausgang F kommende Leitung nicht mit dem Segment F, sondern mit dem Segment H verbunden, wodurch sich ein normales, kreuzförmiges Plus-Zeichen ergibt.

Bild 19 zeigt das Layout einer erprobten Leiterplatte für den Aufbau des Frequenzanzeige-Moduls, den zugehörigen Bestückungsplan zeigt Bild 20. Der Frequenzanzeige-Modul muß unbedingt in ein HF-dichtes Abschirmgehäuse eingebaut werden, das nur die Randkontakte der Lei-

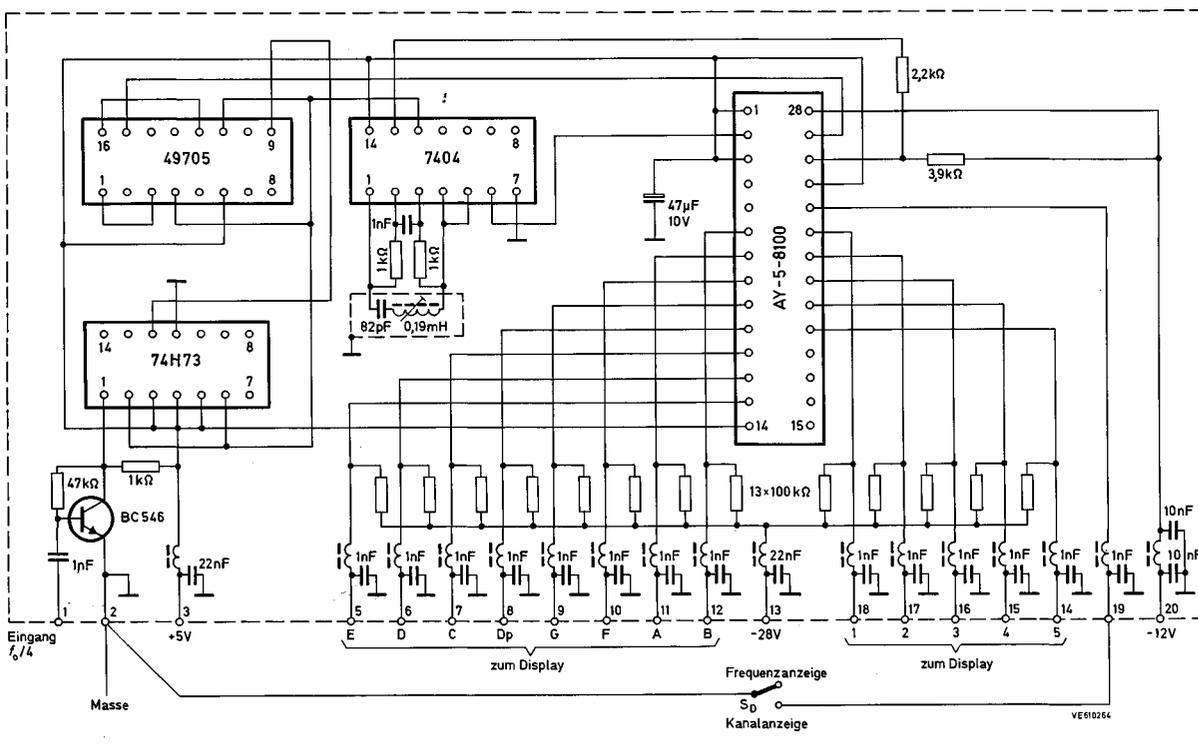


Bild 18. Schaltung des Frequenzanzeige-Moduls

Die 0,19 mH-Spule des Taktgebers ist mit einem Toko Spulenbausatz 10 K aufgebaut: 4 x 26 Wdgn., 0,09 CuL.
Alle HF-Drosselspulen: FERROXUBE-Dämpfungssperle 4312 020 31060 auf Schaltdraht.

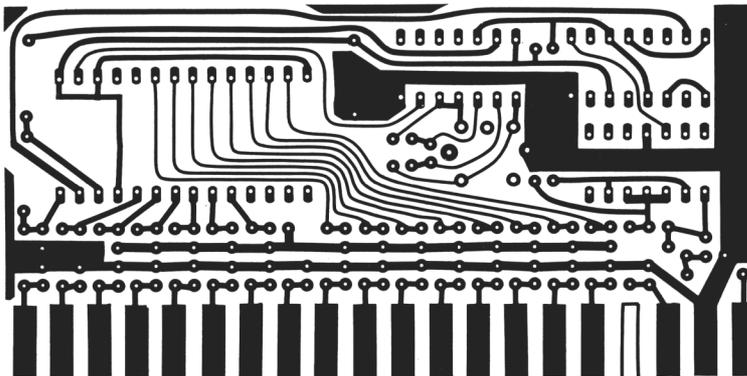


Bild 19. Leiterplatte für den Frequenzanzeige-Modul nach Bild 18 (Lötseite)

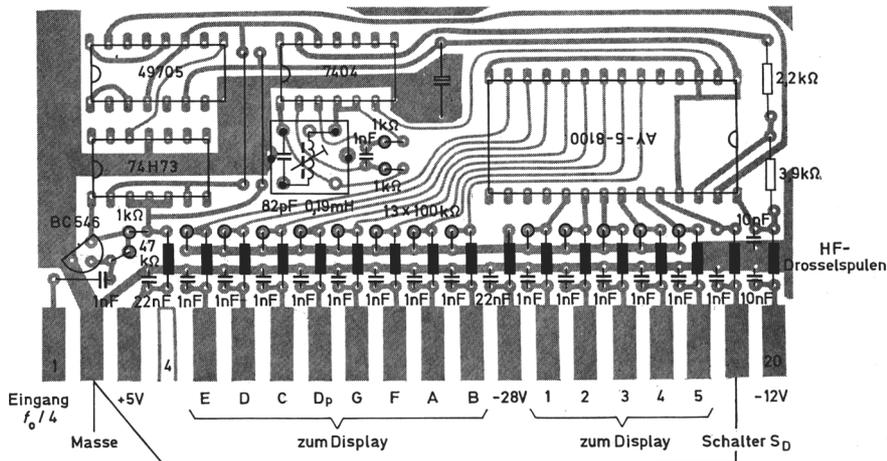


Bild 20. Bestückungsplan für die Leiterplatte nach Bild 19 (Bauteilseite)

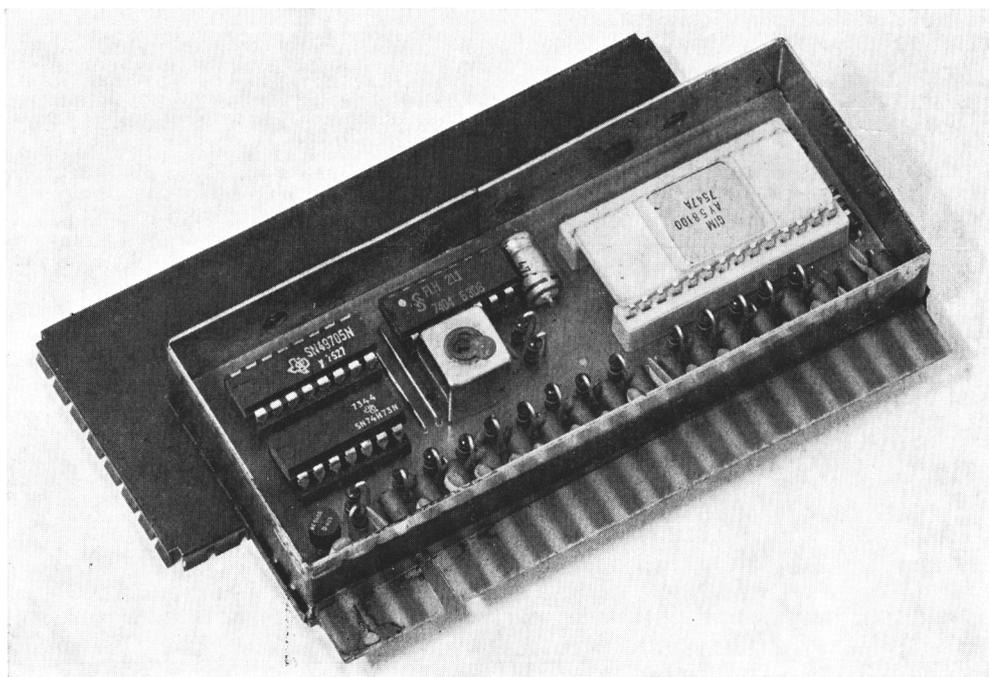


Bild 21. Frequenzanzeige-Modul

terplatte freiläßt, da andernfalls seine Störstrahlung den Signal/Rausch-Abstand des Empfängers verschlechtert. Die aus HF-Drosselspulen und keramischen Miniatur-Scheibenkondensatoren bestehenden Siebglieder verhindern, daß sich HF-Störspannungen über die Anschlußleitungen ausbreiten. Bild 21 zeigt einen betriebsfertigen Frequenzanzeige-Modul, der in ein Leergehäuse des FM-Tuners FD 11 eingebaut wurde.

Netzteil-Modul

Der Netzteil-Modul, dessen Schaltung Bild 22 zeigt, liefert die sechs für den Betrieb dieses Empfängers benötigten stabilisierten Speisespannungen. Die Abstimmoberspannung +30 V, die auch als Speisespannung U_2 dem Abstimmspannungs-Emitterfolger im FM-Tuner FD 11 zugeführt wird, und die positiven Speisespan-

nungen +20 V und +15 V werden mit der integrierten Dreifach-Spannungsstabilisierungsschaltung TCA 750 und externen Längstransistoren BD 135 erzeugt. Die drei Stabilisatoren der TCA 750 arbeiten mit einer gemeinsamen Referenzspannung von 6,4 V, die von der temperaturkompensierten Silizium-Referenzdiode BZV 38 geliefert wird. Die Abstimmoberspannung wird mit dem Trimpotentiometer P_{E1} auf den Sollwert von +30 V eingestellt. Der für die Abstimpotentiometer verfügbare Ausgangsstrom beträgt etwa 5 mA. Für die Senderwahl können daher Abstimmaggregate mit bis zu 16 Abstimpotentiometern verwendet werden, wenn diese den üblichen Widerstands wert von 100 k Ω haben. Die positiven Speisespannungen + 20 V und +15 V sind mit den externen Spannungsteilern 22 k Ω + 10 k Ω und 12 k Ω + 9,1 k Ω fest eingestellt.

Die positive Speisespannung +5 V wird einem integrierten Festspannungsregler LM 309 entnommen. Die negativen Speisespannungen - 28 V und -12 V werden mit Spannungsstabilisierungsschaltungen erzeugt, die ganz aus diskreten Halbleiterbauelementen aufgebaut sind. Das Trimpotentiometer P_{E2} dient zum Abgleich auf den Sollwert -28 V. Die negative Speisespannung - 12 V ist mit der engtolerierten Z-Diode BZX 79/B 13 fest eingestellt.

Zur automatischen Scharfabstimmung des Empfängers wird die vom Quadraturdemodulator der ZF-Verstärker-Schaltung TCA 420 A gelieferte AFC-Regelspannung in der Spannungsstabilisierungsschaltung TCA 750 der Abstimmober-

spannung nach interner Verstärkung und Begrenzung linear überlagert. Damit schließt sich ein Regelkreis, der vom Tuner über ZF-Filter und ZF-Verstärker einschließlich Demodulator zur Spannungsstabilisierungsschaltung und über die Abstimpotentiometer zurück zum Tuner verläuft. Mit einer solchen Regelung der Abstimmoberspannung werden alle Schwingkreise im diodenabgestimmten Tuner von der automatischen Scharfabstimmung erfaßt. Die AFC-Regelspannung wird dem symmetrischen Eingang des AFC-Verstärkers in der TCA 750 (Anschlüsse 8 und 9) über ein Tiefpaßglied zur Unterdrückung der niederfrequenten Modulationssignale zugeführt.

Damit es bei der Senderwahl nicht zu Fehlabbildungen kommt, muß die automatische Scharfabstimmung während des Abstimmvorgangs ausgeschaltet werden. Dazu wird durch Schließen des Schalters S_E eine positive Spannung an den Anschluß 11 der TCA 750 gelegt, mit der intern zunächst ein Schwellenwertschalter umgeschaltet wird, der dann den AFC-Verstärker blockiert und so den AFC-Regelkreis unterbricht. Wird zur Senderwahl ein mechanisches Tastenaggregat verwendet, so kann dessen bei Betätigung einer Stationstaste kurzzeitig schließender AFC-Schalter dem manuell zu bedienenden Schalter S_E parallel geschaltet werden.

Um Brummeinstreuungen zu verhindern, wird die Abstimmspannung am Tuner mit einem 2,2 μ F-Kondensator gesiebt (siehe Bild 8). Dieser Kondensator bewirkt eine gewisse Trägheit der Abstimmspannungseinstellung. Das Wiederein-

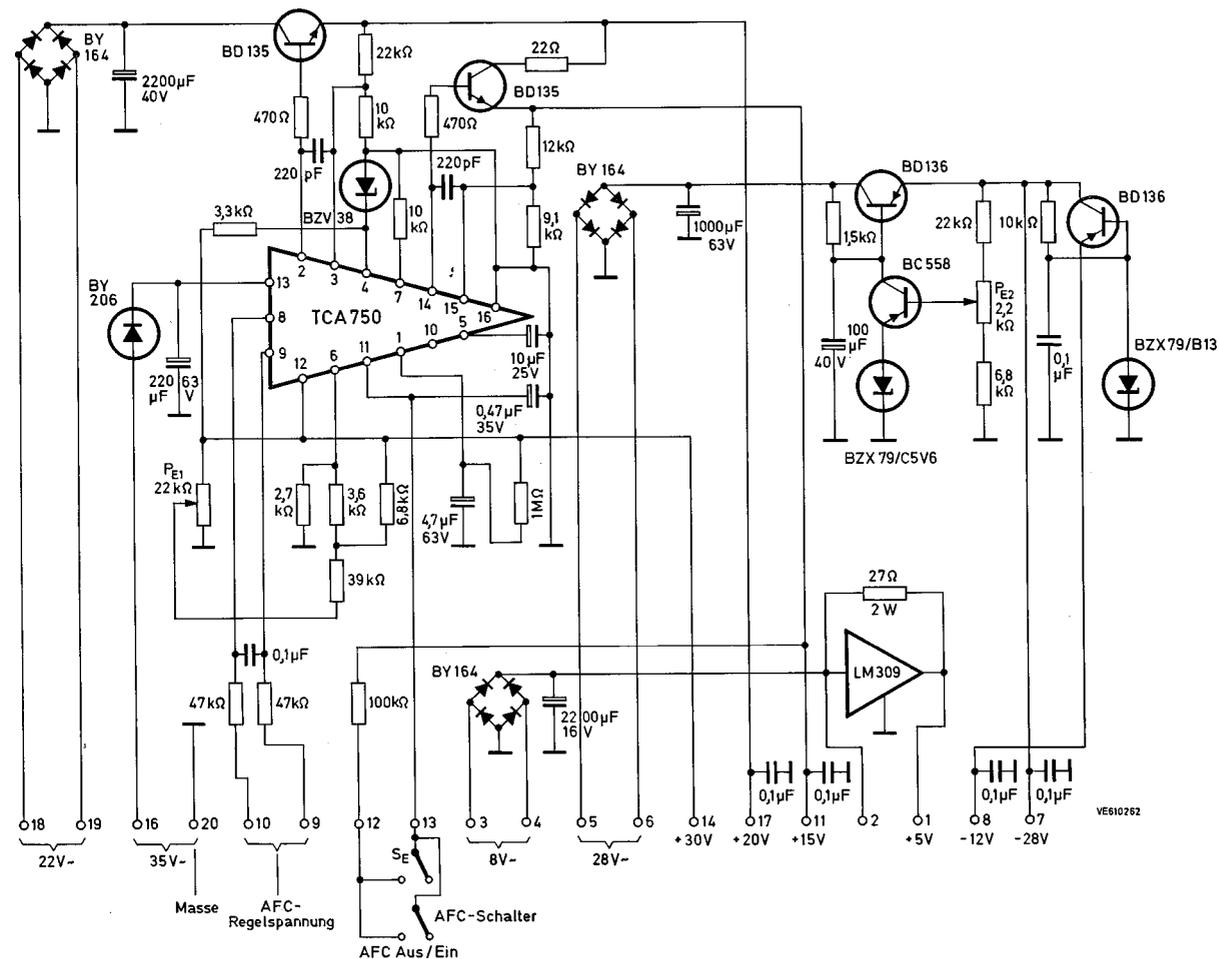


Bild 22. Schaltung des Netzteil-Moduls

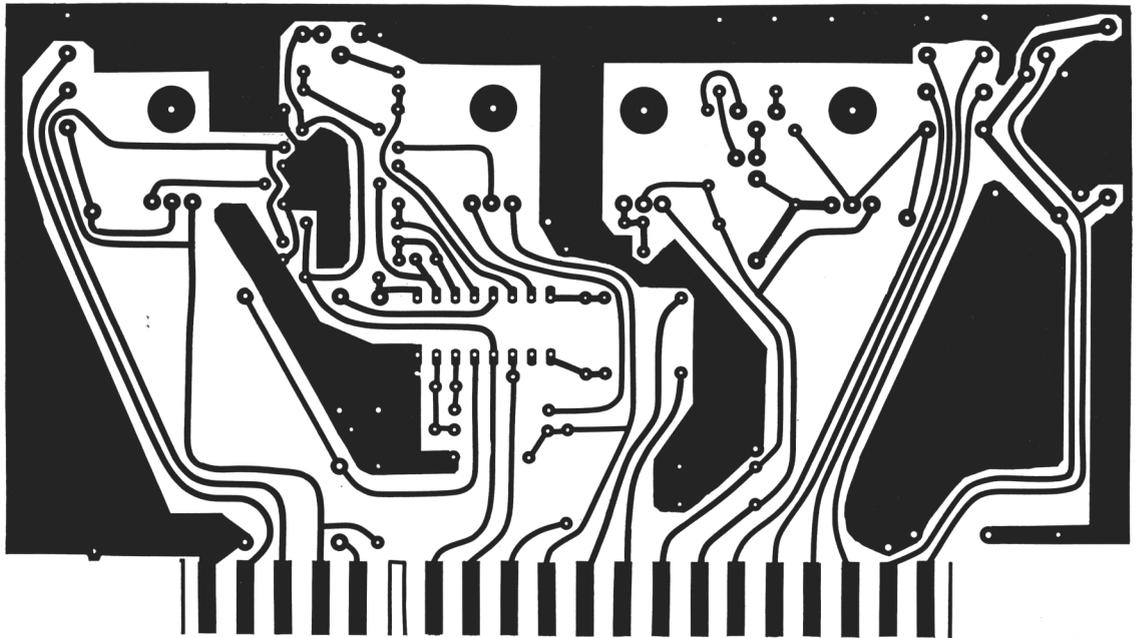


Bild 23. Leiterplatte für den Netzteil-Modul nach Bild 22 (Lötseite)

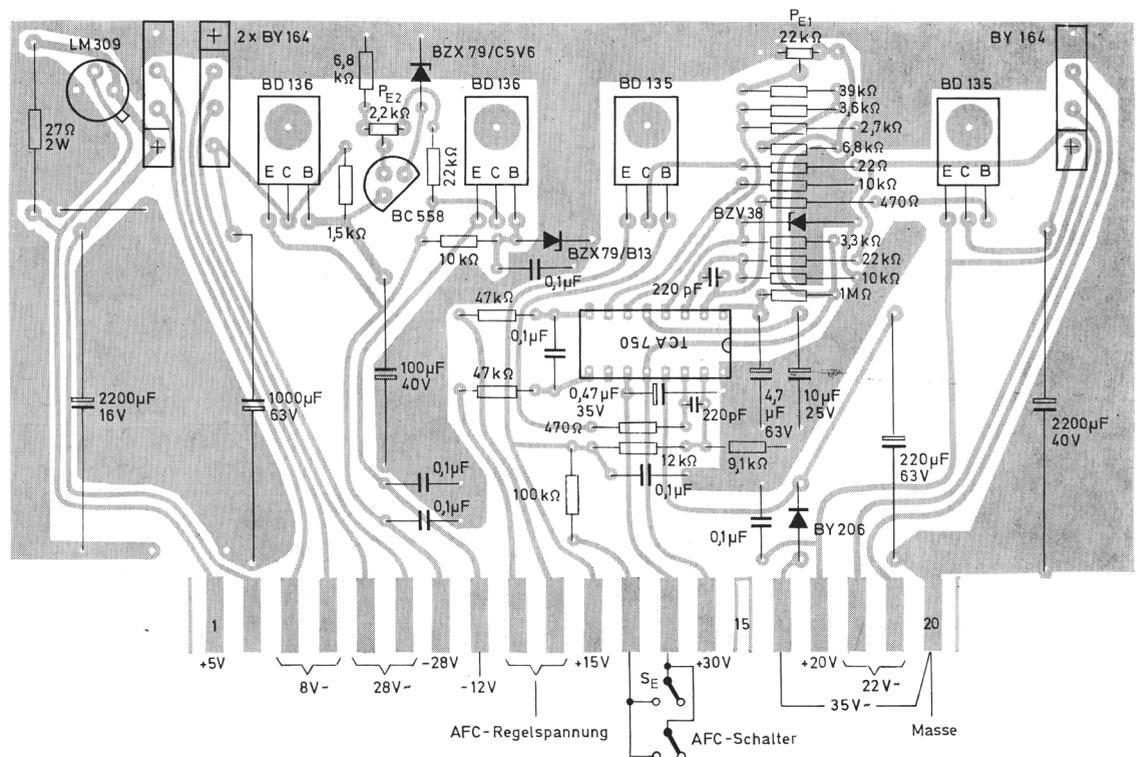


Bild 24. Bestückungsplan für die Leiterplatte nach Bild 23 (Bauteilseite)

schalten der automatischen Scharfabstimmung wird daher in der TCA 750 mit Hilfe einer externen Kapazität (10 µF) zwischen Anschluß 5 und Masse verzögert. Die Verzögerungszeit, die auch von dem externen Widerstand zwischen

Anschluß 7 und Masse (10 kΩ) abhängt, beträgt etwa 0,9 s.

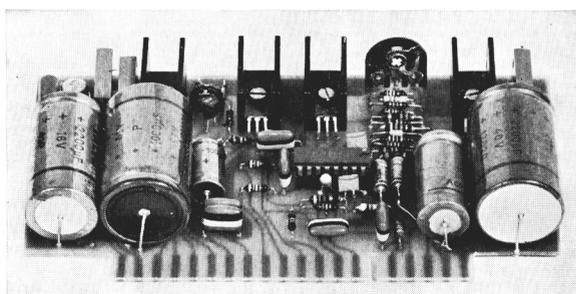


Bild 25. Netzteil-Modul

Bild 23 zeigt das Layout einer erprobten Leiterplatte für den Aufbau des Netzteil-Moduls, den zugehörigen Bestückungsplan zeigt Bild 24. Die Längstransistoren der Spannungsstabilisierungsschaltungen (2 x BD 135 und 2 x BD 136) müssen mit den handelsüblichen U-förmigen Kühlkörpern für das Kunststoffgehäuse TO-126 (B 12 x H 15 x L 25, $R_{thK} = 16 \text{ K/W}$) versehen werden. Bild 25 zeigt einen betriebsfertigen Netzteil-Modul.

Für den außerhalb des Netzteil-Moduls liegenden Netztransformator sollte eine möglichst streuarmlie Ausführung gewählt werden, um Störungen durch Brummeinstreuung zu vermeiden.

Zwischen der 220 V-Primärwicklung und den Sekundärwicklungen sollte eine mit Masse verbundene Schutzwicklung zur kapazitiven Trennung liegen. Damit wird die Übertragung von Störspannungen aus dem Netz verringert. Die für die Berechnung des Transformators maßgebenden Daten der sechs voneinander galvanisch getrennten Sekundärwicklungen sind in der folgenden Tabelle zusammengestellt:

Wicklung	Nennspannung	Nennstrom
S_1	35 V	40 mA
S_2	28 V	50 mA
S_3	22 V	200 mA
S_4	8 V	300 mA
S_5	1,35 V	400 mA
S_6	6 V	siehe Text

Die Wicklungen S_1 bis S_4 dienen zur Speisung der Gleichrichterschaltungen im Netzteil-Modul, einer Einwegschaltung (S_4) und dreier Brückenschaltungen. Die Wicklung S_5 liefert die Heizspannung für die Fluoreszenz-Anzeigeröhren DG 19 E 1 des Displays. Die 6 V-Wicklung S_6 ist für die Speisung von Anzeigelampen und der Instrumentenbeleuchtung vorgesehen, ihr Nennstrom hängt von der Zahl beleuchteter Anzeigen ab, mit denen der Empfänger ausgestattet wird.

Aufbauhinweise

Die Aufteilung in fünf steckbare Moduln mit nur wenigen peripheren Bauteilen vereinfacht den Aufbau des Empfängers ganz wesentlich. Bei Verwendung der erprobten Leiterplatten bereitet der Nachbau der Schaltungen keine Schwierigkeiten; Instabilitäten werden mit Sicherheit vermieden. Die Randkontakte der Leiterplatten müssen, z. B. durch Verzinnen, gegen Oxydation geschützt werden. Die Anordnung der Moduln ist nicht kritisch, es sollte jedoch darauf geachtet werden, daß der Frequenzanzeige-Modul den größtmöglichen Abstand vom Tuner und vom ZF-Verstärker-Modul hat. Ein funktionsgerechter und Störmöglichkeiten vermeidender Aufbau mit kurzen Leitungsverbindungen ergibt sich, wenn die Moduln in der Reihenfolge Tuner, ZF-Verstärker-Modul, Stereo-Dekoder-Modul, Netzteil-Modul und Frequenzanzeige-Modul nebeneinanderstehend auf dem Chassis angeordnet werden. Eine für Chassismontage und Handverdrahtung geeignete Steckfassung ist der Typ 5 U 20 F mit Sperrstück Sp 1 von Lumberg. Die Sperrstücke, in die Positionen der Kodierschlitze eingesetzt, sichern die Moduln gegen Beschädigung durch versehentliches seitentauschtes Einführen in ihre Steckfassungen.

Der Netztransformator sollte am Ende der Modul-Reihe neben dem Frequenzanzeige-Modul und das Display sollte zwecks Abschirmung zwischen Frontplatte und Montageplatte angeordnet werden.

Die Moduln erhalten ihre Speisespannungen unabhängig voneinander über eigene Zuleitungen, indem ihre Masse-, Plus- und Minus-Anschlüsse über Leitungen nicht zu geringen Querschnitts direkt mit den entsprechenden Anschlüssen des Netzteil-Moduls verbunden werden.

Das Nullpotential der Empfängerschaltung darf nur an einem Punkt galvanisch mit dem Chassis

bzw. Gehäuse verbunden werden. Da die Masseanschlüsse aller Moduln schon sternförmig am Anschluß 20 des Netzteil-Moduls zusammenlaufen, wird dieser über eine möglichst kurze Leitung größeren Querschnitts mit der nächstliegenden Metallfläche des Gehäuses verbunden. Um Brummschleifen zu vermeiden, müssen die Masseanschlüsse peripherer Bauelemente eines Moduln an den Masseanschluß des Moduln geführt werden. Im übrigen ist auf eine sorgfältige Leitungsführung zu achten. Leitungen, die Wechselspannungen führen, sollten verdrillt werden. Signalführende Leitungen müssen abgeschirmt werden.

Abgleichhinweise

Bei der Inbetriebnahme des Empfängers sind zunächst im Netzteil-Modul die Abstimmoberspannung + 30 V und die negative Speisespannung - 28 V mit den Trimpotentiometern P_{E1} und P_{E2} auf ihre Sollwerte einzustellen.

Der FM-Tuner FD 11 wird optimal abgeglichen geliefert, ein HF-Abgleich ist daher überflüssig. Auf einen Nachgleich des ZF-Ausgangsfilters kann in diesem Empfänger bei dem oben vorgeschlagenen Aufbau auch, verzichtet werden. Bei einem ungünstigeren Aufbau wird, wenn überhaupt, allenfalls ein Nachgleich des Sekundärkreises K_1 erforderlich sein. Dazu wird ein 10,7 MHz-Signal auf den Meßpunkt MP 7 (siehe Bild 4) eingestrahlt und auf Maximalausschlag des Abstimmanzeigeelements abgeglichen.

Wegen der Verwendung festabgeglichener Sechskreis-Blockfilter im ZF-Verstärker-Modul beschränkt sich der ZF-Abgleich auf die Schwingkreise des Phasenschiebers für den Quadraturdemodulator, die auf Klirrfaktorminimum der NF-Ausgangsspannung abgeglichen werden. Das ZF-Eingangssignal sollte dabei so gewählt werden, daß sich der ZF-Verstärker voll in der Begrenzung befindet. Beim Abgleich des ersten Kreises (L_1 ist der zweite Kreis (L_2) zu verstimmen. Danach wird der zweite Kreis so abgeglichen, daß sich gegenüber dem Abgleich des ersten Kreises ein deutlich niedrigeres Klirrfaktorminimum ergibt. Der Meßpunkt MP ermöglicht das Abbilden der Demodulationskennlinie mit einem Wobbel-Oszilloskop.

Wenn der Phasenschieber abgeglichen ist, erfolgt die Symmetrierung der AFC-Regelspannung, die mit dem Trimpotentiometer P_{B1} bei großem Eingangssignal, ausgeschalteter automatischer Scharfabstimmung und exakter Abstimmung des Empfängers auf Null abgeglichen wird.

Nach dem Nullpunktgleich des Abstimmanzeigeelements mit dem Trimpotentiometer P_{B2} kann der Vollausschlag mit dem Trimpotentiometer P_{B3} den örtlichen Empfangsverhältnissen angepaßt werden.

Da der genaue Wert der Resonanzfrequenz des Saugkreises in der rauschpegelgesteuerten Stummschaltung nicht kritisch ist, genügt ein Vorabgleich der Spule L_4 auf 5,8 mH. Auf einen Abgleich im Gerät kann verzichtet werden. Mit dem Trimpotentiometer P_{B5} wird die Referenzspannung des Schmitt-Triggers so eingestellt, daß sie etwa 0,5 V unter dem durch die Z-Diode BZX 79/C 5 V 1 (links in Bild 9) hochgelegten Bezugspotential der Gleichrichterschaltung liegt.

Die eingestellte Spannungsdifferenz ist die Einschaltsschwelle des Schmitt-Triggers.

Im Stereo-Dekoder-Modul wird zunächst ohne ein Signal am Eingang die Freilauffrequenz des spannungsgesteuerten Oszillators im PLL-System mit dem Trimpotentiometer P_{C1} auf 76 kHz, gemessen am Anschluß 7 der TDA 1005, eingestellt. Mit dem Hilfssignal am Eingang wird dann der Schwingkreis im Signalweg mit L_1 auf 38 kHz, gemessen am Anschluß 4 der TDA 1005, abgeglichen. Mit einem Wobbel-Oszilloskop kann auch auf linearen Nulldurchgang abgeglichen werden.

Die Stereo-Einschaltsschwelle des pilottonabhängigen Mono-Stereo-Umschalters in der TDA 1005 wird mit einem stereomodulierten HF-Signal am Empfängereingang mit dem Trimpotentiometer P_{C2} auf den Begrenzungseinsatz des ZF-Verstärkers eingestellt, d. h. auf einen Signalpegel, bei dem die NF-Ausgangsspannung 3 dB unter ihrem Maximalwert bei voller Begrenzung liegt.

Die Stereo-Einschaltsschwelle des zweiten, von der Stereo-Dekoder-Schaltspannung des ZF-Verstärker-Moduls gesteuerten Mono-Stereo-Umschalters in der TDA 1005 wird mit dem Trimpotentiometer P_{B4} im ZF-Verstärker-Modul so eingestellt, daß eine rauschfreie Stereo-Wiedergabe gewährleistet ist.

Der Abgleich der Trimpotentiometer P_{C3} und P_{C4} kann auf zweierlei Weise erfolgen:

- 1) Multiplexsignal mit $f_{\text{mod}} = 1$ kHz und $R = 0$ am Eingang
Wechselweiser Abgleich von P_{C3} und P_{C4} auf maximale Übersprechdämpfung
- 2) Multiplexsignal mit $f_{\text{mod}2} = 400$ Hz und $f_{\text{mod}1} = 6$ kHz am Eingang
Abgleich von P_{C3} auf maximale Übersprechdämpfung bei 400 Hz und Abgleich von P_{C4} auf maximale Übersprechdämpfung bei 6 kHz

Der Taktgeber im Frequenzanzeige-Modul wird durch Abgleich des Schwingkreises auf seine Sollfrequenz von 1,28 MHz eingestellt. Dieser Abgleich erfolgt ohne äußere Hilfsmittel, indem bei exakter Abstimmung des Empfängers die Frequenzanzeige des Displays in Übereinstimmung mit der Frequenz des empfangenen Senders gebracht wird.

Meßergebnisse

Im folgenden sind die Meßergebnisse des HiFi-Stereo-Empfängers mit dem FM-Tuner FD 11 zusammengestellt. Alle Spannungsangaben sind Effektivwerte.

Für die Gleichstromaufnahme der Moduln wurden im Labormuster dieses Empfängers, ohne Eingangssignal, bei Abstimmung auf 108 MHz und mit auf Frequenzanzeige geschaltetem Display folgende Werte gemessen:

FM-Tuner FD 11	ZF-Verstärker-Modul
+ 20 V 24 mA	+ 20 V 18 mA
+ 5 V 42 mA	+ 15 V 37 mA
Stereo-Dekoder-Modul	Frequenzanzeige-Modul
+ 15 V 30 mA	+ 5 V 188 mA
	und 50 mA für - 28 V 4,5 mA
die Stereo-Anzeigelampe	- 12 V 31 mA

Bild 26 zeigt den Signal/Rausch-Abstand des Empfängers, gemessen mit $f_{\text{mod}} = 1$ kHz, $\Delta f = \pm 40$ kHz und einer Meß-Bandbreite $B = 0,3$ bis 15 kHz. Aus den Kurven ist auch ersichtlich, daß der Begrenzungseinsatz mit $U_{\text{Ant}} = 0,5 \mu\text{V} \approx -6 \text{ dB}\mu\text{V}$ unterhalb der für einen Signal/Rausch-Abstand von 26 dB bei Monoempfang erforderlichen Eingangsspannung von $U_{\text{Ant}} = 0,8 \mu\text{V} \approx -1,9 \text{ dB}\mu\text{V}$ liegt, womit günstige Stör- unterdrückungseigenschaften schon bei schwachen Signalen sichergestellt sind. Bei Stereoempfang erhält man einen Signal/Rausch-Abstand von 40 dB bei einer Eingangsspannung von

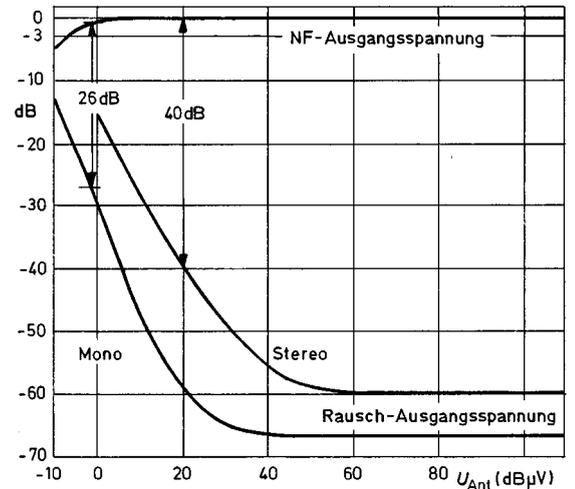


Bild 26. Signal/Rausch-Abstand des Empfängers

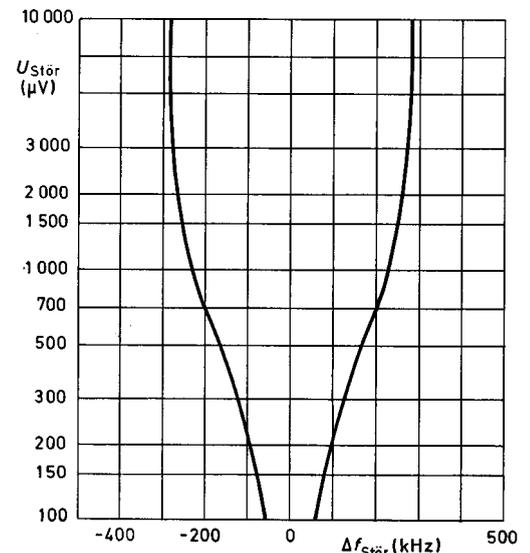


Bild 27. Dynamische Selektion des Empfängers

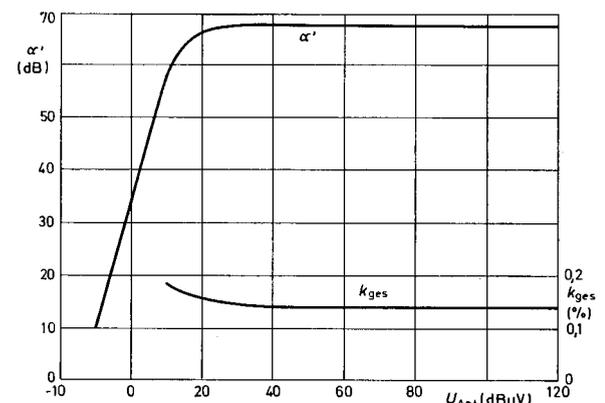


Bild 28. Abhängigkeit der AM-Unterdrückung α' und des Klirrfaktors k_{ges} der NF-Ausgangsspannung von der Antennenspannung U_{Ant} des Empfängers

$$U_{Ant} = 10 \mu\text{V} \equiv 20 \text{ dB}\mu\text{V}.$$

Die Kurven der dynamischen Selektion des Empfängers (Bild 27) ergeben ein anschauliches Bild der bei großer Senderdichte zu erwartenden

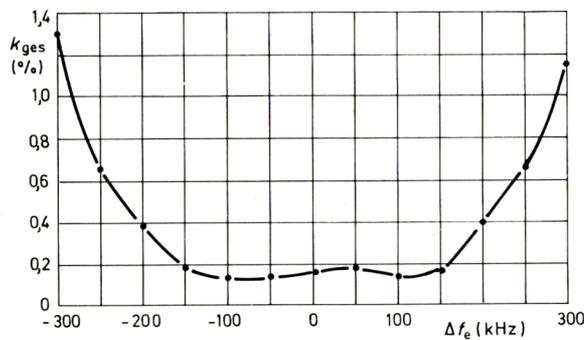


Bild 29. Abhängigkeit des Klirrfaktors k_{ges} der NF-Ausgangsspannung von der Empfängerverstimmung

Empfangseigenschaften. Den Kurven liegt ein Nutz/Stör-Abstand von 40 dB bei Monoempfang zugrunde. Das Nutzsignal ist $f_c = 98$ MHz, 100 μV an 75 Ω , unmoduliert. Auf der Ordinate kann abgelesen werden, wie groß das Störsignal $U_{stör}$ mit $f_{mod} = 1$ kHz und $\Delta f = \pm 40$ kHz beim Frequenzabstand zwischen Nutz- und Störsignal $\Delta f_{stör}$ sein darf. Die Angabe der dynamischen Selektion gibt einen praxisnäheren Aufschluß über die Trennschärfe als die Angabe der 3 dB-Bandbreite und der 300 kHz-Selektion.

Bild 28 zeigt die Abhängigkeit der AM-Unterdrückung α_c und des Klirrfaktors k_{ges} der NF-Ausgangsspannung von der Antennenspannung U_{Ant} des Empfängers. Die AM-Unterdrückung wurde gemessen bei $f_c = 98$ MHz mit $f_{mod AM} = 1$ kHz, $m = 30\%$ und $f_{mod FM} = 70$ Hz, $\Delta f = \pm 15$ kHz. Sie zeigt hervorragende Werte schon bei kleinen Eingangssignalen. Der Klirrfaktor wurde bei exakter Empfängerabstimmung auf $f_c = 98$ MHz mit $f_{mod fm} = 1$ kHz und $\Delta f = \pm 40$ kHz gemessen. Das Ergebnis einer solchen Klirrfaktormessung hängt wesentlich von der Qualität des Tuners ab. Während bei Empfängern mit einfachen Tunern ein starker Klirrfaktoranstieg bei Antennenspannungen oberhalb von 10 mV $\equiv 80$ dB μV zu beobachten ist, behält in diesem Empfänger mit dem FM-Tuner FD 11 der Klirrfaktor seinen niedrigen Wert von $k_{ges} = 0,14\%$ bis zu Antennenspannungen von mehr als 1 V = 120 dB μV .

Die Abhängigkeit des Klirrfaktors der NF-Ausgangsspannung von der Empfängerverstimmung

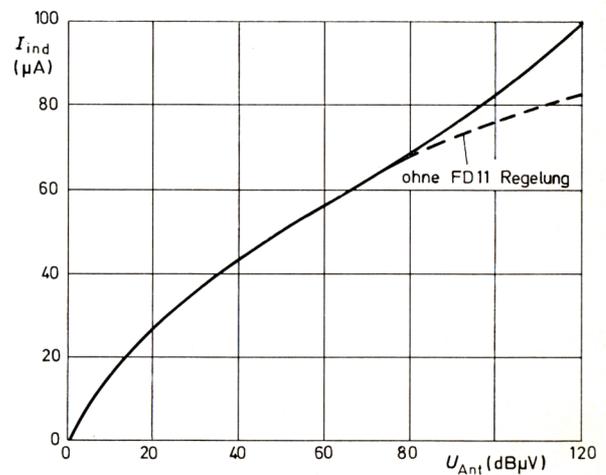


Bild 30. Abhängigkeit des Abstimmanzeigegstroms I_{ind} von der Antennenspannung U_{Ant} des Empfängers

Δf_c , gemessen bei $f_c = 98$ MHz mit $f_{mod FM} = 1$ kHz und $\Delta f = \pm 40$ kHz, zeigt Bild 29. Bei Fehlabbildungen bis zu ± 150 kHz bleibt der Klirrfaktor kleiner als 0,2 %, erst bei einer Verstimmung von ± 280 kHz steigt er auf 1 %. Diese große Unempfindlichkeit gegenüber Abstimmfehlern macht die Bedienung des Empfängers recht unkritisch.

Die Übersprechdämpfung und die Dämpfung der Pilotfrequenz, der Hilfsträgerfrequenz und sonstiger Störstellen oberhalb des Hörbereichs wurden mit einem stereomodulierten HF-Signal am Empfängereingang gemessen, bei dem jeweils ein Kanal voll mit 1 kHz moduliert war, während der andere Kanal unmoduliert blieb, d. h. L = 1, R = 0 und L = 0, R = 1. In beiden Fällen ist die Übersprechdämpfung $\alpha_{ii} \geq 50$ dB. Mit dem gleichen Eingangssignal wurde auch die Dämpfung der Störfrequenzen oberhalb 16 kHz ermittelt, sie ist $\alpha_{stör} \geq 60$ dB.

Bild 30 zeigt die Abhängigkeit des Abstimmanzeigegstroms I_{ind} von der Antennenspannung des Empfängers. Aus den Kurven ist deutlich zu erkennen, wie gerade im oberen Antennenspannungsbereich die Anzeige durch die Miteinbeziehung der Tuner-Regelspannung verbessert wird.

Die am Empfängerausgang zur Verfügung stehende NF-Ausgangsspannung bei 1 kHz beträgt 1,59 V bei Monoempfang mit $\Delta f = \pm 75$ kHz und 0,85 V bei Stereoempfang mit $\Delta f = \pm 40$ kHz. Der Ausgangsscheinwiderstand der Ausgangsverstärkerstufen beträgt 4,7 k Ω .