

Kenndaten

$U_b = 12\text{ V}$; $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$; Testschaltung nach Bild 2.7; Stereo-Modus (Pin 11 an Masse), wenn nicht anders angegeben.

Wichtige technische Daten des TDA 3810.

Meßgröße	Abk.	min.	typ.	max.	Einheit
Betriebsspannung (Bereich)	U_b	4,5	—	15	V
Stromaufnahme	I_b	—	—	—	V
Referenzspannung	U_{ref}	5,3	6	12	mA
Eingangsspannung (Pin 2 oder 17): Gesamtklirrfaktor = 0,5%	$U_{i(trms)}$	2	—	6,7	V
Eingangswiderstand (Pin 2 oder 17)	R_i	50	75	—	V
Spannungsverstärkung	V_u	—	0	—	k Ω
Kanaltrennung		—	0	—	dB
Klirrfaktor bei $f = 40 \dots 16.000\text{ Hz}$	k	—	0,1	0,5	dB
Netzbrummunterdrückung	a_{brumm}	—	50	—	%
Geräuschspannung (unbelastet)	U_n	—	—	—	dB
RAUMKLANG-MODUS: (Pin 11 und 12 an Masse)		—	—	10	μV
Gegenphasige kreuzweise Rückkopplung		—	—	—	
Spannungsverstärkung	V_u	—	50	—	%
LOGIK-EINGÄNGE: (Pin 11 und 12)		1,4	2,4	3,4	dB
Eingangswiderstand	R_i	70	120	—	k Ω
Schaltstrom	I_s	—	95	160	μA
LED-TREIBER: (Pin 7 und 8)		—	—	—	
Ausgangsstrom (bei Anzeige)	I_a	10	12	15	mA
Ausgangsspannung	U_F	—	—	6	V

Die Wahrheitstabelle verdeutlicht die verschiedenen Funktionen in Abhängigkeit von den Schalterstellungen und dem Zustand der LEDs.

Eingangssignal	Schalter Pin 11	Modus	Schalter Pin 12	LED "Raumkl."	LED "Pseudo."
Mono	H (Auf)	Pseudo	L (Zu)	Pin 7 Aus	Pin 8 Aus
Stereo	H (Auf)	Raumk.	H (Auf)	Ein	Ein
Stereo	L (Zu)	—	X	Aus	Aus

L = LOW = 0...0,5 V

H = HIGH = 2 V... U_b

X = Schalterzustand ist ohne Einfluß

2.3 IC betreibt 50-Watt-Hi-Fi-Endstufe

Konzeption der Schaltung

Voraussetzung für das Erreichen einer Nf-Leistung von 50 W an 4 Ω bei einem Hi-Fi-Verstärker ist zum einen ein Spitzenstrom von 5 A und zum anderen eine Versorgungsspannung von über 40 V. Bedingt durch die Chipgröße und zusätzlich abhängig von der SOA-Protection, ist der TDA 2030 allein nicht

in der Lage, den erforderlichen Strom von 5 A zu liefern, so daß ein großer Teil extern aufgebracht werden muß.

Ein weiteres Hindernis ist die im Datenblatt angegebene maximale Versorgungsspannung von 36 V, deren Grenzwert jedoch im wesentlichen von der Verlustleistung mitbeeinflusst wird. Limitiert man den Ausgangsstrom des

TDA 2030 auf ca. λ , ist die physikalische Grenzspannung des ICs von 44 V zu erreichen, da das IC in einer Hochvolt-Technologie hergestellt wird.

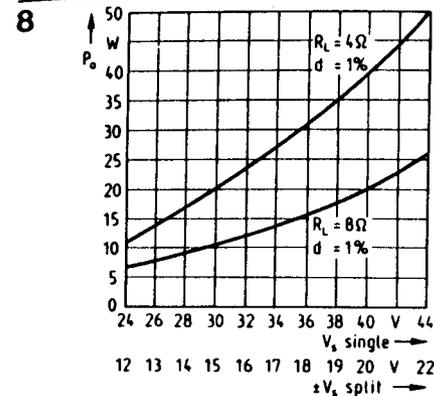


Bild 2.8. Ausgangsleistung in Abhängigkeit der Versorgungsspannung bei 1% Klirrfaktor

Die genannten Forderungen, die Voraussetzungen sind für eine Leistung von 50 W (Bild 2.8), können durch wenige zusätzliche Bauelemente erfüllt werden. Sie sind in der Schaltung nach Bild 2.9 zu sehen, die für symmetrische Versorgungsspannung ausgelegt ist.

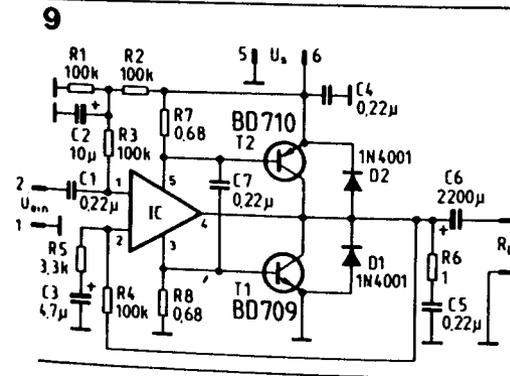


Bild 2.9. Schaltung des Verstärkers

Funktion der Schaltung

Liegt ein Nf-Signal am Eingang Pin 1 des ICs, so fließt je nach Signalhalbwellen ein Strom + oder - V_s durch die niederohmigen Wider-

stände R7/R8 über den IC-Ausgang Pin 4 zum Lastwiderstand R_L .

Bleibt der Strom I_a deutlich unter 1 A, ist der Spannungsabfall an den Widerständen R7/R8, die den Basis-Emitter-Strecken der Transistoren T1 und T2 parallel liegen, nicht hoch genug, um diese zu öffnen und einen Kollektorstrom fließen zu lassen. Das IC übernimmt also bis zu einer Spitzenspannung von 4 V an 4 Ω (was etwa 2 W bedeutet) die gesamte Steuerleistung. Übersteigt der Laststrom I_{out} 1 A, werden die Transistoren T1 bzw. T2 aufgrund ihrer steilen Eingangskennlinien sehr schnell leitend und liefern Kollektorstrom. Das IC bildet mit den Transistoren T1 und T2 einen geschlossenen Regelkreis, da deren Kollektoren gerade nur soviel Strom liefern, wie für $I_{out} - I_a$ erforderlich ist.

Ohne oder bei niedrigem Signal am IC-Eingang fließt durch die Transistoren T1 und T2 kein Strom, auch kein Ruhestrom, denn diese sind gesperrt. Da das IC eine interne Ruhestromversorgung seiner Endstufe enthält, können auch keine Übernahmeverzerrungen entstehen.

Auch bei einsetzendem Kollektorstrom der Transistoren T1 und T2 ist der IC-Ausgangsstrom mit 1 A noch genügend am Laststrom I_{out} durch R_L beteiligt, um Übernahmeverzerrungen mit Sicherheit zu unterbinden. Die Gesamtschaltung ist daher unkritisch beim Aufbau und betriebssicher.

Es ist jedoch darauf zu achten, daß die beim IC sonst übliche Sicherheit gegen Kurzschluß nicht mehr gegeben ist, da der Kollektorstrom der externen Leistungstransistoren in den vorliegenden Schaltungen nicht begrenzt ist. Der thermische Schutz arbeitet jedoch nach wie vor.

Hinweise zum Aufbau

Die Schaltung in Bild 2.10 mit unsymmetrischer Versorgungsspannung wird zum Nachbau vorgeschlagen. Das Layout ist in Bild 2.11 und der Bestückungsplan in Bild 2.12 dargestellt. Sowohl die Transistoren als auch das IC müssen isoliert auf dem Kühlkörper montiert werden, da sie unterschiedliche Potentiale aufweisen. Im Interesse der Zuverlässigkeit des Aufbaus sollte der Wärmewiderstand des Kühlkörpers nicht über 2 K/W liegen. Die beiden Schraubbefestigungspunkte A und B (Bild 2.12) müssen elektrisch miteinander ver-

von T3 und T4 am Ausgang die theoretisch mögliche Grenzspannung von $U_{ss} = V_s$ anliegt.

Dadurch tritt die Sättigungsspannung des ICs nicht mehr in Erscheinung, und die Transistoren T1 und T2 können auch in den Grenzbereichen noch voll durchgesteuert werden, was eine erhebliche Steigerung des Wirkungsgrades zur Folge hat.

Da aufgrund des Spannungsteilers T14/R15 die Reihenfolge von Lastwiderstand und Auskoppelko gegenüber der sonst üblichen Anordnung vertauscht ist, muß beachtet werden, daß auf der Lautsprecherleitung Mittenspannungspotential liegt. Ein Kurzschluß-Schutz, wie er beim Mittel- und Hochtonkanal durch

die ICs gewährleistet wird, besteht im Baßverstärker nicht. Der thermische Schutz ist jedoch für alle Verstärkerenteile in Funktion.

Hinweise zum Aufbau

Bild 2.26 zeigt Layout und Bestückungsplan der Schaltung nach Bild 2.25a. Die Transistoren T1 und T2 sowie das IC des Baßverstärkers sind gegenüber dem Kühlkörper isoliert zu montieren. Der Wärmewiderstand des Kühlkörpers sollte 2 K/W nicht überschreiten. Technische Daten der Verstärker sowie seine Stückliste sind in der Tabelle 2.6 aufgeführt.

Quelle: Applikationsbericht 3 von SGS-Ates

Tabelle 2.6

Technische Daten

Versorgungsspannung:	max. 36 V	
Lastwiderstand und Ausgangsleistung bei $V_s = 36 V$:	Baß-Kanal 4 Ω ; 40 W Mittelton-Kanal 8 Ω ; 15 W Hochton-Kanal 8 Ω ; 15 W	70 W
Verstärkung:	Baß 26 dB; Änderung durch R25 Mittelton 26 dB; Änderung durch R5 Hochton 26 dB; Änderung durch R2	
Ruhestrom:	40 mA pro Kanal	

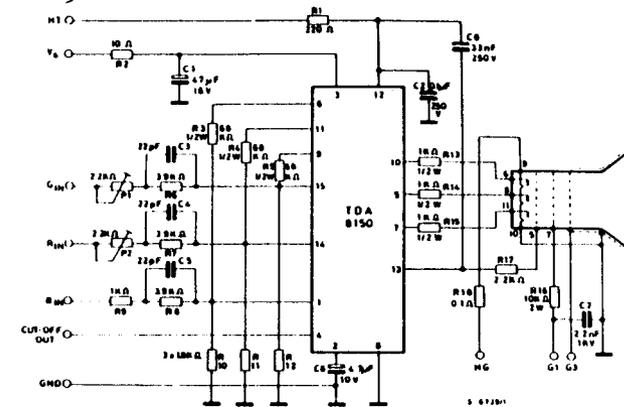
2.9 Video-Verstärker mit Hochspannungschips

Noch vor wenigen Jahren war der Einsatz von bipolaren ICs auf maximale Spannungen von etwa 40 V begrenzt; dies lag unter anderem auch daran, daß der potentielle Markt für Hochspannungs-ICs nicht groß genug war, um die Entwicklung neuer fortschrittlicher Techniken zu rechtfertigen. Aber in den späten 70-er Jahren brachten neue Märkte in den Bereichen Industrie, Kfz und Telekommunikation neuen Schwung in die Entwicklung solcher Techniken.

In diesem Bereich wurde die Firma SGS-Ates aktiv. Ein neues Herstellungsverfahren, das auf Isolierungstechniken mittels Ionenimplantation beruht, hat u.a. den Bau robuster Spannungsregler für Kraftfahrzeuge und eines neuartigen Festkörperüberspannungsbegren-

zers möglich gemacht. Eine weitere Verbesserung stellt die Verwendung von Vertikal-PNP-Transistoren anstelle von herkömmlichen Lateral-PNP-Transistoren dar. Diese Art der Vertikaltransistoren bietet eine höhere Verstärkung, schnelleren Betrieb und schaltet höhere Ströme.

Die RGB-Videoausgangsstufe TDA8150 arbeitet normalerweise mit einer Betriebsspannung von maximal 250 V und steuert direkt die Kathoden der Farbfernsehrohre an. In Bild 2.27 ist eine solche Schaltung gezeigt. Der TDA8150 wird durch interne Klemmioden in den drei Ausgangsstufen gegen Überschlagnladungen geschützt. Als äußere Schutzvorrichtung werden lediglich preiswerte Funkenbrücken benötigt, die die Überschlagn



87903-2-27

Bild 2.27. Der TDA8150 treibt direkt die Kathoden eines Farb-CRT.

etwa 1000 V begrenzen. Neben den drei Videoverstärkerkanälen enthält der TDA8150 auch den ersten Gitterspannungsgenerator. Mit diesem Chip lassen sich auch Überspannungen beim Ausschalten vermeiden; dabei werden die Leuchtstoffe der Bildröhre mit nur einem äußeren Kondensator geschützt. Das Bauelement verfügt auch über einen den gemeinsamen Schwarzpegel abtastenden Ausgang für den Gebrauch mit Sättigungsprozessoren wie z.B. den TDA3562A, der mit dem

Sequentiellen automatischen Kompensations-system arbeitet. Im Gegensatz zu den entsprechenden diskreten Bauelementen können die TDA8150-Bauelemente sowohl negative als auch positive Röhrenentladungen ausgleichen, d.h. zu- wie abfließende Ströme. Der TDA8150 ist für die europäische CCIR-Norm ausgelegt; er hat eine typische Bandbreite von 5 MHz (80 V_{ss}). Eine weitere Ausführung dieses Bauelements, das speziell für die amerikanische NTSC-Norm ausgelegt ist, wird gegenwärtig entwickelt.

Quelle: Applikation von SGS-Ates

2.10 Bild-Ton-ZF-Modul

Das Modul stellt eine sehr wirtschaftliche Lösung für die Bild- und Ton-Signalverarbeitung in der Zwischenfrequenzlage eines Fernsehempfängers mit Mono-Tonempfang dar. Es umfaßt die Funktionen:

- Vorverstärker mit BF 959
- Oberflächenwellenfilter
- Bild-ZF-IC TDA 2440
- Ton-ZF-IC TBA 120 U

Eingangssignal ist das Zwischenfrequenzspektrum mit dem Bild- und Tonträger; die Ausgangssignale sind:

- FBAS-Signal (nach der Tonfalle)
- Ton-NF-Signal

Das kleine Modul (100 x 60 mm) kann als Steckmodul eingesetzt werden oder mit einem Tuner zu einer Einheit zusammengefaßt werden. Der Aufbau ist unproblematisch. Beim Platinen-Layout wurde eine Massentrennung der Vorstufe von der IC-Masse eingeführt. Dies und eine geeignete Anordnung des Abblockkondensators (0,1 μF) für die IC-Spannungsversorgung bringen die erforderliche Stabilität dieses hochverstärkenden ZF-Moduls.

Der Abgleich der Bild-ZF ist durch den Einsatz des Oberflächenwellenfilter (OFW) auf den Referenzkreis (38,9 MHz) beschränkt. Anstelle

Tabelle 2.7 Fernseh-ZF-Filter

Typ	Gehäuse	Einsatz	Frequenzlage		Tontreppe dB
			Bildträger MHz	Tonträger MHz	
OFW 361 D	SIP 5	Deutschland B/G	38,9	33,4	-20
OFW 361 S	SIP 5	Deutschland B/G	38,9	33,4	-26
OFW 661	DIP 10	Deutschland B/G	38,9	33,4	-20
OFW G 1951	SIP 5	Deutschland B/G	38,9	33,4	-20
OFW G 1952	SIP 5	Deutschland B/G	38,9	33,4	-20
▼ OFW G 1954	SIP 5	Deutschland B/G	38,9	33,4	-20
■ OFW G 2950	SIP 5	Deutschland B/G	38,9	33,4	-18,8
▼ OFW G 2952	SIP 5	Deutschland B/G	38,9	33,4	-22
OFW 364	SIP 5	Frankreich L	32,7	39,2	-
OFW 664 B	DIP 10	Frankreich L	32,7	39,2	-
▼ OFW L 3950	SIP 5	Frankreich L	32,7	39,2	-
OFW L 3951	DIP 10	Frankreich L	32,7	39,2	-
OFW 362 G	SIP 5	England J	38,9	32,9	-27
■ OFW 363	SIP 5	England J	39,5	33,5	-25
▼ OFW J 1950	SIP 5	England J	39,5	33,5	-20
OFW 431	SIP 5	USA M	45,75	41,25	-23
OFW 368	SIP 5	Ost D/K u. Deutschl. B/G	38,0	32,5	-27
▼ OFW K 1950	SIP 5	Ost D/K u. Deutschl. B/G	38,0	32,5	-20
OFW 366	SIP 5	Ostbereich K	38,9	31,5	-20
OFW 367	SIP 5	Ostbereich K	38,0	32,4	-26
			38,0	31,5	-27

▼ Vorzugstyp
■ nicht für Neuanwendung

des OFW's G 1951 (G-Norm) können ohne weitere Veränderungen Oberflächenwellenfilter anderer Normen eingesetzt werden (siehe Tabelle 2.7). Die Einfügungsdämpfung des OFW's wird durch den Vorverstärker ausgeglichen, zugleich eine Entkopplung zum Ausgangskreis des Tuners hergestellt und eine niederohmige Ansteuerung des OFW's gewährleistet. Nach ZF-Verstärkung und Demodulation im TDA 2440 wird das Signal einerseits dem TBA 120 U zur FM-Demodulation der 5,5-MHz-Ton-Zwischenfrequenz (bzw. 4,5-MHz-Ton-Zwischenfrequenz) zugeführt, andererseits über eine Tonfalle und einen Emitterfolger dem Video-Farbsignalteil. Die wichtigsten Merkmale des ZF-Moduls ZF 24 sind:

- hohe Eingangsempfindlichkeit (15 μ V)
- großer Regelumfang (min. 60 dB, typ 70 dB)
- maximaler Eingangspegel typ. 60 mV für 10% Stauchung

- hohe Nachbarkanalselektion (46 dB)
- FBAS-Ausgangssignal positiv und negativ (Spitze-Spitze 1 V und 3 V)
- sehr geringe Impulsverzerrungen
- Intermodulationsabstand
46 dB bei 100 mV Eingangspegel
57 dB bei 1 mV Eingangspegel
(gemessen nach der Zweisendermethode mit 38,8 MHz und 38,9 MHz)
- differentielle Phasenfehler < 5°
- differentielle Amplitudenfehler < 4%
- Signal-Störabstand ca. 40 dB
- Klirrfaktor < 0,9%
- NF-Ausgangsspannung 900 mV

Vorstufe

Der Tuner wird mit einem auf dem Modul befindlichen Serienkreis an die Vorstufe angepaßt. Zusammen mit dem Ausgangskreis im Tuner erhält man damit die Vorselektion eines fußpunktgekoppelten Bandfilters mit einer Bandbreite von 10 MHz. Der spannungs-

gegengekoppelte Verstärker mit BF 959 gleicht mit einer Spannungsverstärkung von 26 dB die Einfügungsdämpfung des OFW's (<20 dB) und die Anpassungsverluste aus. Durch die niedrige Ausgangsimpedanz von 100 Ω ist das OFW optimal angepaßt. Reflexionen im Filter werden dadurch gedämpft. Für geringe Intermodulations- und Kreuzmodulationsprodukte wird ein Kollektorstrom von 20 mA empfohlen; dann wird ein Intermodulationsabstand der Vorstufe von <65 dB (Zweisendermethode) erreicht.

Oberflächenwellenfilter

Die Verwendung eines Oberflächenwellenfilters erspart jeglichen Abgleich oder das Nachgleichen, und bringt feste reproduzierbare Eigenschaften bezüglich des Frequenzganges und der Gruppenlaufzeit. Ein Vergleich mit dem Datenblatt des OFW's zeigt weitgehende Übereinstimmung. Daraus kann man u.a. erkennen, daß das Layout optimal gewählt wurde und insbesondere das Übersprechen zwi-

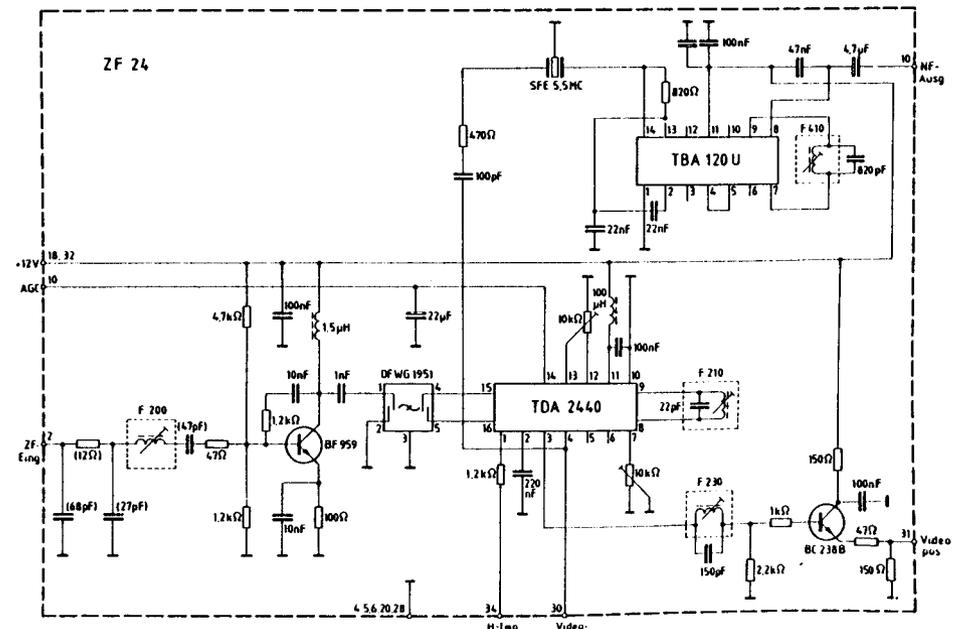
schen Eingang und Ausgang des OFW's sehr gering ist. Übersprechen reduziert die Dämpfung der Fallen und führt zu sichtbaren Störungen, die dem Hauptsignal um etwa 1,8 μ s voreilen.

Bild-ZF-IC

Im folgenden, symmetrisch angesteuerten Schaltkreis TDA 2440 wird das ZF-Signal gemischt verstärkt und demoduliert. Eine getastete Regelung hält die Video-Ausgangsspannung ab einer Eingangsspannung von 30 μ V konstant. Der Regelumfang des ZF-Verstärkers beträgt 70 dB. Bei Eingangsspannungen von 300 μ V bis 30 mV ändert sich die Amplitude des Videosignals um 1%. Für die Tunerregelung wird am Anschluß 14 eine Stromsenke bis zu 4 mA bereitgestellt, deren Einsatzschwelle sich mit dem Einstellpotentiometer am Anschluß 13 beeinflussen läßt (siehe Bild 2.28). Die Demodulation des ZF-Signals erfolgt

Bild 2.28. Anwendungsschaltung

28



abgeglichen. Für Bild- und Tonträger ist bei richtiger Abgleich keine Ansenkung feststellbar. Beide Träger liegen symmetrisch im Durchlaßbereich.

Demodulatorkreis

Am gleichen Meßpunkt wird nun ein ZF-Testsignal (2 T/20 T) angeschlossen. Der Demodulatorkreis wird nun auf beste 2 T-Symmetrie abgeglichen. Für diesen Punkt ergibt sich auch das Maximum der ZF-Regelspannung. Anstelle des Standardtestsignals kann also auch ein 38,9-MHz-Träger benutzt werden. Dann wird mit dem Demodulatorkreis auf Regelspannungsmaximum abgeglichen.

Tuner-Regeleinsatz

Am Antenneneingang wird je nach Tunerkonzept ein HF-Testsignal von ca. 1 mV angeschlossen. Mit dem Potentiometer für den Tuner-Regeleinsatz wird nun die Regelspannung für den Tuner von +12 V auf +9 V eingestellt.

5,5-MHz-bzw. 4,5-MHz-Sperre

Mit diesem Sperrkreis wird der Tonanteil am positiven Videoausgang auf ein Minimum abgeglichen. Ein Bestückungsplan des Moduls ist in Bild 2.29 abgebildet.

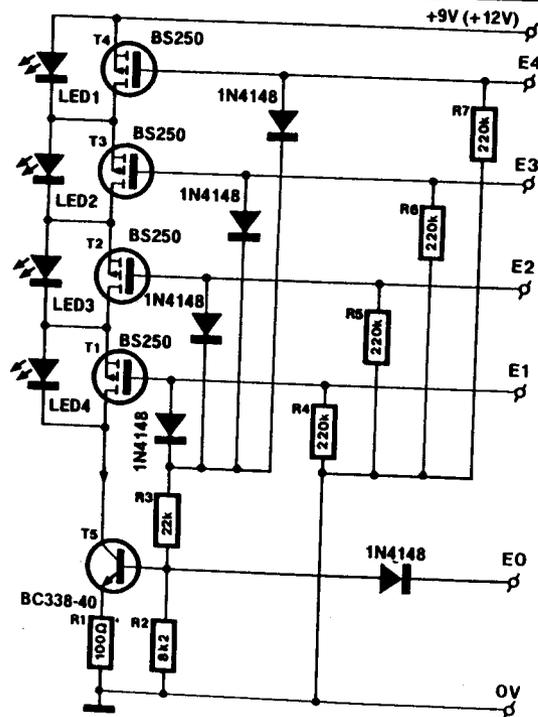
Quelle: Schaltbeispiel von Siemens

2.11 Stromsparende LED-Anzeige

Bei Batteriegeräten kann unter Umständen eine Leuchtdiodenanzeige den Löwenanteil des Batteriestroms verschlingen. Sollen meh-

re LEDs gleichzeitig leuchten und werden die Bild 2.30. In Reihe geschaltete Leuchtdioden

30



LEDs wie üblich (Treiber und Parallelschaltung angesteuert, und Ströme von 50 mA keine Seltenheit. Hier können VMOS-Transistoren Abhilfe schaffen, die die dunklen LEDs in einer Serienschaltung kurzschließen.

Die Source-Drain-Strecke eines P-Kanal-VMOS-Transistors BS 250 (T1 bis T4) ist den Dioden parallel geschaltet (siehe Schaltbild). Solange kein Steuersignal an den Eingängen E0 bis E4 anliegt, sind die Gates der VMOS-Transistoren auf Masse geschaltet. Sie sind daher leitend und überbrücken die LEDs. Der bipolare Transistor T5 sperrt den Stromfluß, da keine Basisspannung anliegt. Ein H-Signal auf einem der Dioden-Eingänge E1 bis E4 unterbricht den Kurzschluß des entsprechenden VMOS-Transistors, gleichzeitig gibt T5 den Stromfluß frei. Unabhängig von der Anzahl leuchtender Dioden liegt der Strombedarf bei 20 mA; eine konventionelle Parallelschaltung für die vier LEDs hätte bei gleicher Helligkeit 80 mA benötigt. Durch ein L-Signal am Eingang E0 lassen sich alle Dioden dunkel steuern.

Die Anzahl der LEDs kann höher als die gezeigten vier gewählt werden, nur muß man dann die Betriebsspannung entsprechend erhöhen. Bei vier LEDs sind 9 V vorgesehen, bei

sechs LEDs 12 V und bei 8 LEDs 15 V. Die Spannung darf bis 25 V betragen, entsprechend der zulässigen Gate-Source-Spannung der VMOS-Transistoren. Wird die Anzeige — wie für die meisten Anwendungen sinnvoll — über eine stromsparende integrierte CMOS-Schaltung angesteuert, ist man selbstverständlich auf die dort zulässigen 18 V begrenzt. Die abgebildete Schaltung ist für 9 V ausgelegt; bei höherer Betriebsspannung muß R3 erhöht werden. In der Schaltung sind rote Leuchtdioden von etwa 1.6 V und einem Strombedarf von 20 mA vorgesehen. Die Widerstände R4 bis R7 können weggelassen werden, wenn die angeschlossene Schaltung einwandfreie L- und H-Pegel liefert. Will man den LED-Strom verringern, muß man den Emitter-Widerstand R1 größer auslegen.

Wichtig ist, daß zwischen Source des VMOS-Transistors T1 und der Bezugsmasse immer (d.h. auch wenn alle Dioden leuchten) eine Spannung von 4 V anliegt. Ansonsten könnte es bei einem L-Signal an E1 passieren, daß der Transistor T1 die LED1 nicht mehr richtig kurzschließt. Das kann leicht vorkommen, wenn LEDs höherer Flußspannung (gelbe, grüne oder blaue) verwendet werden.

Quelle: Schaltbeispiel von Intermetall

2.12 Stereo-Decoder-IC für alle Radiotypen

Radiohersteller brauchen ICs, die in ihrer Anwendbarkeit so flexibel sind, daß sie gleichzeitig den Anforderungen von Kofferradios, Radiorecordern, netzbetriebenen Radios und Autoradios gerecht werden. Aus diesem Grund hat Philips den vielseitigen Multiplex-PLL-Stereo-Decoder TEA5580 entwickelt. Er erfüllt alle grundlegenden Decoderfunktionen und benötigt nur eine sehr einfache, aus wenigen passiven Bauelementen bestehende Peripherieschaltung. Das IC arbeitet in einem weiten Bereich von Versorgungsspannungen und benötigt keine Einstellung der Kanaltrennung. Der Chip umfaßt die folgenden Funktionen:

- * Bereitstellung einer Pilotton-Bezugsfrequenz und eines regenerierten Hilfsträgers durch eine PLL-Schaltung, die aus einem Spannungssteuerungsoszillator (VCO), Fre-

quenzteilern und einem Pilotphasendetektor besteht

- * automatische Mono-Stereo-Umschaltung und Stereoanzeige mit Pilottondetektor und LED-Anzeigetreiber

- * Synchrondemodulation der Hilfsträger-L-R-Information

- * Trennung des demodulierten Summen- und Hilfsträgersignals zur Erzeugung der L- und R-Ausgangssignale.

Wichtige Eigenschaften des TEA5580 sind:

- * einstellbare Pilotton-Unterdrückung, einstellbarer Umschaltwinkel für Mono-Stereo-

Empfang

- * stetige Gleichstromsteuerung der Kanaltrennung, die von der Stärke des Empfangssignals (und damit vom Signal-Rausch-Abstand) abhängig gemacht werden kann

- * interne Unterdrückung von Störungen

eines Nachbarsenders, die durch Überlagerung der Modulationsfrequenzen mit der dritten Oberwelle des regenerierten Hilfsträgers von 38 kHz entstehen

* interne Unterdrückung von Intermodulationsprodukten des Verkehrsfunk-Pilottons von 57 kHz

* optimale Kanaltrennung durch Kompensieren des Abfalls der Übertragungsfrequenzen bei 38 kHz, der durch die typische Dämpfung der Übertragungsfrequenz des vorhergehenden ZF-Verstärkers/FM-Detektors entsteht

* Ausgangssignal einstellbar bis zu einem Effektivwert von 900 mV.

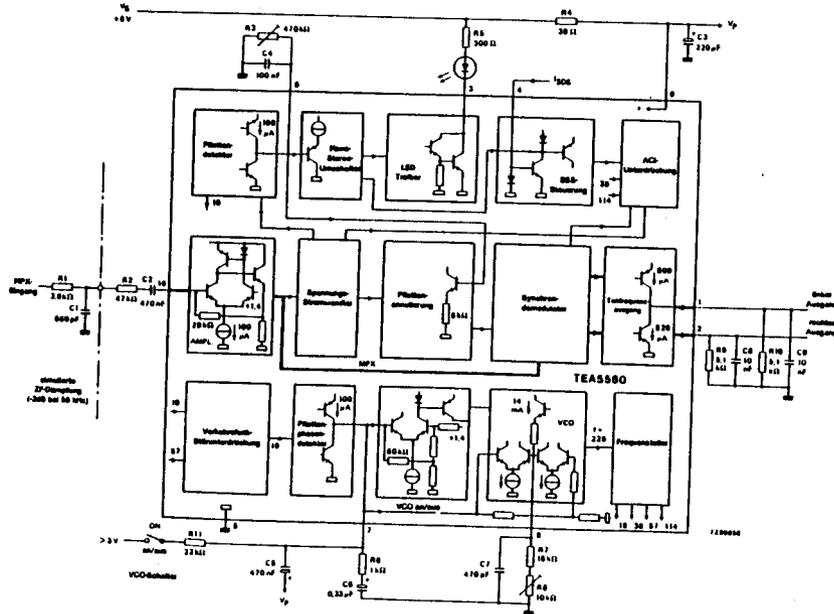
Schaltungsbeschreibung

Die Schaltung der peripheren Bauelemente ist gemeinsam mit dem Blockschaltbild des ICs in Bild 2.31 dargestellt. Wegen eines internen Spannungsstabilisators kann der Decoder mit Versorgungsspannungen zwischen 3,6 und 16 V arbeiten. Bei einer Spannung von 6 V liegt der Gesamttrahestrom typischerweise bei 10 mA. Das zusammengesetzte demodulierte

Stereo-Multiplex-(MPX-)Eingangssignal an Pin 16 wird intern über einen invertierenden Opamp verstärkt. Der Gesamtverstärkungsfaktor ist vom Verhältnis des internen Rückkopplungswiderstands vom Opamp zum Wert des externen Eingangswiderstands sowie durch die Werte der Lastwiderstände R9 und R10 bestimmt. Die Gesamtverstärkung kann durch die Wahl von R2 zwischen 0 dB und 20 dB eingestellt werden. Bei der angegebenen Schaltung mit R2 = 47 kΩ und R9 = R10 = 5,1 kΩ beträgt der Verstärkungsfaktor 1. Durch den Tiefpaßfilter R1/C1 wird das Frequenzverhalten eines ZF-Verstärkers/FM-Demodulators mit einem Frequenzdämpfungspunkt von -3 dB bei 59 kHz simuliert. Die Abschwächung des Hilfskanals bei 38 kHz aufgrund dieser Dämpfung wird intern in der Decodermatrix ausgeglichen. Treten Dämpfungerscheinungen bei niedrigeren Frequenzen auf (z.B. in Autoradios mit einer

Bild 2.31. Blockdiagramm des TEA5580 mit peripheren Bauelementen für eine Leistungsbewertungsschaltung

31



64

TDA1001B-Entstörung), so lassen sich gute Kanaltrennung und Tonfrequenz-Wiedergabetreue durch eine Höhenanhebung mit einem parallel geschalteten RC-Glied aufrecht erhalten, das an Pin 16 in Reihe geschaltet ist.

PLL-Schaltung

In der PLL-Schaltung wird die VCO-Frequenz durch eine externe RC-Schaltung an Pin 8 auf 228 kHz festgesetzt. 114 kHz dienen zur Unterdrückung von Interferenzen durch benachbarte Kanäle (ACI, adjacent channel interference), 57 kHz zur Unterdrückung von Intermodulationsprodukten des Verkehrsfunks; 38 kHz ist die regenerierte Hilfsträgerfrequenz und 19 kHz dienen als Bezugsfrequenz zur Pilotton-Unterdrückung. Der nichtkompensierte Temperaturkoeffizient des VCO liegt bei 400 ppm/K. Das 19-kHz-Ausgangssignal aus dem Frequenzteiler gelangt über die Verkehrsfunk-Unterdrückungsschaltung zu einem der Eingänge des Steuerphasendetektors. Das verstärkte MPX-Signal wird dem anderen Eingang zugeführt. Bei richtiger VCO-Frequenz liegt das Gleichstromsignal des Steuerphasendetektors an Pin 7 bei 1,7 V. Bei VCO-Frequenzschwankungen variiert es um 2,5 mV/kHz. Dieses Fehlersignal wird als Tuning-Spannung für den VCO rückgekoppelt, so daß die VCO-Frequenz genau auf 228 kHz gehalten wird.

Durch den externen Filter an Pin 7 lassen sich Wechselstromanteile am PLL-Ausgang eliminieren und der Fangbereich der Schaltung beeinflussen. Bei C5 = 470 nF liegt dieser Fangbereich bei 5% der Nennfrequenz des VCO. Für Autoradios, die in einem größeren Temperaturbereich arbeiten müssen, sollte der Wert für C5 bei 220 nF liegen, womit sich der Fangbereich auf 8% der VCO-Nennfrequenz erhöht. Gleichströme von mehr als 3 V können über einen 22-kΩ-Widerstand dem Pin 7 zugeführt werden, so daß der VCO-Ein-Aus-Schalter den VCO während AM-Empfang bei einem AM/FM-Radio sperrt.

Mono-Stereo-Umschaltung

Das verstärkte MPX-Signal und die 19-kHz-Bezugsfrequenz der VCO-Teiler werden an die Eingänge eines symmetrischen Demodulators gelegt, der das Vorhandensein des Pilottons

registriert. Die Schalthysterese liegt bei 2 dB. Der Schaltungspegel ist unabhängig von der Spannung an Pin 6, er wird durch den Verstärkungsgrad des Eingangsverstärkers und den Wert von R3 festgelegt. Der Widerstand ist für eine optimale Pilotton-Unterdrückung ausgelegt, was eine unbefriedigende Empfindlichkeit hinsichtlich der Stereo-Mono-Umschaltung bewirken kann. Diesen Mangel sollte man durch eine Erhöhung der Gesamtverstärkung (Herabsetzen von R2) beheben werden, nicht durch Neuanpassung von R3. Während des Stereoempfangs kommen dem Mono-Stereo-Schalter zwei Funktionen zu. Einmal aktiviert er den LED-Treiber, der über Pin 3 die LED ansteuert. Zum anderen aktiviert er die signalabhängige Stereo-Steuerung (SSS), die dafür sorgt, daß der regenerierte Hilfsträger (38 kHz) des VCO über die ACI-Unterdrückungsschaltung dem synchronen Demodulator zugeführt wird.

SSS-Steuerung

Der Übergang von Mono- auf Stereobetrieb läßt sich durch Variation der Amplitude des regenerierten 38-kHz-Hilfsträgers aussteuern. Die Aussteuerung soll über eine Veränderung des Gleichstroms in die SSS-Schaltung über Pin 4 erfolgen. Der Strom soll innerhalb des Intervalls 10 µA bis 200 µA liegen (siehe Bild 2.32). Die SSS-Funktion kann gesperrt werden (Mono-Betrieb), wenn ein Widerstand zwischen Pin 4 und der Versorgungsspannung ($I_4 \approx 400 \mu A$) gelegt wird.

32

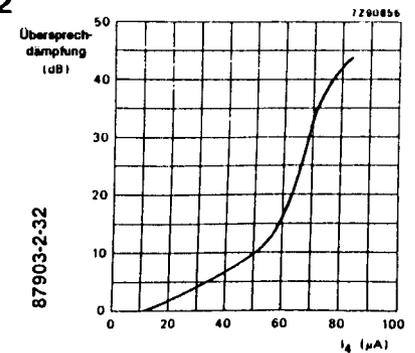


Bild 2.32. Übersprechdämpfung als Funktion des Stroms durch Pin 4

65

ACI- und Pilotton-Unterdrückung

Die Hauptursache für Nachbarkanalstörungen liegt in Interferenzen der dritten Oberwelle des 38-kHz-Hilfsträgers (also 114 kHz) mit Modulationsfrequenzen benachbarter Kanäle, die um etwa 100 kHz vom eingestellten Kanal entfernt liegen. Aus diesem Grund wird die dritte Oberwelle entfernt. Die Pilotton-Unterdrückung wird vom Pilottondetektor aktiviert. Sie beseitigt den 19-kHz-Ton vor der Demodulation des MPX-Signals. Die Pilotton-Unterdrückung wird über den externen Widerstand R3 gesteuert; seine Auslegung beeinflusst ebenfalls die Empfindlichkeit der Mono-Stereo-Umschaltung. Wie vorher beschrieben kann jene durch Verändern des Eingangswiderstands R2 eingestellt werden.

Die Schaltung in Bild 2.31 ist für den Einsatz in tragbaren Radiogeräten optimiert, die mit einer minimalen Versorgungsspannung von 3,6 V auskommen. Mit einem Eingangsverstärker, dessen Verstärkung bei ca. 1 liegt (R2 = 47 kOhm), liegen die Ausgangssignale (bei 0,5 Gesamtklirrfaktor) für 5,1-kOhm-Ver-

braucher typischerweise bei 570 mV (Effektivwert) für MPX-Eingangssignale von 1,5 V_{ss}. Bei Anwendungen mit höheren Versorgungsspannungen (z. B. Autoradios mit Spannungen von 7,5 V) können die Gesamtausgangsverbraucher auf 9,5 kOhm erhöht werden (12 kOhm-Widerstände mit 50-kOhm-Wechselstromverbrauchern parallelgeschaltet). Bei Eingangsspegeln von 800 mV_{ss} lassen sich dann Ausgangsspannungen (0,5% Gesamtklirrfaktor) bis zu 900 mV effektiv erreichen.

Leistungsvermögen der Schaltung

Die folgenden Werte wurden in der Schaltung aus Bild 2.31 gemessen, die mit einem beliebigen TEA5580-Bauteil arbeitet. Falls nicht anders bemerkt, wurden folgende Meßbedingungen realisiert:

Versorgungsspannung: 6 mV, MPX-Eingangssignal: 1 V_{ss}, MPX-Signal (L=1), f_m = 1 kHz, 10% Pilotton, R3 auf 180 Ω festgesetzt.

Quelle: Technical Publication 111 von Philips

Parameter	Wert	bei 57 kHz	bei 76 kHz	bei 95 kHz	bei 114 kHz
Pilotton-Eingangspegel für Mono-/Stereumschaltung		-50 dB	-68 dB	-64 dB	-71 dB
Gesamtverstärkung = 0 dB	20,5 mV				
Gesamtverstärkung = 10 dB	6,5 mV				
Pilotton-Eingangspegel für Mono-/Stereumschaltung					
Gesamtverstärkung = 0 dB	16 mV				
Gesamtverstärkung = 10 dB	5 mV				
Pilotton-Unterdrückung	52 dB				
Eingangspegel für Gesamtklirrfaktor = 0,3% am Ausgang	380 mV				
Übersprechdämpfung					
f _{mod} = 200 Hz bis 8 kHz	> 30 dB				
f _{mod} = 500 Hz bis 2,5 kHz	> 40 dB				
PLL-Fangbereich bei einem Pilottonpegel von 32 mV					
C _s = 470 nF	5%				
C _s = 220 nF	8%				
VCO-Frequenzänderung bei Schwankung der Versorgungsspannung zwischen 6 und 3,6 V	2,5%				
Temperaturkoeffizient des VCO	400 ppm/K				
Ausgangsspektrum bezogen auf 1 kHz-Ausgang, linker Kanal					
bei 19 kHz	-52 dB				
bei 38 kHz	-46 dB				
Verstärkung = 0 dB, U _s = 6 V, R _{ver} = 5,1 kΩ, U _{iss} = 1,5 V					570 mV
Verstärkung = 6 dB, U _s = 7,5 V, R _{ver} = 10 kΩ, U _{iss} = 0,8 V					900 mV
SSS-Steuersstrom an Pin 4					< 14 μA
bei 0 dB Kanaltrennung					65 μA
bei 26 dB Kanaltrennung					

2.13 Integrierter AM-Empfänger TDA1072A

Der integrierte AM-Empfänger TDA1072A von Philips – der Nachfolger des TDA1072 – ist eine preisgünstige integrierte AM-Radioschaltung, die alle aktiven Funktionen zwischen Antenne und Endstufe erfüllt. Da er Eingangssignale eines großen dynamischen Bereichs verarbeiten kann und eine geringe Verzerrung aufweist, eignet sich der TDA1072A für sehr unterschiedliche Radiogeräte und Tuner. Aktuelle Trends bei der Entwicklung von AM-Radios wie z. B. Abstimmung mittels Kapazitätsdiode, AM-Stereo und elektronischer Suchlauf wurden berücksichtigt. Im Vergleich zum Vorläufer TDA1072 ist die Empfindlichkeit im größten Teil des Arbeitsbereichs um 6 dB erhöht. Eine Brummunterdrückung von 55 dB zwischen Versor-

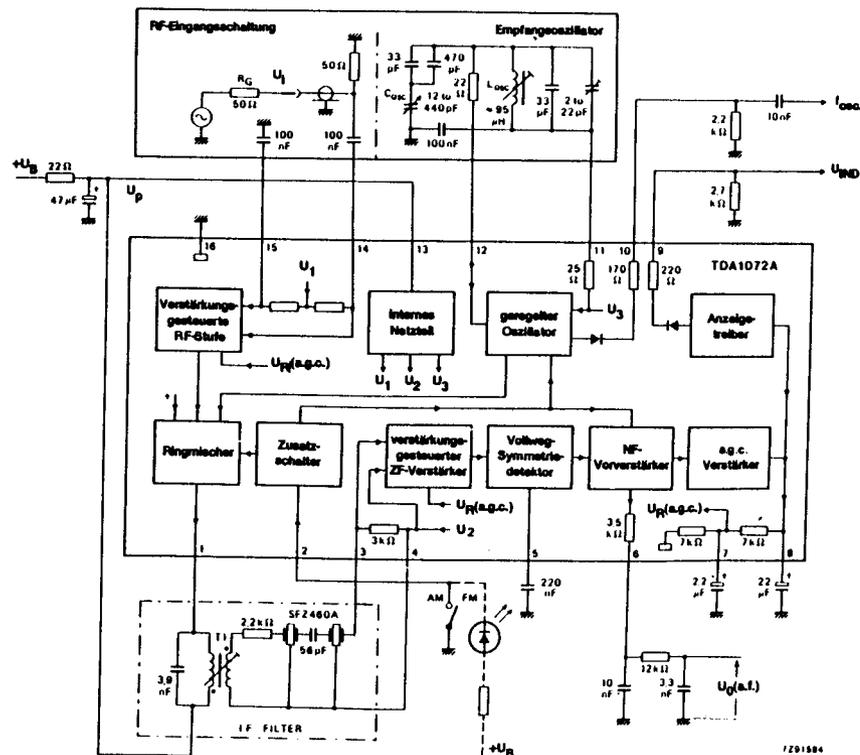
gungsspannung und Oszillatorausgang verbessert die Leistungsfähigkeit.

Bild 2.33 zeigt das Blockschaltbild des TDA1072A, der zwar im wesentlichen mit seinem Vorgänger übereinstimmt, jedoch noch folgende Eigenschaften aufweist:

- Verbesserung des Rauschabstands durch eine umgestaltete Eingangsschaltung
- Verbesserung der Rauschunterdrückung um 55 dB durch eine umgestaltete Oszillatorschaltung
- neue Feldstärkenkurve, für LED-Balkenanzeiger optimiert und leichte Stopimpulserzeugung mit wählbarem Pegel. In Tabelle 2.9

Bild 2.33. Blockschaltbild des TDA1072A und Testschaltung

33



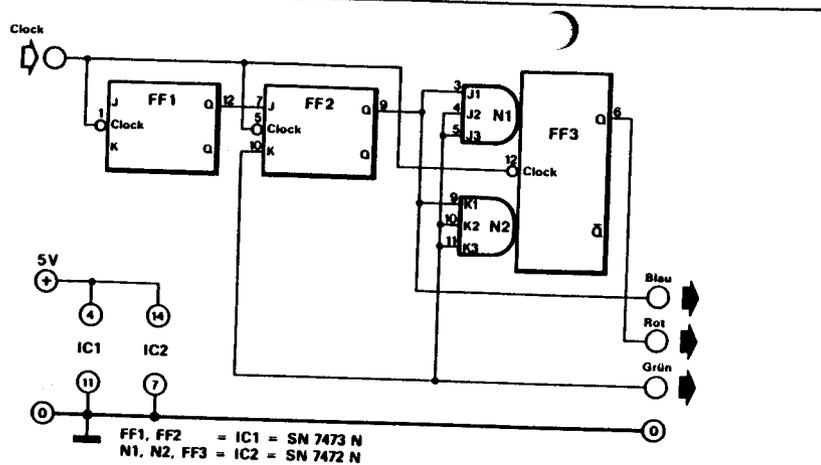


Bild 2.43. Synchronzähler zur R-G-B-Erzeugung

ke eines Punktzählers kombiniert. Dadurch entstehen die Nadelimpulse des Punktrasters. Die Invertierung des eben genannten Zeilensignales geschieht mit einer freien Flip-Flop-Funktion eines SN7474N und könnte durch eine einfache Nicht-Funktion ersetzt werden. Damit wird das Flip-Flop für andere Zwecke frei. Zur Erzeugung des Punktrasters wurde die zweite Nand-Funktion des SN7420N verwendet. Sie könnte durch eine Nand-Funktion mit zwei Eingängen (SN7400N) ersetzt werden.

Synchronzähler zur Erzeugung der R-G-B-Signale

Das Helligkeits- und Farbdifferenzsignal wird durch Matrizierung der R-G-B Signale gewonnen. Bei einem Farbbalkensignal mit der Folge Weiß, Gelb, Cyan, Grün, Purper, Rot, Blau, Schwarz ergeben sich die R-G-B Signale aus einer einfachen 8-Teilung einer Grundfrequenz

von ca. 160 kHz. Da die codierten Signale aus verschiedenen Teilerstufen erzeugt werden, ergeben sich besondere Ansprüche an die Koizidenz der Sprünge. Schon Unterschiede von 40 ns machen sich im Helligkeitssignal als Verschleifung der Flanken bemerkbar. Daher wird für diese Teilerstufe ein Synchronzähler aus dem Doppel-I-K-Flip-Flop SN7473N und dem I-K-Flip-Flop SN7472N vorgeschlagen. Die Schaltung ist in Bild 2.43 gezeigt. Zur Steuerung werden die I-K-Eingänge benutzt, während der Clock-Impuls jeder Stufe zugeführt wird. Die erste Stufe schaltet bei jedem Impuls um. Die zweite Stufe erhält auf I und K das Q-Signal der ersten Stufe. Dadurch wird die gewünschte Schaltfolge erreicht. Die Dritte Stufe, welche aus dem Flip-Flop SN7472N mit eingebauten Und-Gattern für die I-K-Eingänge gebildet wird, erhält jeweils auf I₁, I₂ und K₁, K₂ die Q-Signale der vorhergehenden Stufe.

Quelle: Applikationsbericht EB41 von Texas Instruments

2.16 Digitale Frequenzanzeige für Rundfunkempfänger

In den heutigen Rundfunkgeräten erfolgt die Senderanzeige meistens durch einen Zeiger, der über einen Seilzug oder ähnliche mechanische Einrichtungen von der Abstimmung — in

den meisten Fällen durch einen Drehkondensator angetrieben wird. Die Genauigkeit dieser Anzeige ist, abgesehen von kommerziellen Empfängern, recht ungenau. Im Mittelwellenbereich beträgt der Fehler einige kHz und im Kurzwellenbereich einige 10 kHz trotz Bereichsaufteilung, so daß eine genaue Einstellung der gewünschten Sender sehr erschwert, wenn nicht gar unmöglich ist.

Durch die fortschreitende Miniaturisierung der Bauelemente, insbesondere die immer größer werdende Packungsdichte und Komplexität bei sinkenden Preisen der integrierten Schaltkreise, ist es heute bei erträglichem Aufwand möglich, in die Empfänger einen hochgenauen digitalen Frequenzmesser einzubauen, der die Senderfrequenz mißt und dann zahlenmäßig anzeigt. Eine direkte Messung der Eingangsfrequenz ist nicht möglich. Zum einen sind die Antennenspannungen der Empfänger zu klein (meist einige 10 µV), zum anderen würde die Messung auf Grund der geringen Selektivität der Vorkreise durch benachbarte Sender stark gestört werden.

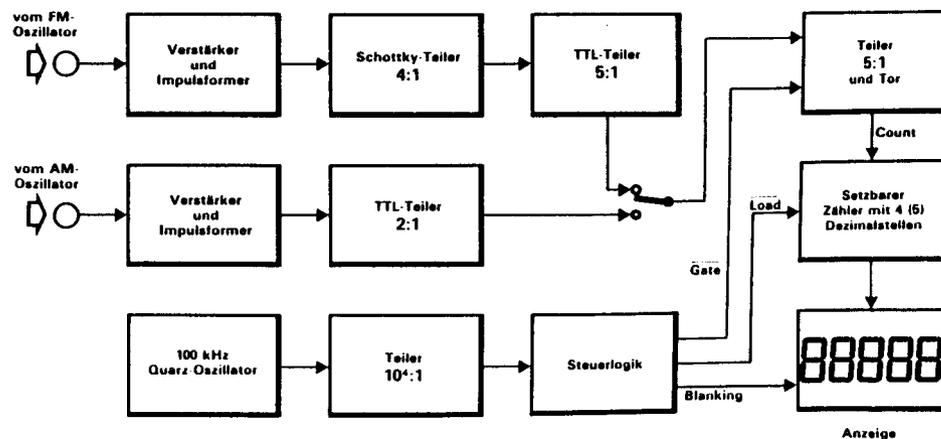
In direktem Zusammenhang mit der Eingangsfrequenz des Empfängers steht jedoch die Frequenz des Überlagerungsoszillators. Mißt man dessen Frequenz und addiert bzw. subtrahiert man dazu die Zwischenfrequenz — je nach dem, ob der Oszillator oberhalb oder unterhalb der Eingangsfrequenz schwingt — so erhält man eine genaue und jederzeit reproduzierbare Aussage über die Frequenz des empfangenen Senders.

Die Genauigkeit der Anzeige soll so groß sein, daß jederzeit der empfangene Sender identifiziert werden kann. Eine überhöhte Genauigkeit bringt keinen Vorteil, sondern verteuert nur die gesamte Anlage. Bei einem Kanalabstand von einigen kHz im Mittel- und Kurzwellenbereich ist es ausreichend, die Eingangsfrequenz auf 1 kHz genau anzuzeigen, während im UKW-Bereich auf Grund des Kanalabstandes von 100 kHz eine Auflösung von 100 kHz genügt.

Bild 2.44 zeigt das Blockschaltbild der digitalen Frequenzanzeige. Das Kernstück bildet ein 5-dekadischer setzbarer Zähler, dessen Inhalt durch numerische Halbleiteranzeigeeinheiten angezeigt wird. Ein 100 kHz Quarzoszillator dient als Zeitbasis. Seine Ausgangsfrequenz wird durch einen Teiler im Verhältnis 10⁴ : 1 heruntergeteilt. Die mit "Steuerlogik" bezeichnete Einheit gibt alle 100 ms für 10 ms den 5:1-Vorteiler frei, wodurch die heruntergeteilte Eingangsfrequenz in den Zähler gelangen kann. Zu Beginn des Zählvorganges wird durch das Signal "Load" der Zähler auf die Zahl 00 000 — ZF gesetzt. Bei UKW-Betrieb bedeutet das zahlenmäßig:

$$\begin{array}{r} 0\ 00,0\ \text{MHz} \\ -\ 10,7\ \text{MHz} \\ \hline 9\ 89,3 \end{array}$$

Bild 2.44. Blockschaltbild der digitalen Frequenzanzeige



und bei AM-Betrieb:

00 000 kHz
 — 460 kHz
 99 540

Da die zu messende Frequenz jeweils um die Zwischenfrequenz zu groß ist, wird auf diese Weise der schon oben beschriebene Fehler eliminiert. Um während der Messung ein Flackern der Anzeige zu verhindern, wird mit dem invertierten 'Gate'-Signal = 'Blanking' die Anzeige abgeschaltet. Bild 2.45 zeigt das Impulsdiagramm der wichtigsten Signale. Die vom AM- und FM-Oszillator kommenden Signale werden zunächst verstärkt und dann mit einfachen Impulsformern in für die digitalen Schaltkreise kompatible Impulse umgeformt. Nachgeschaltete Teiler setzen die Eingangsfrequenz im geforderten Verhältnis (FM: 20 : 1; AM: 2 : 1) herunter.

Zeitbasis und Steuerteil

Ein mit dem Low-Power-Schaltkreis SN74L00N aufgebauter 100 kHz-Quarzoszillator dient als Zeitnormal für die Frequenzmessung (siehe Bild 2.46). Seine Ausgangsfrequenz wird in 4 dekadischen Teilern (IC16...IC19) im Verhältnis $10^4 : 1$ heruntergeteilt. Das NAND-Gatter N11 bildet aus den Signalen A und D des Schaltkreises IC16 den 10 ms lan-

gen 'Gate'-Impuls, der den als 5 : 1 Teiler betriebenen Schal. is SN7490NS1 (IC13) für die genannte Zeit jeweils freigibt, so daß die von den Vortreibern kommenden Impulse zum eigentlichen Zähler (IC8...IC12 in Bild 2.47) gelangen können. Das im Gatter N12 invertierte Signal 'Gate' mit der Bezeichnung 'Blanking' schaltet während des Zählvorganges die Anzeige ab.

Im Schaltkreis IC15 (SN7410N) wird gleichzeitig mit der negativen Flanke des 'Gate'-Signals der 'Load'-Impuls erzeugt, der den Frequenzzähler wie schon oben beschrieben auf den für die Korrektur benötigten Wert setzt. Die Korrektur-Wert-Steuerung und die Dezimalpunktumschaltung erfolgt durch das Signal FM, das bei FM-Betrieb log '1' ist. Das Eingangssignal für die Gatter N13 und N14 wird dem Druckstastenaggregat des Empfängers entnommen (Betriebsspannungsumschaltung für AM- bzw. FM-Oszillator und Vorstufen). Durch Verändern des 1 kOhm-Vorwiderstandes läßt sich die Schaltung an jede Spannung > 3 V anpassen.

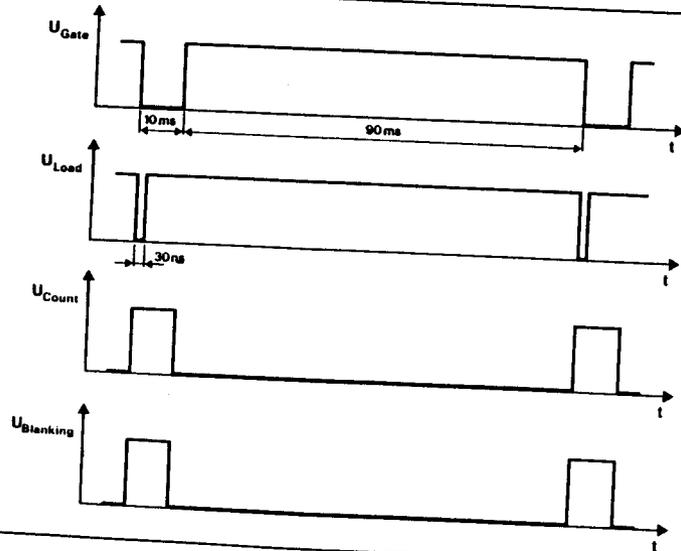
Zähler und Anzeige

Als Frequenzzähler werden die setzbaren Zähldekaden SN74192N (IC8...IC12) verwendet

Bild 2.45. Impulsdiagramm

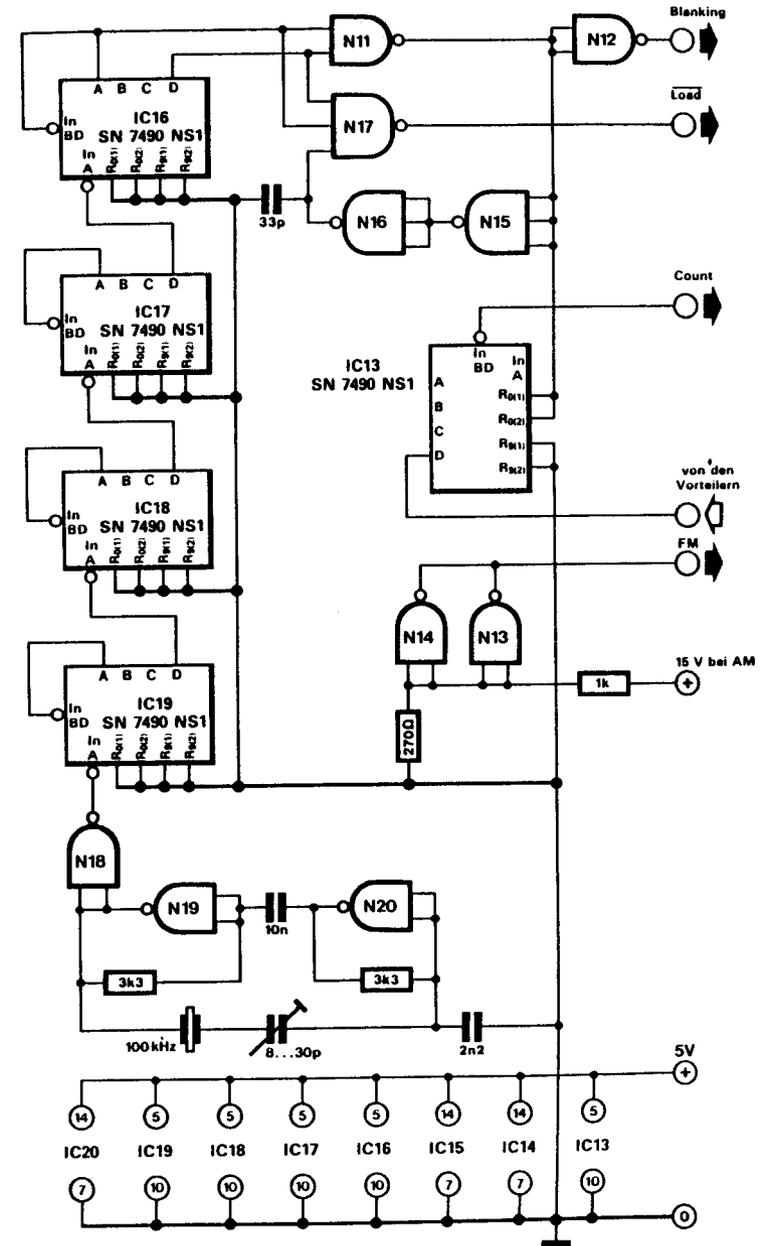
Bild 2.46. Zeitbasis und Steuerteil

45



80

46



N11...N14 = IC14 = SN 7400 N
 N15...N17 = IC15 = SN 7410 N
 N18...N20 = IC20 = SN 74 L 00 N

81

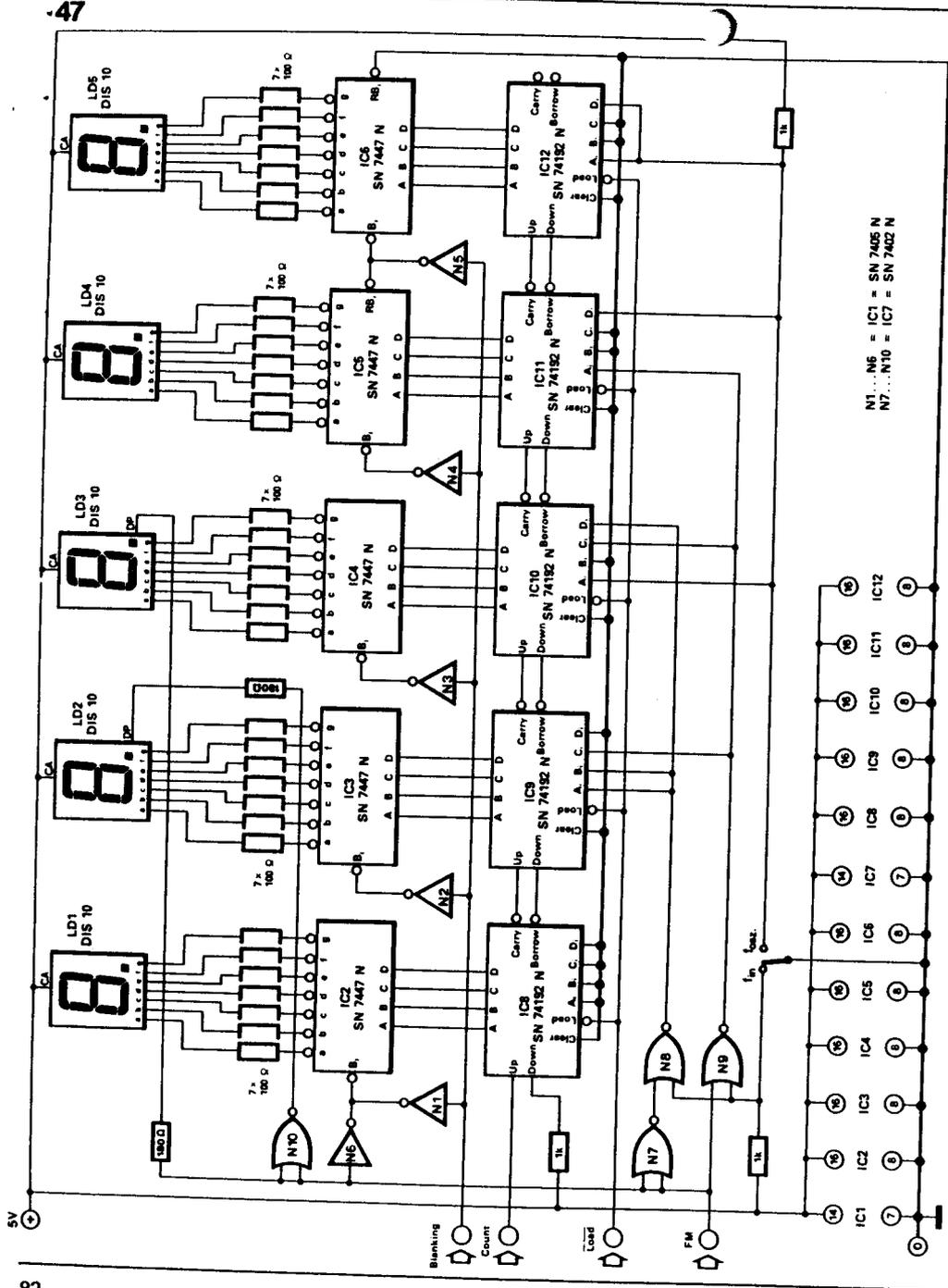


Bild 2.47. Zähler und Anzeige

(Bild 2.47). Da der gemessene Wert jeweils um die Zwischenfrequenz des Empfängers zu groß ist, wird der Zähler vor jedem Zählvorgang auf den Wert 00 000 - ZF gestellt; bei AM-Betrieb also auf die Zahl 00 000 - 460 = 99540 und bei FM-Betrieb auf die Zahl 00 000 - 1070 = 98930. Im BCD-Kode lauten die entsprechenden Zahlen:

	U12	U10	U9	U8	U7
	DCBA	DCBA	DCBA	DCBA	DCBA
AM	L 0 0 L	L 0 0 L	L 0 L L	L 0 0 0	0 0 0 0
FM	L 0 0 L	L 0 0 0	L 0 0 L	L 0 0 L	L 0 0 0

Die Umschaltung der Korrekturwerte erfolgt durch das Signal FM und die Gatter N7, N8 und N9. Mit einem Schalter kann die Korrektur abgeschaltet werden, so daß in diesem Fall die Oszillatorfrequenz direkt angezeigt wird.

Der Inhalt der Zähler wird mit den Sieben-Segment-Dekodern SN7447N (IC2 bis IC6) dekodiert und mit den Halbleiter-Anzeigeeinheiten DIS10/1 bis DIS10/5 angezeigt. Über die Inverter N1 bis N5 wird während des Zählvorganges durch das Signal 'Blanking' die Anzeige abgeschaltet, um ein Flackern der Zahlen zu vermeiden. Bei FM-Betrieb wird über den Inverter N10 der Dekoder IC2 ständig abgeschaltet, da in diesem Fall die 10 kHz-Stelle nicht angezeigt werden soll.

Der AM-Bereich reicht von 150 kHz bis ca. 30 MHz. Da die Anzeige grundsätzlich in MHz erfolgt (mit 2 Stellen vor dem Dezimalpunkt und 3 Stellen dahinter), würde z.B. bei einer Eingangsfrequenz von 150 kHz der angezeigte Wert 00.150 MHz lauten. Da die Nullen vor dem Komma die Ablesung unnötig erschweren, werden diese automatisch durch eine in den Dekodern enthaltene Logik ausgeblendet, so daß anstatt der Zahl 00.150 MHz nur der Wert .150 MHz angezeigt wird oder bei einer Empfangsfrequenz von 1300 kHz die Zahl 1.300 MHz erscheint. Ebenso wird bei eingeschaltetem UKW-Bereich bei Frequenzen kleiner 100 MHz die Null in der ersten Stelle ausgeblendet.

Verstärker, Impulsformer und Vorteiler

Die beschriebene digitale Frequenzanzeige wurde an einem serienmäßig gefertigten Rundfunkgerät (Fabrikat Grundig, Typ

RTV 650) erprobt. Da auf Grund der Bauweise der heutigen Rundfunkempfänger (hohe Packungsdichte und ausschließliche Verwendung von gedruckten Schaltungen) nachträgliche Schaltungsänderungen praktisch unmöglich sind, mußten verhältnismäßig aufwendige Verstärker den digitalen Teilerstufen vorgeschaltet werden, um die für die Flip-Flops benötigte Steuerspannung zu erreichen. Wird bei der Entwicklung des Empfängers eine digitale Frequenzanzeige mit eingeplant, können an dieser Stelle erheblich einfachere Schaltungen verwendet werden. Bild 2.48 zeigt den AM- und FM-Oszillator mit den zusätzlich eingebauten Widerständen und Kondensatoren R1, R2 und C1.

Die vom AM-Oszillator kommende HF-Span-

48

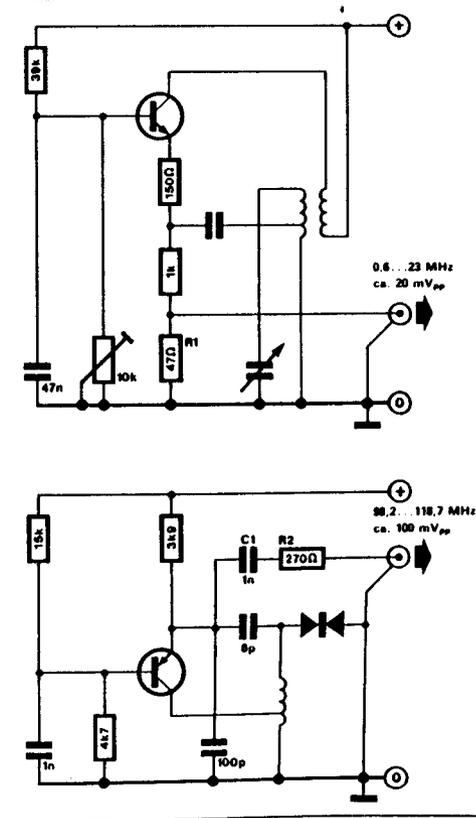


Bild 2.48. Vereinfachtes Schaltbild der Oszillatoren und Auskopplung der HF-Signale

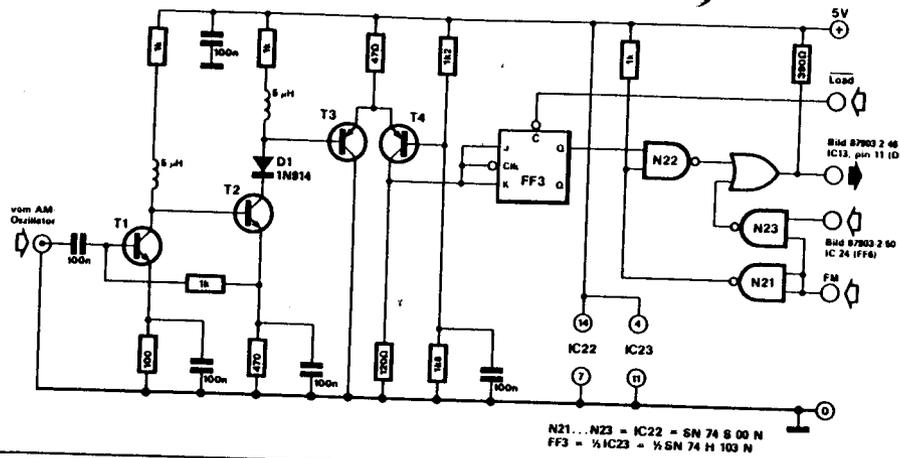
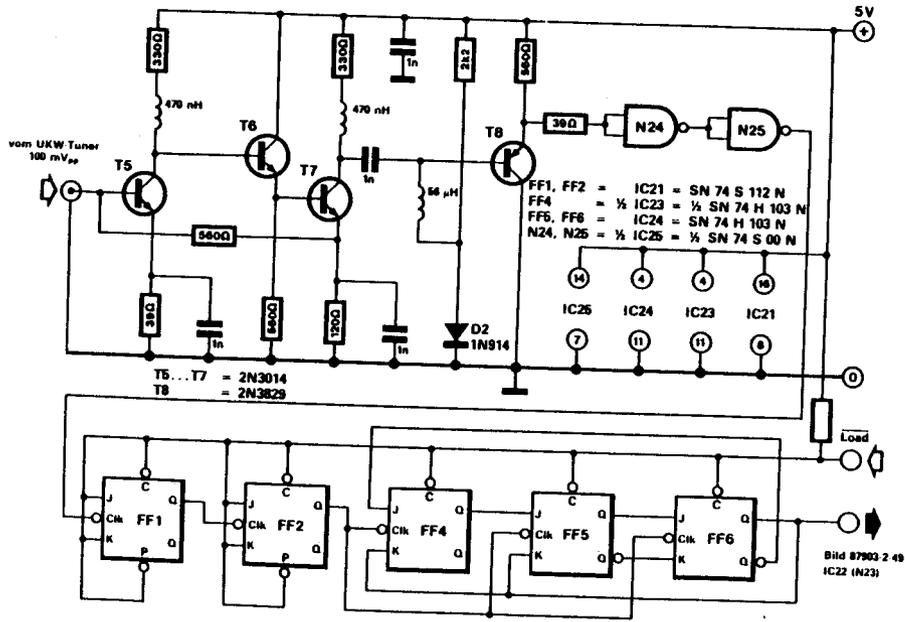


Bild 2.49. Verstärker, Impulsformer und Teiler 2:1 für AM

Bild 2.50. Verstärker, Impulsformer und Teiler 20:1 für FM



nung wird mit der aus den Transistoren T1 und T2 (Bild 2.49) bestehenden Verstärker, der für hohe Frequenzen durch Induktivitäten kompensiert ist, ungefähr 150-fach verstärkt. Der Differenzverstärker T3 und T4 wird kräftig übersteuert und liefert daher an seinem Ausgang Impulse mit einer Amplitude von $3V_{pp}$ und einer Flankensteilheit von ca. 10 ns, so daß dieses Signal direkt das nachgeschaltete Flip-Flop FF3 triggern kann. Über den von dem Signal 'FM' angesteuerten Umschalter N21, N22, N23 gelangt dann die zu messende Frequenz zum Schaltkreis IC13 (Teiler 5:1), so daß sich in den AM-Bereichen eine gesamte Vorteilung von 10:1 ergibt. Die vom UKW-Tuner kommende HF-Spannung wird in einem 4-stufigen Breitbandverstärker T5 bis T8 (Bild 2.50) etwa 20-fach verstärkt. Auch dieser Verstärker ist für hohe Frequenzen mit Induktivitäten kompensiert. Zusätzlich sind noch die Emitterfolger T6 und T8 eingefügt, um die Belastung durch die nachfolgenden Stufen gering zu halten. In den Gattern N24, N25 wird das Signal noch etwas weiter verstärkt und gleichzeitig so geformt,

daß das nachfolgende Flip-Flop dadurch einwandfrei getriggert wird. In dem zweistufigen Teiler (FF1, FF2) wird die Oszillatorfrequenz im Verhältnis 4:1 geteilt und in dem nachfolgenden 3-stufigen Teiler (FF4... FF6) noch einmal im Verhältnis 5:1. Zusammen mit dem Schaltkreis IC13 ergibt sich dann ein Teilungsverhältnis von $4:1 \times 5:1 \times 5:1 = 100:1$. Der Aufbau der Hochfrequenzverstärker in Bild 2.49 und 2.50 und des Verteilers (FF1, FF2) muß sehr sorgfältig erfolgen, um Schwingneigungen und schaltungsinterne Störungen so gering wie möglich zu halten. Aus diesem Grunde wird die eine Seite der gedruckten Schaltung als durchgehende Maßebene (Ground Plane) ausgeführt, auf der alle Masseanschlüsse auf kürzestem Wege geerdet werden. Die niederinduktive Masseverbindungen und keramische Abblockkondensatoren in der Versorgungsspannung sorgen dann für eine ausreichende Entkopplung der einzelnen Stufen.

Quelle: Applikationsbericht EB 51 A von Texas Instruments

2.17 Elektronisches Zählwerk für Tonbandgeräte

Das elektronische Zählwerk arbeitet nach dem richtungsabhängigen Lichtschrankenprinzip. Auf einer rotierenden Welle, die vom vorbeilaufendem Band angetrieben wird, werden im gleichmäßigen Abstand lichtabhängige Segmente angebracht. Bei einigen Tonbandgeräten ist eine solche Mitnehmerwelle bereits vorhanden (sie soll u.a. Bandschwingungen dämpfen). Ansonsten muß eine solche Welle an geeigneter Stelle in die Bandführung integriert werden. Es ist gleichgültig, ob diese Segmente die Lichtschranke einschalten oder unterbechen. Die Fototransistoren werden versetzt angeordnet, damit die Segmente auf der rotierenden Masse die Fototransistoren folgerichtig schalten. Durch die Lichtschranken-anordnung an der Mitnehmerwelle wird linear zum vorbeilaufenden Band gezählt. Das Auflösungsvermögen, welches von der Anzahl der Segmente abhängig ist, kann auf 1 cm Band-

länge dimensioniert werden. Bei ca. 1000 m Bandlänge ist der Zähler mit 5 Dekaden auszuliegen. Er zählt hierbei bis 99999 cm Bandlänge. Beim Bandauflegen wird der Zähler durch Knopfdruck auf Null gesetzt. Es leuchtet die letzte Stelle mit Null, die übrigen Dekaden sind abgeschaltet. Wird ein volles Band zum Rücklaufen aufgelegt, dann springt der Zähler von Null auf 99999 cm Bandlänge und zählt rückwärts. Die von Null aus rückwärts aufgewickelte Bandlänge wird errechnet:
 $100000 - \text{angezeigter Wert} = \text{rückwärts aufgewickelte Bandlänge}$
 Vorteile des elektronischen Zählers gegenüber dem mechanischen Zähler sind:
 1) Lineare Zählung zum vorbeilaufenden Band (in cm eichbar).
 2) Nullstellung nur durch Knopfdruck.

beliebige Wahl von Rx an jeden Motor anzupassen.

$$R_x \text{ ist dann } \frac{R_2 \cdot R_1}{R_M}$$

In der Praxis kompensiert man die Schaltung leicht unter durch ca. 5 bis 10 %iges Erhöhen von Rx gegenüber dem errechneten Wert, um Regelschwingungen zu vermeiden, da RM sich zumeist temperaturabhängig ändert (Bild 3.21).

Motor-Drehzahlregelung für Netzbetrieb
Der am Netz zu betreibende Phasenanschnitt-Steuereinbauelement kann direkt einen Thyristor oder einen Triac ansteuern. Bild 3.22 zeigt ein Schaltungsbeispiel für einen Gleichstrommotor, Bild 3.23 für einen Allstrommotor. Die Drehzahlregelung erfolgt für beide Schaltungen über eine Tachoschleife.

Quelle: Applikationsbericht 2 von SGS-Ates

3.6 IR-Fernsteuern mit den CMOS-Bausteinen SLB 3801 und SLB 3802

Infrarotstrahlung hat aufgrund ihrer deutlichen Vorteile Ultraschall als Übertragungsmedium für Fernbedienungen weitgehend abgelöst und neue Anwendungsgebiete erschlossen. Wegen der höheren Ausbreitungsgeschwindigkeit der Infrarotstrahlung treten keine Störungen durch Interferenzen, Raumreflexionen und Dopplereffekt auf. Auch Klirgeräusche verursachen keine Beeinträchtigung. Zwar kann sich durch eine hohe Beleuchtungsstärke am Empfangsort die Reichweite der Übertragung verringern, jedoch gewährleistet die Anwendung der Pulscode-Modulation eine hohe Störsicherheit, so daß keine Fehlfunktionen ausgelöst werden.

Infrarotstrahlung unterliegt im allgemeinen den gleichen Ausbreitungsbedingungen wie sichtbares Licht. Mit optischen Mitteln (Reflektoren, Sammellinse) kann das Signal gebündelt werden, um gerichtete Übertragung mit großer Reichweite zu erzielen. In geschlossenen Räumen findet die nicht richtungsgebundene diffuse Abstrahlung Verwendung. So ermöglicht die Ausnützung von Wandreflexionen auch dann eine Signalübertragung, wenn der Sender den Empfänger nicht direkt bestrahlt.

Wesentliche Merkmale des Fernsteuersystems sind:

- Hohe Ansprechsicherheit durch Pulscode-Modulation im Biphasen-Format; d.h. keine von einer Störung ausgelöste Schaltheandlung oder Nachbarkanal-Übersprechen bis jetzt bekannt,
- geringe Stromaufnahme: lange Batterielebensdauer beim Sender; Stromversorgung des Empfängers kapazitiv direkt aus dem Lichtnetz oder aus einer Batterie möglich,

- 8 Empfänger mit je 8 Schaltausgängen (8 Kanälen) können durch Adressierung (Pinprogrammierung) voneinander getrennt betrieben werden,
- mitintegrierter geregelter Vorverstärker im Empfängerbauelement,
- minimaler externer Bauelementaufwand,
- Arbeitstakt für Sender und Empfänger mit preiswerten Keramikschnwingern oder durch externen Takt.

Sender SLB 3801

Der CMOS-Senderbauelement SLB 3801 wandelt die über eine Tastaturmatrix durch Drücken einer Taste eingegebenen Befehle in ein 8 bit breites serielles Telegramm um.

Der Bauelement hat sechs Anschlüsse (x, y) für eine Tastaturmatrix mit vier Reihen und zwei Spalten (siehe Bild 3.24). Zur Eingabe eines Befehls wird mittels einer Taste ein Reihenausgang mit einem Spalteneingang verbunden (4 x 2 Kreuzpunkte: 8 Tasten, 8 zugeordnete Kanäle).

Der Zustand der Tastaturmatrix (ein oder mehrere Kontakte geschlossen oder geöffnet) wird im Zeitmultiplexverfahren zyklisch abgefragt. Zur Adressierung hat der SLB 3801 drei Codiereingänge, mit denen acht verschiedene Adressen eingestellt werden können. Dazu werden diese Eingänge wahlweise auf + U_s gelegt bzw. offengelassen. Alle Codiereingänge

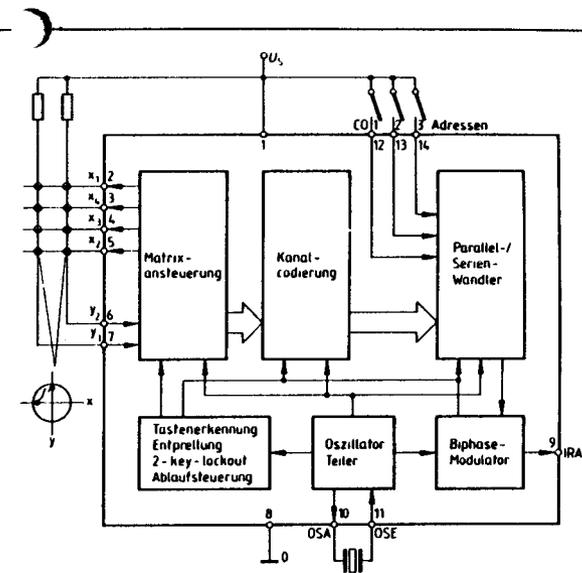


Bild 3.24. Blockschaltbild des Senders SLB3801

ge sind intern über einen Hochohmwiderstand (etwa 2 MΩ) nach 0 V gelegt. Beim Drücken einer Taste wird die Versorgungsspannung eingeschaltet, der Oszillator gestartet (bzw. ein externer Takt freigegeben) und nach etwa 20 ms Prellunterdrückung wird fortlaufend (Wiederholfrequenz etwa 100 Hz)

ein der entsprechenden Taste zugeordnetes, biphasencodiertes Starttelegramm mit 8 bit erzeugt (Bild 3.25).

Die Information (Empfängeradresse + Kanal) wird auf eine 25-kHz-Trägerfrequenz aufmoduliert.

Beim Loslassen der Taste generiert der Sender ein Stopptelegramm, das sich in einem Bit vom zugehörigen Starttelegramm unterscheidet. Nach Absenden des Stopptelegramms wird nach einer Nachlaufzeit von etwa 50 ms die Versorgungsspannung intern abgeschaltet, und der Bauelement geht in Standby-Betrieb.

Werden zwei oder mehr Tasten gleichzeitig gedrückt, so wird die im Abfragezyklus zuerst erkannte x-y-Verbindung ausgewertet. Ein weiterer Kanal kann erst aktiviert werden, wenn dieser erste Kontakt wieder geöffnet ist (elektronischer 2-key-lockout).

Bei Anschluß der Versorgungsspannung an den Bauelement setzt sich dieser selbst zurück und geht in Standby-Betrieb (Power-on-Reset).

IR-Senderschaltung

Bild 3.26 zeigt die Schaltung des Handsenders für acht Kanäle. Im Standby-Betrieb beträgt die Stromaufnahme einschließlich des Kondensator-Leckstromes typisch 150 nA. Über den Treibertransistor T1 wird die Basis der zwei

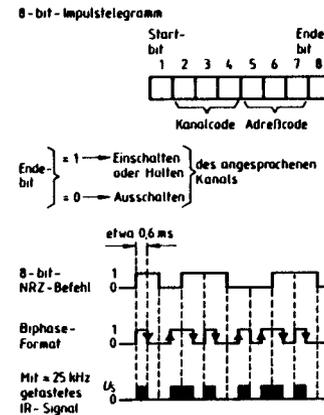
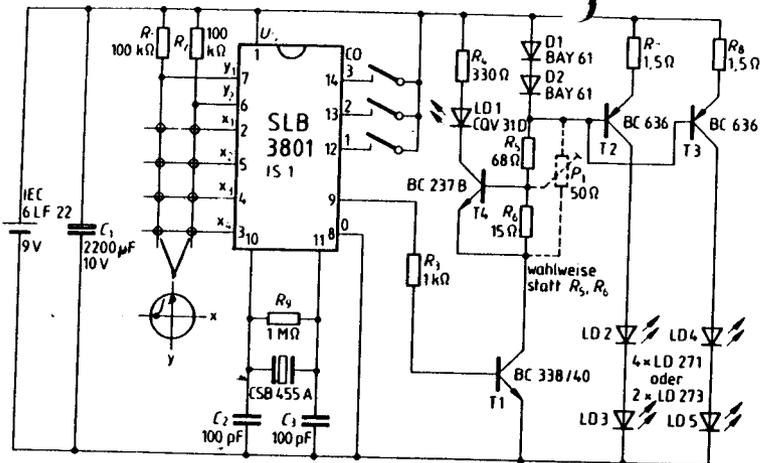


Bild 3.25. Format und Code der gesendeten Information



Stromversorgung	9-V-Blockbatterie
	IEC 6F 22
Betriebsstrom	I_s 100 mA
Ruhestrom	I_o 150 nA
Reichweite in optischer Achse bei 500 lx Umlicht (Empfänger ohne Linse)	R 20 m
Abstrahlwinkel	φ \pm 35°

Endstufentransistoren T2 und T3 mit nahezu konstanter Amplitude angesteuert. Sie bilden mit ihren Emitter-Widerständen zwei Quasi-Konstantstromquellen und arbeiten auf die beiden in ihrem jeweiligen Kollektorstromkreis in Reihe geschalteten Sendedioden. Bei neuer Batterie fließt in jedem Zweig ein Dioden-Spitzenstrom von 800 mA. Verringert sich die Batteriespannung auf die Hälfte, dann geht der Strom um etwa 30% zurück.

Zur Batterie- und Betriebskontrolle dient eine über den Transistor T4 angesteuerte Leuchtdiode. Sie zeigt an, ob gesendet wird, solange die Spannung der belasteten Batterie 5 V nicht unterschreitet. In der vorliegenden Schaltungsausführung mit dem Spannungsteiler R_5 und R_6 kann die Streuung der Basis-Emitter-Spannung von T4 zu einem Abschaltbereich der LED von 4,5 bis

Bild 3.26. Handsenderschaltung mit 4 IR-LEDs und Batteriekontrolle

5,5 V führen. Deshalb ist für eine genauere Abschaltspannung die Variante mit dem 50- Ω -Potentiometer und das Abgleichen auf 5 V vorzusehen.

Empfänger SLB 3802

Im CMOS-Empfängerbaustein SLB 3802 befindet sich ein geregelter Vorverstärker (AGC-Amplifier) zur Anhebung des von der Empfangsdiode kommenden Fotostroms mit sehr unterschiedlicher Signalamplitude an den internen Logikpegel. Damit ist sowohl hohe Empfindlichkeit als auch Übersteuerungsfestigkeit gewährleistet. Die Regelzeitkonstante wird durch ein externes RC-Glied bestimmt (Bild 3.27).

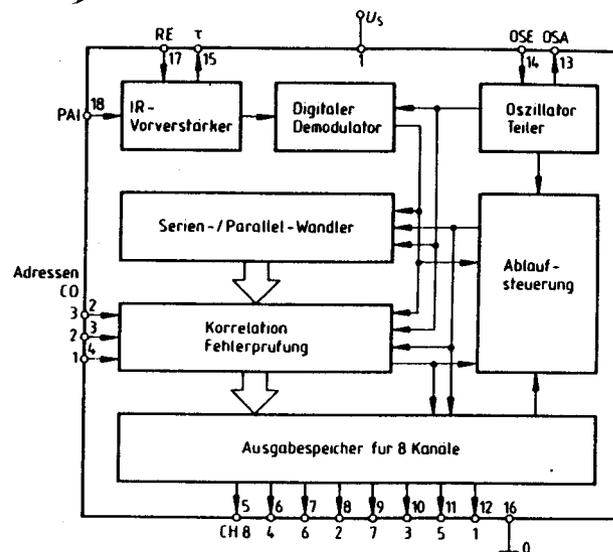


Bild 3.27. Blockschaltbild des Empfängers SLB8032

Das getriggerte Biphase-Signal wird digital demoduliert, wobei die verwendete Demodulatorschaltung ein unvollständig übertragenes Telegramm in gewissem Rahmen regeneriert. Aus den Biphase-Flanken eines empfangenen Telegramms werden Schieberegister erzeugt, mit denen das Telegramm in ein Schieberegister eingelesen und gespeichert werden kann. Während des Einlesens wird das gesamte Telegramm Fehlerprüfungen hinsichtlich Startbit, Format, Länge, Frequenz usw. unterzogen. Durch die bitweise Überprüfung des Code-Bildungsgesetzes für den Biphase-Code erreicht der Empfänger eine außerordentlich hohe Ansprechbarkeit gegenüber Störungen und Nachbarkanal-Übersprechen. Bei $6,25 \cdot 10^6$ gesendeten Telegrammen auf einem stark gestörten Kanal konnte kein fälschliches Ansprechen eines Nachbarkanals gemessen werden. Die Ansprechwahrscheinlichkeit für eine Fehlantwort liegt damit sicher unter $1,6 \cdot 10^{-7}$.

Bei einem fehlerfrei übertragenen Telegramm wird zunächst die Adreßcodierung geprüft. Stimmt diese mit der Bausteincodierung über-

ein, so wird der dem Kanalcode des Telegramms zugeordnete Ausgang auf High gesetzt. Der Ausgang wird rückgesetzt, wenn das achte Telegrammbit eine 0 ist (Stopbit), oder wenn innerhalb der Übertragungszeit von zwei Telegrammen keine gültige Auswertung möglich war, z.B. weil keine Telegramme mehr empfangen wurden (Bild 3.28).

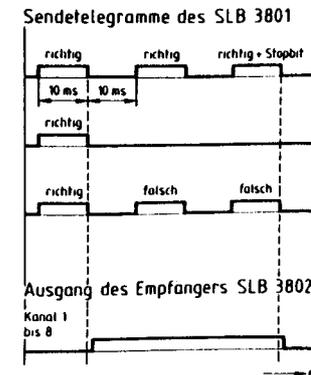


Bild 3.28. Ansprechverhalten des Empfängers SLB3802

Zur Adreßzuweisung wird der Empfängerbaustein über seine drei Codiereingänge in gleicher Weise programmiert wie der zugeordnete Senderbaustein. Die Grundtaktfrequenz erzeugt, wie beim Senderbaustein SLB 3801, ein Oszillator mit Keramikschwinger. In jedem Fall ist darauf zu achten, daß die Frequenzabweichung zwischen Sender und Empfänger $\pm 5\%$ nicht übersteigt.

IR-Empfängerschaltung (Bild 3.29)

Zur Außenbeschaltung des Empfängerbausteins SLB 3802 gehört neben der Oszillatorbeschaltung eine selektive Vorstufe mit einem Parallelschwingkreis und einem Transistor so-

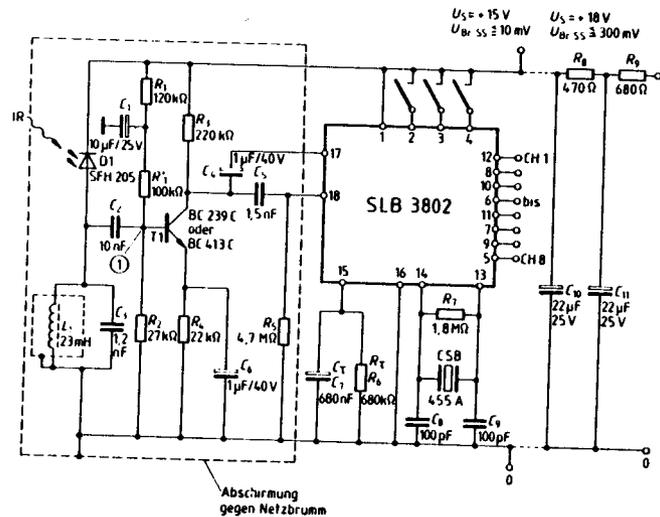
wie ein RC-glied zur Einstellung der Auf- und Abregelzeitkonstanten des internen Vorverstärkers.

Vorstufe

Die Fotodiode SFH 205 arbeitet auf einem Parallelschwingkreis, der auf 25 kHz abgestimmt ist. Für Diodenströme, die durch Gleichlicht (Tageslicht, Raumbeleuchtung) hervorgerufen werden, wirkt der Schwingkreis als Saugkreis, der den Gleichstrom ableitet. Um Signalverzerrungen durch ein zu langsames Anschwing- bzw. Abklingverhalten des Schwingkreises zu vermeiden, beträgt die Lastgüte Q_L nur 6 bei einer Bandbreite $B = 9$ kHz. Der Transistor BC 239C ist ein rauscharmer Typ mit hoher Stromverstärkung. Mit einem Kollektor-Ruhestrom von $I_c = 50 \mu A$ arbeitet

Bild 3.29. Empfänger-Grundschiung mit bipolarer Vorstufe

29



Betriebsspannung ¹⁾	U_S	18/15 V
Brummspannung, Spitze-Spitze	U_{Br}	300 mV
Stromaufnahme bei $U_S = 15$ V, Ausgänge unbeschaltet	I_S	1,3 mA
H-Ausgangsspannung ²⁾ bei $I_Q = 1$ mA	U_{QH}	$U_S - 3$ V
Einschaltverzögerung	t_D	13 ms
Adressierung		A bis H (8)

¹⁾ 18 V mit, 15 V ohne Siebglieder

²⁾ gemessen bei $U_S = 15$ V ohne Doppel-Siebglieder in Bild 3.29

er im Rauschmir. Die Spannungsverstärkung der Stufe beträgt $V_U = 130$ (42 dB). Über C_S wird das Signal an den internen Vorverstärker ausgekoppelt.

Interner Vorverstärker und Regelung

Der interne Vorverstärker (Bild 3.30) besteht aus zwei kapazitiv gekoppelten Vorstufen, einem Regelzweig und einem Signalzweig. Die automatische Verstärkungsregelung greift an der externen Vorstufe ein, indem ihrem Kollektorwiderstand ein vom Eingangssignal gesteuerter Kanalwiderstand eines n-Kanal-FET parallelgeschaltet wird.

Zunächst verstärkt die interne Vorstufe um $V_{12} = 70$ dB. Überschreitet das Signal am Punkt 2 3 V (Spitze-Spitze) und damit die Schwellenwert des im Signalzweig folgenden Schmitt-Triggers, so wird es weiter verstärkt und gelangt an den digitalen Demodulator.

Bild 3.31 zeigt die Verstärkung V_{12} der Vorstufe über der Frequenz (Kurve a). Zusammen mit der externen Vorstufe ergibt sich eine Maximalverstärkung von über 110 dB. Kurve b stellt das Eigenrauschen der internen Vorstufe bezogen auf die jeweilige Signalamplitude dar. Der Signal-Rauschabstand beträgt im Nutzfrequenzbereich 80 dB. Zwischen 20 kHz und 30 kHz liegt die äquivalente Rauschspannung bei $1 \mu V$.

Der im Regelzweig liegende Schmitt-Trigger hat eine Ansprechschwelle von 5 V, so daß die

Regelung erst ab einer Eingangssignalamplitude von 2 mV zu arbeiten beginnt. Dadurch wird vermieden, daß die Regelung bereits durch das Gleichlichtrauschen der Fotodiode anspricht. Außerdem wird die Signalamplitude erst dann abgeregelt, wenn sie bereits sicher über den erforderlichen 3 V im Signalzweig liegt. Der dem Schmitt-Trigger nachgeschaltete Inverter steuert einen p-Kanal-Transistor an,

31

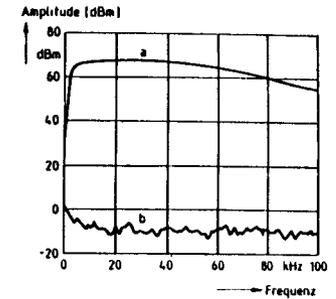
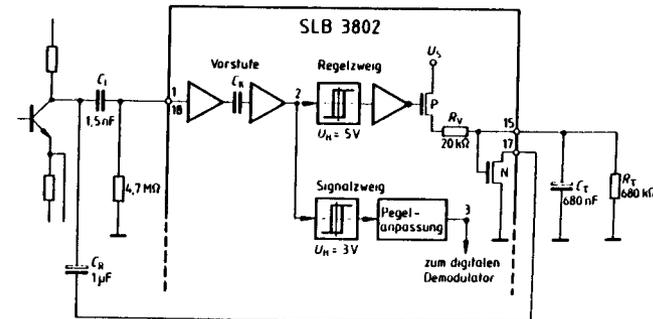


Bild 3.31. Frequenzgang der internen Vorstufe des Empfängers SLB8032.

a) Signalverstärkung V_{12} der Schaltung 30
b) Eigenrauschen der Vorstufe an Punkt 2 (Bild 30) bezogen auf die Signalamplitude

Bild 3.30. Prinzipschiung des internen Vorverstärkers im Empfänger und Verstärkungsregelung der Vorstufe aus Bild 29

30



87903-3-30

