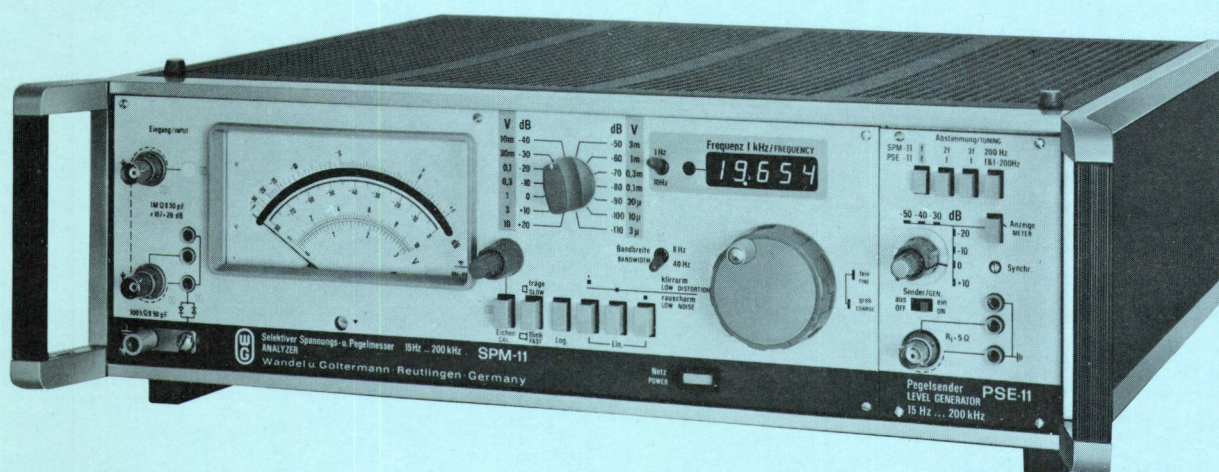


Serviceanleitung



Selektiver Pegelmessers

SPM-11

und Klirranalysator für den Frequenzbereich 15 Hz bis 200 kHz

Anschriften

Stammhaus

Mühleweg 5
D-7412 Eningen u.A. bei Reutlingen

Postanschrift
Wandel & Goltermann GmbH & Co
Postfach 45
D-7412 Eningen u.A.
Tel. (0 71 21) 8 91-1
Telex 0729 833 wug d
FAX (0 71 21) 8 84 04

Verkauf in der Bundesrepublik Deutschland

Technische Büros

Düsseldorf

Wandel & Goltermann GmbH & Co.
Technisches Büro Düsseldorf
Goldberger Straße 112
4020 Mettmann
Tel. (0 21 04) 2 50 61
tlx. 08581 117 wgdu d

Hamburg

Wandel & Goltermann GmbH & Co.
Technisches Büro Hamburg
Moltkestraße 50b
2000 Hamburg 20
Tel. (0 40) 4 20 28 28, 4 20 28 29
tlx. 214 442 wgham d

München

Wandel & Goltermann GmbH & Co.
Technisches Büro München
Josef-Retzer-Straße 57
8000 München 60
Tel. (0 89) 835050, 835059
tlx. 05 212 916 wugm d

Süd

Wandel & Goltermann GmbH & Co.
Technisches Büro Süd
Postfach 45
Mühleweg 5
7412 Eningen u.A.
Tel. (0 71 21) 89 15 10
tlx. 729833 wug d
FAX (0 71 21) 8 84 04

Berlin (West)

Wandel & Goltermann GmbH & Co.
Technisches Büro Berlin
Leberstraße 63
1000 Berlin 62
Tel. (0 30) 7 81 20 21
tlx. 01 85 544 wgbln d

Behörden

Wandel & Goltermann GmbH & Co
Vertrieb Behörden
Postfach 45
Mühleweg 5
7412 Eningen u.A.
Tel. (0 71 21) 89 15 18
tlx. 729 833 wug d

Internationale Projekte

Wandel & Goltermann GmbH & Co
Vertrieb Internationale Projekte
Goldberger Straße 112
4020 Mettmann
Tel. (0 21 04) 2 50 61
tlx. 8 581 117 wgdu d



SELEKTIVER PEGELMESSER SPM-11
und Klirranalysator für den
Frequenzbereich 15 Hz bis 200 kHz
Serviceanleitung BN 604, Serie B...

Best.-Nr. BN 0604/00.81
Ausgabe 3270/4.85 (ersetzt 2473)

I.5.78 Zi/Ar
0.15.4.85

Anderungen vorbehalten
Printed in the Federal Republic of Germany

Wandel & Goltermann

Elektronische Meßtechnik

INHALT

7.	FUNKTIONSBESCHREIBUNG DES EMPFÄNGERS SPM-11	7-1
7.1.	Funktionsbeschreibung des Gesamtgeräts SPM-11	7-1
7.1.1.	Die wichtigsten Eigenschaften	7-1
7.1.1.1.	Frequenz	7-1
7.1.1.2.	Messbereiche	7-2
7.1.1.3.	Eichen	7-2
7.1.1.4.	Messeingänge	7-2
7.1.1.5.	Selektion	7-2
7.1.1.6.	Rauschen und Klirren	7-3
7.1.1.7.	Fremdabstimmung und Fernsteuerung	7-4
7.1.2.	Das Konzept der Frequenzumsetzung	7-4
7.1.3.	Beschreibung des Blockschaltplans	7-6
7.1.3.1.	Eingangsverstärker und Teiler	7-6
7.1.3.2.	Tiefpass	7-6
7.1.3.3.	Trennstufe und Mischer 1	7-6
7.1.3.4.	400 kHz - ZF - Verstärker	7-6
7.1.3.5.	Quarzfilter, Trennstufe und Tiefpass	7-7
7.1.3.6.	Mischer 2 und Verstärker	7-7
7.1.3.7.	ZF - Bandpässe	7-7
7.1.3.8.	200 Hz - ZF - Verstärker	7-7
7.1.3.9.	Gleichrichter, Logarithmierer und Tiefpass	7-7
7.1.3.10.	Phasenschieber und Eichbegrenzer	7-8
7.1.3.11.	Trägerfrequenzen	7-8
7.1.3.12.	Steuerschaltung	7-9
7.2.	Funktionsbeschreibung der einzelnen Schaltungen SPM-11	7-9
7.2.1.	Netzteil (Stromlaufplan ①)	7-9
7.2.2.	HF-Teil (Stromlaufplan ②)	7-11
7.2.2.1.	Eingansteiler (1), 40-dB-Teiler (2)	7-11
7.2.2.2.	Eingangsverstärker (3), 20-dB-Teiler (4)	7-11
7.2.2.3.	± 6 -dB-Verstärker (5)	7-14
7.2.2.4.	Tiefpass (6) und Trennstufe (7)	7-14
7.2.2.5.	Mischer (8)	7-14
7.2.2.6.	400 kHz - ZF - Verstärker (9)	7-15
7.2.2.7.	Quarzfilter mit Impedanzwandler (10)	7-15
7.2.2.8.	Tiefpass (11), 2.Mischer (12) und Verstärker (13)	7-17
7.2.2.9.	Eichbegrenzer (28) mit Schalter (29)	7-18
7.2.2.10.	Abstimmoszillator (40) und Teiler (39), (37)	7-19
7.2.2.11.	Umschaltung auf Fremdabstimmung (38), (41), (42)	7-19
7.2.2.12.	Trägerumschalter (27)	7-20
7.2.3.	NF - Teil	7-28
7.2.3.1.	ZF - Bandpässe (14), (15)	7-28
7.2.3.2.	Bandbreitenschalter (3)	7-30
7.2.3.3.	Phasenschieber (26)	7-30
7.2.3.4.	200 Hz - ZF - Verstärker (17), (18), (19)	7-31

7.2.3.5.	Gleichrichter (20)	7-32
7.2.3.6.	Logarithmierer (21)	7-33
7.2.3.7.	LIN/LOG - Schalter (23)	7-35
7.2.3.8.	Tiefpass (3)	7-35
7.2.4.	Steuerschaltung	7-36
7.2.5.	Zähler und Anzeigeschaltung (BN 604-E, 604-F)	7-37
7.2.5.1.	Zählerteil	7-37
7.2.5.2.	Digitalfehlerunterdrückung.	7-39
7.2.5.3.	Zeitbasis.	7-40
7.2.6.	Fernsteuerzusatz	7-44

8. NACHPRÜFEN WICHTIGER TECHNISCHER DATEN DES SPM-11 8-1

8.1.	Frequenzanzeige	8-2
8.2.	Pegelanzeige	8-2
8.2.1.	Absolutpegel bei 0 dB/1 kHz	8-3
8.2.2.	Fehler des Messbereichsteilers.	8-4
8.2.3.	Frequenzgang	8-5
8.2.4.	Fehler der Instrumentenskalen	8-6
8.3.	Selektion.	8-7
8.4.	Eigenklirren	8-8
8.5.	Spiegelwellen-und ZF - Dämpfung	8-8
8.6.	Eigenrauschen	8-9

7.1. Funktionsbeschreibung des Gesamtgeräts SPM-11

7.1.1. Die wichtigsten Eigenschaften

7.1.1.1. Frequenz

Ohne Umschaltung durchstimmbarer Frequenzbereich von 0 bis 200 kHz, Messungen sind bis herab zu einigen Hz möglich (Bild 7-1).

Frequenzanzeige durch Zähler mit fünfstelliger Anzeige.

Auflösung mit Schalter von 10 Hz auf 1 Hz umschaltbar, Überlaufanzeige mit Leuchtdiode.

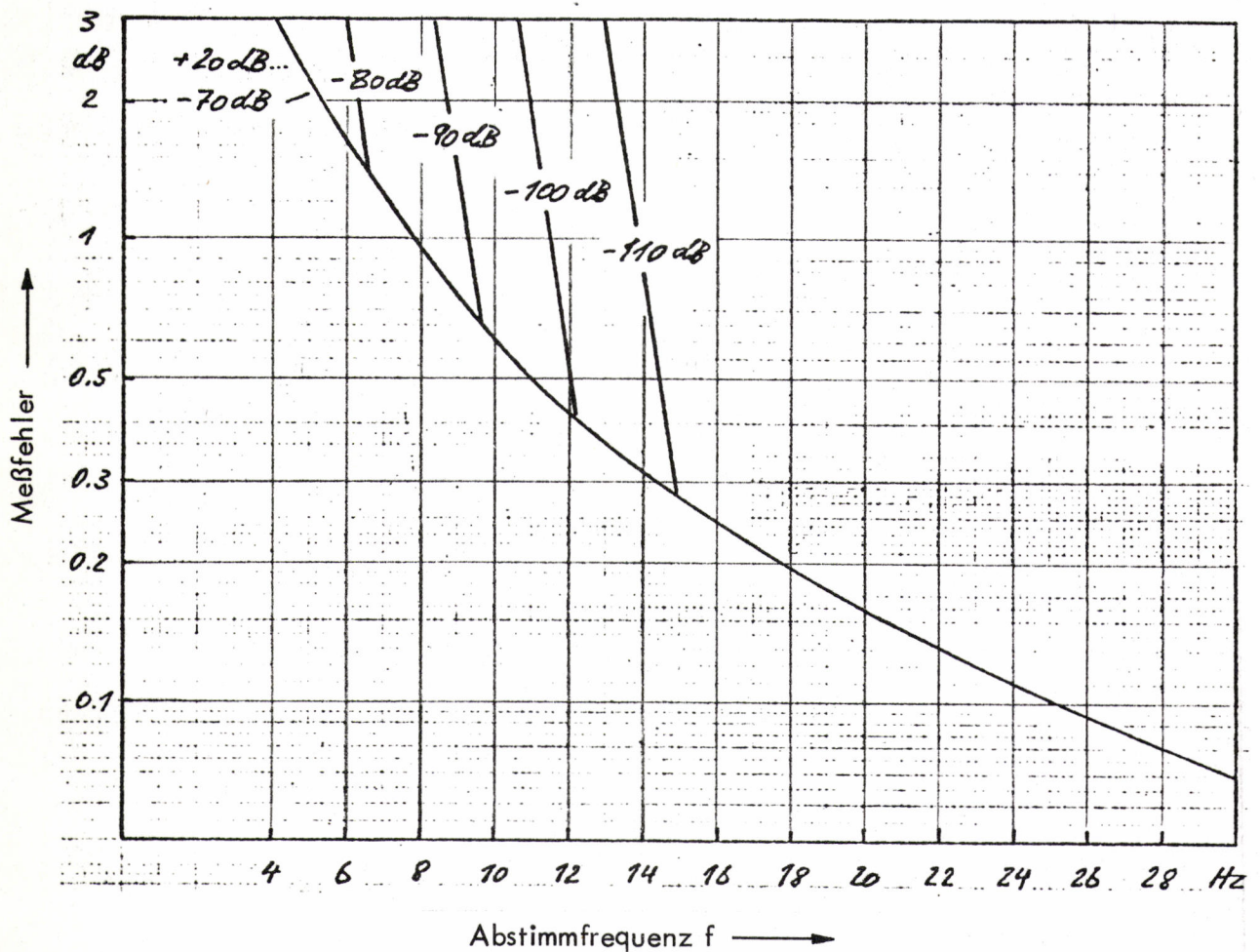


Bild 7-1 Fehlergrenzen der Pegelanzeige bei tiefen Frequenzen

Instrumentenanzeige : 0 dB, Messung rauscharm, Bandbreite : 8 Hz

7.1.1.2. Meßbereiche

Meßbereiche : - 110 dB (3 μ V) bis + 20 dB (10 V) in Stufen von 10 dB.

Wahlweise spannungslineare Anzeige (- 20 bis + 2 dB) und pegellineare Anzeige über Logarithmierer (- 80 bis 0 dB). Aussteuerung für spannungslinearen Skalenbereich in drei Stufen zwischen "klirrarm" und "rauscharm".

Max. mögliche Empfindlichkeitserhöhung bei

LIN I (klirrarm) : 60 dB

LIN II : 40 dB

LIN III (rauscharm): 0 dB

7.1.1.3. Eichen

Durch Drücken der Taste "EICHEN" wird Gerät automatisch auf 200 Hz abgestimmt. Die Einstellknöpfe dienen zum Eichen und zum Einstellen der Verstärkung im Bereich ± 6 dB.

7.1.1.4. Meßeingänge

Eingänge unsymmetrisch, jedoch vom Gehäuse isoliert. Meßerde ist aus Sicherheitsgründen über Dioden hoher Belastbarkeit mit dem Schutzleiter verbunden, Verbindung ist mit Schraubenzieher lösbar.

Kapazität zwischen Meßerde und Gehäuse bei aufgetrennter Verbindung : 2000 pF.

Eingang I : Uni 9 II TF-Buchse $R_i = 100 \text{ k}\Omega \parallel 50 \text{ pF}$.

Eingang II : Uni 9 $R_i = 1 \text{ M}\Omega \parallel 30 \text{ pF}$.

Geeignet für Tektronix-Tastkopf. Dämpfung von Eingang II gegenüber Eingang I : 20 dB.

7.1.1.5. Selektion

Bandbreiten : 8 Hz und 40 Hz

8-Hz-Filter hat bei 60 dB Dämpfung eine Bandbreite von ca. 40 Hz.

7.1.1.6. Rauschen und Klirren

Über das Eigenrauschen im empfindlichsten Bereich gibt Bild 7-2 Auskunft.

Das stark ansteigende Rauschen (Funkelrauschen) wird überwiegend durch die Feldeffekttransistoren des Eingangverstärkers verursacht.

Wenn die Schwankungen des niederfrequenten Rauschens stören oder Rauschspannungen gemessen werden sollen, kann die Taste "TRÄGE" gedrückt werden. Die Anzeigzeitkonstante wird dadurch auf 0,75 s erhöht.

Eigenklirrabstand im gesamten Frequenzbereich ≥ 80 dB, über 1 kHz typisch 90 dB.

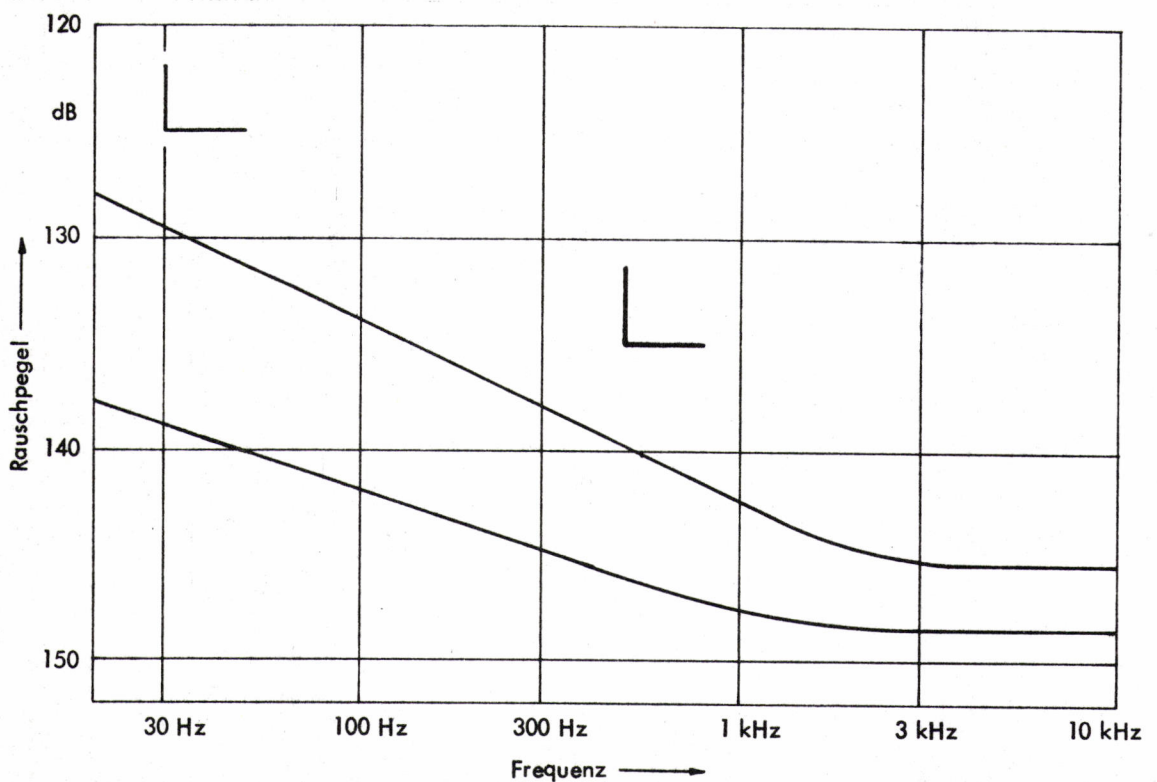


Bild 7-2 Rauschpegel, Garantiewerte und wahrscheinlicher Streubereich
 $B = 8$ Hz, $R_g = 1$ k Ω , Bereich : - 110 dB log, Gerät geeicht

7.1.1.7. Fremdadstimmung und Fernsteuerung

Gerät kann durch Trägerfrequenz zwischen 4 MHz und 6 MHz ferngesteuert werden.

Geeignete Steueroszillatoren :

OD-8, OD-4, OP-4

Automatische Umschaltung von Eigen- auf Fremdadstimmung bei einem Steuerpegel von ≥ -10 dB.

Die wichtigsten Funktionen (Meßbereiche, Aussteuerung :

klirrarms/rauscharm, Bandbreite, Umschaltung : messen/eichen) sind über 50 pol.

Amphenolbuchse fernsteuerbar.

7.1.2. Das Konzept der Frequenzumsetzung

Die Frequenz des Eingangssignals wird beim SPM-11 zweimal umgesetzt: zunächst auf $f_{Z1} = 400$ kHz und dann auf $f_{Z2} = 200$ Hz (Bild 7-3a).

Bei diesem Konzept kann bei bestimmten Werten von Eingangsfrequenz und Abstimmfrequenz statt der Zwischenfrequenz $f_{Z1} = 400$ kHz eine Spiegel-ZF von $f_{Z1}' = 400,4$ kHz entstehen, die von dem 2. Träger $f_{Z2} = 400,2$ kHz ebenfalls auf 200 Hz umgesetzt wird. Das ist immer dann der Fall, wenn die Summe oder Differenz von Abstimmfrequenz und Empfangsfrequenz genau 400 Hz beträgt, also bei

$$f_{\text{abstimm}} \pm f_{\text{empfang}} = 400 \text{ Hz}$$

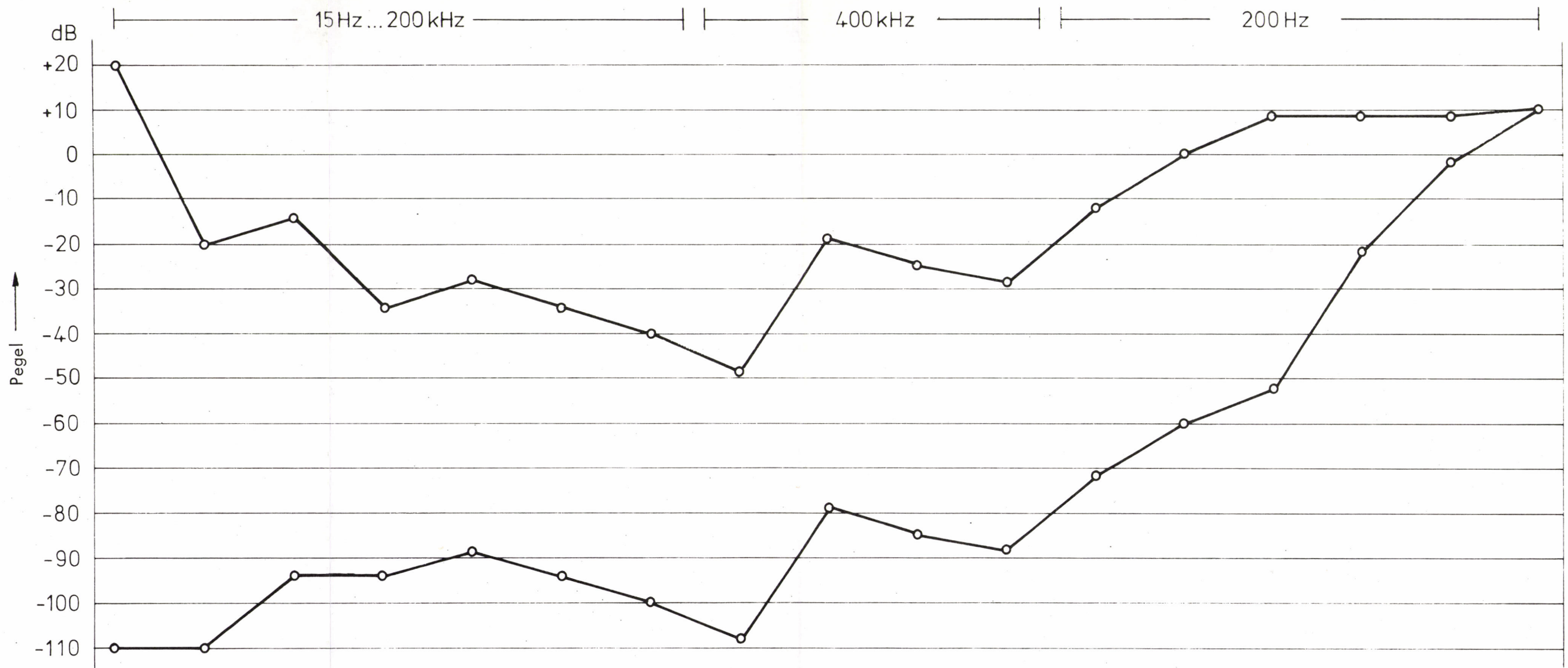
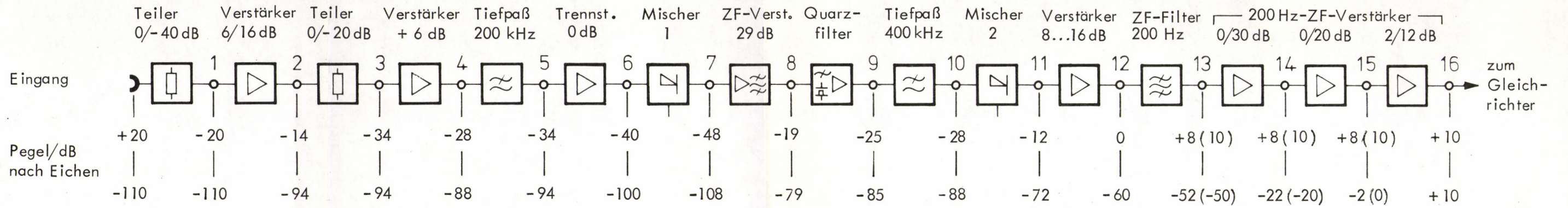
oder

$$f_{\text{abstimm}} = 400 \text{ Hz} \pm f_{\text{empfang}}$$

Die Bilder 7-3b und 7-3c zeigen das an einem Beispiel mit einer Eingangsfrequenz

$$f_e = 70 \text{ Hz.}$$

Ein aus zwei Quarzen bestehendes Zweikreisbandfilter hält die Spiegel-ZF vom Eingang des 2. Mischers fern. Es hat bei 400 kHz einen relativ breiten Durchlassbereich und bei 400,4 kHz einen Sperrpol, der die unerwünschte Spiegel-ZF wirkungsvoll dämpft.

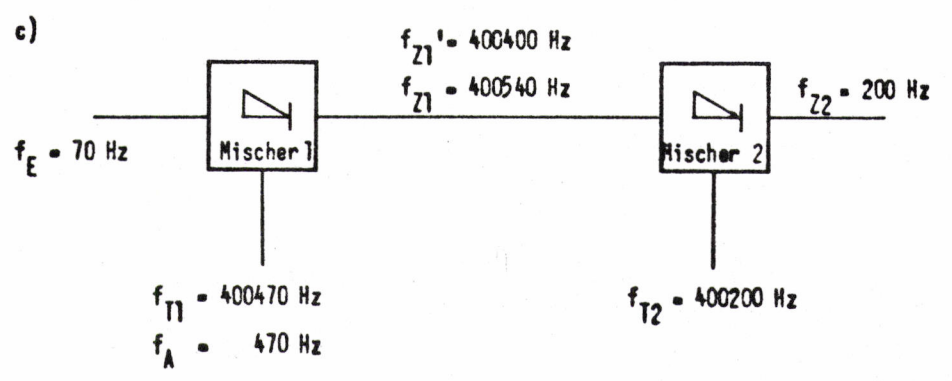
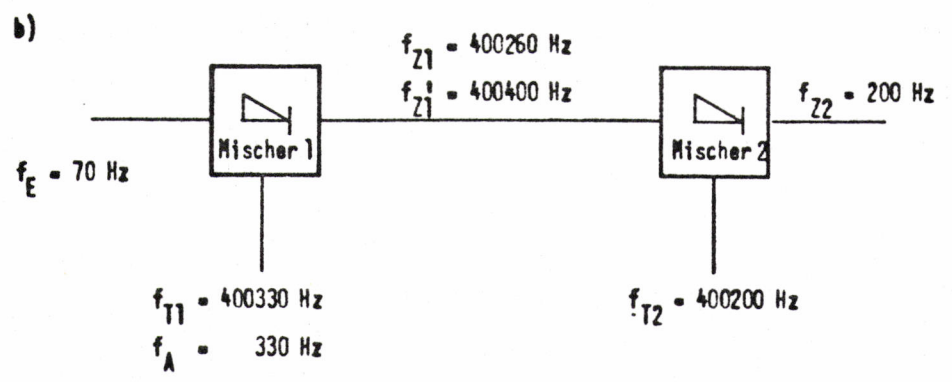
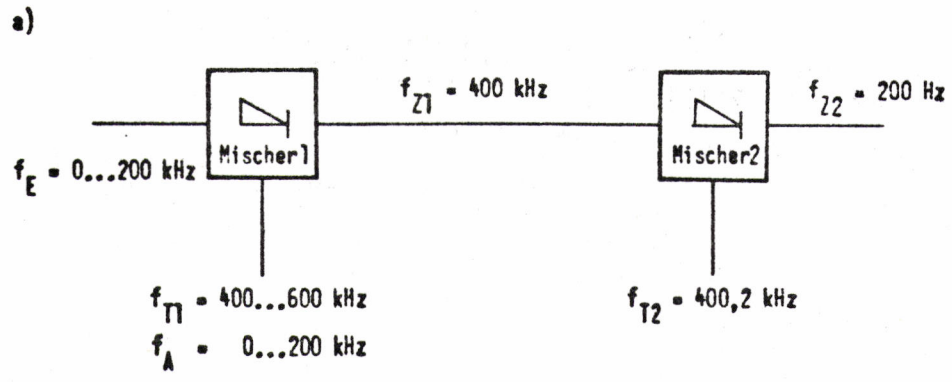


Meßstellen

1 R 205/R 206	7 g - k	13 B = 8 Hz: TP 308
2 TP 216	8 TP 206	B = 40 Hz: TP 309
3 TP 218 (a - b)	9 TP 210	14 TP 327
4 TP 217	10 R 2219/R 2220	15 TP 326
5 c - d	11 TP 220 (IC 216.13)	16 TP 316
6 e - f	12 TP 213	

Die angegebenen Pegel sind Spannungspegel ohne Berücksichtigung von Impedanzen:
0 dB $\hat{=}$ 0.775 V

Gültig ab Serie B. Werte in Klammern: Serie A



- f_A = Abstimmfrequenz
- f_E = Empfangsfrequenz
- f_T = Trägerfrequenz
- f_Z = Zwischenfrequenz (ZF)
- f_Z' = Spiegel-ZF

Bild 7-3 Konzept der Frequenzumsetzung

- a) Normalfall
- b) Entstehen der Spiegel-ZF : $f_A + f_E = 400 \text{ Hz}$
- c) wie b), jedoch : $f_A - f_E = 400 \text{ Hz}$

7.1.3. Beschreibung des Blockschaltplans

7.1.3.1. Eingangsverstärker und Teiler

Eingangsverstärker und Teiler sind so ausgelegt, daß - bezogen auf den Mischereingang - das Eingangssignal im empfindlichen Meßbereich um 10 dB verstärkt und im höchsten Bereich um 60 dB gedämpft wird. (Bild 7-4, Pegelplan). Auf den 40-dB-Eingangsteiler (2) folgt der Eingangsverstärker (3) mit einer von 6 dB auf 16 dB umschaltbaren Verstärkung. Er ist als direkt gekoppelter Differenzverstärker ausgeführt und stark gegengekoppelt.

Nach einem umschaltbaren Teiler (4) passiert das Signal einen von 0 bis 12 dB ($V = 1$ bis 4) einstellbaren Verstärker (5), mit dessen Hilfe der Zeiger des Meßinstruments nach Drücken der Taste "EICHEN" auf die 0-dB-Marke gestellt wird.

7.1.3.2. Tiefpaß

Der aus 3 1/2 Gliedern bestehende Tiefpaß (6), dessen Sperrbereich bei etwa 220 kHz beginnt, verhindert ZF-Empfang ($f = 400$ kHz) und Spiegelempfang ($f_e - f_{T1} = 800$ kHz...1 MHz)

7.1.3.3. Trennstufe und Mischer 1

Der Mischer (8) ist ein Doppelgegentaktmischer und besteht aus vier integrierten Dioden. Dadurch wird eine sehr geringe Temperaturabhängigkeit des Trägerrestpegels am Ausgang des Mixers erreicht.

Eine aus zwei Transistoren zusammengesetzte Trennstufe (7) mit der Verstärkung $V = 1$ bietet dem Mischer einen reellen Abschluß für die beiden Seitenbänder des umgesetzten Signals. Dadurch werden Einbrüche im Frequenzgang vermieden.

7.1.3.4. 400-kHz-ZF-Verstärker

Auf den Mischer folgt ein sehr rauscharmer selektiver Verstärker (9), der zusammen mit dem nachfolgenden Quarzfilter (10) die Harmonischen des Trägers und der umgesetzten Frequenz wirksam unterdrückt und vom Mischer 2 fernhält.

7.1.3.5. Quarzfilter, Trennstufe und Tiefpaß

Über die Wirkungsweise und den grundsätzlichen Aufbau des Quarzfilters (10) wurde bereits in Abschnitt 7.1.2. gesprochen. Der Tiefpaß (11) hat eine Grenzfrequenz von 400 kHz und unterdrückt besonders die Trägerharmonischen höherer Ordnung, die trotz der Selektion von (9) und (10) auf kapazitivem Wege an den Mischer 2 gelangen können.

7.1.3.6. Mischer 2 und Verstärker

Der Mischer (12) setzt die 1. Zwischenfrequenz von 400 kHz auf 200 Hz um. Er besteht aus einem Operationsverstärker und zwei Schalttransistoren, die mit einer Frequenz von 400,2 kHz die Polarität des Verstärkers umschalten. Der Verstärker (13) verstärkt das niederfrequente Signal auf $0 \text{ dB} \cong 0,775 \text{ V}$ und ermöglicht einen Ausgleich der Streuung der Verstärkungen aller davorliegenden Stufen.

7.1.3.7. ZF-Bandpässe

Die beiden Bandfilter (14)(15) bestehen aus aktiven RC-Resonanzkreisen, deren Mittenfrequenzen paarweise gegeneinander versetzt sind. Jeweils zwei Stufen bilden also ein Zweikreisbandfilter. Für das 8-Hz-Filter (14) sind drei und für das 40-Hz-Filter (15) zwei dieser Bandfilter hintereinandergeschaltet.

7.1.3.8. 200-Hz-ZF-Verstärker

Drei Operationsverstärker (17)(18)(19), deren Verstärkungsgrad durch je einen Schalttransistor in zwei Stufen umschaltbar ist, ersetzen den in Geräten mit höherer Zwischenfrequenz üblichen ZF-Teiler.

Verstärkungen von 0 dB bis 60 dB in 10-dB-Stufen sind vorgesehen.

7.1.3.9. Gleichrichter, Logarithmierer und Tiefpaß

Der Gleichrichter (20) ist ein aktiver Zweiweggleichrichter mit einer Dynamik von fast 90 dB. Er gibt einen Signalstrom an den Logarithmierer (21) ab, bei dem der logarithmische Zusammenhang zwischen der Basis-Emitterspannung und dem Kollektorstrom (bei auf 0 V gehaltener Kollektorspannung) eines Transistors ausgenutzt

wird. Der Temperaturgang wird durch einen zweiten Transistor und einen Kupferwiderstand kompensiert.

Für nichtlogarithmischen Betrieb setzt ein Operationsverstärker (22) den Ausgangsstrom des Gleichrichters in eine Spannung um.

Mit dem FET-Schalter (23) wird zwischen spannungslinärer (LIN) und pegellinärer (LOG) Anzeige umgeschaltet.

7.1.3.10. Phasenschieber und Eichbegrenzer

Nach Drücken der Taste "EICHEN" steuert die 2. Trägerfrequenz von 400,2 kHz beide Mischer, so daß die Ausgangsfrequenz des 2. Mixers (12) gleich der Eingangsfrequenz des 1. Mixers (8) ist. Der Ausgang des 8-Hz-Filters (14) wird über einen als Allpaß ausgeführten Phasenschieber (26) und einen Begrenzer (28) mit dem Eingang des Teilers (2) verbunden. Dadurch entsteht ein Oszillator, der mit der Mittenfrequenz (200 Hz) des 8-Hz-Filters schwingt. Mit dem Phasenschieber (26) kann die erforderliche Phasendrehung von 360° eingestellt werden.

Der Eichbegrenzer (28) liefert eine sehr genaue und temperaturstabile rechteckförmige Ausgangsspannung.

7.1.3.11. Trägerfrequenzen

Für die 1. Trägerfrequenz ist der von 8 bis 12 MHz durchstimmbare Oszillator (40) BN 640 vorgesehen, dessen Frequenz bis zum Mischer durch den Faktor 20 geteilt wird.

Bei Anschluß eines Senders zur Fremdadstimmung wird aus dessen Signal durch Gleichrichtung (41) eine Gleichspannung gewonnen, die den Schalter (38) auf den externen Oszillator umschaltet.

Die zweite Trägerfrequenz erzeugt ein temperaturstabilisierter Quarzoszillator (33) mit einer Frequenz $f = 8,004$ MHz. Auch diese Frequenz wird zunächst durch den Faktor 20 geteilt und dann dem 2. Mischer zugeführt.

Der Zähler (36) mißt fortlaufend die um den Faktor zehn höhere Trägerfrequenz für den 1. Mischer. Das Ergebnis wird derart korrigiert, daß von der Anzeige (35) die

Abstimmfrequenz mit sehr geringem Fehler abgelesen werden kann. Eine spezielle Schaltung verhindert ein dauerndes Hin- und Herspringen der letzten angezeigten Stelle zwischen zwei Ziffern.

7.1.3.12. Steuerschaltung

Bis auf die Relais am Eingang werden sämtliche Funktionen durch Halbleiterschalter getätigt. Eine aus TTL-Gattern bestehende Steuerschaltung (30) stellt die Zuordnung zwischen den Stellungen der Bedienungselemente auf der Frontplatte und diesen Schaltern her.

7.2. Funktionsbeschreibung der einzelnen Schaltungen SPM-11

7.2.1. Netzteil (Stromlaufplan ①)

Das Netzteil besteht aus :

Netzeingang, Netzfilter, Netztrafo, Gleichrichtung, Siebung, Regelung bzw. Begrenzung. Auf der Sekundärseite stehen 4 gleichgerichtete und gesiebte Spannungen zur Verfügung, welche die 4 Regler versorgen. Der 4. Regler liefert die Anodenspannung (200 V) für die Anzeigeschaltung. Um ein Hochlaufen dieser Spannung im Leerlauf zu verhindern, wurde eine Begrenzung eingebaut. Die Hilfsspannung für den +5-V- bzw. -15-V-Regler wird von der geregelten +15-V-Spannung abgeleitet.

Funktion des Spannungsreglers

Die Schaltung des Reglers besteht aus folgenden Stufen :

Der Differenzverstärker V_1 im IC Baustein L 123-T1 vergleicht den Istwert der Ausgangsspannung mit der am Spannungsteiler R_1/R_2 anstehenden Sollspannung. Der Spannungsteiler wird von der im JC Baustein eingebauten Referenzspannung U_{REF} gespeist.

Das Stellglied (T 2 im IC und T 1 extern) in Kaskadenschaltung wird vom Differenzverstärker V_1 angesteuert.

Die Strombegrenzung (R 4, R 5, R 6, R_M und T 3) schützt das Stellglied vor thermischer Überlastung bei Kurzschluß des Ausganges.

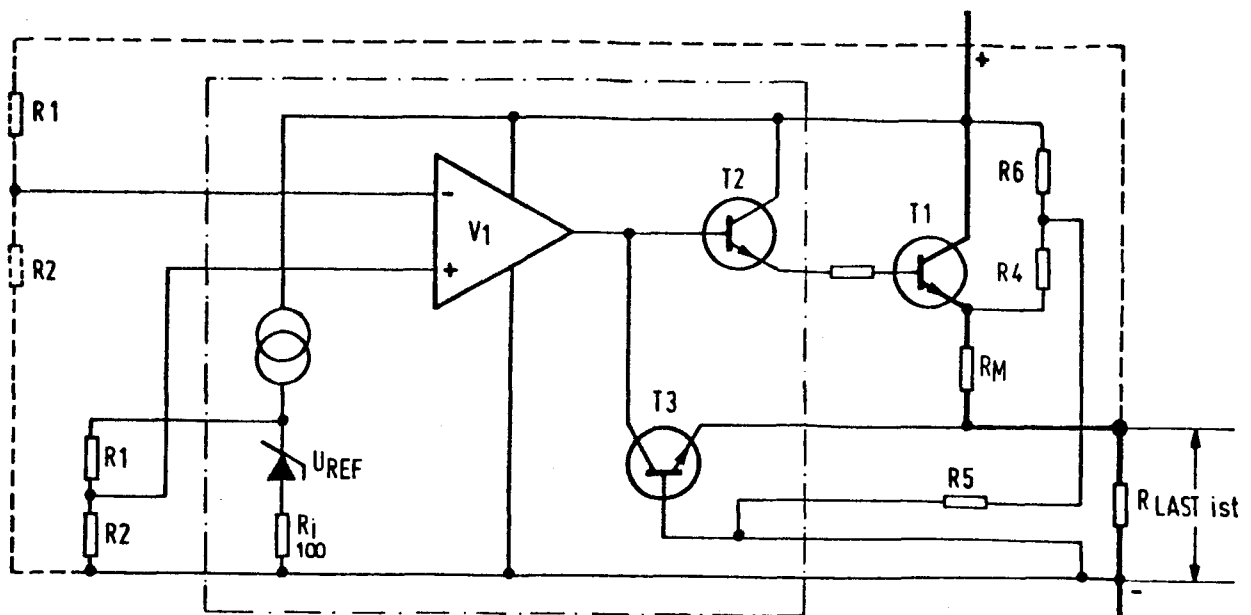


Bild 7-5 Spannungsregler

Nach dem Einschalten des Reglers baut sich vom + Eingang des Differenzverstärkers V_1 die positive Spannung U_{soll} auf. In diesem Zeitpunkt ist das Stellglied noch gesperrt und die Ausgangsspannung ist gleich 0. Da der "-"Eingang des Differenzverstärkers vom Ausgang her keine Spannung erhält und der "+"Eingang durch " U_{soll} " positiv ist, wird der Ausgang des Differenzverstärkers in positiver Richtung angesteuert und damit das Stellglied geöffnet. Es wird solange und soweit geöffnet, bis die Ausgangsspannung am Lastwiderstand U_{Ist} und die Spannung U_{soll} übereinstimmen. Wegen der hohen Verstärkung ist dabei die zur Aussteuerung des Verstärkers notwendige Spannung vernachlässigbar klein. Die Widerstände R 4, R 5, R 6 und R_M sind so dimensioniert, daß bei Nennstrom I_N der Transistor T 3 gesperrt ist und keinen Einfluß auf die Reglereigenschaften der Schaltung hat.

Steigt der Laststrom an, so steigt auch die Basis-Emitterspannung des Transistors T 3. Dieser Transistor beginnt bei 2 bis $3 \cdot J_N$ leitend zu werden und übernimmt den Steuerstrom des Stellglieds, so daß der Strom im Stellglied abnimmt und die Ausgangsspannung zusammenbricht. Das Zusammenbrechen wird noch unterstützt durch die Zunahme des Stromes in R 6, der zusätzlich den Basisstrom von T 3 erhöht.

Es wird dadurch eine Rückläufigkeit des Ausgangsstromes bei Überlast erreicht. Der Regler ist dauerkurzschlußfest, ein Dauerbetrieb bei 2 bis 3fachem Nennstrom (kurz vor dem Abknicken der Kennlinie) ist hingegen nicht zulässig. Nach Abschalten des Kurzschlusses bzw. Überlast kehrt die Ausgangsspannung selbsttätig wieder.

Die Höhe der Ausgangsspannung wird durch den Spannungsteiler R_1/R_2 über der Referenzspannung bestimmt. Dies ist nur möglich, solange die Ausgangsspannung gleich oder kleiner als die Referenzspannung ist. Für 12 V und 15 V wird die Referenzspannung U_{Ref} ungeteilt an den "+"-Eingang des Differenzverstärkers gelegt, während die vom Ausgang des Stellgliedes rückgeführte Spannung über einen Teiler an den "-"-Eingang des Verstärkers gelegt ist. Die Ausgangsspannung ist dann um den Faktor $(1 + \frac{R_1}{R_2})$ größer als U_{Ref} .

7.2.2. HF-Teil (Stromlaufplan ②)

7.2.2.1. Eingangsteiler (1), 40-dB-Teiler (2)

Die Widerstände $R_{201} + R_{202}$ zwischen Bu 202 und Bu 203 bilden mit R_{205} den 20-dB-Eingangsteiler, während der 40-dB-Teiler aus den Widerständen R_{203} und $R_{204} \parallel R_{205}$ besteht (Bild 7-6).

Um eine durch Streukapazitäten verursachte zu große Abweichung vom geforderten Frequenzgang zu vermeiden, wurde der 900-k Ω -Widerstand aufgeteilt und jeder Teilwiderstand kapazitiv überbrückt.

C_{212} erhöht die Eingangskapazität auf 30 pF. Dieser Wert ist für den Anschluß von passiven Tastköpfen mindestens erforderlich.

7.2.2.2. Eingangsverstärker (3), 20-dB-Teiler (4)

Der Eingangsverstärker ist ein direkt gekoppelter Differenzverstärker mit der Verstärkung 400 bei offener Schleife. Die 3-dB-Grenzfrequenz ohne Gegenkopplung beträgt 130 kHz und die Frequenz für $v = 1$ ist ca. 15 MHz.

Das Feldeffekttransistorpaar bietet einen hohen Eingangswiderstand bei mäßigem Rauschen. Der niedrige Ausgangswiderstand entspricht nahezu dem optimalen Rauschwiderstand der folgenden Differenzverstärkerstufe, deren Beitrag zum Gesamtrauschen des Verstärkers daher vernachlässigt werden kann.

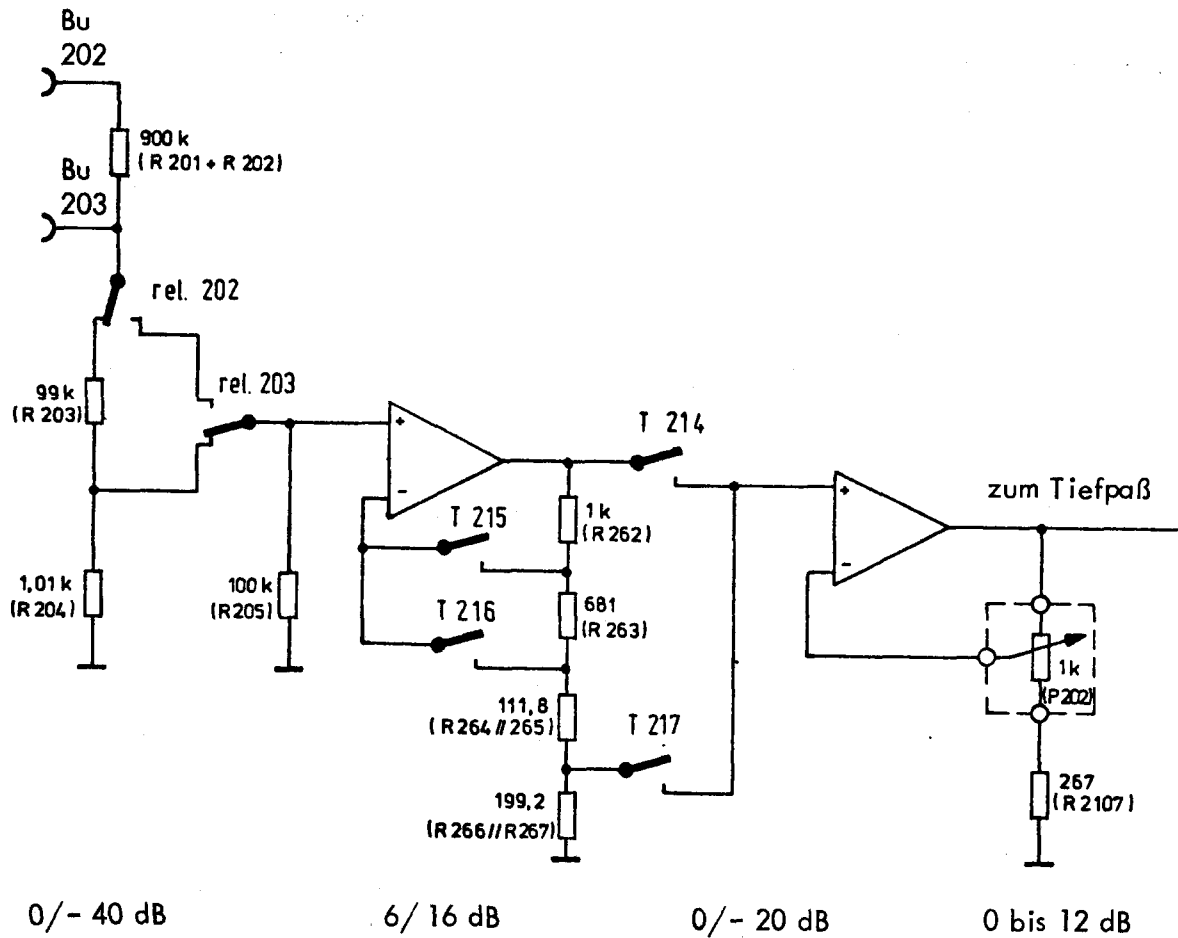


Bild 7-6 Prinzipschaltung des breitbandigen Eingangsteils

Die Verstärkung der einzelnen Stufen zeigt Bild 7-7. Die Kollektorspannung der Transistoren IC 201/1.2 wird durch die Z-Diode GI 214 verringert, da der zulässige Grenzwert nur 15 V beträgt.

Die RC-Glieder R 247, C 223 (Stufe 2) und R 244, C 222 (Stufe 3) senken zusammen mit den Arbeitswiderständen R 243 bzw. R 241, R 252 die Verstärkung um 20 - 40 dB/Frequenzdekade ab, beginnend bei 130 kHz. Die Phasenreserve bei der Durchtrittsfrequenz ($\nu = 1$) ist $\geq 45^\circ$.



Bild 7-7 Spannungsverstärkung der einzelnen Stufen des Eingangsverstärkers (3)

Die Dioden GI 210...GI 213 am Eingang verhindern eine Zerstörung der Feldeffekttransistoren bei zu hohen Eingangsspannungen.

Die beiden Verstärkungsstufen (6 dB/16 dB) und die Teilerstufen (0 dB/20 dB) werden von Feldeffekttransistoren geschaltet.

Ein Feldeffekttransistor (FET) hat hier die Verstärkung eines gesteuerten Widerstandes mit großem Ein/Aus-Widerstandsverhältnis im Niederfrequenzbereich (Bild 7-8).

D = Drain (Anode)
S = Source (Kathode)
G = Gate (Gitter)

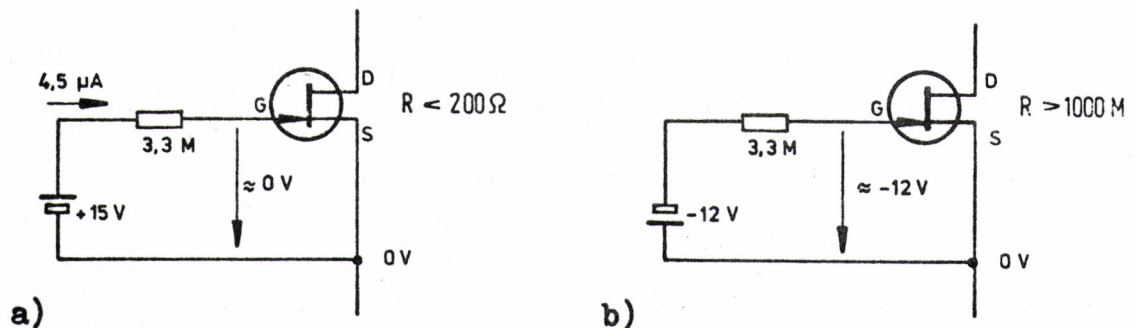


Bild 7-8 Steuerung des FET a) leitender Zustand b) gesperrter Zustand

Die für die Steuerung der Feldeffekttransistoren notwendigen Spannungspotentiale werden von den emittergekoppelten Schaltstufen T 218/T 219 bzw. T 220/T 221 aufgebracht.

Erläuterung: 6 dB/16 dB-Verstärkungsumschaltung.

Ist der Anschluß E am Stecker der Karte offen, dann ist T 221 leitend ($U_C \cong -10\text{ V}$) und T 216 hochohmig, während T 220 gesperrt ($U_C \cong 12\text{ V}$) und T 215 niederohmig ist. Wird Anschluß E mit 0 V verbunden, dann wird die Spannung an der Basis T 221 über die Z-Diode GI 223 in negative Richtung verschoben und damit negativ gegenüber der Spannung an der Basis von T 221. T 221 sperrt und T 216 wird niederohmig.

7.2.2.3. ± 6 -dB-Verstärker (5)

Die Verstärkung dieses Verstärkers ist mit dem Potentiometer P 202 (der größere der beiden Knöpfe) -EICHEN- an der Frontplatte von 1 bis 4 einstellbar. Die Schaltung ist - bis auf die fehlenden Feldeffekttransistoren am Eingang - identisch mit der des Eingangsverstärkers.

Die Versorgungsspannung wird beiden Verstärkern über aktive Siebglieder zugeführt, deren untere Grenzfrequenz bei etwa 0,5 Hz liegt, um die von der 2. ZF verursachten Störungen der Stromversorgung vom Verstärker fernzuhalten.

7.2.2.4. Tiefpaß (6) und Trennstufe (7)

Der Tiefpaß begrenzt den Empfangsfrequenzbereich ab 200 kHz. Die Sperrdämpfung bei 400 kHz ist 85 dB, dadurch wird unerwünschter ZF-Empfang vermieden.

Der Wellenwiderstand $Z = 200 \Omega$ ist nur im Durchlaßbereich reell, während er im Sperrbereich vom Eingang her gesehen kapazitiv und vom Ausgang her bis zur Resonanzfrequenz ($f_0 \cong 4$ MHz) der Spule induktiv ist.

Da der Mischer zur Vermeidung von unerwünschten Einbrüchen im Frequenzgang rein reell abgeschlossen sein muß, ist zwischen Tiefpaß und Mischer eine Trennstufe angeordnet. Sie hat die Verstärkung $V = 1$ und besteht aus zwei Transistoren unterschiedlicher Polarität, die zu einem sogenannten "White-Folger" zusammengeschaltet sind. In der Wirkung entspricht diese stark gegengekoppelte Stufe einem Emitterfolger. Der Kondensator C 285 senkt die Schleifenverstärkung oberhalb 1 MHz stetig ab, um Instabilität zu vermeiden.

7.2.2.5. Mischer 1 (8)

Der Mischer ist als Ringmischer mit einem integrierten Diodenquartett aufgebaut. Je zwei Dioden werden abwechselnd im Takt der Trägerfrequenz von der emittergekoppelten Schaltstufe (T 241, T 242) eingeschaltet.

7.2.2.6. 400-kHz-ZF-Verstärker (9)

Das Signal am Ausgang des Mischers wird von der Basisstufe mit T 243 um den Faktor $V = \frac{2200 \Omega}{75 \Omega} = 29,3$ verstärkt.

Der Emitterstrom $I_E = (15 \text{ V} - 6,7 \text{ V})/R_{2174} = 8,3 \text{ mA}$ bestimmt den niedrigen Eingangswiderstand der Stufe, der zusammen mit R 2173 etwa 75Ω beträgt.

Der Arbeitswiderstand des Transistors ist ein mit dem Widerstand R 2177 bedämpfter Parallelschwingkreis mit der Güte $Q = 12$. Für die Zwischenfrequenz $f_{z1} = 400 \text{ kHz}$ ist die Parallelschaltung von L und C sehr hochohmig, so daß R 2177 die Verstärkung bestimmt. Zu höheren und niedrigeren Frequenzen hin dämpft der Schwingkreis die Signalamplitude um 30 dB bei 1,2 MHz; das ist die Frequenz der 3. Trägerharmonischen.

Da der Schwingkreis nicht belastet werden kann, ohne die Güte zu ändern, ist der Impedanzwandler mit den Transistoren T 244 und T 245 vorgesehen. Die Stufe ist in ihrem Aufbau identisch mit der unter Abschnitt 7.2.2.4. beschriebenen Trennstufe (wenn auch die zeichnerische Darstellung das nicht vermuten läßt).

7.2.2.7. Quarzfilter mit Impedanzwandler (10)

Zum besseren Verständnis des Quarzfilters sei kurz auf die Eigenschaften des Quarzes eingegangen:

Das elektrische Verhalten eines Schwingkreises kann mit guter Näherung durch das Ersatzschaltbild 7-9 beschrieben werden. Es besteht aus der Serienschaltung der Induktivität L_1 und dem Kondensator C_1 . Bei der Frequenz ω_s , der Serienresonanzfrequenz, werden die Schwingungen nur durch den Verlustwiderstand R_v bedämpft. Oberhalb der Serienresonanz liegt die Parallelresonanz ω_p .

Die Induktivität L_1 und die Halterungskapazität C_0 bilden einen Parallelschwingkreis hoher Güte.

Der Quarz wirkt also wie ein Reaktanzzweipol mit dem Widerstand R_v bei Serienresonanz. Bei der Parallelresonanzfrequenz ω_p hat der Quarz den außerordentlichen hohen Widerstand $R_p \approx (\omega L_1)^2/R_s$.

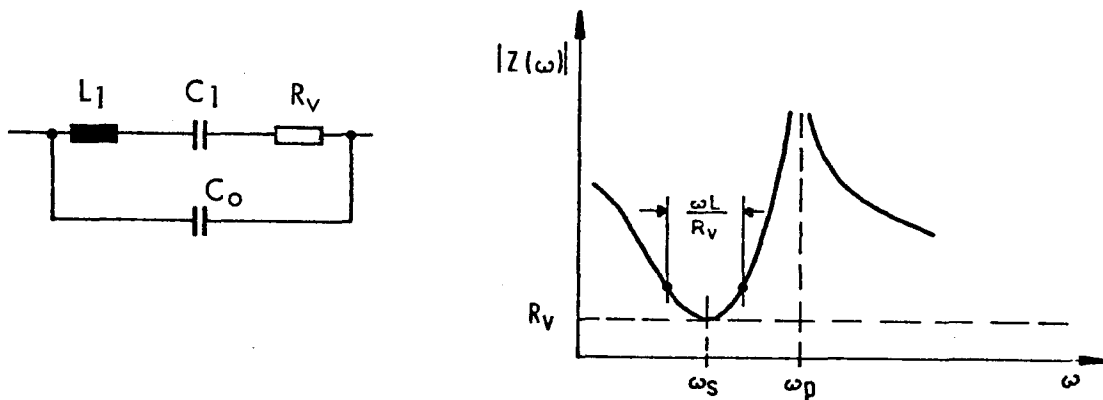


Bild 7-9 Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Quarzes und Impedanzverlauf $|Z(\omega)|$ als Funktion der Frequenz

Nun zur Schaltung des Quarzfilters. Bei der Serienresonanz ω_s wirkt es wie ein Zweikreisfilter mit kapazitiver Kopplung. Je größer die Kopplung sein soll, desto geringer muß diese Kapazität sein (Bild 7-10).

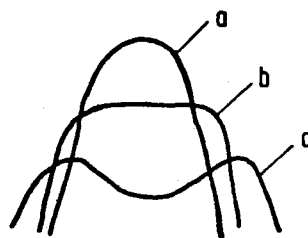


Bild 7-10 Durchlaßkurve eines Zweikreisfilters bei
a) unterkritischer Kopplung
b) transitionaler Kopplung
c) überkritischer Kopplung

Mit den Kapazitäten C 2145 bzw. C 2151 lassen sich die Serienresonanzfrequenzen der Quarze genau auf 400 kHz einstellen (ziehen). Sie liegen zusammen mit den Koppelkondensatoren in Serie zu den Ersatzkapazitäten C_1 (Bild 7-11). Diese werden verkleinert und bewirken eine Erhöhung der Frequenz.

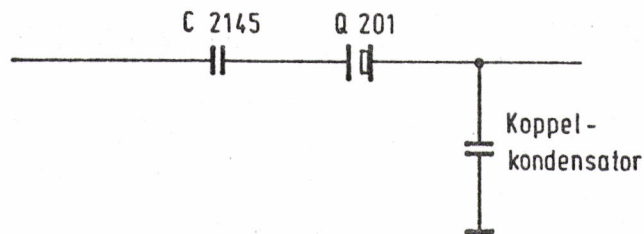


Bild 7-11 Frequenzbestimmende Serienkondensatoren für den Quarz Q 201

Die Serienwiderstände R 2182 + P 207 bzw. R 2211 verringern die Güte der Quarze. Mit den Trimmern C 2148 und P 207 lassen sich also (in bestimmten Grenzen) Bandbreite und Form der Durchlaßkurve einstellen.

Die Parallelresonanzstellen der Quarze sind um ± 25 Hz (bezogen auf 400,4 kHz) gegeneinander versetzt, um den Sperrbereich zu verbreitern. Zur Einstellung der genauen Sperrfrequenzen werden die Halterungskapazitäten vergrößert. Ist zum Beispiel der Rotor des Differenztrimmers C 2146 ganz nach rechts gedreht, dann liegt C 2147 parallel zum Quarz. Bei links stehendem Rotor liegt C 2147 lediglich parallel zum Koppelkondensator und hat daher keinen Einfluß auf die Parallelresonanz. Es lassen sich auf diese Weise die Halterungskapazitäten um sehr kleine Beträge ändern.

Der dem Quarzfilter folgende Impedanzwandler ist wiederum identisch mit der Trennstufe (7).

7.2.2.8. Tiefpaß (11), 2. Mischer (12) und Verstärker (13)

Der Tiefpaß (11) hält die höheren Harmonischen des Trägers und der Seitenbänder vom 2. Mischer fern, die auf kapazitivem Wege an seinen Eingang gelangen könnten. Er ist mit Delevan-Drosseln aufgebaut und braucht daher nicht abgeglichen zu werden.

Der 2. Mischer (12) setzt die 1. Zwischenfrequenz von 400 kHz auf 200 Hz um. Die beiden Transistoren T 254 und T 255 werden mit der Trägerfrequenz $f = 400,2$ kHz abwechselnd ein- und ausgeschaltet und verbinden den Ausgang des Tiefpasses entweder über die Widerstände R 2219, R 2225 und R 2227 mit dem positiven

Eingang des Verstärkers IC 216/2.2 oder über die Widerstände R 2220, R 2226 und R 2228 mit dem negativen Eingang. Dadurch, daß der Verstärker Signale am negativen Eingang invertiert, Signale am positiven Eingang jedoch nicht invertiert, findet eine dauernde Umpolung der Eingangsspannung statt.

Die Kondensatoren C 2156...C 2158 dämpfen zusammen mit den schon genannten Widerständen die Trägerfrequenz und das 2. Seitenband (800,2 kHz) um mehr als 30 dB.

Das RC-Glied aus R 2235 und C 2162 dämpft die unerwünschten Frequenzen noch einmal um den gleichen Betrag.

Mit dem Verstärker IC 216/2.1 lassen sich die vom Sollwert abweichenden Verstärkungen der verschiedenen Bausteine ausgleichen. Der in die Gegenkopplung einbezogene Verstärker IC 217 verringert den hohen Ausgangswiderstand des Verstärkers IC 216/2.1.

7.2.2.9. Eichbegrenzer (28) mit Schalter (29)

Bei der Betriebsart "EICHEN" wird über den Relaiskontakt rel 201 eine rechteckförmige Eichspannung an den Eingangsverstärker gelegt. Der Effektivwert der Grundschiwingung dieser 200-Hz-Eichspannung beträgt 77,45 mV.

Der Eichbegrenzer besteht aus den Transistoren T 201...T 205. Die positive Amplitude der Wechselfspannung am Eingang F schaltet den Transistor T 201 ein, der damit den gesamten, von T 202 konstantgehaltenen Strom führt. Wird die Eingangsamplitude negativ, dann sperrt T 201 und T 203 wird stromführend. Dieser Strom, der also mit der Frequenz von 200 Hz abwechselnd über T 201 und T 203 fließt, läßt am Widerstand R 214 eine Spannung abfallen, die von dem Differenzverstärker aus den Transistoren T 204 und T 205 mit der Spannung der Referenzdiode Gl 203 verglichen wird. Eine Differenz zwischen beiden Spannungen, d.h. ein Abweichen der Kollektorströme von T 201 und T 203, bewirkt sofort eine Änderung der Kollektorspannung von T 205 und damit eine der ursprünglichen Abweichung entgegengesetzte Änderung des Kollektorstromes des als Stromquelle arbeitenden Transistors T 202.

Daher fällt an der Widerstandskombination R 213, R 215, P 201 eine temperaturstabile und von der Alterung der Halbleiter unabhängige Eichspannung ab.

Über den Transistor T 206 wird das Relais 201 und der Eichbegrenzer ein- und ausgeschaltet. Bei offenem Anschluß D ist das Relais abgefallen und gleichzeitig der Emitter von T 206 auf einem positiveren Potential als die Basis. Der Transistor ist also leitend und hebt die Basis von T 203 auf ein Spannungsniveau, das positiver ist, als die durch die Diode Gl 201 begrenzte positive Halbwelle der Eingangsspannung. Der Begrenzer ist damit gesperrt.

7.2.2.10. Abstimmoszillator (40) und Teiler (39), (37)

Die Ausgangsspannung des Oszillators BN 640 wird zunächst von dem Komparator IC 204 verstärkt und begrenzt.

Der Widerstand R 2135 ermöglicht dem μA 710, einen größeren negativen Strom (Sinkstrom) aufzunehmen. Über die Widerstände R 2133 und R 2134 ist das IC leicht mitgekoppelt, um die Flanken der Ausgangsspannung zu versteilern.

Das IC 206 enthält einen 1 : 2-Teiler und einen 1 : 5-Teiler. Die Oszillator-Frequenz wird zuerst durch den Faktor zwei geteilt (IC 206, 14 = Eingang, 12 = Ausgang) und gelangt dann an das IC 207 (Eingang 1), mit dem von Eigen- auf Fremdabstimmung umgeschaltet wird. Die Frequenz am Ausgang dieses Schalters (IC 207.8) wird nun noch durch den Faktor 5 geteilt (IC 206, 12 = Eingang, 8 = Ausgang).

Die Ausgangsspannung hat jetzt ein Tastverhältnis 2 : 3. Das Flip-flop IC 208 teilt die Frequenz (800 kHz...1,2 MHz) noch einmal. Die Ausgangsspannung bekommt dadurch die für den Mischer notwendige Symmetrie (Tastverhältnis 1 : 1).

7.2.2.11. Umschaltung auf Fremdadstimmung (38), (41), (42)

Der SPM-11 kann extern mit einer Frequenz zwischen 4 und 6 MHz an Bu 209 bei einer Spannung $\geq 0,2$ V abgestimmt werden. Die Umschaltung auf Fremdadstimmung und die Abschaltung des eingebauten Oszillators wird dabei automatisch vorgenommen.

Mit dem Komparator IC 205 wird das sinusförmige Eingangssignal verstärkt und in eine Rechteckspannung umgewandelt. Über den Spannungsteiler R 2142/R 2144 wird der positive Eingang des Komparators derart positiv vorgespannt, daß er bei fehlendem Eingangssignal gesperrt ist und keine unerwünschten Schwingungen am Ausgang auftreten können.

Die rechteckförmige Ausgangsspannung wird in dem als Spannungsverdoppler ausgelegten Gleichrichter Gl 232, Gl 233 und C 270, C 271 in eine positive Spannung umgewandelt, die den Schalttransistor T 237 sperrt. Dieser Transistor ist normalerweise durch den negativen Basisstrom über R 2148 leitend, sein Kollektor also positiv.

Im gesperrten Zustand würde der Kollektor ein Potential von - 15 V haben, die Diode Gl 234 begrenzt diese Spannung jedoch auf - 0,6 V. Die Spannung sperrt den Abstimmoszillator BN 624 und bewirkt die Umschaltung des aus vier NAND-Gattern bestehenden digitalen Schalters IC 207.

Signalverlauf (dick gestrichelt) und Schaltspannungen (dick ausgezogen = $U \geq 2,4 \text{ V}$) lassen sich am besten aus den Bildern 7-16 und 7-17 entnehmen.

7.2.2.12. Trägerumschalter (27)

Der 1. Mischer kann mit drei verschiedenen Trägerfrequenzen geschaltet werden.

- a) Trägerfrequenz von 400 bis 600 kHz zur Abstimmung des Empfängers auf 0 bis 200 kHz. Diese Frequenz liefert entweder der eingebaute Oszillator (8 bis 12 MHz) oder ein extern anschließbarer Sender. (Bilder 7-10, 7-16 und 7-17).
- b) Trägerfrequenz von 400,2 kHz. Sie ist identisch mit der des 2. Mixers und dient zur Abstimmung des Empfängers auf die 2. Zwischenfrequenz, also 200 Hz, bei der Betriebsart "EICHEN" und "Differenztonmessung" (Bilder 7-13, 7-15 und 7-18). Die Trägerfrequenz liefert der Ausgang 12 des Flipflop IC 215, das normalerweise vom Ausgang 11 des IC 209 gesperrt ist. Beide Flipflop des IC 215 sind synchronisiert (Verbindung 9-14), um die für die Betriebsart "EICHEN" richtige Phasenlage der Eingangsfrequenz des 1. Mixers zur Ausgangsfrequenz des 2. Mixers zu gewährleisten.
- c) Trägerfrequenz 400 bis 520 kHz bzw. 400 bis 580 kHz. Bei der Betriebsart k_2 bzw. k_3 wird die für den PSE-11 bestimmte Trägerfrequenz (Ausgang 8 des IC 206) im Sender derart umgesetzt, daß sie den Empfänger auf die doppelte bzw. dreifache Frequenz des Senders abstimmt. Diese Frequenz wird dem Mischer über St 209 zugeführt. (Bilder 7-14 und 7-19).

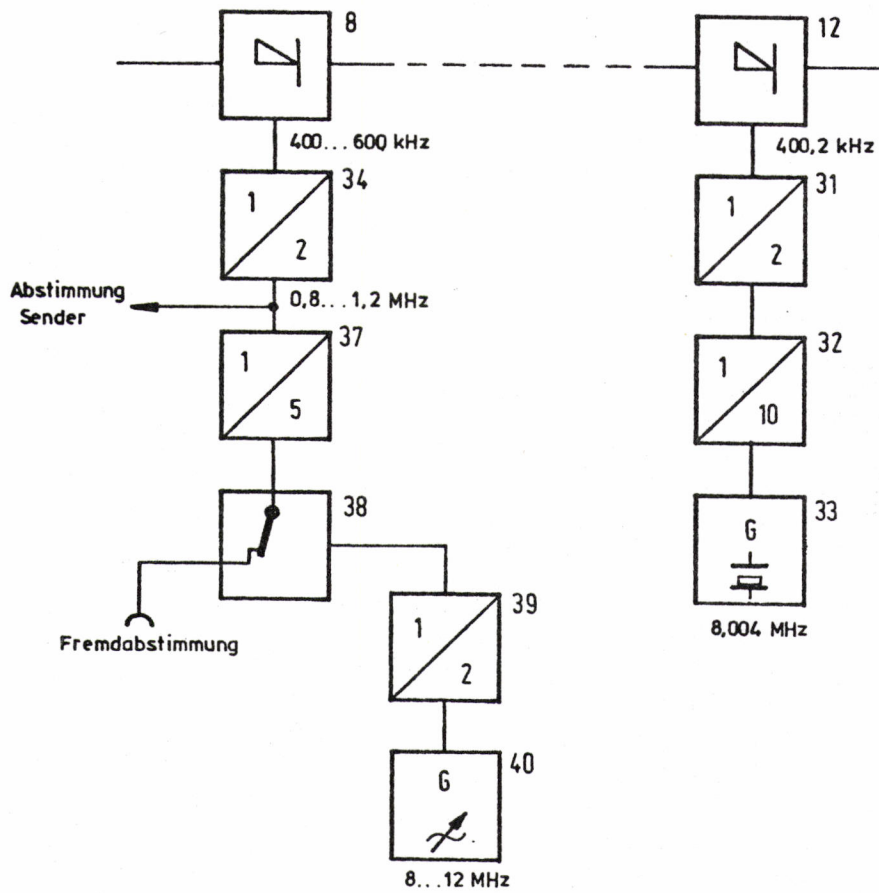


Bild 7-12 Pegelmessung. Gleiche Abstimmung bei Sender und Empfänger

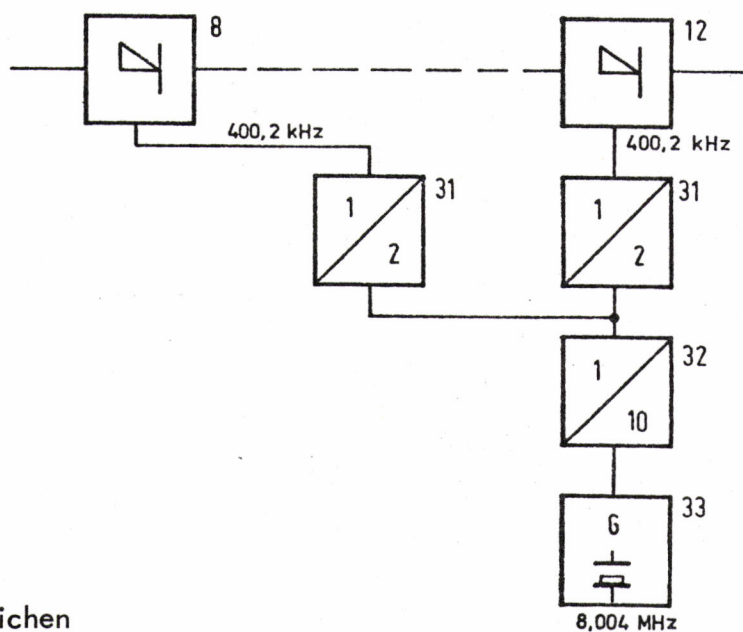


Bild 7-13 Eichen

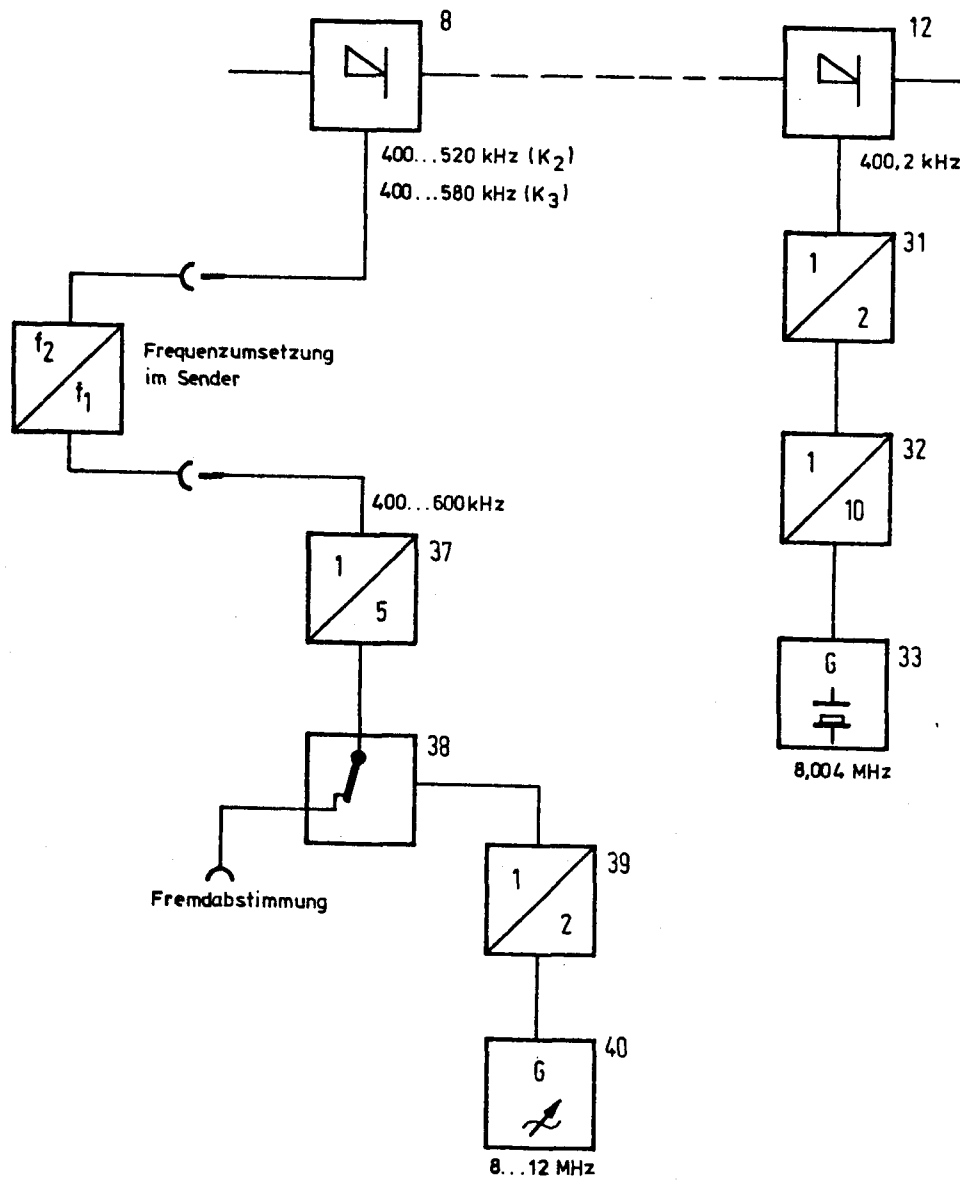


Bild 7-14 k_2 bzw. k_3 -Messung. Empfänger auf zwei- bzw. dreifache Frequenz des Senders abgestimmt

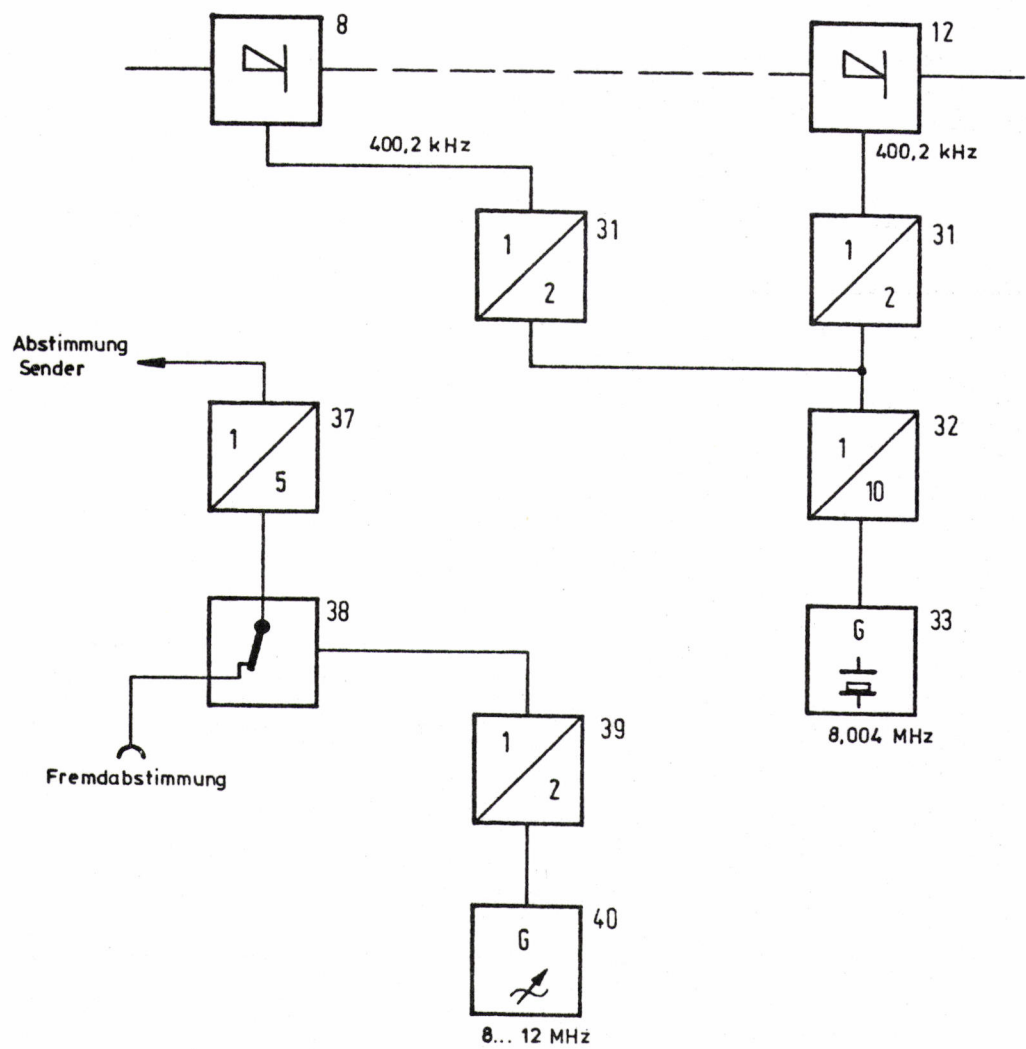


Bild 7-15 Differenztonmessung (d_2) Sender von 0...200 kHz durchstimmbar.
Empfänger fest auf 200 Hz abgestimmt

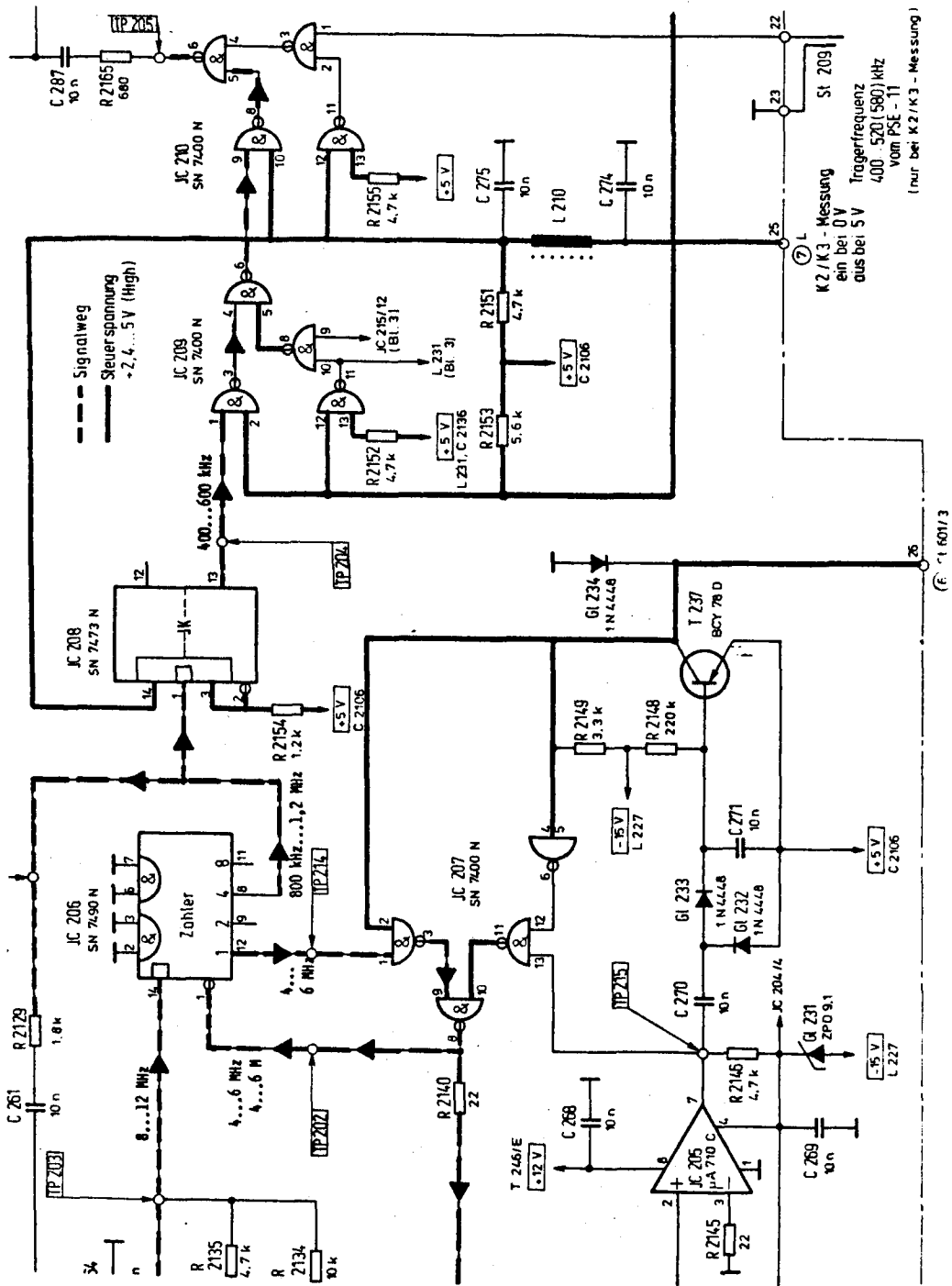


Bild 7-16 Pegelmessung: Gleiche Abstimmung von Sender und Empfänger
Abstimmung mit eingebautem Oszillator

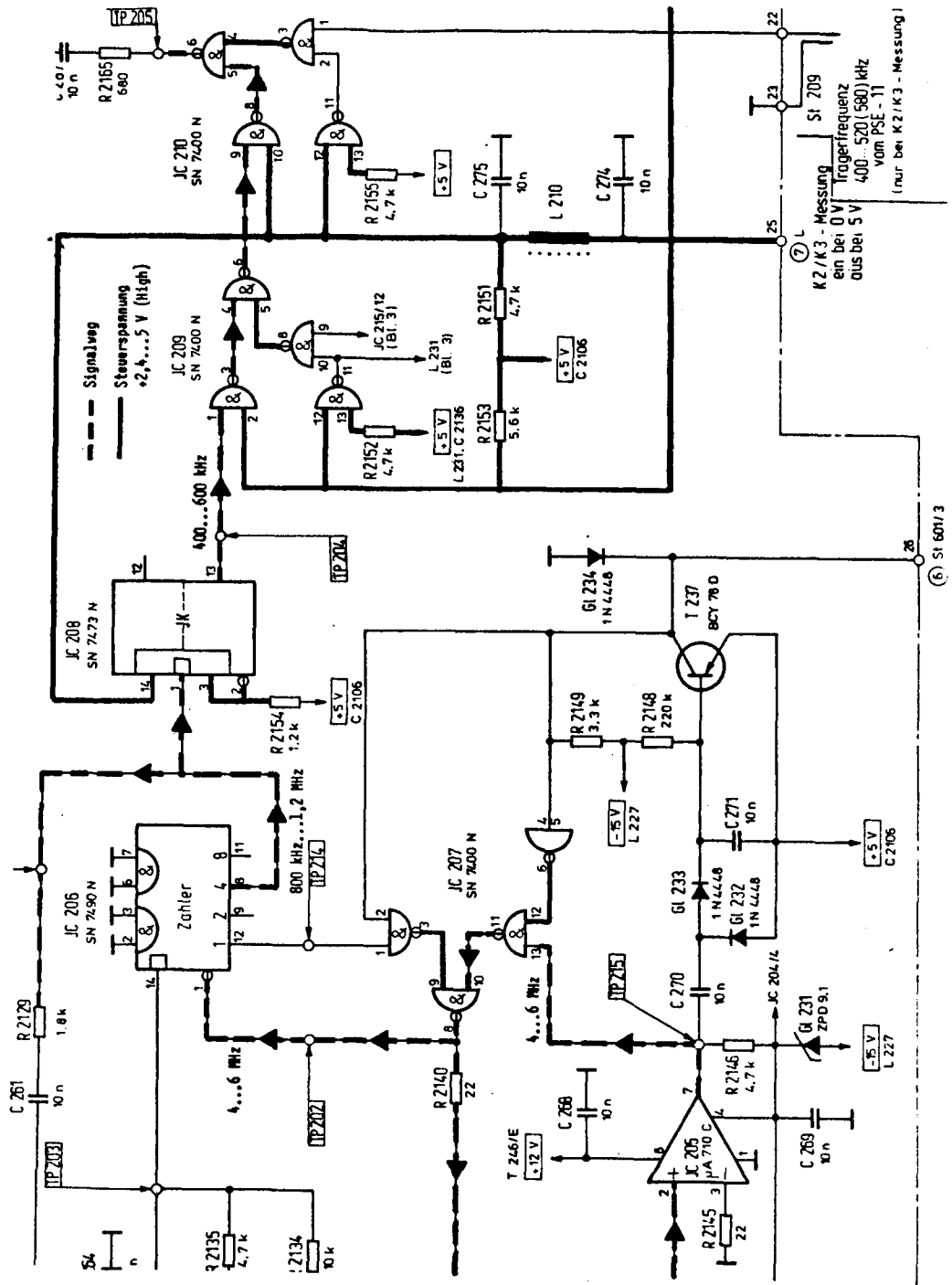


Bild 7-17 Pegelmessung: Gleiche Abstimmung von Sender und Empfänger.
Fremdabstimmung

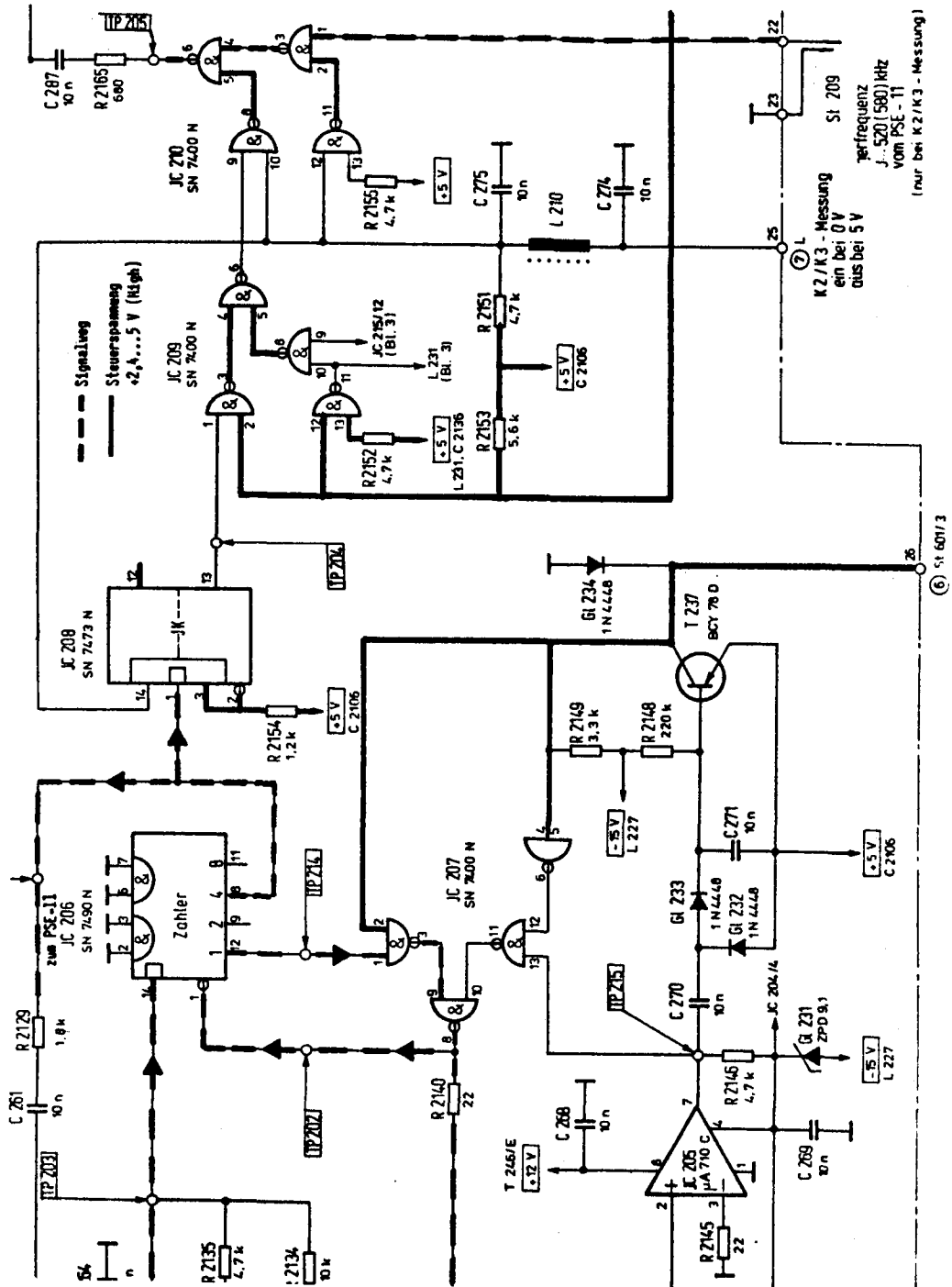


Bild 7-19 k_2 bzw. k_3 -Messung. Abstimmung mit eingebautem Oszillator

7.2.3. NF-Teil

7.2.3.1. ZF-Bandpässe (14), (15)

Die beiden Bandbreiten von 8 Hz und 40 Hz wurden wegen der niedrigen Zwischenfrequenz von 200 Hz mit aktiven RC-Bandpässen realisiert.

Zur Erläuterung der Wirkungsweise der einzelnen Filterkreise sei zunächst auf die Bilder 7-20 und 7-21 verweisen. Sie zeigen einen aktiven Hoch- und einen Tiefpaß 1. Ordnung mit dem jeweiligen Frequenzgang.

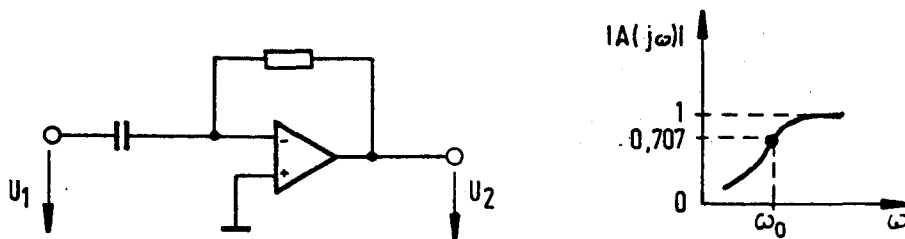


Bild 7-20 Schaltung und Frequenzgang eines aktiven Hochpasses 1. Ordnung

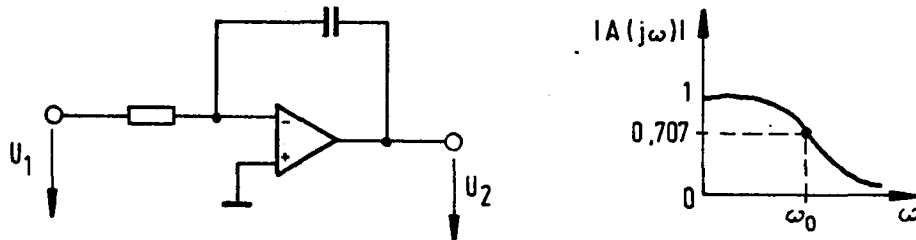


Bild 7-21 Schaltung und Frequenzgang eines aktiven Tiefpasses 1. Ordnung

In Bild 7-22 sind die genannten Schaltungen zu einem Bandpaß zusammengesetzt. Die Übertragungsfunktion dieser Schaltung ist identisch mit der eines LC-Schwingkreises.

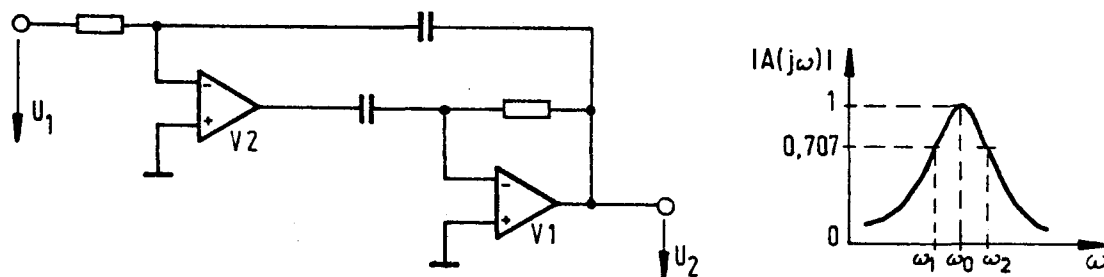


Bild 7-22 Bandpass 2. Ordnung mit 2 Verstärkern und seinem Frequenzgang

Auf den Verstärker V 2 kann man auch verzichten, muß das aber bei der Berechnung der beiden RC-Glieder berücksichtigen. So entsteht der endgültige Bandpaß Bild 7-23.

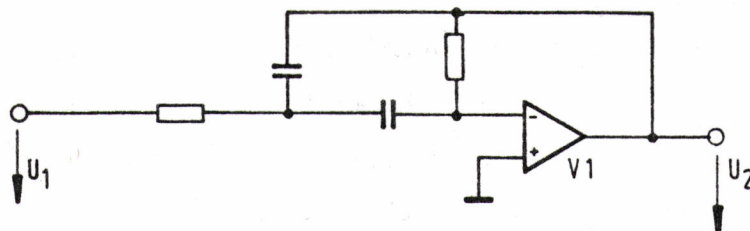


Bild 7-23 Bandpass wie Bild 7-22, jedoch mit einem Verstärker

Je geringer die gewünschte Bandbreite B ist, desto größer ist bei der Mittenfrequenz f_0 die Verstärkung: $V_0 = (1 + C_1/C_2) \cdot (f_0/B)^2$. Da eine derartig hohe Verstärkung meistens unerwünscht ist, muß die Eingangsspannung U_1 durch Einfügen des gestrichelt gezeichneten Widerstands geteilt werden. Auf dieser Signaleilung am Eingang beruht auch der mäßige Signal/Rauschabstand der Schaltung, der um so geringer ist, je höher die Güte und damit die Signaleilung ist.

Durch Hintereinanderschaltung mehrerer Filterkreise, deren Mittenfrequenzen um ganz bestimmte Beträge gegeneinander versetzt sind, entstehen durch Multiplikation der Einzelfrequenzgänge Filter mit hoher Flankensteilheit und flachem Durchlaßbereich.

Das 40-Hz-Filter besteht aus zwei und das 8-Hz-Filter aus drei Einzelfiltern. Die Resonanzkreise des schmalen Filters enthalten zusätzlich noch je einen Verstärker, der durch leichte Mitkopplung - auf Kosten der Stabilität - die Güte erhöht, ohne das Rauschen zu vergrößern.

Tabelle 7-1

Resonanzfrequenzen, Bandbreiten und Verstärkungen (bei f_0) der einzelnen Filterkreise.

8- Hz-Filter	Stufe 1	Stufe 2	Stufe 3	Stufe 4	Stufe 5	Stufe 6
f_0/Hz	204	196	204	196	204	196
B/Hz	8,2	7,8	8,2	7,8	8,2	7,8
V_0/dB	11	3	3	3	3	3

40-Hz-Filter	Stufe 1	Stufe 2	Stufe 3	Stufe 4
f_0/Hz	218	183	218	183
B/Hz	38	32	38	32
V_0/dB	11	3	3	3

Gesamtverstärkung jedes Filters: 8 dB

Mit den übrigen Trimmwiderständen werden die Resonanzfrequenzen der Filterkreise eingestellt. Als Kriterium für den richtigen Abgleich dient die Phasendrehung zwischen Ein- und Ausgang, die bei der Mittenfrequenz genau 180° beträgt.

7.2.3.2. Bandbreitenschalter (3)

Der Schalter mit den Feldeffekttransistoren T 303 und T 304 ermöglicht die Umschaltung zwischen den beiden Bandbreiten.

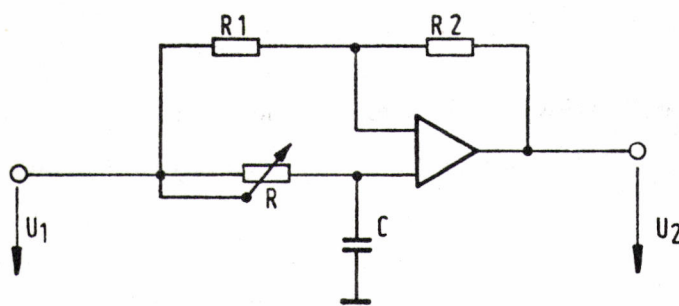
Ein Feldeffekttransistor (FET) ist in der Wirkung ein gesteuerter Widerstand mit sehr großem Ein/Aus-Widerstandsverhältnis bei niedrigen Frequenzen (Bild 7-8).

Die für die Steuerung der FET notwendigen Spannungspotentiale werden von dem Differenzverstärker T 301 und T 302 aufgebracht. Ist der Anschluß B unbeschaltet, dann ist T 301 leitend und T 303 hochohmig, während T 302 gesperrt und T 304 niederohmig ist. Wird Anschluß B mit 0 V verbunden, dann wird die Spannung an der Basis von T 301 über die Z-Diode G1 301 in negativer Richtung verschoben und damit negativ gegenüber der Spannung der Basis von T 302. T 301 sperrt und T 303 wird niederohmig.

7.2.3.3. Phasenschieber (26)

Mit dem Phasenschieber wird die Phasenlage eingestellt, so daß die 2. Zwischenfrequenz bei "EICHEN" genau auf 200 Hz schwingt.

Er ist als Allpaß ausgeführt, das ist eine Schaltung, die zwar einen Phasengang $\varphi = f(\omega)$, jedoch keinen Frequenzgang hat (Bild 7-24). Bei $R = 0$ arbeitet der Verstärker nicht invertierend, R 1 hat dann keine Funktion und der Phasenwinkel zwischen U 1 und U 2 ist 0 Grad.



$$\varphi = F(R) = \arctan \frac{2}{\omega RC - 1/\omega RC}$$

Bild 7-24 Allpass als Phasenschieber

Wird R unendlich groß gemacht, dann invertiert der Verstärker das Eingangssignal. Der Phasenwinkel ist also $\varphi = -180^\circ$. Bei Änderung von R kann also φ über nahezu 180° verstellt werden. Um den Phasenwinkel exakt von $0 - 180^\circ$ verstellen zu können, wurde die Schaltung etwas abgeändert; sie hat dadurch einen nicht störenden Frequenzgang bekommen.

7.2.3.4. 200-Hz-ZF-Verstärker (17), (18), (19)

Der dreistufige ZF-Verstärker ermöglicht eine Verstärkung der Zwischenfrequenz zwischen 0 dB und 60 dB in Stufen von 10 dB.

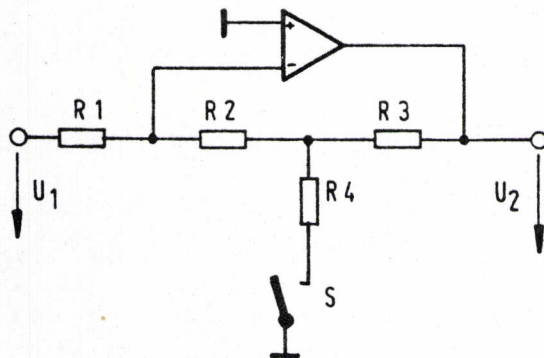
Das Prinzip der Verstärkungsumschaltung zeigt Bild 7-25. Bei geöffnetem Schalter S ist R 4 wirkungslos. Die Verstärkung wird von den Widerständen R 1, R 2 und R 3 bestimmt und ist nahezu 1. Wird der Schalter geschlossen, dann erfährt die auf den Eingang zurückgeführte Spannung eine zusätzliche Teilung.

Die weitere Beschreibung der Verstärker sei auf die 30-dB-Stufe mit IC 311 beschränkt. Der eigentliche Schalter ist der Transistor T 309 mit einem Wechselstromwiderstand von ca. 4Ω im leitenden Zustand.

Mit Hilfe von T 308 wird eine Hilfsspannung von 4,5 V bis 5 V erzeugt. Wird der Basisanschluß des Schalters über den Transistor T 310 (Kartenanschluß F auf 0 V) an diese Hilfsspannung gelegt, dann sperrt er. Ist T 310 dagegen gesperrt, dann kann der Strom durch R 3134 über die Basis-Emitterstrecke von T 309 fließen. Der Transistor wird dadurch leitend.

Mit den Widerstands-Trimmern P 320 - P 322 wird die Verstärkung der drei Verstärker eingestellt.

Mit Hilfe des Trimmers P 323 wird die Offsetspannung von IC 313 auf einen niedrigen Wert gebracht, um eine zu starke Vormagnetisierung des Übertragers Ü 301 zu verhindern.



$$S \text{ offen: } V_1 = \frac{R_2 + R_3}{R_1}$$

$$S \text{ geschlossen: } V_2 = \frac{R_2}{R_1} \left(\frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4}{R_2} + 1 \right)$$

Bild 7-25 Prinzip der Verstärkungumschaltung beim ZF-Verstärker

7.2.3.5. Gleichrichter (20)

Wegen der niedrigen ZF ist ein Zweiweggleichrichter erforderlich, da sonst bei gleicher Restwelligkeit der Ausgangsspannung die Zeitkonstante des Filters doppelt so groß sein müßte.

Das Prinzip des verwendeten Gleichrichters zeigt Bild 7-26. Da bei hoher Verstärkung des Operationsverstärkers die Spannungsdifferenz zwischen den Eingängen sehr gering ist, stellt sich an R 1 eine Spannung ein, die genau so groß ist wie die Eingangsspannung U 1 und zwar unabhängig von R 2. Selbstverständlich darf die zulässige Gleichtaktspannung des Verstärkers nicht überschritten werden. Der Gleichrichter liefert also einen der Eingangsspannung proportionalen Strom durch die Dioden, deren Flußspannung daher ohne Einfluß bleibt.

Die Dynamik des Gleichrichters wird im wesentlichen durch die Leerlaufverstärkung der Operationsverstärker bestimmt, da die Verstärkung bei sehr geringen Eingangspegeln nicht mehr ausreicht, um die Flußspannung der Dioden zu überwinden. Dieser Fehler macht sich jedoch erst bei Eingangsspannungen von 80 dB unter Volllaussteuerung störend bemerkbar.

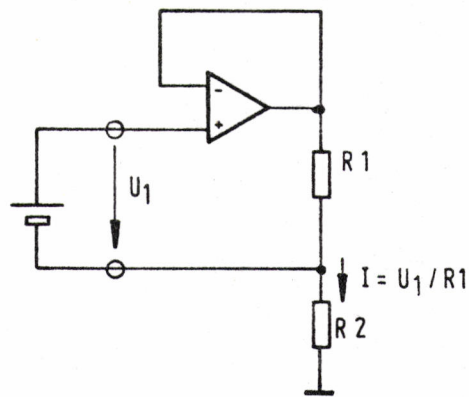


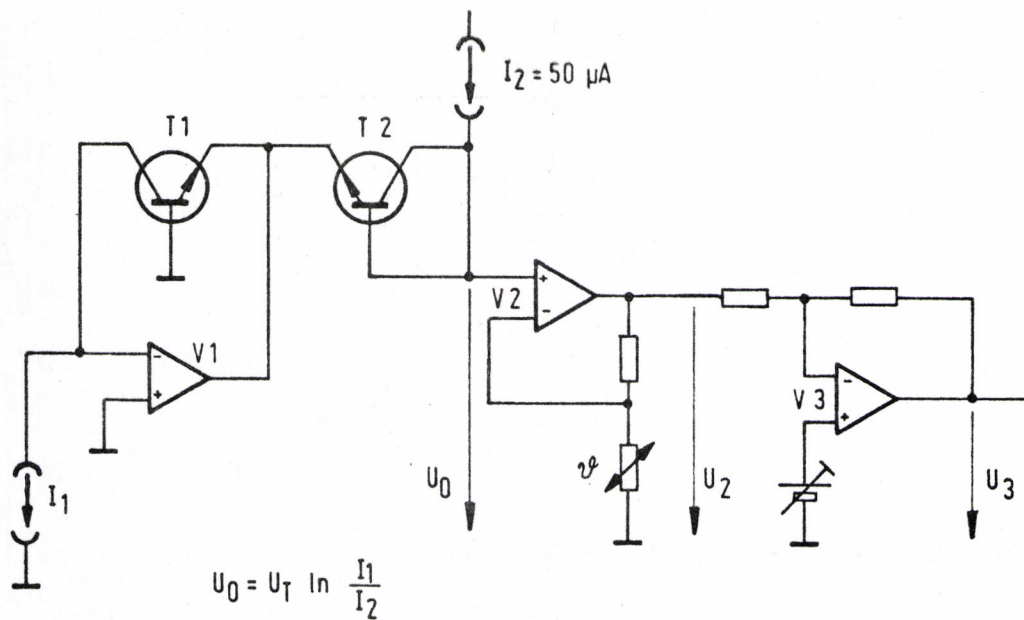
Bild 7-26 Prinzip des aktiven Gleichrichters

Durch die Kondensatoren C 3108 und C 3109 wird der Einfluß einer Offsetspannung zwischen den Eingängen der Verstärker ausgeschaltet. Um eine Isolierung der Eingänge und damit eine Aufladung von C 3108 bzw. C 3109 zu verhindern, wurde für die Eingangsgleichströme ein Weg über die 100-k Ω -Widerstände gegen 0 V geschaffen. Für Wechselströme wird dieser Weg durch den Kondensator C 3104 bzw. C 3107 gesperrt, die die Mitte zwischen den Widerständen auf dem Potential der Ausgänge und damit auch der positiven Eingänge halten. Da so an beiden Enden des Widerstands R 3167 bzw. R 3169 gleiches Wechselspannungspotential herrscht, kann auch kein Wechselstrom fließen.

7.2.3.6. Logarithmierer (21)

Die Schaltung ist in Bild 7-27 vereinfacht dargestellt. Der Eingangsstrom I_1 entspricht dem Kollektorstrom des Transistors T 1. Ändert sich dieser Kollektorstrom um 20 dB, dann ändert sich die Basis-Emitterspannung im gleichen Sinn um etwa 60 mV.

Der Transistor T 2 dient als Vergleichselement, um den Einfluß der temperaturabhängigen Sperrströme beider Transistoren zu eliminieren. Der Strom $I_2 = 50 \mu\text{A}$ entspricht einem angezeigten Pegel von - 32 dB. Bei gleichem Strom I_1 sind die Basis-Emitterspannungen beider Transistoren gleich und die Eingangsspannung des Verstärkers V 2 (IC 317) 0 V.



$U_T = \text{Temperaturspannung} \approx 26 \text{ mV bei } 25^\circ \text{ C}$

Bild 7-27 Prinzip des Logarithmierers

V 2 hat eine temperaturabhängige Verstärkung ($V_2 = 50$ bei 25°C), um die Temperaturspannung U_T zu kompensieren. Durch den Kupferwiderstand R 3183 (ca. 47Ω bei 25°C) vergrößert sich diese Verstärkung um ca. $-0,33\%/K$.

Mit dem Verstärker V 3 (IC 318) wird einmal eine Dämpfung der Ausgangsspannung von V 2 vorgenommen und außerdem über den positiven Eingang eine derartige Pegelverschiebung, daß die Ausgangsspannung genau 0 V bei einem relativen Eingangsspegel des Logarithmierers von -80 dB ist.

Tabelle 7-1 zeigt den Zusammenhang zwischen Eingangsstrom, dem angezeigten Pegel und den einzelnen Spannungen des Logarithmierers.

Pegel/dB	$I_1/\mu\text{A}$	U_0/mV	U_2/V	U_3/V
0	2000	-96	-4,8	5
-20	200	-36	-1,8	3,75
-32	50	0	0	3
-40	20	24	1,2	2,50
-60	2	84	4,2	1,25
-80	0,2	144	7,2	0

Tabelle 7-1

Mit dem Trimmer P 324 kann ein Strom eingestellt werden, der durch seinen Spannungsabfall an R 3173 den bei höherem Eingangsstrom I_1 störenden Einfluß des Basisbahnwiderstandes von T 316 kompensiert.

7.2.3.7. LIN/LOG-Schalter (23)

Dieser Schalter ist in seinem Aufbau völlig identisch mit dem Bandbreitenschalter (16).

7.2.3.8. Tiefpaß (3)

Da der SPM-11 trotz seiner schmalen Filter unter bestimmten Bedingungen auch für Wobbelbetrieb geeignet ist, muß der doppelte Scheitelwert der Restwelligkeit gegenüber der Ausgangsgleichspannung eine Dämpfung von mindestens 60 dB haben. Eine höhere Welligkeit würde sich nach Einschalten der größten Y-Dehnung am Sichtgerät durch größere Strahlbreite bemerkbar machen.

Daher wird ein aktives Filter eingesetzt, dessen Grenzfrequenz 20 Hz und die rechnerische Anstiegszeit nur 17,5 ms beträgt. Da das 40-Hz-ZF-Filter die gleiche Anstiegszeit hat, sind beide Bausteine optimal aufeinander abgestimmt.

Der eigentliche Tiefpaß 3. Grades besteht aus dem Verstärker IC 320 mit den Widerständen R 3210...3212 und den Kondensatoren C 3116...C 3119. Mit R 3213 haben beide Eingänge des Verstärkers gleiche Generatorwiderstände.

Durch Drücken der Taste "Träge" wird Anschluß K mit 0 V verbunden. Transistor T 322 leitet und legt die Kathode der Diode GI 336 an + 15 V. Die Diode sperrt. Über die Widerstände R 3221 und R 3217 sind Gitter und Source-Anschluß des Feldeffekttransistors miteinander verbunden, haben also gleiches Potential. Der FET leitet und verbindet die Kapazität C 3121 mit dem positiven Eingang des IC 320. Damit hat das Filter die Zeitkonstante:

$$T = 10 \mu\text{F} \cdot (R 3210 + R 3211 + R 3212) // R 3217 = 0,7 \text{ s}$$

Die Anstiegszeit (10%...90%) des Filters ist

$$t_r = T \cdot 2,2 = 1,5 \text{ s}$$

Bei gesperrtem FET wird C 3121 ständig über R 3217 nachgeladen, um den Umladevorgang beim Einschalten der Taste "Träge" abzukürzen.

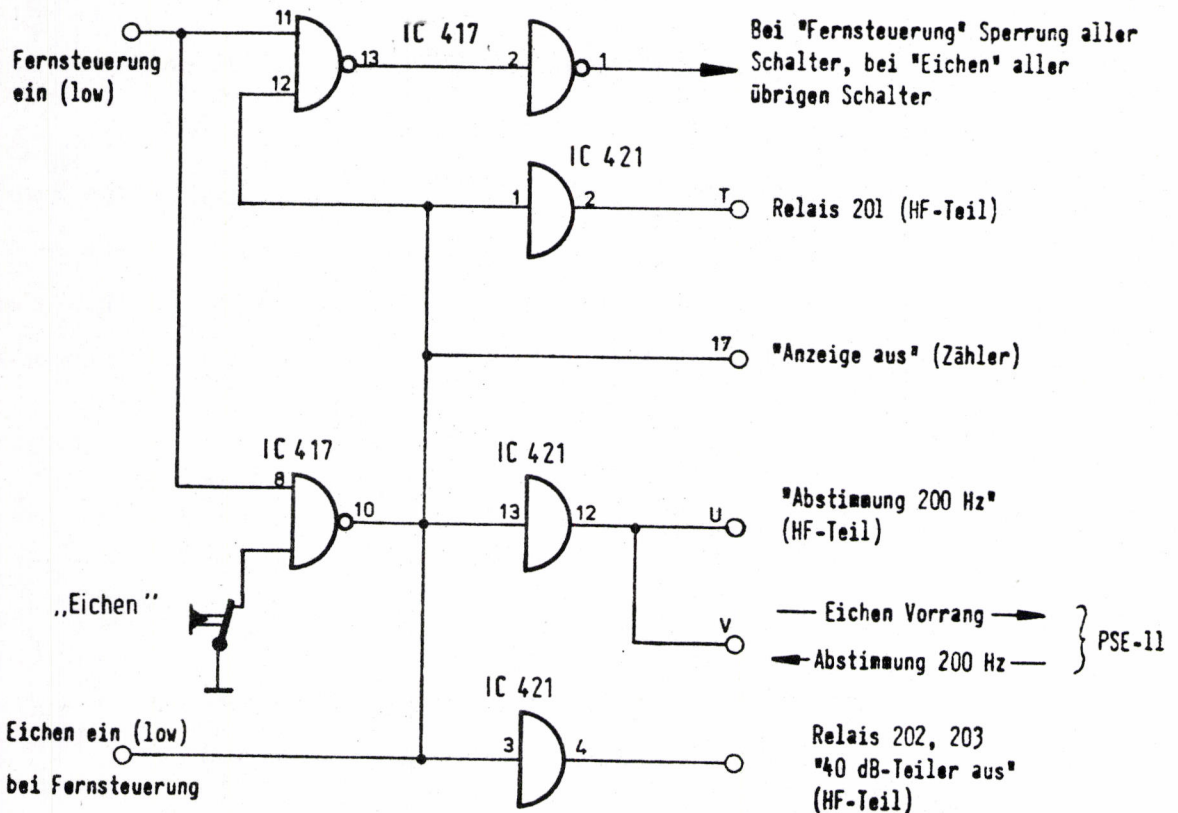
7.2.4. Steuerschaltung

Auf der Steuerkarte wird die logische Verknüpfung zwischen den Schaltern und Tasten auf der Frontplatte und den Stellgliedern vorgenommen (Tabelle 7-2); keine Gerätefunktion wird direkt geschaltet, da der SPM-11 fernsteuerbar ist.

Schalter- stellung	Teiler			Verstärk			Teiler			ZFI-Verstärker								
	-40dB			+10dB			-20dB			+10dB			+20dB			+30dB		
	I	II	III	I	II	III	I	II	III	I	II	III	I	II	III	I	II	III
EICHEN																		
+20 dB																		
+10 dB																		
0 dB																		
-10 dB																		
-20 dB																		
-30 dB																		
-40 dB																		
-50 dB																		
-60 dB																		
-70 dB																		
-80 dB																		
-90 dB																		
-100 dB																		
-110 dB																		

- I LIN klirrfarm
- II LIN mittel
- III LIN rauscharm

Tabelle 7-2 Verstärkung und Teilung bei den verschiedenen Meßbereichen



Die Fernsteuerkarte wird an die Steuerkarte gesteckt. Durch einen Low-Pegel an Punkt b10 der Steuerkarte werden die NAND-Stufen IC 415, IC 416 und IC 417/4.2 gesperrt und damit die Bedienungselemente auf der Frontplatte wirkungslos.

Das Drücken der Eichtaste hat Vorrang vor allen anderen Funktionen. Einen Schaltungsauszug der Steuerung des Eichvorgangs zeigt Bild 7-28: Über den Anschluß V wird bei k_2/k_3 -Betrieb der im Sender umgesetzte Träger, der den Empfänger auf die 2. oder 3. Harmonische abstimmt, abgeschaltet. Wird am PSE-11 die Taste d2 gedrückt, dann wird der Empfänger in umgekehrter Richtung über Anschluß V fest auf 200 Hz abgestimmt.

7.2.5. Zähler und Anzeigeschaltung (BN 604-E, 604-F)

Bei dieser Baugruppe handelt es sich um einen digitalen Frequenzmesser, auf dessen Anzeige die Empfangsfrequenz des SPM-11 angezeigt wird. Als Meßfrequenz wird dem Zähler das Signal vom durchstimmbaren Oszillator zugeführt. Zur Ableitung der Zeitbasissignale kann wahlweise eine Basisfrequenz von 800 kHz bzw. 800,4 kHz verwendet werden. Der Anzeigebereich geht von 0...200 kHz. Die Meßzeit und damit die Auflösung des Zählers ist umschaltbar zwischen 40 ms Meßzeit (entsprechend 10 Hz Auflösung) und 400 ms Meßzeit (entsprechend 1 Hz Auflösung).

7.2.5.1. Zählerteil

Die Funktionseinheit "Zählerteil" besteht generell aus den IC's IC 501 bis IC 514 und den Anzeigen R_ö 501 und R_ö 502.

Eine asynchrone Zählerkette (IC 503, IC 506, IC 509, IC 514) arbeitet auf die Zwischenspeicher IC 502, IC 505, IC 508, IC 511 und IC 513. Die Zwischenspeicher-IC's sind jeweils mit einem Decoder-Treiber verbunden, über welche die Anzeigeröhren angesteuert werden.

Die an IC 514 Pin 14 ankommenden Impulse werden während der Meßzeit in die Zählerkette eingezählt. Am Ende der Meßzeit steht dann ein bestimmtes Ergebnis im Zähler, das mit dem Zwischenspeicherimpuls in den Zwischenspeicher eingeschrieben wird. Der Zwischenspeicherimpuls wird von der Zeitbasis über die Brücke c-d geliefert. Nach diesem Vorgang wird die Zählerkette wieder rückgesetzt (Rücksetzimpuls, über e-f von der Zeitbasis), womit dann ein neuer Zählvorgang beginnen kann.

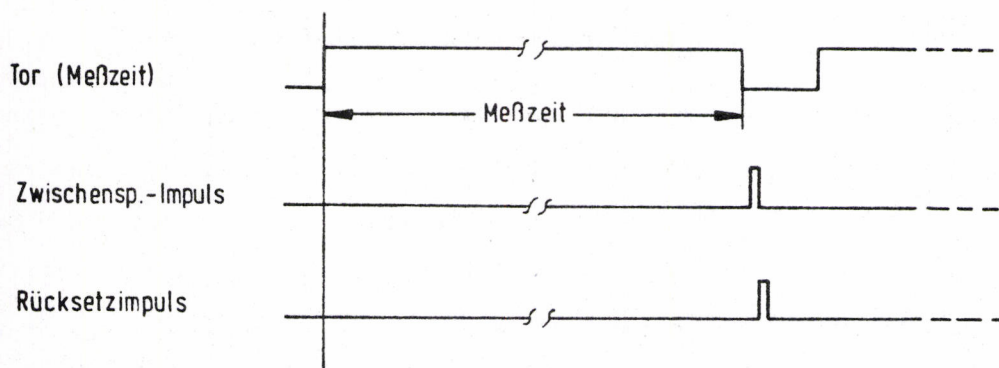


Bild 7-29

Da die Meßfrequenz im Bereich von 4 bis 6 MHz liegt, aber der Anzeigebereich zwischen 0,00 und 200,00 kHz liegen soll, wird im Zähler entsprechend korrigiert:

Beim Rücksetzimpuls wird nicht die gesamte Zählerkette nullgesetzt, der Zähler der höchstwertigen Stelle IC 503 wird auf 6 vorgesetzt. Das hat zur Folge, daß bei einer Meßfrequenz von 4 MHz die Zählerkette innerhalb der Meßzeit nicht auf 400,00 zählt (wie es beim Nullsetzen der gesamten Zählerkette der Fall wäre), sondern auf 000,00. Das Vorsetzen auf 6 wirkt sich also so aus, als würden vom Meßergebnis 400,00 subtrahiert. Bei einer Meßfrequenz von 6 MHz ergibt sich demnach die Anzeige 200,00.

Anmerkung :

Oszillatorfrequenz 6 MHz: $10 = 600 \text{ kHz} - 400 \text{ kHz} = 200 \text{ kHz}$,

Oszillatorfrequenz 4,0001 MHz: $10 = 400,01 \text{ kHz} - 400 \text{ kHz} = 10 \text{ Hz}$

Das Vorsetzen des Zählers auf 6 erfolgt über die Dateneingänge des IC's 503.

Die Auflösung des Zählers ist umschaltbar zwischen 10 Hz und 1 Hz. Bei der 1-Hz-Auflösung wird die Meßzeit um den Faktor 10 verlängert. Das Ergebnis rückt um eine Stelle nach links, womit der Zähler dann aber "überläuft" und die höchstwertige Stelle verlorengeht. Am Gatter IC 528/4.1 liegt ein Signal an, das wechselweise die Kommata entsprechend der Auflösung umschaltet. Dieses Signal ist auch auf die Dateneingänge des IC 503 geschaltet, um bei der 1-Hz-Auflösung das Vorsetzen auf 6 zu unterbrechen. Über den Eingang RBI des IC 501 wird bei der 1 Hz-Auflösung die Unterdrückung der Vornullen abgeschaltet. Mit dem Signal "Anzeige aus" kann die Anzeige dunkelgetastet werden.

7.2.5.2. Digitalfehlerunterdrückung

Die Schaltung zur Unterdrückung des Digitalfehlers hat die Aufgabe, das sonst übliche Hin- und Herspringen der Anzeige um den Betrag einer Einheit (± 1) bei konstanter Zählfrequenz zu verhindern.

Prinzipiell handelt es sich um einen Vorteiler 4 : 1, der vor den eigentlichen Anzeigezähler geschaltet wird. Dieser Vorteiler besitzt außerdem eine digitale Hysterese.

Im folgenden wird nur eine Schaltungsbeschreibung gegeben.

Der 4 : 1-Vorteiler besteht aus den beiden JK-FF's IC 518 und gibt nur jeden 4. Impuls der Meßfrequenz von Zeitbasis-Tor-IC 515/4.2 an den eigentlichen Anzeigezähler weiter. Aus diesem Grund beträgt auch die Torzeit für eine Anzeigauflösung von 10 Hz nicht 10 ms, sondern 40 ms, bzw. für die Auflösung von 1 Hz nicht 100 ms, sondern 400 ms (siehe Torzeitumschaltung mit Schalter S 501).

Die beiden JK-FF's IC 518 sind als Vorwärtzzähler geschaltet. Der erste Q-Ausgang von IC 518 - pin 15 hat die Wertigkeit 2^0 , μ -Ausgang pin 11 die Wertigkeit 2^1 .

Damit lautet die Zählfolge:

Zählfolge:	0	1	2	3	0	1	u.s.w.
$Q_{(15)} = 2^0$	0	1	0	1	0	1	
$Q_{(11)} = 2^1$	0	0	1	1	0	0	

Beim Übergang des 4 : 1-Vorteilers von 1, 1 \rightarrow 0, 0 zählt die 1. Zählerstufe (IC 514) um 1 weiter (und zwar durch die 1-0-Flanke des $Q_{(11)}$ -Ausgangs von IC 518).

Die erwähnte digitale Hysterese wird im Wesentlichen durch das RS-FF IC 516 und die Steuergatter IC 515/4.3 und 4.4 sowie IC 517/2.1 und 2.2 gebildet. Die Schaltung tritt nur nach Torzeitende in Aktion, und zwar gesteuert durch den Zähler-Umspeicherimpuls (von IC 531/2.1) und den Zähler-Nullsetzimpuls (von IC 531/2.2). Dabei wird das 2. JK-FF IC 518 mit $Q_{(11)}$ in Abhängigkeit von der Lage der FF's IC 518 und IC 516 zu Torzeitende in eine ganz bestimmte Lage gesetzt - siehe Tabelle der möglichen Schaltfolgen. Das 1. JK-FF IC 518 mit $Q_{(15)}$ wird durch den Zähler-Nullsetzimpuls über den clear-Eingang (pin 3) immer auf $Q_{(15)} = 0$ gesetzt.

Zustand nach Ende der Torzeit				RS-FF nach		Zustand nach "Nullsetzen"		Anmerkungen
1. JK-FF Q(15)	2. JK-FF Q(11)	RS-FF (IC 516) pin 1 pin 4		"Umspeichern" pin 1 pin 4		1. JK-FF Q(15)	2. JK-FF Q(11)	
0	0	X	X	1	0	0	1	Lage des RS-FF egal
1	0	1	0	1	0	0	1	Lage des RS-FF durch "Umspeichern" nicht verändert.
1	0	0	1	0	1	0	0	
0	1	1	0	1	0	0	1	
0	1	0	1	0	1	0	0	
1	1	X	X	0	1	0	0	FS-FF egal

entspricht der Lage der FF's zu Beginn einer neuen Torzeit

0 = Low, 1 = High, X = gleichgültig

Tabelle 7-3
Mögliche Schaltfolgen

7.2.5.3. Zeitbasis

Die Funktionseinheit "Zeitbasis" besteht hauptsächlich aus drei hintereinander geschalteten umschaltbaren Frequenzteilern zur Erzeugung des Tor-Signals (Meßzeit-Signal) und der Zählersteuersignale. Außerdem wird ein 200-Hz-Rechtecksignal erzeugt.

Die Zeitbasis hat zwei durch die Brücke k-1 anwählbare Eingänge für die Basisfrequenzen 800 kHz (St 501) und 800,4 kHz (St 502). Die Umschaltung erfolgt mittels der Gatter IC 519; gleichzeitig wird über diese Gatter eine Pegelanpassung von 5 V auf 12 V vorgenommen.

Da bei beiden Basisfrequenzen vom als Binärteiler geschalteten D-FF IC 526 ein 200-Hz-Rechteck abgegeben werden muß, wird der Teilerfaktor des vor dem D-FF liegenden Teilers ebenfalls durch die Brücke k-1 umgeschaltet, und zwar vom Teilerfaktor 2000 bei der Basisfrequenz ≥ 800 kHz auf den Teilerfaktor 2001 bei 800,4 kHz Basisfrequenz.

Die Frequenzteilung erfolgt in zwei Stufen, die einzeln umschaltbar sind. Bei 800 kHz Basisfrequenz teilt die erste Stufe (IC 520/2.1 und 2.2, IC 521) im Verhältnis 4 : 1 die zweite Stufe (IC 522 bis IC 525) im Verhältnis 500 : 1 ($4 \cdot 500 = 2000$); bei 800,4 kHz sind die Teilerfaktoren sinngemäß 3 : 1 und 667 : 1 ($3 \cdot 667 = 2001$). Bis zum 200-Hz-Ausgang erhält man also Gesamtteilerfaktoren von 4000 bzw. 4002.

Die erste Teilerstufe besteht aus den beiden JK-FF IC 520/2.1 und IC 520/2.2, die als synchrone binäre Frequenzteiler geschaltet sind. Ist die Brücke k-1 gesteckt (800 kHz-Eingang ausgewählt), so liegt an den Gatter-Eingängen Pins 6 und 8, 9 des IC 521 0-Signal, womit wiederum die JK-Eingänge des ersten FF auf 1-Signal liegen und beide JK-Eingänge des zweiten FF praktisch mit Q des ersten FF verbunden scheinen (\bar{Q} inv. = Q!)

Demnach ergibt sich vereinfacht die Schaltung eines 4 : 1-Teilers:

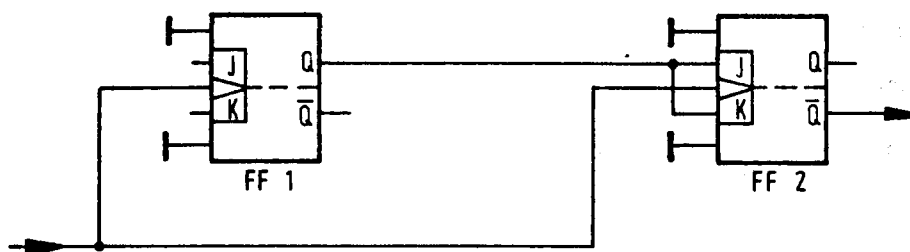


Bild 7-30

Ohne Belegung der Brücke k-1 wird 1-Signal auf die vorgenannten Gattereingänge des IC 521 gelegt, womit der J-Eingang des 1. FF mit dem \bar{Q} -Ausgang des 2. FF verbunden scheint (Invertierung durch Gatter beachten:

$Q_{\text{inv.}} = \bar{Q}$) und der K-Eingang des zweiten FF auf 1-Signal gelegt wird.

Demnach ergibt sich ein 3 : 1 - Teiler:

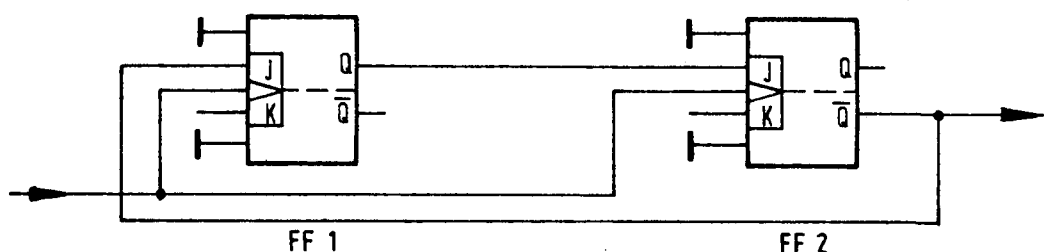


Bild 7-31

Die nach dem Binärteiler folgende zweite Teilerstufe besteht aus einem 12-Bit-Binärzähler mit einer Rückführungslogik. Diese bewirkt, daß abhängig vom logischen Pegel an Pin 2 des einen Gatters von IC 525 der Teiler im Verhältnis 500: 1 oder im Verhältnis 667: 1 teilt.

Liegt am Pin 2 des oben genannten Gatters z.B. 0-Signal, so liefert dieses ein Koinzidenzsignal, wenn der Binärzähler auf 499 gezählt hat. Der Zählerinhalt 499 wird von den Gattern IC 523/2.2 und IC 523/2.1 dekodiert ($499 = 2^0 + 2^1 + 2^4 + 2^5 + 2^6 + 2^7 + 2^8$), womit dann der Eingang Pin 12 des aus den Gattern IC 524/4.4 und IC 524/4.1 gebildeten RS-FF nach einer Laufzeit t_{d1} auf 0-Signal geht (siehe Bild 7-32). Nach der Gatterlaufzeit t_{d2} geht der eine Ausgang (Pin 11) des RS-FF auf 1, wonach dann beim nächsten 0-1-0-Impuls der Eingangsfrequenz, die an Pin 1 des IC 524/4.1 und am Pin 10 des IC 522 ansteht, am Ausgang des Gatters IC 524/4.1 (Pin 3) ein 1-0-1-Koinzidenzimpuls entsteht. Dieser Impuls wird invertiert und setzt den Zähler IC 522 auf "0", da der Impuls infolge der Laufzeit t_{d5} die zählende 1-0-Flanke "überdeckt". Mit dem Nullsetzen des Binärzählers verschwindet nach t_{d4} das Koinzidenzsignal an Pin 12 des RS-FF wieder und am Ende des Nullsetzsignales geht der Ausgang Pin 11 des RS-FF wieder auf 0-Signal. Die nächste eintreffende Flanke zählt den Binärzähler dann wieder auf 1, u.s.w.

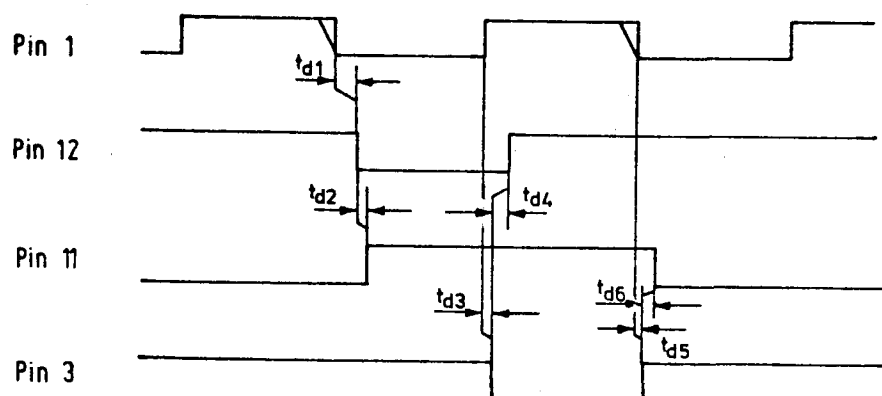


Bild 7-32

Um die Teilerstufe auf den Teilerfaktor 667 umzuschalten, wird die "frühe" Koinzidenz bei 499 verhindert, womit die nächste Koinzidenz von den Gattern IC 524/4.3 und IC 523/2.1 bei 666 gebildet wird ($666 = 2^1 + 2^3 + 2^4 + 2^9$).

Der Widerstand R 517 (18 k Ω) dient zur Pegelanpassung, da das FF IC 526 mit $V_{DD} = 5$ V betrieben wird. Es erfolgt eine Begrenzung des Eingangspegels über die IC-internen Schutzdioden; R 517 dient dabei zur Strombegrenzung.

Nach IC 526 folgt die dritte Teilerstufe. Diese wird beeinflusst durch den Meßzeit-
 schalter; in der Stellung "40 ms" ist der Teilerfaktor 9 eingeschaltet, in der Stel-
 lung "400 ms" der Teilerfaktor 81. Der Teiler besteht ähnlich der zweiten schon
 beschriebenen Teilerstufe aus einem Binärzähler IC 527 und einer Decodierschal-
 tung für die Zählerinhalte 8 und 80 (IC 528/4.2...4).

Liegt z.B. am Gatter IC 528/4.2, Pin 10 ein 1-Signal an, so liefert dieses Gatter
 über IC 528/4.4 ein 1-Signal an den D-Eingang des FF IC 530/2.1 in dem Augen-
 blick, in dem der Binärzähler mit der negativen Flanke auf 8 ($= 2^3$) zählt (siehe
 Bild 7-33). Mit der positiven Flanke des Zählsignals an Pin 2 IC 527 übernimmt
 der Q-Ausgang (Pin 5 des D-FF) das 1-Signal vom D-Eingang, womit \bar{Q} auf 0 geht.
 Das Signal an \bar{Q} ist das Tor-Signal für das Zähltor IC 515/4.2. Mit dem 1-Signal
 an Q wird das Gatter IC 529/4.3 für eine Nullkoinzidenz mit dem 0-Dach des
 folgenden Zähltaktes vorbereitet. Während dieser Zeit wird der Zähler nullgesetzt
 und der D-Eingang des FF IC 530/2.1 geht wieder auf 0. Dieses Signal wird mit
 der nächsten pos. Flanke von Q übernommen, womit \bar{Q} dann wieder für die näch-
 sten 8 Impulse auf 1-Signal bleibt.

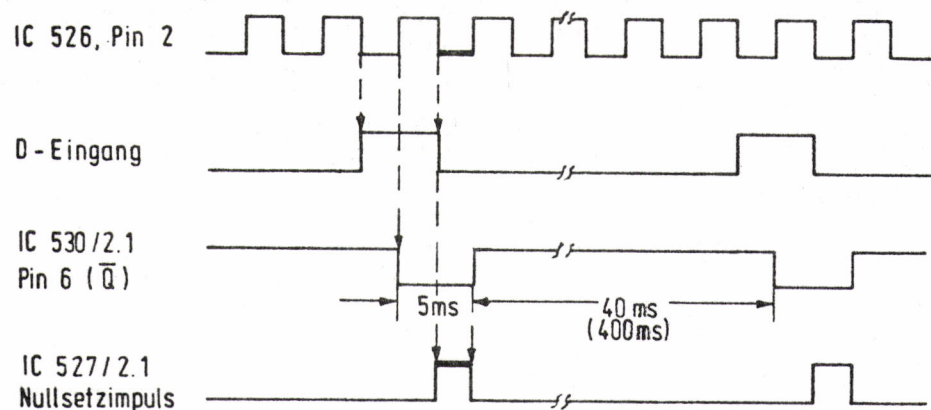


Bild 7-33

Am Ausgang \bar{Q} des FF IC 530/2.1 entsteht also ein "Tor-Auf-Signal" von 40 ms
 Dauer oder von 400 ms Dauer mit jeweils einer konstanten Meßpause von 5 ms
 Dauer.

In der Meßpause werden mittels der MF's IC 531/2.1 und IC 531/2.2 das Zwischenspeichersignal und das Rücksetzsignal erzeugt. Das erste MF wird von der 0-1-Flanke des am IC 527 Pin 2 anliegenden Nullsetzimpulses getriggert, das zweite MF wird über das Verzögerungsglied R 521 - C 502 mit der Rückflanke des Zwischenspeicherimpulses getriggert (siehe Bilder 7-29 und 7-34).

Die Umschaltung der Meßzeit erfolgt über S 501. Damit bei der Meßzeitumschaltung nicht in eine gerade ablaufende Messung eingegriffen werden kann, was zu kurzzeitigen Fehlmessungen führt, wird die endgültige Umschaltung über das FF 530/2.2 erst dann vorgenommen, wenn in der Meßpause das Rücksetzsignal erscheint.

Wird z.B. zu einem beliebigen Zeitpunkt auf 400 ms Meßzeit umgeschaltet, so wird das Gatter IC 532/4.1 für eine Koinzidenz mit dem Rücksetzsignal vorbereitet. Bei Auftreten der Koinzidenz wird das FF IC 530/2.2 umgesetzt, womit das Gatter IC 528/4.2 gesperrt wird (Freigabe des "langen" 81 : 1-Teilerzyklus) und die Kommata über die Transistoren T 501 und T 502 umgeschaltet werden.

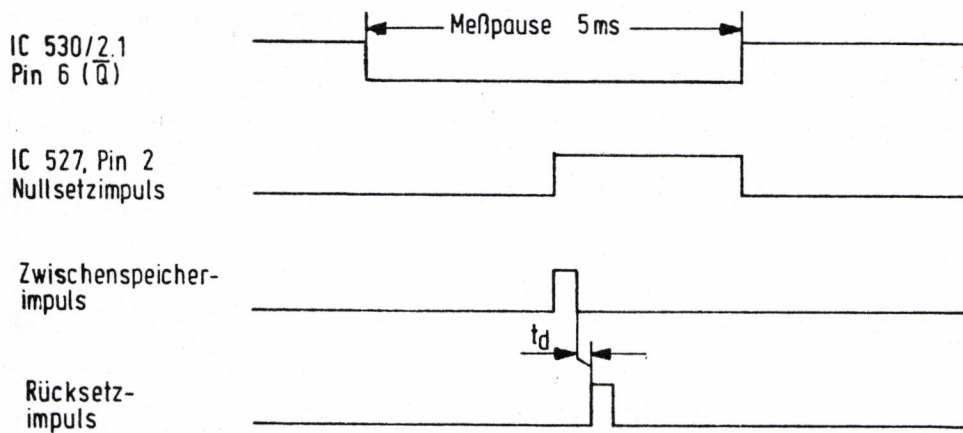


Bild 7-34

7.2.6. Fernsteuerzusatz

Über den Fernsteuerzusatz BN 604/1 lassen sich alle wesentlichen Funktionen des SPM-11 und des PSE-11 fernsteuern. Ausgenommen ist lediglich der Bereichsteiler des PSE-11.

Um eine Verbindung der schwimmenden Meßerde mit dem Rahmen über den Fernsteuerzusatz zu verhindern, sind alle Eingänge durch Optokoppler galvanisch vom Gerät getrennt.

Für die Stromversorgung der Optokoppler und der TTL-Gatter ist eine externe 5-V-Spannungsquelle (100 mA) erforderlich. Ein steuerbarer Regler (T 801, T 802) liefert eine Hilfsspannung von ca. 2,8 V, die so niedrig ist, daß ein High-Pegel $>2,4\text{ V}$ die Optokoppler sicher gesperrt hält.

Ein Low-Pegel $<0,4\text{ V}$ verringert die Spannung des Reglers auf ca. 1,2 V und verhindert damit eine Stromübertragung über den Optokoppler.

Da die ZF-Verstärkung im BCD-Code (1-2-4) programmiert wird, der ZF-Verstärker aber einen Spezialcode (1-2-3) benötigt, ist ein einfacher Codeumsetzer notwendig (siehe Tabelle 7-4).

Buchse		Bu 801			Kartenstecker		
Stift		5	6	7	bA	bB	bC
Verstärkerstufen / dB		10	20	40	10	20	30
Programmierte Verstärkung / dB	0	H	H	H	H	H	H
	10	L	H	H	L	H	H
	20	H	L	H	H	L	H
	30	L	L	H	H	H	L
	40	H	H	L	L	H	L
	50	L	H	L	H	L	L
	60	H	L	L	L	L	L
		(L)	(L)	(L)	(L)	(L)	(L)

Tabelle 7-4 Code-Umsetzer zur Programmierung der ZF-Verstärkung

Meßbereich	Kontakt Nr.	Meßart																				
		"rauscharm"							"mittel"							"klirrarm"						
		1	2	3	4	5	6	7	1	2	3	4	5	6	7	1	2	3	4	5	6	7
+ 20 dB																						
+ 10 dB						L							L			L						
0 dB							L							L			L					
- 10 dB						L	L							L	L		L	L				
- 20 dB								L							L			L				
- 30 dB						L		L	L						L	L		L				
- 40 dB							L	L		L					L		L	L				
- 50 dB		L					L	L	L	L					L	L	L	L				
- 60 dB			L				L	L			L				L	L	L	L		L		
- 70 dB		L	L				L	L	L		L				L	L	L	L			L	
- 80 dB				L			L	L		L	L				L	L	L	L		L	L	
- 90 dB		L		L			L	L	L	L	L				L	L	L	L				L
- 100 dB			L	L			L	L	L	L	L		L		L	L	L	L		L		L
- 110 dB		L	L	L			L	L	L	L	L			L	L	L	L	L			L	L

Tabelle 7-5 Fernsteuerung der spannungslinearen Meßbereiche (LIN)

Fernsteuerung der pegellinearen Meßbereiche (LOG)

Wie Steuerpegel bei "rauscharm" (LIN), jedoch zusätzlich L-Signal an Stift 9.

TTL-Pegel für Fernsteuerung

L-Signal: $0 < U < 0,4 \text{ V}$

H-Signal: $2,4 \text{ V} < U < 5 \text{ V}$

Negative Logik: Aktive Funktion durch Anlegen eines Low-Signals an den entsprechenden Stift.

An allen Eingängen, die nicht durch ein Low-Signal eingeschaltet sind, muss ein High-Pegel liegen.

Stelle	Bedeutung	Kontakt Nr.																	
		1	2	3	5	6	7	9	10	13	14	17	18						
A	-60dB																		
	-50dB	L																	
	-40dB		L																
	-30dB	L	L																
	-20dB			L															
	-10dB	L		L															
	0dB		L	L															
	+10dB	L	L	L															
B	0dB																		
	+10dB					L													
	+20dB						L												
	+30dB					L	L												
	+40dB							L											
	+50dB					L		L											
	+60dB						L	L											
C	Messen	"LIN"																	
		"LOG"								L									
	Eichen	"LIN"									L								
		"LOG"									L	L							
D	Bandbreite 8 Hz	flik																	
		träge											L						
	Bandbreite 40 Hz	flik												L					
		träge											L	L					
E	Abstimmung mit PSE-11 normal																		
	k2															L			
	k3																L		
	d2															L	L		

Tabelle 7-6 SPM-11 Steckerbelegung für den Fernsteuerzusatz (BU 801)

Stift Nr.	Funktion
34	Stromversorgung: +5V/ 100 mA
46	Fernsteuerung ein: L-Signal/ Fernsteuerung aus: H-Signal
50	Stromversorgung: 0V

Tabelle 7-7 Stromversorgung für den Fernsteuerzusatz und Funktion "Fernsteuerung"

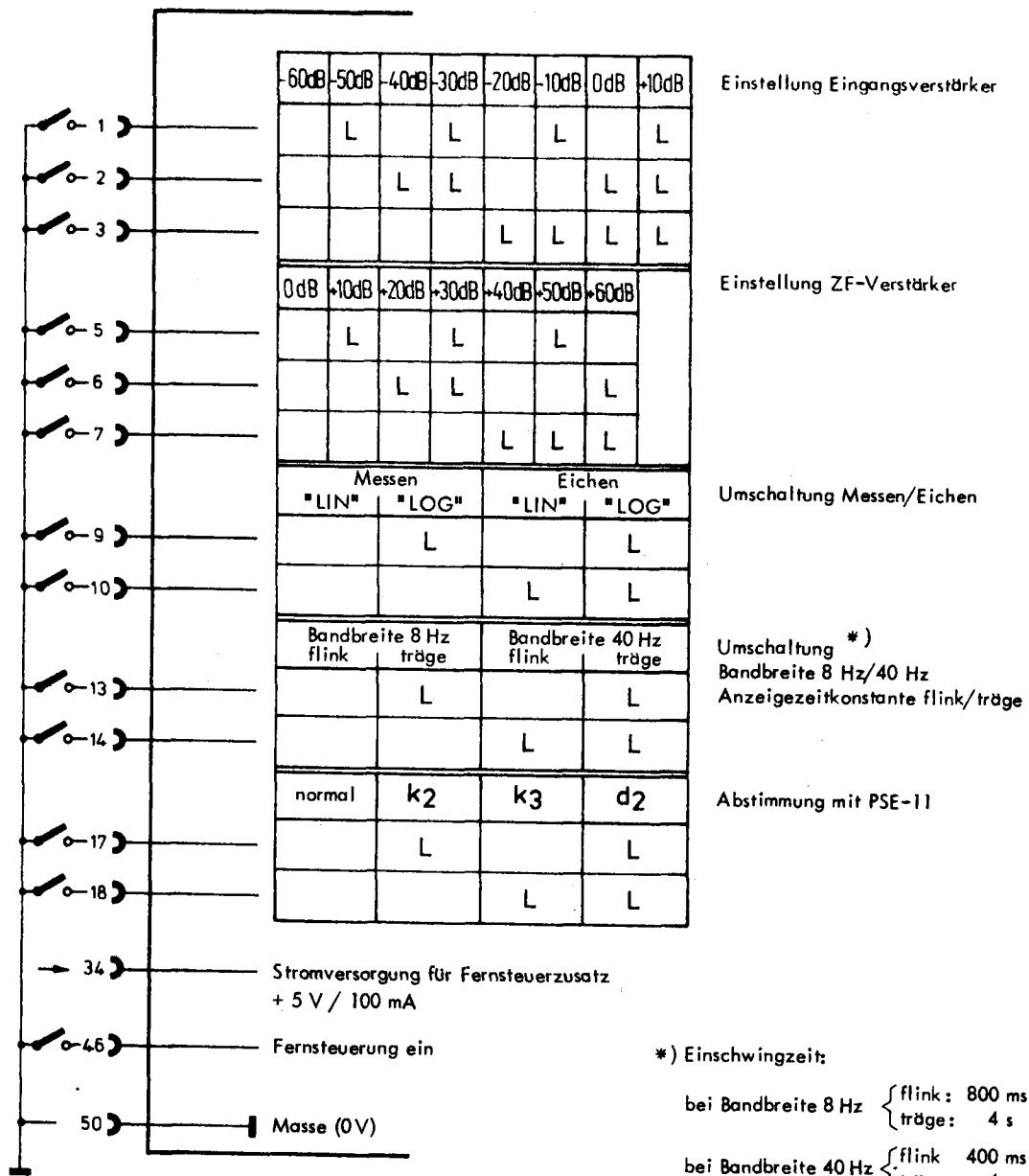


Tabelle 7-8 Fernsteuerbuchse Bu 801

8. NACHPRÜFEN WICHTIGER TECHNISCHER DATEN DES SPM-11

Im folgenden werden Verfahren beschrieben, die es erlauben, die wichtigsten Kennwerte des Gerätes nachzuprüfen. Nach Möglichkeit sind handelsübliche Meßmittel vorgeschlagen.

Wo nicht durch einen Hinweis weiter eingeschränkt wird, sollen die Prüfungen innerhalb der Nenngebrauchsbereiche für Temperatur und Netzspannung erfolgen.

Ist bei den technischen Daten eine Anwärmzeit vorgeschrieben, soll mit den Prüfungen erst nach Ablauf dieser Zeit begonnen werden.

Das Nachprüfen der wichtigsten Daten soll feststellen, ob die Anzeige einer Meßgröße innerhalb der garantierten Fehlergrenzen liegt. Die Nachprüfung gelingt nur ohne Einschränkung, wenn die Eigenfehler der verwendeten Meßanordnung vernachlässigbar sind.

Sonst gilt folgende Regel:

Beträgt der Fehler der verwendeten Meßanordnung $\pm m$ und wird als garantierte Fehlergrenze für den Prüfling $\pm e$ genannt, so beweist

eine Überschreitung der Grenzen $\pm (e + m)$,
daß die garantierten Fehlergrenzen
mit Sicherheit überschritten werden,

eine Unterschreitung der Grenzen $\pm (e - m)$,
daß die garantierten Fehlergrenzen
mit Sicherheit eingehalten werden.

In jeder Meßvorschrift wird der Wert e genannt. Der Wert m richtet sich nach dem eingesetzten Meßgerät und muß deshalb im allgemeinen von Fall zu Fall bestimmt werden. Die Meßvorschrift geht nur dann auf den Wert von m ein, wenn die vorgeschriebenen Meßmittel keine Variation zulassen oder besondere Bedingungen zu beachten sind.

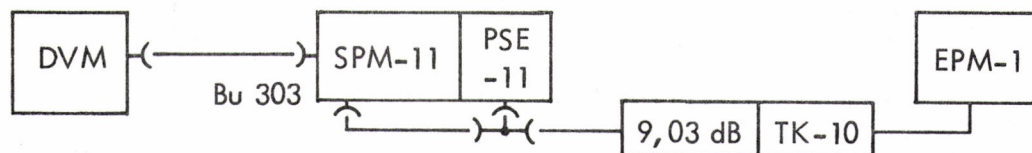
Bei einer systematischen Überprüfung der Daten sollte in der hier angegebenen Reihenfolge vorgegangen werden.

Ein Abgleich des Prüflings sollte erst durchgeführt werden, wenn eine Überschreitung der Grenze $\pm (e + m)$ festgestellt worden ist.

1 Digitalvoltmeter	z.B. T 2000	von H&B
1 Eichleitung ($Z = 75 \Omega$)	z.B. Rel 3 D 2053	von Siemens
1 Abschlußwiderstand	75 Ω	

8.2.1. Absolutpegel bei 0 dB/1 kHz

Meßaufbau:



Einstellung der Geräte:

SPM-11 : Bereich 0 dB, Dämpfungsglied 9,03 dB möglichst direkt am Eingang I anschließen; $f = 1$ kHz

DVM
(T 2000) : Bereich 10 V

PSE-11 : ca. 0 dB

EPM-1 : mit Dämpfungsglied 9,03 dB an 0 dB/ $R_i = 0$ eichen.

Vor der Messung mechanischen Nullpunkt des Instruments SPM-11 kontrollieren, ggf. nachstellen.

Messung:

Am SPM-11 Stellung klirrmittel, 8 Hz wählen und Eichknopf drücken. Mit Hilfe des Eichpotentiometers ans DVM eine Spannung von 3,873 V einstellen (Zeiger steht auf roter Eichmarke). Eich Taste lösen und die Sendespannung des PSE-11 so verstellen, daß am DVM wieder diesselbe Spannung wie beim Eichen erscheint. Die jetzt angezeigte Pegelabweichung von 0 dB am EPM-1 ablesen.

Fehlergrenze (e) : $\pm 0,1$ dB

Die gleiche Messung ist bei folgenden Einstellungen zu wiederholen: Stellungen "mittel" und "rauscharm", sowie bei $B = 40$ Hz "klirrmittel" "mittel" und "rauscharm". Dabei gilt die oben angegebene Fehlergrenze.

Eingang 1 ist gleich zu prüfen, z.B. bei Stellung "klirrmittel" 40 Hz, jedoch muß der Bereichsschalter sinngemäß auf - 20 dB stehen.

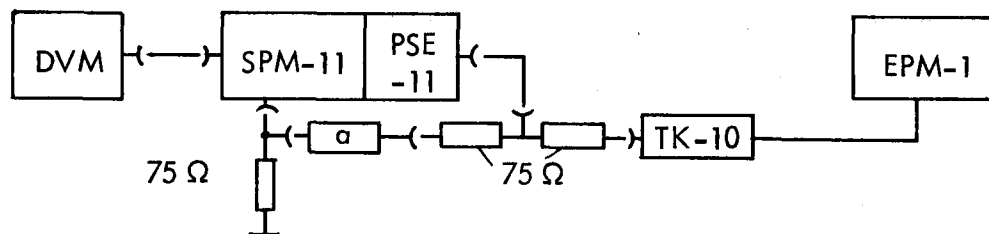
+ 20 dB am SPM-11 angewählt und die Dämpfung der Eichleitung entsprechend zurückgenommen, dabei die DVM-Anzeige abgelesen.

$$\text{Fehlergrenze (e)} : \pm 0,1 \text{ dB} \cong \begin{matrix} + 2,529 \text{ V} \\ + 2,472 \text{ V} \end{matrix} \quad \text{am DVM}$$

Anmerkung: Die obige Überprüfung des Teilerfehlers ist wegen der hohen Anforderung an die eingesetzte Eichleitung nur bedingt möglich. Im Werk wurden die garantierten Teilfehlergrenzen mit dafür entwickelten Meßgeräten nachgemessen.

8.2.3. Frequenzgang

Meßaufbau:



Einstellung der Geräte: DVM Bereich 10 V

SPM-11 vor jeder Messung bei 1 kHz mit Hilfe des Eichpotentiometers + 5.000 V am DVM einstellen

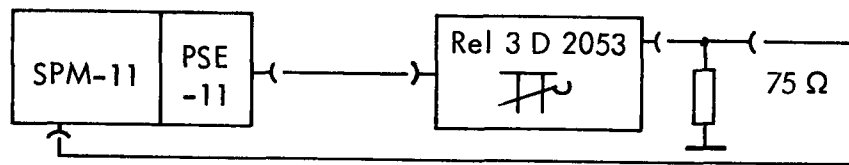
PSE-11 Sendepiegel bei 1 kHz so einstellen, daß EPM-1 genau 0 dBm anzeigt. Diesen Wert nach jeder Frequenzumschaltung kontrollieren, ggf. nachstellen.
Sonst wie in der folgenden Tabelle angegeben:

Einstellungen am SPM-11	Dämpfungs- glieder "a"	Fehlergrenzen (e) im Bereich:		
		50 Hz..110 kHz	20 Hz..200 kHz	15 Hz..20 Hz
Eing. [8]/[9], -10 dB, mittel		± 0,1 dB = +5,058 V +4,943 V am DVM	± 0,2 dB = +5,116 V +4,886 V am DVM	± 0,35 dB = +5,206 V +4,802 V am DVM
-- rauscharm				
-- -20 dB --	9,03 dB			
-- -30 dB --	19,03 dB			
-- -- mittel	--			
-- -40 dB --	9,03 dB + 19,03 dB			
-- -- rauscharm	-- --			
Eing. [1] -- --	9,03 dB	± 0,3 dB = +5,176 V +4,830 V am DVM		
-- -50 dB --	19,03 dB			
-- -- klirrrarm	--			

Empfohlene Meßfrequenzen: 15 Hz, 20 Hz, 50 Hz, 20 kHz, 110 kHz und 200 kHz

8.2.4. Fehler der Instrumentenskalen

Meßanordnung:



Einstellung der Geräte:

SPM-11: Eingang $\boxed{8}/\boxed{9}$, Bereich - 10 dB, "klirrfrei", $f = 1$ kHz

PSE-11: ca. - 8 dB

Eichleitung: 2-dB-Grunddämpfung vorweg einschalten

Messung:

SPM-11 vor dem Einschalten daraufhin kontrollieren, ob der mechanische Nullpunkt des Instrumentes in Ordnung ist, ggf. nachstellen.

Nach Eichen des SPM-11 Sendespannung am PSE-11 so einstellen, daß der Zeiger genau auf der Eichmarke steht. Danach die Skalenwerte + 2 dB, - 3 dB, - 5 dB, - 10 dB und - 15 dB kontrollieren, wobei der Sollpegel nur über die Eichleitung eingestellt wird.

Fehlergrenze (e): 1% v. E. $\hat{=}$ 1 mm Skalenlänge

Zur Messung des pegellinearen Skalenbereiches SPM-11 auf "log." umschalten, danach die Messung wie vorhin durchführen. Empfehlenswert ist die Kontrolle bei jeder 10-dB-Skalenmarke.

Fehlergrenzen (e) :

0 dB...- 60 dB : $\pm 1,5$ dB $\hat{=}$ 2,4 mm Skalenlänge

- 60 dB...- 80 dB : $\pm 2,5$ dB $\hat{=}$ 4 mm Skalenlänge

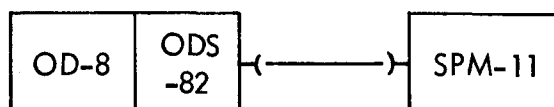
(bez. auf die grüne Skala)

8.3. Selektion

Erforderliche Meßgeräte:

1 Pegelsender z.B. ODS-82/OD-8 von W&G

Meßaufbau:



Einstellung der Geräte:

ODS-82/OD-8: 0 dB, Meßfrequenz 1 kHz ($\hat{=}$ 10 kHz an OD-8)

SPM-11: 0 dB, rauscharm, auf Sendefrequenz genau abgestimmt.

Messung:

Entsprechend folgender Tabellen Sendefrequenz verändern und zugehörige Dämpfungswerte am SPM-11 ablesen. Es ist zweckmäßig, zur Ablesung der Sperrdämpfungswerte auf "Log." umzuschalten.

Durchlaßbereich:

Bandbreite SPM-11	Bandbreite der Senderverstimmung	Soll-Dämpfung (e)
8 Hz	$\Delta f = 8$ Hz	≤ 3 dB
40 Hz	$\Delta f = 40$ Hz	

Sperrbereich:

Bandbreite SPM-11	Verstimmung des Senders (gegenüber Mittelfrequenz)	Soll-Dämpfung (e)
8 Hz	± 22 Hz	≥ 60 dB
40 Hz	- 100 Hz/+ 150 Hz	

Anmerkung: Für das Nachprüfen der Selektion ist ein Sender mit hoher spektraler Reinheit notwendig. Der Störabstand für nichtharmonische Störer muß ≥ 70 dB sein.

8.4. Eigenklirren

Erforderliche Meßgeräte:

1 Pegelsender	z.B. PSE-11	von W&G
1 Umschaltbarer Tiefpaß	z.B. UF-1	von W&G

Meßaufbau:



Einstellung der Geräte:

UF-1 : Filterart "Tiefpaß", 3 dB, " $R_i < 6 \Omega$ ", " $R_A > 60 \text{ k}\Omega$ "

SPM-11 : $B = 8 \text{ Hz}$, Bereich 0 dB "klirrarml", Eichpotentiometer ganz aufgedreht.

PSE-11 : ca. - 3 dB

Messung:

SPM-11/PSE-11 zunächst auf Grundwelle (f_0) abstimmen und Sendepiegel so einstellen, daß SPM-11 genau 0 dB anzeigt. Danach SPM-11 auf die Oberwellen (f_1, f_2) abstimmen und Anzeige bei 60 dB Empfindlichkeitserhöhung ablesen.

Empfohlene Meßpunkte:

Tiefpaß: f_G	f_0	f_1	f_2	Klirrdämpfung (e) a_{k2}, a_{k3}
45 Hz	35 Hz	70 Hz	105 Hz	$\geq 80 \text{ dB}$
355 Hz	280 Hz	560 Hz	840 Hz	
4 kHz	3,2 kHz	6,4 kHz	9,6 kHz	
22,4 kHz	18 kHz	36 kHz	54 kHz	

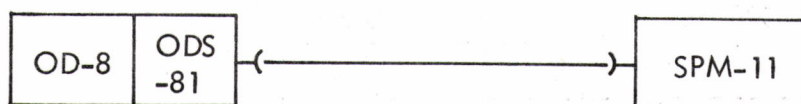
Anmerkung: Falls weitere Tiefpässe zur Verfügung stehen, können auch bei den Grundwellen 66 kHz und 100 kHz (hier nur f_1 !) Messungen durchgeführt werden.

8.5. Spiegelwellen - und ZF-Dämpfung

Erforderliche Meßgeräte:

1 Pegelsender	z.B. ODS-81/OD-8	von W&G
---------------	------------------	---------

Meßanordnung:



Einstellung der Geräte:

ODS-81/OD-8: $U_1 = -20$ dB

SPM-11: Bereich -20 dB "klirrarml", $B = 40$ Hz

Messung:

SPM-11 eichen, dann Sendepiegel auf eine Anzeige von 0 dB am SPM-11 bei $1,5$ kHz einstellen. Danach Messungen entsprechend der folgenden Tabelle durchführen und SPM-11-Anzeige (Bereich -80 dB!) ablesen. Bei der Spiegelwellenspeisung soll SPM-11 genau abgestimmt werden, wobei die Frequenzdifferenz gegenüber der Sendefrequenz ($f_s - 800$ kHz bzw. $f_s + 0,400$ kHz) maßgeblich ist.

Messung	Sendefrequenz	Abstimmung SPM-11	Soll-Dämpfung (e)
ZF-Dämpfung	200 Hz	z.B. 1,5 kHz	≥ 80 dB
	400 kHz	z.B. 1,5 kHz	
Spiegelwellen-Dämpfung	z.B. 3,0 kHz	3,400 kHz	≥ 70 dB
	z.B. 1,0 MHz	200 kHz	≥ 80 dB

8.6. Eigenrauschen

Erforderliches Prüfmittel:

1 Abschlußwiderstand 1 k Ω

Einstellungen am SPM-11: Bereich -110 dB "log.", träge.

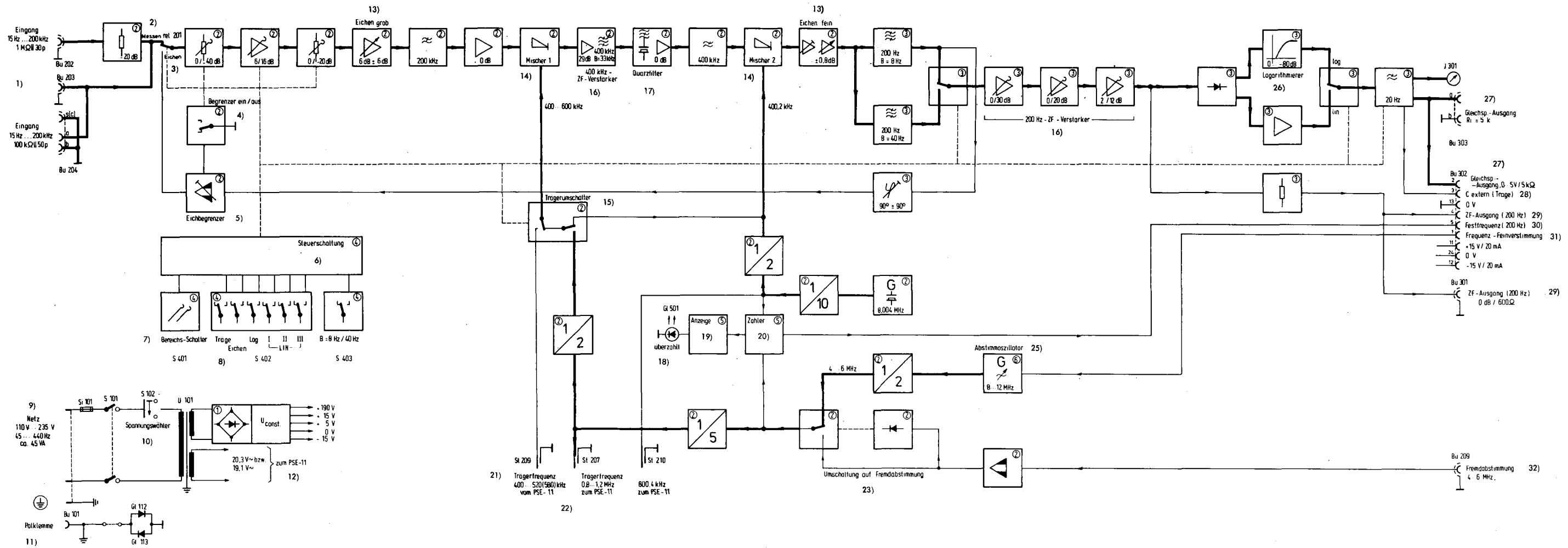
Abschlußwiderstand am Eingang 8/9 anbringen.

Gerät eichen.

Messung:

Massebuchse des Eingangs (Bu 204/b) über ein kurzes Kabel mit der Erdbuchse (Bu 101) verbinden. SPM-11 entsprechend folgender Tabelle abstimmen. Rauschpegel ablesen. (Schwankungen der Anzeige mitteln).

Abstimmung SPM-11	Bandbreite	Sollpegel (e)
500 Hz	40 Hz	≤ -130 dB
	8 Hz	≤ -135 dB
30 Hz		≤ -125 dB



- | | | |
|---|----------------------------------|--------------------------------------|
| 1) Netzteil / AC power supply / Alimentation | 1) Input | 1) Entrée |
| 2) HF-Teil / RF section / Partie HF | 2) Measure | 2) Mesure |
| 3) NF-Teil / AF section / Partie BF | 3) Calibrate | 3) Etalonnage |
| 4) Steuerschaltung / Control circuit / Circuit de commande | 4) Limiter IN/OUT | 4) Limiteur en/hors |
| 5) Zähler u. Anzeigeschaltung / Counter and Indicator circuit / Circuit compteur et affichage | 5) Calibrating limiter | 5) Limiteur d'étalonnage |
| 6) Steuers oscillator / Control oscillator / Oscillateur de commande | 6) Control circuit | 6) Circuit de commande |
| | 7) Range switch | 7) Commutateur de gammes |
| | 8) Slow/calibrate | 8) Lent/Etalonnage |
| | 9) A.C. line | 9) Réseau |
| | 10) Voltage selector | 10) Répartiteur tension |
| | 11) Ground terminal | 11) Borne |
| | 12) Vers PSE-11 | 12) Vers PSE-11 |
| | 13) Calibrate coarse/fine | 13) Etalonnage gros/fin |
| | 14) Mixer | 14) Mélangeur |
| | 15) Carrier change-over | 15) Commutation porteur |
| | 16) IF amplifier | 16) Amplificateur FI |
| | 17) Crystal filter | 17) Filtre à quartz |
| | 18) Overflow | 18) Dépassement |
| | 19) Indicator | 19) Affichage |
| | 20) Counter | 20) Compteur |
| | 21) Carrier frequency | 21) Fréquence porteuse |
| | 22) from/to PSE-11 | 22) de/vers PSE-11 |
| | 23) Change-over to Remote tuning | 23) Commutation sur Accord extérieur |
| | 25) Tuning oscillator | 25) Oscillateur d'accord |
| | 26) Logarithmizer | 26) Convertisseur en val. log. |
| | 27) D.C. voltage output | 27) Sortie tension continue |
| | 28) External (slow) | 28) Extérieur (lent) |
| | 29) IF output | 29) Sortie FI |
| | 30) Fixed frequency | 30) Fréquence fixe |
| | 31) Frequency - fine detuning | 31) Désaccord fin |
| | 32) Remote tuning | 32) Accord extérieur |

Blackschaltplan SPM-11 / BN 604
 Block diagram SPM-11 / BN 604
 Schéma synoptique SPM-11 / BN 604



Wandel & Goltermann GmbH & Co

Postfach 45 · 7412 Eningen u. A. · Tel. (0 71 21) 8 91-1 · Telex 7 29 833