

V42E6Z



ROHDE & SCHWARZ
MÜNCHEN

Beschreibung

**NORMALFREQUENZ-
EMPFÄNGER
XKE 2**

291.0017.02

Zusammengestellt nach
291.0930 ZV

Printed in West Germany

ENGLISH MANUAL FOLLOWS FIRST COLOURED DIVIDER

Sehr geehrter Kunde,

die Firma Rohde & Schwarz möchte den Benutzern ihrer Normalfrequenz-Empfangsanlagen einen möglichst lückenlosen geographischen Empfangsdienst bieten. Da die Empfangsverhältnisse oft nur schwer voraussagbar sind, möchten wir um Ihre Mitarbeit bitten, um so ein dichtes geographisches Netz von Empfangsdaten zu erhalten.

Sie selbst haben auch einen Vorteil davon, z.B. wenn die Normalfrequenzstrahlung des von Ihnen empfangenen Senders geändert wird.

Bitte füllen Sie den rückseitigen Fragebogen sorgfältig aus, und senden Sie ihn in einem Fensterkuvert an uns ein.

Mit freundlichen Grüßen

ROHDE & SCHWARZ

ROHDE & SCHWARZ
Abt. 1 GV
Postfach 80 14 69

D-8000 München 80

Kennwort: Normalfrequenzempfang

1) Anschrift

Name _____

Abt./Institut _____

Straße _____

Ort _____

Nation _____

2) Empfangsort _____

Höhe der Antenne über dem Erdboden _____

3) Bodeneigenschaften am Empfangsort (bitte ankreuzen)

a) Landschaft

Flachland hügelig bergig

b) Feuchtigkeitsgehalt im Jahresmittel

viel mittel wenig

4) Empfangsanlage von Rohde & Schwarz

XKE 2 mit XSRM XKE 2 mit XSD 2

5) Empfangener Normalfrequenzsender

a) Senderbezeichnung _____

b) empfangene Frequenz _____

6) Signalstärke am Empfangsort

entsprechend Abschnitt 2.2.7.2.2 oder 2.3.2.2 der Beschreibung XKE 2,
bezogen auf $1\mu\text{Veff}$ in dB _____

7) 24-Stunden-Phasenschwankung

(bei längerem Beobachtungszeitraum der schlechteste Wert)

entsprechend Abschnitt 2.3.6.1.2 der Beschreibung XKE 2 in V _____

Inhaltsübersicht

1.	<u>Eigenschaften</u>	
	Anwendung	
	Arbeitsweise und Aufbau	
	Technische Daten	
	Mitgeliefertes Zubehör	
	Empfohlene Ergänzungen	
2.	<u>Betriebsvorbereitung und Bedienung</u>	7
2.1	Legende zum Bedienbild	7
2.2	Betriebsvorbereitung	8
2.2.1	Frequenznormal	8
2.2.2	Betriebsspannungsversorgung	8
2.2.3	Einstellen der Empfangsfrequenz	8
2.2.3.1	Einstellen der Empfangsfrequenz im Synthesizer	9
2.2.3.1.1	Oszillatorfrequenzbereich (Synthesizerplatine)	9
2.2.3.1.2	Oszillatorfrequenz (Synthesizerplatine)	10
2.2.3.1.3	Teilungsfaktor k der Oszillatorfrequenz (Synthesizerplatine)	10
2.2.3.2	Einstellen der Empfangsfrequenz auf der Filterplatte	11
2.2.4	Einstellen der Regelzeitkonstante	11
2.2.5	Aufstellen und Anschließen der Ferritantenne XKE2-Z1	12
2.2.6	Zusammenschaltung mit dem Frequenznormal	12
2.2.7	Zusammenschaltung mit anderen Geräten	13
2.2.7.1	Hochfrequenzverbindungen	13
2.2.7.1.1	Frequenzkonverter XSRM-Z 238.0616.02	13
2.2.7.1.2	Phasenkompator XSRM-Z 278.9314.02	13
2.2.7.1.3	Digitaluhr CADM 289.6014.02	13
2.2.7.2	Betriebskontrolle	14
2.2.7.2.1	Analogausgang des Phasenschiebers	14
2.2.7.2.2	Empfangspegel	14
2.2.7.2.3	Regelungskontrolle	14
2.2.7.2.4	Zeitzeichen	14
2.2.7.3	Betriebssteuerung	15
2.2.7.3.1	Ansprechschwelle +20 dB	15
2.2.7.3.2	Empfindlichkeit -40 dB	15
2.2.7.3.3	Regelung aus	15
2.2.7.3.4	Minimale Zeitkonstante	15
2.3	Bedienung	15
2.3.1	Einschalten	15
2.3.1.1	Betrieb mit Batterienetzteil XSRM-Z	15
2.3.1.2	Betrieb mit anderen Netzgeräten	16
2.3.2	Empfangspegel	16
2.3.2.1	Frequenz des Frequenznormals	16
2.3.2.2	Aussteuerung	17
2.3.3	Ansprechschwelle Regelung	17
2.3.4	Beschleunigte Frequenzregelung	17
2.3.5	Stillsetzen der Frequenzregelung bei Leitfrequenzausfall	18

2.3.6	Wahl der Regelzeitkonstante	18
2.3.6.1	Einflußgrößen auf den Fehler der Normalfrequenz	18
2.3.6.1.1	Temperaturabhängigkeit der Normalfrequenz	18
2.3.6.1.2	Leitphasenschwankung	18
2.3.6.1.3	Sprung der Leitphase	19
2.3.6.1.4	Alterung des Frequenznormals	19
2.3.6.1.5	Rastfehler der Frequenzregelung	20
2.3.6.2	Auswertung	20
2.3.6.2.1	Auswertung anhand der Diagramme (Formeln)	20
2.3.6.2.2	Auswertung mit dem Rechner	20
2.3.6.2.3	Auswertungsbeispiele	22
2.3.6.3	Einlaufdauer der Frequenzregelung nach dem Einschalten	26
2.3.6.4	Korrektur der Regelzeitkonstante	26
<u>3.</u>	<u>Wartung</u>	<u>27</u>
3.1	Erforderliche Hilfsmittel	27
3.2	Prüfen der Solleigenschaften	27
3.2.1	Prüfen der Hochfrequenzverstärkung	27
3.2.2	Prüfen der automatischen Regelungsabschaltung	27
3.2.3	Prüfen der Regelspannung	27
3.3	Elektrische Wartung	28
3.3.1	Nachstellen des Quarznormals	28
3.3.2	Nachstellen des Rubidium-Frequenznormals XSRM	28
3.3.2.1	Quarzoszillator im XSRM	28
3.3.2.2	Alterung des XSRM	28
3.3.2.3	Austausch der Spektrallampe im XSRM	29
3.4	Lagerung	29
<u>4.</u>	<u>Funktionsbeschreibung</u>	<u>30</u>
4.1.	Theoretische Betrachtungen, Betriebsverhalten	30
4.1.1	Phasenfolgeregler	30
4.1.2	Frequenzregler	30
4.1.3	Auswirkung von Störungen auf die Frequenzregelung	31
4.1.3.1	Phasensprünge der Leitfrequenz	32
4.1.3.2	Periodische Änderung der Leitphase P1	33
4.1.3.3	Frequenzsprung des Frequenznormals	33
4.1.3.4	Alterung des Frequenznormals	34
4.1.4	Phasenschreiberanschluß	34
4.2	Elektrische Funktion	35
4.2.1	Ferritantenne XKE2-Z1	35
4.2.2	Motherboard	35
4.2.3	Filterplatte XKE2-B1	35
4.2.4	Begrenzerverstärker Y3	36
4.2.5	Normalfrequenz-Eingang/Phasenschieber Y2	36
4.2.6	Synthesizer Y4	37
4.2.7	Phasendetektor/Regelzeitkonstante Y5	38
4.2.7.1	Phasendetektor/Zeitkonstante	38
4.2.7.2	Empfangspegelanzeige	39
4.2.8	Digital/Analog-Wandler Y6	40
4.3	Mechanischer Aufbau	41

5.	<u>Instandsetzung</u>	42
5.1	Erforderliche Hilfsmittel	42
5.2	Fehlersuchanleitung	42
5.2.1	Kein Empfang	42
5.2.1.1	Defekte Antenne bzw. Antennenableitung	42
5.2.1.2	Defekte Filterplatine	42
5.2.1.3	Defekter Begrenzungsverstärker	42
5.2.2	Fehlerhaftes Normalfrequenzsignal	43
5.2.2.1	Zu kleines Normalfrequenzsignal	43
5.2.2.2	Falsche Normalfrequenz	43
5.2.2.3	Fehlerhafter Synthesizer	43
5.2.3	Defekte Regelung	43
5.2.3.1	Prüfen der Digital/Analog-Wandler	43
5.2.3.2	Prüfen des Phasendetektors und der Regelzeitkonstante	44
5.2.3.2.1	Regelzeitkonstante	44
5.2.3.2.2	Spannungs/Frequenz-Wandler	44
5.2.3.2.3	Phasendetektor	44
5.2.3.3	Prüfen des Phasenschiebers	44
5.2.4	Defekter Synchrongleichrichter	45
5.2.5	Systemtest	45
5.3	Abgleich	45
5.3.1	Filterplatte XKE2-B1	45
5.3.2	Synthesizer	45
5.3.3	Empfangspegel	45
5.4	Instandsetzung	46

Bilder im Anhang

2-1	Bedienbild
2-2	Blockschaltbild
2-3	Lage der Baugruppen
2-4	Schalter auf der Synthesizerplatte Y4
2-5	Schalter auf der Filterplatte XKE2-B1
2-6	Schalter auf der Phasendetektorplatte Y5
2-7	Belegung der KONTROLL-Buchse
2-8	Kabelverbindungen XKE 2 - Frequenznormal - Netzteil
3-1	Meßbeispiel: Ermittlung der Leitphasenschwankung innerhalb von 24 h
3-2	Gesamter maximaler relativer Frequenzfehler (Meßbeispiel)
4-1	Regelungstechnisches Blockschaltbild
4-2	Phasenverlauf des Synchronausgangs
4-3	Frequenzverlauf des Synchronausgangs
4-4	Maximaler Frequenzfehler nach Phasensprung
4-5	Frequenzsprung des Frequenznormals FN
4-6	Temperatureinfluß auf relativen Frequenzfehler
4-7	Relativer Fehler infolge maximaler Phasenstörung
4-8	Relativer Fehler infolge der Tag/Nacht-Phasenschwankung
4-9	Relativer Frequenzoffset infolge der Alterung des Frequenznormals
4-10	Abklingzeit auf Frequenzfehler von 10 %, 5 % und 1 %
5-1	Prüfanordnung für die Ferritantenne XKE2-Z1

Schaltheillisten

Stromläufe und Bestückungspläne

5.	<u>Instandsetzung</u>	42
5.1	Erforderliche Hilfsmittel	42
5.2	Fehlersuchanleitung	42
5.2.1	Kein Empfang	42
5.2.1.1	Defekte Antenne bzw. Antennenableitung	42
5.2.1.2	Defekte Filterplatine	42
5.2.1.3	Defekter Begrenzungsverstärker	42
5.2.2	Fehlerhaftes Normalfrequenzsignal	43
5.2.2.1	Zu kleines Normalfrequenzsignal	43
5.2.2.2	Falsche Normalfrequenz	43
5.2.2.3	Fehlerhafter Synthesizer	43
5.2.3	Defekte Regelung	43
5.2.3.1	Prüfen der Digital/Analog-Wandler	43
5.2.3.2	Prüfen des Phasendetektors und der Regelzeitkonstante	44
5.2.3.2.1	Regelzeitkonstante	44
5.2.3.2.2	Spannungs/Frequenz-Wandler	44
5.2.3.2.3	Phasendetektor	44
5.2.3.3	Prüfen des Phasenschiebers	44
5.2.4	Defekter Synchrongleichrichter	45
5.2.5	Systemtest	45
5.3	Abgleich	45
5.3.1	Filterplatte XKE2-B1	45
5.3.2	Synthesizer	45
5.3.3	Empfangspegel	45
5.4	Instandsetzung	46

Bilder im Anhang

2-1	Bedienbild
2-2	Blockschaltbild
2-3	Lage der Baugruppen
2-4	Schalter auf der Synthesizerplatte Y4
2-5	Schalter auf der Filterplatte XKE2-B1
2-6	Schalter auf der Phasendetektorplatte Y5
2-7	Belegung der KONTROLL-Buchse
2-8	Kabelverbindungen XKE 2 - Frequenznormal - Netzteil
3-1	Meßbeispiel: Ermittlung der Leitphasenschwankung innerhalb von 24 h
3-2	Gesamter maximaler relativer Frequenzfehler (Meßbeispiel)
4-1	Regelungstechnisches Blockschaltbild
4-2	Phasenverlauf des Synchronausgangs
4-3	Frequenzverlauf des Synchronausgangs
4-4	Maximaler Frequenzfehler nach Phasensprung
4-5	Frequenzsprung des Frequenznormals FN
4-6	Temperatureinfluß auf relativen Frequenzfehler
4-7	Relativer Fehler infolge maximaler Phasenstörung
4-8	Relativer Fehler infolge der Tag/Nacht-Phasenschwankung
4-9	Relativer Frequenzoffset infolge der Alterung des Frequenznormals
4-10	Abklingzeit auf Frequenzfehler von 10 %, 5 % und 1 %
5-1	Prüfanordnung für die Ferritantenne XKE2-Z1

Schaltheillisten

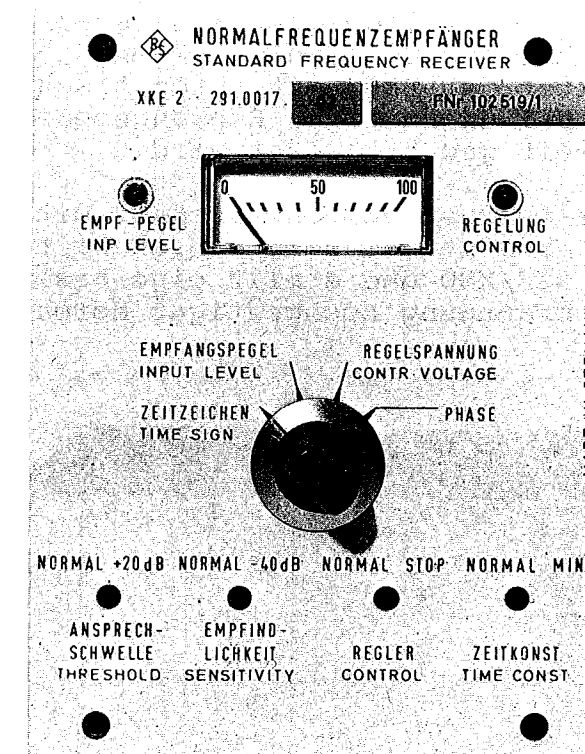
Stromläufe und Bestückungspläne

Empfohlene Ergänzungen

Ferritantenne XKE 2-Z1	299.3515.50
Rubidium-Frequenz-Standard XSRM	238.4011.02
Quarzoszillator XSD2	283.6010.02
Batterienetzteil XSRM-Z	238.0616.02
19"-Einschubträger	237.6840.02
19"-Gerätekasten	237.7317.02
<u>Bestellbezeichnung</u>	Normalfrequenzempfänger XKE2 291.0017.02
Filterplatte XKE2-B1 für 60, 75 und 77,5 kHz	299.3015.02

NORMALFREQUENZ- EMPFÄNGER XKE 2

10...200 kHz



- Nachregelung von Quarz- und Atomfrequenznormalen
- Wählbare Empfangsfrequenzen
- Hohe Empfindlichkeit und Sicherheit gegen Störungen durch Vorselektion
- Zeitsignalausgang

Anwendungen:

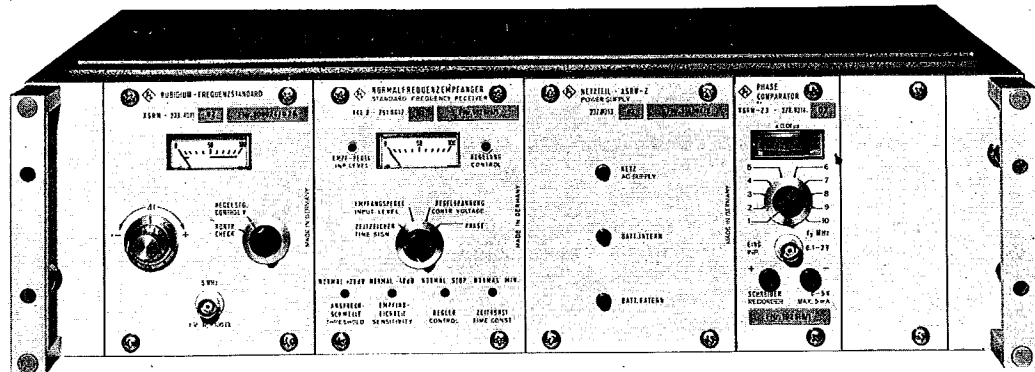
Normalfrequenz- und Normalzeitanlagen
 Rundfunk- und Fernsehsendersteuerung
 Eichlaborausrüstung
 Registrierung von Feldstärkeschwankungen

Der XKE2 ist ein universell verwendbarer Normalfrequenz-Empfänger zum Nachregeln von Quarz- und Atomfrequenznormalen. Er kann für Frequenzen im Bereich von 10 bis 200 kHz geliefert werden. Durch die hohe Eigenstabilität ist der XKE2 nicht nur für Quarz-, sondern auch für Atomfrequenznormale geeignet.

Eigenschaften und Anwendung

Die Empfängerschaltung ist mit Vorselektion ausgestattet und bietet daher überdurchschnittlich gute Eigenschaften in Bezug auf Empfindlichkeit und Sicherheit gegen Störeinflüsse. Außerdem arbeitet der XKE2 mit automatischer Pegelkontrolle, so daß selbst bei ungünstigen Empfangsbedingungen eine hohe Betriebssicherheit gewährleistet wird.

Die Kombination des Normalfrequenzempfängers XKE2 mit dem Quarzoszillator XSD2 ersetzt die seit Jahren weltweit bewährte Gerätekombination XKE/XSD und stellt eine besonders preisgünstige Lösung zur Erzeugung hochwertiger Normalfrequenzen dar.



Geregelter Quarzoszillator XSD2 und XKE2 für Eichlabors

Noch höhere Genauigkeit erreicht die Kombination XKE2/XSRM (Rubidium-Frequenzstandard). Infolge der höheren Eigenstabilität des XSRM kann bei dieser Kombination eine erheblich längere Regelzeitkonstante gewählt werden, was zu einer wesentlich besseren Ausmittelung der durch Ausbreitungsschwankungen bedingten Frequenzänderungen des empfangenen Signals führt.

Steuereingänge

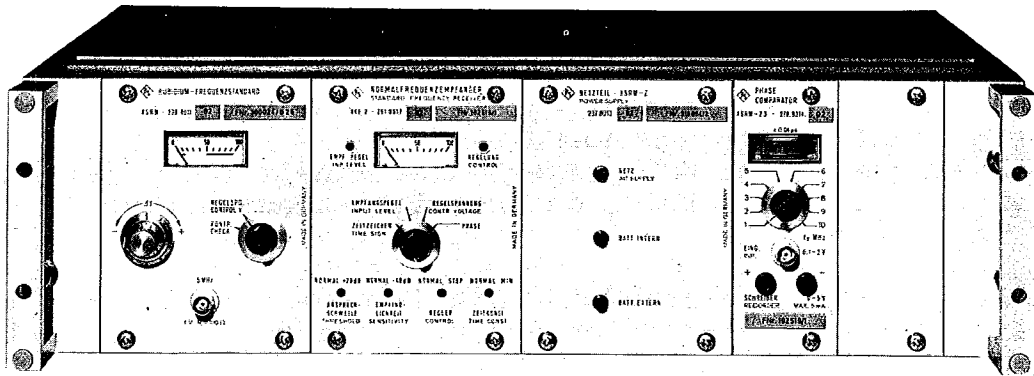
Umschaltung Regelzeitkonstante	TTL-Pegel oder Schalter "0" $\hat{=}$ kleinste Regelzeitkonstante
Regler stop	TTL-Pegel oder Schalter "0" $\hat{=}$ Reglerstop
Umschaltung Empfängerempfindlichkeit	TTL-Pegel oder Schalter "0" $\hat{=}$ -40 dB Empfang

Signalausgänge

Regelspannung	0...+10 V, max. 5 mA; kurzschlußfest
Phasendifferenz	0...+10 V, max. 5 mA kurzschlußfest; $\hat{=}$ 0...100 μ s Phasendiff.
Empfangspegel	0...+10 V, max. 5 mA; kurzschlußfest; angenähert logarithmische Anzeige (4 Dekaden)
Zeitzeichen	TTL-Pegel
Alarm	TTL-Pegel
1 MHz Normalfrequenz	Ri = 50 Ohm, phasenstarr mit Eingangsfrequenz
Spannung	1 V _{SS} \pm 20 %

Allgemeine Daten

Phasenfehler in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur	1 μ s/10°C
Nenntemperaturbereich	0...+50 °C
Lagertemperaturbereich	-40...+70 °C
Stromversorgung	22...32 V Gleichspannung
Stromaufnahme	max. 400 mA
Abmessungen, Gewicht	100 mm x 132 mm x 342 mm, 2,5 kg



Geregeltes Atomfrequenznormal XSRM mit XKE2

Mit der Kombination XKE2/XSRM läßt sich eine Frequenzgenauigkeit entsprechend einem zeitlich unbegrenzten Langzeitfehler von $1 \cdot 10^{-11}$ erreichen. Der Empfänger ist für eine Regelzeitkonstante ausgelegt, die bis auf 148 Tage ausgedehnt werden kann. Der XKE2 besitzt einen Phasenausgang, so daß Phasenschwankungen zwischen Sender und geregelter Oszillator auf einfache Weise registriert werden können. Dadurch wird eine ständige Überwachung der Systemstabilität möglich.

Arbeitsweise und Aufbau

Die Betriebssicherheit des Empfängers ist außerordentlich hoch, da für die Frequenznachregelung ausschließlich elektronische Elemente verwendet werden. Das Gerät ist als Teileinschub für 19"-Rahmen aufgebaut und mit allen anderen Modulen des R&S-Normalfrequenzsystems kombinierbar.

Der XKE2 hat einen Zeitsignalausgang, so daß beim Empfang von Normalfrequenzsendern, die mit Zeitzeichen moduliert sind, gleichzeitig eine entsprechende Zeitinformation zur Verfügung steht.

Die jeweils gültige Regelzeitkonstante des Systems ergibt sich aus dem eingestellten Zeitkonstantenfaktor (siehe Technische Daten) des Frequenzreglers und der Frequenzsteilheit des geregelten Frequenznormales. Für den Quarzoszillator XSD2 (Frequenzsteilheit $4 \cdot 10^{-9}/V$) ergibt sich ein Einstellbereich der Regelzeitkonstante von 156 sec. bis 3,7 Tage.

Für das Rubidiumfrequenzstandard XSRM (Frequenzsteilheit $1 \cdot 10^{-10}/V$) ergibt sich ein Einstellbereich der Regelzeitkonstante von 1,7 Stunden bis 148 Tage.


Technische Daten

<u>Empfangsfrequenz</u>	Standardausführung: 60/75/77,5 kHz, im Gerät einstellbar; weitere Frequenzen zwischen 10 und 200 kHz auf Anfrage
Eingangsspannungsbereich f_1	1 μ V...10 mV, umschaltbar auf 100 μ V...1V
Eingangswiderstand	50 Ohm \pm 20 %
<u>Zu regelnde Frequenzen f_2</u>	<u>10 MHz</u> n n = 1; 2; 3...10
Eingangsspannungsbereich f_2	200 mV...2 V
Eingangswiderstand	> 500 Ohm
Fangbereich f_2 ($\Delta f/f$)	> $\pm 1 \cdot 10^{-7}$
Regelzeitkonstante	in Verbindung mit acht intern wählbaren Zeitkonstantenfak- toren: 1/32/64/128/256/512/7 1024/2048 $\cdot 6,25 \cdot 10^{-7}$ s/V 1 s/V für beschleunigtes Nach- regeln: (von außen auf kleinsten Faktor umschaltbar)

2. Betriebsvorbereitung und Bedienung

2.1 Legende zum Bedienbild

Hierzu Bild 2-1

Pos.-Nr.	Beschriftung	Funktion
<u>1</u>	EMPF.-PEGEL	Leuchtanzeige, die die Synchronisation des Frequenznormals mit der Empfangsfrequenz und ausreichendes Empfangssignal anzeigt
<u>2</u>		Anzeigeelement für die mit <u>4</u> gewählten Signale
<u>3</u>	REGELUNG	Leuchtanzeige, die die automatisch eingeschaltete Frequenzregelung anzeigt
<u>4</u>	ZEITZEICHEN EMPFANGSPEGEL REGELSPANNUNG PHASE	Wahlschalter für Anzeige <u>2</u>
<u>5</u>	REGLER NORM./t _{MIN.}	Umschaltung auf die kleinstmögliche Zeitkonstante
<u>6</u>	REGLER NORM./STOP	Abschaltung der Frequenzregelung mit "einfrieren" der momentanen Frequenz des Frequenznormals
<u>7</u>	EMPFINDLICHKEIT NORM./-40 dB	Eingangsschwächung des Antennensignals
<u>8</u>	ANSPRECHSCHWELLE NORM./+20 dB	Umschaltung der Ansprechempfindlichkeit der Regelung
<u>9</u>	Si1 T 0.5 B	Gerätesicherung
<u>10</u>	+ - 22-32 V =	Lemo-Stecker, Spannungsversorgung
<u>11</u>	REGELSPG. + - 0-10 V =/MAX. 5 mA	BNC-Buchse mit der Frequenzregelspannung für das Frequenznormal
<u>12</u>	1 MHz  1 V _{SS} , R _i = 50 Ω	BNC-Buchse mit der auf 1 MHz transformierten Eingangsfrequenz mit Phasenschritten von 1,256 rad.
<u>13</u>	1-10 MHz 0.2-2V, R _i > 500 Ω	BNC-Buchse für den Normalfrequenzeingang
<u>14</u>	ANTENNE R _i = 50 Ω	BNC-Buchse zum Anschluß der Ferritantenne
<u>15</u>	KONTROLLE	Kontrollbuchse, Belegung siehe Bild 2-7

2.2 Betriebsvorbereitung

2.2.1 Frequenznormal

Der Normalfrequenzempfänger XKE 2 regelt die Frequenz eines Frequenznormals mit einer Ausgangsfrequenz von einem ganzzahligen Bruchteil von 10 MHz, bis minimal 1 MHz. Es sollte ein qualitativ hochwertiges Frequenznormal sein, mit kleinem Seitenbandrauschen und kleiner Frequenzdrift, denn diese Eigenschaften gehen in die Frequenzregelung ein, wie im Abschnitt 2.3 gezeigt wird. Ferner sollte bei der Wahl des Frequenznormals berücksichtigt werden, daß der Frequenzregelbereich mit dem Regelspannungshub von 10 V nicht die relative Frequenzänderung von $2 \cdot 10^{-7}$ überschreitet, da dieser Wert die Grenze des Fangvermögens der Frequenzregelung des XKE 2 darstellt.

Rohde & Schwarz bietet dazu den Präzisions-Quarzoszillator XSD 2 und für höchste Ansprüche das Rubidium-Frequenzstandard XSRM an. Beide Geräte erzeugen die standardisierte Normalfrequenz von 5 MHz. Sie sind systemkompatibel mit dem übrigen R&S-Normalfrequenzprogramm bezüglich Einbau, Betriebsspannung und Signalen.

2.2.2 Betriebsspannungsversorgung

Der Normalfrequenzempfänger XKE 2 wird mit einer Gleichspannung von 22...32 V betrieben. Die Stromversorgung kann durch ein Netzgerät oder durch Batterien erfolgen. Im ersten Fall muß die zulässige Brummspannung beachtet werden. Der Betrieb einer Normalfrequenzanlage ist aufgrund ihrer langen Regelzeitkonstante nur sinnvoll, wenn er ununterbrochen erfolgt, auch bei Netzausfall. Das verwendete Netzgerät sollte deshalb über eine gepufferte Batterie verfügen, die bei Netzausfall die Stromversorgung der Normalfrequenzanlage übernimmt. Hierfür eignet sich vorzüglich das Batterienetzteil XSRM-Z 237.8013.02 von R&S. Die Dauer des Notstrombetriebes hängt vom verwendeten Frequenznormal und dem Ausbau der Normalfrequenzanlage ab. Vor dem Herstellen der Netzverbindung muß die interne Netzspannungsumschaltung des Netzteils entsprechend der vorhandenen Netzspannung vorgenommen werden. Die Verbindung mit dem Netzgerät geschieht durch die mitgelieferten Stromversorgungskabel (Abschnitt 2.3.1.1). Beim Anschluß an fremde Netzgeräte mit den ebenfalls mitgelieferten Batteriekabeln ist auf die Spannungspolarität zu achten; die Eingänge der Normalfrequenzgeräte von R&S sind gegen Verpolung der Betriebsspannung geschützt.

2.2.3 Einstellen der Empfangsfrequenz

Der Normalfrequenzempfänger XKE 2 ist für den Empfang der meisten heute betriebenen Normalfrequenzsender ausgelegt. Gemäß dem Blockschaltbild (Bild 2-2) enthält er zwei empfangsbestimmende Bausteine: das Eingangsfilter und den Synthesizer, der seine Frequenz vom Frequenznormal ableitet. Die Ausgangssignale werden dann im Phasendetektor zur Frequenzsteuerung verglichen.

Die dem XKE 2 beiliegende Filterplatte ist nach Abnahme der oberen Abdeckplatte an dem dafür vorgesehenen Platz (siehe Bild 2-3) einzusetzen.

Der XKE 2 wird in der Standardausführung, gegeben durch die Filterplatte XKE2-B1 mit der Empfangsmöglichkeit der Frequenzen 60/75/77,5 kHz, im Werk auf die Normalfrequenz 77,5 kHz eingestellt. Wird neben diesen drei Frequenzen eine andere gewünscht, so wird der Empfänger im Werk auf diese eingestellt.

2.2.3.1 Einstellen der Empfangsfrequenz im Synthesizer

Der Synthesizer besteht aus einem Oszillator, der mit dem Ausgangssignal des Normalfrequenzgenerators synchronisiert wird. Der Oszillator kann auf alle Frequenzen zwischen 800 kHz und 2,55 MHz in Schritten von 10 kHz eingestellt werden. Dem Oszillator ist ein Frequenzteiler nachgeschaltet, dessen Teiler-Verhältnis mit $k = 10, 20, 40, 100, 200$ wählbar ist. Aus einer entsprechenden Kombination dieser Parameter entsteht am Ausgang des Synthesizers eine Frequenz, die gleich der Empfangsfrequenz ist. Da aber die Frequenzvariation des Oszillators nicht für den ganzen Frequenzbereich ausreicht, muß mit der Wahl der Oszillatorfrequenz eine Bereichsumschaltung im Oszillator stattfinden.

Die synthetisierte Empfangsfrequenz F_1 stellt die folgende Formel dar:

$$F_1 = 10 \cdot i / k \text{ [kHz]}$$

mit $i = 80, 81 \dots 254, 255$
 $k = 10, 20, 40, 100, 200$.

Bei mehreren möglichen Kombinationen für eine Empfangsfrequenz F_1 ist der Kombination mit dem höchsten Index i der Vorzug zu geben. Zu der in der Praxis fast immer einmaligen Einstellung dieser Parameter wird die Abdeckplatte des XKE 2 abgeschraubt. Die Anordnung der Platinen läßt das Bild 2-3 erkennen. Zur Betätigung der Schalter müssen die Platinen nicht herausgezogen werden, da die Schalter jeweils auf der Bauelementeseite an der Platinenoberkante leicht zugänglich angeordnet sind. Die jeweilige Schalterstellung ist als ein helles Punktzeichen zu erkennen.

2.2.3.1.1 Oszillatorfrequenzbereich (Synthesizerplatine)

Die Stellungen des Schalterpaares S5 (Bild 2-4, drittes Schalterpaar von rechts) untergliedern den gesamten Frequenzumfang des Oszillators in 4 Bereiche, welche in der folgenden Tabelle dargestellt sind. Dabei kommt den verwendeten Symbolen die Bedeutung zu:

- * Schalterstellung zum oberen (nahen) Plattenrand
- 0 Schalterstellung zum unteren (fernen) Plattenrand

Tabelle: Oszillatorfrequenzbereich

Schalter		Oszillatorfrequenzbereich
S5I	S5II	in MHz
*	*	0,8 ... 1,07
0	*	1,07 ... 1,43
*	0	1,43 ... 1,92
0	0	1,92 ... 2,55

2.2.3.1.2 Oszillatorfrequenz (Synthesizerplatine)

Die Oszillatorfrequenz mit dem Parameter i (vergleiche 2.2.3.1) bestimmen die Schaltergruppen S1, S2, S3, S4 (vergleiche Bild 2-4, Schalterpaare 1...4 von links). Der Parameter i setzt sich aus den binären Gewichten g der einzelnen Schalterstellungen S1...S4 zusammen:

$$i = g_0 + g_1 + g_2 + g_3 + g_4 + g_5 + g_6 + g_7$$

Die folgende Tabelle weist die ganzzahligen Gewichte g der einzelnen Schalter aus, auch hier haben die benutzten Symbole die Bedeutung:

- * Schalterstellung zum oberen (nahen) Plattenrand
- 0 Schalterstellung zum unteren (fernen) Plattenrand

Tabelle: Schaltergewichte g der Oszillatorfrequenzcodierung i

Schalter	Gewichtsindex	Gewicht bei Schalterstellung	
		0	*
S3I	g_0	1	0
S3II	g_1	2	0
S4I	g_2	4	0
S4II	g_3	8	0
S1I	g_4	16	0
S1II	g_5	32	0
S2I	g_6	64	0
S2II	g_7	128	0

$$i = \sum g$$

2.2.3.1.3 Teilungsfaktor k der Oszillatorfrequenz (Synthesizerplatine)

Die Schalterstellungen der Schalterpaare S6, S7 (vergleiche Bild 2-4, Schalterpaare 6 und 7 von links) legen den Teilungsfaktor k (vergleiche 2.2.3.1) für die Oszillatorfrequenz fest. Dies wird in der anschließenden Tabelle dargestellt, wobei den Symbolen folgende Bedeutung zukommt:

- * Schalterstellung zum oberen (nahen) Plattenrand
- 0 Schalterstellung zum unteren (fernen) Plattenrand
- Schalterstellung ist ohne Bedeutung

Tabelle: Teilungsfaktor k der Oszillatorfrequenz

Teilungsfaktor k	Schalter			
	S6I	S6II	S7I	S7II
10	*	0	-	-
20	0	0	-	-
40	-	*	*	-
100	-	*	0	0
200	-	*	0	*

2.2.3.2 Einstellen der Empfangsfrequenz auf der Filterplatte

Die Standardfilterplatte XKE2-B1, Bestell-Nr. 299.3015.02, ist für die Empfangsfrequenzen 60 kHz, 75 kHz, 77,5 kHz ausgerüstet.

Andere Empfangsfrequenzen zwischen 10 und 200 kHz lassen sich auf Wunsch von Rohde & Schwarz einstellen, jedoch nicht mehr als eine pro Filterplatte. Gleichzeitig wird auch der Synthesizer von R&S auf diese Frequenz eingestellt.

Die drei Oszillatorfrequenzen 60 kHz, 75 kHz, 77,5 kHz der Standardfilterplatte werden durch die beiden Schalterpaare S1, S2 gewählt (Bild 2-5). In der folgenden Tabelle ist die Codierung dieser Schalter dargestellt, dabei kommt den verwendeten Symbolen folgende Bedeutung zu:

- * Schalterstellung zum oberen (nahen) Plattenrand
- 0 Schalterstellung zum unteren (fernen) Plattenrand

Tabelle: Empfangsfrequenz (Filterplatte)

Empfangsfrequenz in kHz	Schalter			
	S1I	S1II	S2I	S2II
60	0	0	0	0
75	*	*	*	*
77,5	*	0	*	0

2.2.4 Einstellen der Regelzeitkonstante

Die Regelzeitkonstante der Frequenzregelung ist proportional zum Regelzeitkonstantenfaktor M, ferner abhängig von der Empfangsfrequenz und abhängig von dem benutzten Frequenznormal (vergleiche Abschnitt 4.1.3). Für jedes Normalfrequenz-Regelsystem existiert in Abhängigkeit von den Betriebsparametern eine Regelzeitkonstante (im Empfänger XKE 2 mit M wählbar), bei der der Summenfehler der Frequenz des geregelten Frequenznormals gegenüber der ausgestrahlten Leitfrequenz ein Minimum wird (vergleiche Abschnitt 2.3.6).

Die Einstellung des die Regelzeitkonstante beeinflussenden, binär gestuften Faktors M wird mit den Schalterpaaren S1, S2, S3, S4 auf der Phasendetektorplatine vorgenommen. Ihre Lage im Gerät ist nach Abnahme der Geräteabdeckplatte erkennbar (Bild 2-3). Die Schalter können im gesteckten Zustand der Platine betätigt werden, ihre Lage am oberen Plattenrand der Bauelementeseite ist in Bild 2-6 ersichtlich.

Zur ersten Inbetriebnahme des Normalfrequenzempfängers XKE 2 und der anschließenden ersten Bestimmung der Betriebsparameter wird folgender Regelzeitkonstantenfaktor M empfohlen:

Frequenznormal	Regelzeitkonstantenfaktor M
XSRM	32
XSD 2	64

Die Stellungen der Schalterpaare S1, S2, S3, S4 codieren binär gestuft den Regelzeitkonstantenfaktor M. Dies stellt die folgende Tabelle dar, in ihr kommen nachstehende Symbole vor:

- * Schalterstellung zum oberen (nahen) Plattenrand
- 0 Schalterstellung zum unteren (fernen) Plattenrand

Tabelle: Regelzeitkonstanteneinstellung

Schalter	Zeitkonstantenfaktor M							
	16	32	64	128	256	512	1024	2048
S1I und S3I	0	0	0	0	0	0	0	0
S1III und S3III	*	0	*	0	*	0	*	0
S2I und S4I	*	*	*	*	0	0	0	0
S2II und S4II	*	*	0	0	*	*	0	0

Die gepaarte Zuordnung der Einzelschalter ist zu beachten.

2.2.5 Aufstellen und Anschließen der Ferritantenne XKE2-Z1

Bei ausreichender Feldstärke ist es in vielen Fällen nicht nötig, für die Ferritantenne einen besonders günstigen Aufstellungsort zu wählen. Es genügt meistens ein Aufstellen innerhalb des Gebäudes. Hierbei wirkt sich die Unempfindlichkeit der Ferritantenne gegen elektrische Felder sehr vorteilhaft aus, da sich ein elektrisches Feld hauptsächlich im Nahbereich von Rundfunk-Störquellen ausbildet. In dieser Hinsicht ist die Ferritantenne einer Stab- bzw. Drahtantenne überlegen.

Bei geringer Nutzfeldstärke muß die Antenne möglichst hoch aufgestellt werden. In Gebäuden, deren Dach nicht aus Metall oder Stahlbeton besteht, genügt die Aufstellung unter dem Dach. Die wetterfeste Bauart der Ferritantenne ist aber auch für die Montage auf dem Dach geeignet. Bei der Außenmontage der Antenne müssen die gültigen Blitzschutz-Antennenbauvorschriften beachtet werden. Bei der Aufstellung muß die Richtcharakteristik der Antenne beachtet werden (8-förmig). Die beiden Empfangsminima liegen in Längsrichtung der zylindrischen Antennenummüllung. Die Breitseite der Antenne muß also in Richtung zum Sender zeigen. Da die Maxima der Richtcharakteristik breit sind, die Minima dagegen sehr schmal, kann die Richtwirkung auch zur Unterdrückung eines Störsenders benutzt werden.

Die Entfernung zwischen Ferritantenne und XKE 2 muß mindestens 6 m betragen, da sonst eine unerwünschte Kopplung auftreten kann, die den Betrieb des XKE 2 stört. Als Verbindungskabel zwischen XKE 2 (ANTENNE 14) und Ferritantenne eignet sich jedes Koaxialkabel, da dessen Wellenwiderstand bei den niedrigen Empfangsfrequenzen von untergeordneter Bedeutung ist. Die Ferritantenne enthält einen Transistorverstärker, der über das Antennenkabel aus dem XKE 2 seine Stromversorgung erhält. Das Antennenkabel darf daher keine Gleichstromunterbrechung (Transformator oder Kondensator) enthalten.

2.2.6 Zusammenschaltung mit dem Frequenznormal Hierzu Bild 2-8

Der HF-Ausgang des Frequenznormals wird über das mitgelieferte BNC-Kabel 154.7133 mit dem Normalfrequenzeingang 13 des XKE 2 verbunden. Zur Übertragung

der Frequenzregelspannung vom XKE 2, Anschluß REGELSPG. 11, zum Frequenznormal dient wieder ein BNC-Kabel 154.7133.

Wird als Frequenznormal das Rubidium-Frequenzstandard XSRM verwendet, so muß für die Regelspannungsübertragung das Spezialkabel 291.0869 verwendet werden.

2.2.7 Zusammenschaltung mit anderen Geräten

2.2.7.1 Hochfrequenzverbindungen

Die 5-MHz-Ausgänge des Frequenznormals XSD 2 sind weitgehend rückwirkungsfrei; die an ihnen angeschlossene Last beeinflusst jedoch, wie bei jedem Quarzoszillator, noch immer etwas die Frequenzablage (siehe Datenblatt XSD 2). Der so entstehende Frequenzfehler wird mit der unter Umständen sehr langen Frequenzregelzeitkonstante der Empfangsanordnung ausgeglichen (vergleiche Abschnitt 4.1.3.3). Deshalb wird empfohlen, während des Betriebs der Normalfrequenzempfangsanlage nicht die Last an den Normalfrequenzausgängen zu ändern.

Wird als Frequenznormal jedoch das Rubidium-Frequenzstandard XSRM eingesetzt, so bleibt die oben beschriebene Störung ohne Langzeiteinfluß, der entstehende Frequenzfehler wird in wenigen Sekunden ausgeglichen. Hier entsteht lediglich eine kleine Frequenzschwankung aufgrund eines möglichen Phasensprungs (vergleiche Abschnitt 2.3.6.1.3).

Zur Entkopplung des Verbrauchers vom Frequenznormal empfiehlt Rohde & Schwarz einen Zwischenverstärker, den Frequenzkonverter XSRM-Z 238.0616.02.

Zu seinem Normalfrequenzprogramm bietet Rohde & Schwarz eine Reihe von Meßgeräten an (siehe nachfolgende Abschnitte). Diese sind systemkompatibel bezüglich Versorgungsspannung, Frequenz, HF-Pegel und Systemeinbau. Sie können unmittelbar über BNC-HF-Verbindungen zusammengeschaltet werden.

2.2.7.1.1 Frequenzkonverter XSRM-Z 238.0616.02

Der Frequenzkonverter dient der Umsetzung der standardisierten Frequenz von 5 MHz in die Frequenzen 100 kHz, 1 MHz, 5 MHz, 10 MHz.

2.2.7.1.2 Phasenkomparator XSRM-Z 278.9314.02

Der Phasenkomparator ermöglicht den Phasen- bzw. Frequenzvergleich mit Generatoren der Frequenzen 1/2/3/.../10 MHz. Dies kann z.B. zur Frequenzzeichnung angewandt werden.

2.2.7.1.3 Digitaluhr CADM 289.6014.02

Einige Normalfrequenzsender übertragen durch Tastmodulation die jeweilige amtliche Normalzeit. Der Zeitzeichenempfang ist jedoch problematisch, da er sehr stark von Störungen und Empfangsbedingungen beeinflusst wird. Der Normalfrequenzempfänger XKE 2 verfügt über einen Zeitzeichenausgang (vergleiche Abschnitt 2.2.7.2.4). Die empfangenen Zeitzeichen erfahren zwei wenig kalkulierbare Verzögerungen: die Laufzeit vom Normalfrequenzsender zur Empfangsanlage und die stark störungsabhängige Integration der empfangenen Normalfrequenzamplitude.

Die sichere Art der Zeitfindung bietet die Digitaluhr CADM in Verbindung mit einer Normalfrequenzanlage. Sie zeigt die Zeit von der kleinsten Zeiteinheit Sekunden bis zu 4 Jahren an und berücksichtigt das Schaltjahr. Der Sekundenwechsel läßt sich in Einheiten von 100 ns einfach einstellen. Ferner wird die vollständige Zeitinformation als logisches Signal abgegeben.

2.2.7.2 Betriebskontrolle

Die Kontrollbuchse 15 an der Rückseite des Normalfrequenzempfängers gestattet die Überprüfung des Empfängerzustandes und ermöglicht die Messung einiger Betriebsparameter. Bild 2-7 zeigt die Belegung der Buchse 15. Sämtliche Signale werden gegen die Kontakte 14...25 (Masse) gemessen.

2.2.7.2.1 Analogausgang des Phasenschiebers

Der Kontakt 7 der Kontrollbuchse 15 gibt eine Gleichspannung ab, die proportional zur Stellung des Phasenschiebers ist, bezogen auf 10 kHz, wobei der Spannungshub von 10 V einer Phasendrehung von $2\pi \text{ rad} = 360^\circ$ entspricht. Die Überwachung des Phasensignals gestattet die Ermittlung der Leitphasenschwankung und die Beurteilung von Phasenstörungen der Leitfrequenz. Der Phasensignalausgang ist kurzschlußfest und kann bis maximal 5 mA belastet werden.

$$10 \text{ V} = 100 \mu \text{ S}$$

2.2.7.2.2 Empfangspegel

Am Kontakt 5 der Kontrollbuchse 15 kann eine Gleichspannung abgenommen werden, die ein logarithmisches Maß für die Antennenspannung, unter Berücksichtigung der schaltbaren Eingangsdämpfung (vergleiche Abschnitt 2.3.2.2) ist. Der Spannungshub von 10 V entspricht einem Dynamikumfang von ca. 80 dB, 1 V entspricht somit ca. 8 dB.

2.2.7.2.3 Regelungskontrolle

Unterschreitet der Empfangspegel unter Berücksichtigung der schaltbaren Schwelle (vergleiche Abschnitt 2.3.3) ein Minimum, so wird dieser Zustand als Ausfall des Normalfrequenzsenders bewertet und die Frequenzregelung bis zur Wiederkehr der Leitfrequenz abgeschaltet, wobei die Frequenzregelspannung für das Frequenznormal "eingefroren" wird und das Frequenznormal mit seiner Eigenstabilität weiterläuft.

Der Kontakt 1 der Kontrollbuchse 15 liefert bei eingeschalteter Regelung eine 5-V-Gleichspannung, die mit +1 mA belastbar ist, während das Ausgangssignal bei abgeschalteter Regelung 0 V beträgt und mit -10 mA belastet werden kann.

2.2.7.2.4 Zeitzeichen

Strahlt der Normalfrequenzsender getastete Zeitzeichen aus (vergleiche Abschnitt 2.2.7.1.3), dann können diese am Anschluß 3 der Kontrollbuchse 15 als spannungsloser Zustand mit den gleichen Strom/Spannungsbedingungen wie in Abschnitt 2.2.7.2.3 ca. 50 ms nach dem Amplitudenabfall des Eingangssignals registriert werden.

2.2.7.3 Betriebssteuerung

Einige wichtige Funktionen des Normalfrequenzempfängers XKE 2 lassen sich über die Schalter 5, 6, 7, 8 der Frontplatte einstellen oder auch über die Kontrollbuchse 15 fernsteuern, wenn die betreffenden Frontplattenschalter in der Stellung NORMAL sind. Diese Fernsteuerung darf nur über einen externen Schaltkontakt gegen die Anschlüsse 14...25 der Kontrollbuchse 15 erfolgen.

2.2.7.3.1 Ansprechschwelle +20 dB

Durch die Schließung des Kontakts am Anschluß 10 der Kontrollbuchse 15 wird die Ansprechschwelle der automatischen Frequenzregelung (vergleiche Abschnitt 2.2.7.2.3) um +20 dB angehoben. Dieser Vorgang gestattet eine Frequenzregelung auch unter schlechten Empfangsbedingungen.

2.2.7.3.2 Empfindlichkeit -40 dB

Mit der Kontaktgabe am Anschluß 11 der Kontrollbuchse 15 wird die Verstärkung des Empfangsteils um den Faktor 100 abgesenkt, das entspricht einem Signalverhältnis von 40 dB.

2.2.7.3.3 Regelung aus

Die Kontaktgabe am Anschluß 12 der Kontrollbuchse 15 schaltet die Frequenzregelung des XKE 2 ab, wobei die Frequenzregelspannung und damit die Momentanfrequenz des Frequenznormals "eingefroren" werden. Hierdurch ist es möglich, bei starken tageszeitbedingten Schwankungen (vergleiche Abschnitte 2.3.3 und 2.3.6.1.2) der Leitphase oder des Empfangssignals die Regelung durch eine 24-h-Schaltuhr zu konditionieren.

2.2.7.3.4 Minimale Zeitkonstante

Bei Kontaktgabe am Anschluß 13 der Kontrollbuchse 15 wird die Frequenzregelung zum verkürzten Einlauf des Regelsystems auf die kürzestmögliche Zeitkonstante $M = 1$ (vergleiche Abschnitt 2.2.4) eingestellt. Dieser Vorgang dient ausschließlich dem beschleunigten Angleichen der Frequenz des Frequenznormals an die Leitfrequenz.

2.3 Bedienung

2.3.1 Einschalten

2.3.1.1 Betrieb mit Batterienetzteil XSRM-Z

Hierzu Bild 2-8

Die Stromversorgung der Normalfrequenzbaugruppen geschieht über die mitgelieferten Spezialkabel, die mit den entsprechenden Buchsen des Netzgerätes verbunden werden (siehe Bild 2-8 und Beschreibung zum Batterienetzteil XSRM-Z).

Wird das Rubidium-Frequenzstandard XSRM als Normalfrequenzgenerator benutzt, so ist zu beachten, daß seine Stromversorgung über die dafür vorgesehene Buchse (siehe Beschreibung Batterienetzteil XSRM-Z) erfolgt. Der Grund dieser Maßnahme liegt in der erhöhten Stromaufnahme während der Aufheizzeit, in der die anderen Buchsen abgeschaltet werden, also die anderen Normalfrequenzelemente, z.B. XKE 2, nicht versorgt werden. Die Abschaltung geschieht nur automatisch bei Verwendung des XSRM.

Das Batterienetzteil XSRM-Z hat keinen Netzschalter, es ist mit der Herstellung der Netzverbindung betriebsbereit. Die interne Batterie muß bei Außerbetriebsetzung des Netzgerätes abgeschaltet werden, da sie sich andernfalls völlig entlädt. Nach Inbetriebnahme des Netzgerätes ist der Batterieschalter auf ON zu stellen (siehe Beschreibung Batterienetzteil XSRM-Z).

2.3.1.2 Betrieb mit anderen Netzgeräten (Vergleiche Abschnitt 2.2.2)

Die Verbindung zum Netzgerät wird mit dem Batteriekabel 238.8130 hergestellt. Hierbei ist auf die zulässige Spannung und auf die Polarität zu achten, ferner empfiehlt es sich, den aufgenommenen Strom zu kontrollieren.

2.3.2 Empfangspegel

Die Präzisionsquarze der Frequenznormale benötigen prinzipiell eine lange Aufheizzeit, bis ihre Schwingfrequenz nicht mehr driftet. Sie beträgt bei den Frequenznormalen XSRM, XSD 2 maximal 35 Minuten. Ein Synchrondetektor 7 (vergleiche Abschnitt 4.2.7.2) mit einem relativen Fangbereich von $\pm 2 \cdot 10^{-7}$ stellt dann den Empfang fest und läßt die Anzeige EMPF.-PEGEL 1 aufleuchten.

Beim Einschalten des XKE 2 empfiehlt es sich, die maximale Empfindlichkeit einzustellen. Dies geschieht durch Schalten der ANSPRECHSCHWELLE 8 auf NORMAL und Schalten der EMPFINDLICHKEIT 7 auf NORMAL (vergleiche dazu 2.2.7.3.1 bzw. 2.2.7.3.2).

Das Ausbleiben der Leuchtanzeige EMPF.-PEGEL 1 nach der Aufheizzeit des Frequenznormals kann folgende Ursachen haben:

- a) defekte Stromversorgung
- b) defekte Antennenanlage
- c) falsche Verkabelung von Frequenznormal und Normalfrequenzempfänger
- d) schlechte Empfangsbedingung, eventuell tageszeitbedingt (vergleiche hierzu Abschnitt 2.2.7.3.3)
- e) der Betrag des relativen Fehlers der Frequenz des Frequenznormals ist größer als $2 \cdot 10^{-7}$. Hier reichen die Fangeigenschaften des Phasenfolgereglers (vergleiche Abschnitt 4.1.1) nicht aus, die Frequenz des Frequenznormals muß dann manuell korrigiert werden.

2.3.2.1 Frequenz des Frequenznormals

Findet die Synchronisation des Frequenznormals mit der Leitphase über den Normalfrequenzempfänger XKE 2 statt, was mit der Leuchtanzeige EMPF.-PEGEL 1 ausgedrückt wird, so besagt das zunächst nur, daß die Phasenfolgeregelung synchronisiert hat (vergleiche Abschnitt 4.1.1). Der normalerweise sehr viel engere Fangbereich der Frequenzregelung, bedingt durch die Eigenschaften des Frequenznormals, ist erst dann erreicht, wenn die Regelspannung, die mit dem Anzeigeinstrument 2 in der Schalterstellung 4 REGELSPANNUNG ablesbar ist, nicht mehr driftet. Außerhalb des Fangbereichs der Frequenzregelung durchläuft

die Regelspannung periodisch den ganzen Anzeigebereich, zeitlich dargestellt, als Sägezahn.

Wird als Frequenznormal das Rubidium-Frequenzstandard XSRM eingesetzt, so muß die Frequenzregelung in jedem Fall fangen. Bei Verwendung des Präzisions-Quarzoszillators XSD 2 als Frequenznormal, bei dem die wachsende Regelspannung die Frequenzverstellung positiv beeinflusst, steigt die Regelspannung sägezahnförmig an (wachsende Skalenteile des Anzeigeinstruments 2), wenn die Frequenz des XSD 2 zu niedrig liegt, und entsprechend umgekehrt. Dann ist gegenständig die manuelle Frequenzverstellung des XSD 2 (siehe Beschreibung des XSD 2) zu korrigieren, so daß sich die Regelspannung bei ca. 15 Skalenteilen des Anzeigeinstruments 2 einstellt. Es empfiehlt sich diese kleine Regelspannung als Einschaltwert, da der Quarz des Frequenznormals XSD 2 stets positiv altert.

2.3.2.2 Aussteuerung

Fand schließlich die Synchronisation der Phasen- und Frequenzregelschleife statt, so kann anhand des Anzeigeinstruments 2 (vergleiche auch 2.2.7.2.2) eine Abschätzung des Empfangspegels vorgenommen werden. Der ganze in etwa logarithmische Skalenausschlag entspricht einem Dynamikbereich von etwa 80 dB, bezogen auf 1 μ Veff Empfangsspannung an der Antenneneingangsbuchse 14, bei der Stellung NORMAL des Eingangsabschwächers 7.

Herrschen sehr gute Empfangsverhältnisse, dann überschreitet die Pegelanzeige den Anzeigebereich. Dies führt zur Übersteuerung des Eingangsverstärkers auf der Filterplatine, was durch das Einschalten des Eingangsabschwächers 7 mit der Stellung -40 dB verhindert wird. Dann bezieht sich der logarithmische Skalenausschlag von 0 dB auf die Eingangsspannung 100 μ Veff.

2.3.3 Ansprechschwelle Regelung

Überschreitet das Empfangssignal die mit 8 schaltbare Regelschwelle, dann setzt die Frequenzregelung nach einigen Sekunden ein. Dies wird an der Leuchtanzeige REGELUNG 3 ersichtlich. Die Ansprechschwelle bezieht sich auf die Instrumentenanzeige EMPFANGSPEGEL (4 und 2), unabhängig vom Zustand des Eingangsabschwächers 7. Sie beträgt in der Stellung von 8 auf NORMAL etwa 3 dB und in der Stellung von 8 auf +20 dB etwa 23 dB. In der Kombination mit dem Eingangsabschwächer 7 läßt sich die Ansprechschwelle in 20-dB-Schritten über einen Dynamikbereich von 60 dB einstellen.

Der Sinn der schaltbaren Ansprechschwelle des Reglers ist seine automatische Abschaltung bei stark schwankenden Empfangsverhältnissen durch Fading (Schwund), denn normalerweise ist mit dem Fading auch eine starke Schwankung der Leitphase zu beobachten. Während der automatischen Abschaltung der Regelung wird die Regelspannung "eingefroren".

2.3.4 Beschleunigte Frequenzregelung

Bei Umschaltung der Zeitkonstante mit 5 auf MIN, was dem Regelzeitfaktor $M = 1$ entspricht (vergleiche Abschnitt 2.2.7.3.4), wird eine minimale Angleichzeit der Normalfrequenz an die Empfangsfrequenz erreicht (vergleiche Bild 4-10). Zur Frequenzregelung ist dieser Betriebszustand allerdings unbrauchbar, da die Regelspannung aufbaubedingt verhältnismäßig stark schwankt.

2.3.5 Stillsetzen der Frequenzregelung bei Leitfrequenzausfall

Die Stellung des Schalters REGLER 6 auf STOP (vergleiche Abschnitt 2.2.7.3.3) unterbindet die Regelung der Normalfrequenz durch den Empfänger XKE 2. Währenddessen ist die Regelspannung "eingefroren", das Frequenznormal driftet mit seiner natürlichen Frequenzalterung.

2.3.6 Wahl der Regelzeitkonstante

2.3.6.1 Einflußgrößen auf den Fehler der Normalfrequenz

Es werden die wesentlichsten Einflußgrößen auf die Normalfrequenz und dazu jeweils ein Diagramm der für die R&S-Frequenznormale XSRM (Diagrammteil A) und XSD 2 (Diagrammteil B) zu erwartenden relativen Frequenzfehler aufgeführt.

2.3.6.1.1 Temperaturabhängigkeit der Normalfrequenz

Von den Umgebungsbedingungen geht die kurzzeitige Temperaturschwankung etwa im Tag/Nacht-Zyklus am stärksten in den Frequenzfehler ein. Für die Frequenznormale XSRM und XSD 2 ist der relative Frequenzfehler als Funktion der Temperaturschwankung Δt aus den Bildern 4-6 (A bzw. B) ersichtlich. Zur Reduktion dieses Fehleranteils empfiehlt sich die Klimatisierung des Aufstellungs-ortes.

2.3.6.1.2 Leitphasenschwankung (vergleiche Abschnitt 4.1.3.2)

Die vor allem nachts sich ausbildende Raumwelle auf dem Übertragungsweg überlagert sich mit der Bodenwelle. Dies führt am Empfangsort zu tageszeitabhängigen Phasendrehungen, periodisch mit 24 Stunden. Mit wachsender Zeitkonstante des Frequenzregelsystems, einstellbar mit dem Zeitkonstantenfaktor M, wird die Anregung der Frequenzregelschleife unterdrückt.

Zur notwendigen individuellen Bestimmung der Leitphasenschwankung (vergleiche 4.1.4) muß die Regelzeitkonstante mit M ausreichend groß gewählt werden (vergleiche 2.2.4), so daß die Frequenznachregelung nicht zu stark den Leitphasenschwankungen, diese verfälschend, folgt. Die Leitphasenschwankung beeinflusst im wesentlichen dann nur noch den Phasenschieber des Normalfrequenzempfängers XKE 2 (vergleiche Abschnitt 4.1.3.2). Die Stellung des Phasenschiebers kann an der Kontrollbuchse 15, Kontakt 7, als Spannung entnommen werden oder am Anzeiginstrument 2 bei der Schalterstellung von 4 auf PHASE abgelesen werden.

Zur Phasenschwankungsmessung in Verbindung mit dem Rubidium-Frequenzstandard XSRM oder dem Quarzoszillator XSD 2 werden die Regelzeitfaktoren $M \approx 32$ bzw. 512 empfohlen. Unter dieser Bedingung ist der Einschaltfrequenzfehler der Frequenznormale weitgehend nach ca. 4 Tagen abgeklungen, so daß sich die Messung der Phasenschwankungen, ungestört von der Frequenzregelung, anschließen kann.

Die Ermittlung der Leitphasenschwankung kann durch das Anzeigeinstrument, wesentlich komfortabler aber durch kontinuierliches Mitschreiben der zugeordneten Spannung mittels eines YT-Schreibers, z.B. ZSK 2, an der Kontrollbuchse erfolgen. Der gesamte Anzeigebereich des Instruments 2 sowie der gesamte Spannungshub von 10 V am Kontakt 7 der Kontrollbuchse entsprechen einer Leitphasendrehung von 2π rad (= 360°), transformiert auf 10 kHz. Die Änderung des Phasensignals um 1 V ist gleichbedeutend mit einem zeitlichen Phasenfehler von 10 Mikrosekunden.

Die Scheitelabweichungen des Phasensignals innerhalb von 24 Stunden ergeben, gegebenenfalls unter Berücksichtigung einer konstanten Phasendrift, die tageszeitabhängige Schwankung der Leitphase in Volt mit der Zuordnung des vorausgegangenen Absatzes. Ein Meßbeispiel ist im Bild 3-1 dargestellt. Die Messung sollte an mehreren Tagen erfolgen, um so die maximale Scheitelabweichung zu erhalten. Bei diesen Messungen kann die Phase einen oder mehrere Nulldurchgänge durchlaufen. Ihre Berücksichtigungen sind im Abschnitt 4.1.4 beschrieben.

Mit den Gleichungen des Abschnitts 4.1.3.2 wird bei der gewonnenen Kenntnis der Scheitelabweichung der Leitphase ΔU (in V) der durch sie verursachte relative Frequenzfehler ermittelt.

Für die Frequenznormale XSRM und XSD 2 liegen Auswertediagramme mit Bild 4-8 (A bzw. B) vor. Sie stellen die zu erwartenden relativen Frequenzfehler pro Volt Scheitelabweichung dar.

Die Umgebungstemperatur der Ferritantenne verursacht keine zusätzliche Phasendrehung der empfangenen Frequenz, da die Antenne temperaturkompensiert ist.

2.3.6.1.3 Sprung der Leitphase

Durch nichtperiodische Störungen kann die Leitphase zum Springen veranlaßt werden. Der Phasenschieber des Normalfrequenzempfängers XKE 2 versucht, den Störungen zu folgen, und damit auch die Frequenzregelung, was zu Frequenzfehlern führt (vergleiche Abschnitt 4.1.3.1). Die maximale Phasenstörung, die den Phasenschieber beeinflusst, kann nur $\pm\pi$ rad bei der Empfangsfrequenz sein, denn wenn der Phasensprung größer als π rad ist, dreht sich der Phasenschieber in die andere Richtung.

Im Abschnitt 4.1.3.1 ist die Beziehung angegeben, die den relativen Frequenzfehler als Folge eines Phasensprungs von π rad der Leitphase mit der Empfangsfrequenz bestimmt.

Für die Frequenznormale XSRM und XSD 2 liegen mit Bild 4-7 (A bzw. B) die Auswertediagramme vor.

2.3.6.1.4 Alterung des Frequenznormals

Je größer die Regelzeitkonstante mit dem Zeitkonstantenfaktor M wird, desto stärker macht sich die gerätebedingte Frequenzalterung des benutzten Frequenznormals bemerkbar. Die Frequenzregelung läuft der Alterung entsprechend verzögert mit einem konstanten Frequenzoffset nach. Die mathematische Beziehung des relativen Frequenzoffsets wird in Abschnitt 4.1.3.4 gegeben.

Für die Frequenznormale XSRM und XSD 2 zeigt Bild 4-9 (A bzw. B) die Auswertediagramme.

2.3.6.1.5 Rastfehler der Frequenzregelung

Da die Frequenzregelung durch den digitalen Frequenzregler XKE 2 erfolgt, sind die Regelgrößen quantisiert. Dies bringt Quantisierungsfehler für die Regelspannung mit sich, was zu sehr kleinen Frequenzsprüngen des Frequenznormals führt. Diese Quantisierungssprünge treten jedoch so selten auf, daß sie nicht die Kurzzeitstabilität des Frequenznormals beeinträchtigen.

Die so bedingte Schwankung der Regelspannung beträgt ± 20 mV für den Zeitkonstantenfaktor $M = 16$ und ± 10 mV für $M \geq 32$. Werden die relativen Regelempfindlichkeiten der Frequenznormale mit diesen Spannungsbeträgen vorzeichenrichtig multipliziert, so erhält man die relativen Frequenzfehler.

In der folgenden Tabelle sind diese Frequenzfehler für die Frequenznormale XSRM und XSD 2 angegeben.

Frequenznormal	Relativer Frequenzfehler bei	
	$M = 16$	$M \geq 32$
XSRM	$4 * 10^{-12}$	$2 * 10^{-12}$
XSD 2	$8 * 10^{-11}$	$4 * 10^{-11}$

2.3.6.2 Auswertung

Die Auswertung der Funktionen aus dem Abschnitt 2.3.6.1 gibt Auskunft über den maximal zu erwartenden Frequenzfehler der Normalfrequenz-Empfangsanlage. Wie leicht z.B. anhand der zugehörigen Diagramme zu erkennen ist, muß es einen Zeitkonstantenfaktor M geben, mit dem der Summenfehler ein Minimum wird. Es ist zu beachten, daß die Frequenzregelspannung mit einem gerätebedingten Rastfehler von ± 10 mV die Frequenzregelung einschränkt.

2.3.6.2.1 Auswertung anhand der Diagramme (Formeln)

Der zu erwartende maximale relative Frequenzfehler setzt sich aus den Beträgen der Einzelfehler (Abschnitt 2.3.6.1) additiv zusammen. Mit der Variation des Zeitkonstantenfaktors M läßt sich einfach das Minimum des Gesamtfehlers finden.

Für die Frequenznormale XSRM und XSD 2 ist eine weitere Auswertehilfe in der Anordnung der Diagramme 4-7, 4-8, 4-9 mit der gleichen Skalierung von M gegeben, wenn die Blätter übereinander betrachtet werden. Dabei sind die Pfeilmarkierungen am oberen Blattrand zu beachten, sie geben die richtige Lage der Blätter an.

2.3.6.2.2 Auswertung mit dem Rechner

Das folgende, in der allgemein üblichen Programmiersprache BASIC verfaßte Rechnerprogramm hilft dem Anwender im allgemeinsten Fall, also bei Verwendung irgendeines Frequenznormals, den optimalen Zeitkonstantenfaktor M zu ermitteln und Auskunft über den zu erwartenden maximalen relativen Frequenzfehler zu erhalten.

Die notwendigen Daten für die Frequenznormale XSRM und XSD 2 enthalten die betreffenden Datenblätter.

Rechnerprogramm

```
0100 PRINT "ROHDE UND SCHWARZ, MUENCHEN, FRG"
0110 PRINT "FREQUENCY-ERROR ANALYSIS"
0120 PRINT "STANDARDFREQUENCY RECEIVER XKE2"
0130 PRINT
0140 PRINT "INPUT DATA"
0150 PRINT
0160 PRINT "RECEIVER"
0170 PRINT "  FREQUENCY (KC/S):";
0180 INPUT F1
0190 LET F1=F1*1000
0200 PRINT
0210 PRINT "FREQUENCY STANDARD"
0220 PRINT "  CONTROLSSENSITIVITY (REL/V):";
0230 INPUT E
0232 PRINT "  TEMPERATURESENSITIVITY (REL/CENTIGRADE):";
0234 INPUT T1
0240 PRINT "  LONG TERM AGING (REL/S):";
0250 INPUT A
0260 PRINT
0270 PRINT "SURROUNDINGS"
0280 PRINT "  24H PHASESHIFT (V,PEAK TO PEAK):";
0290 INPUT U1
0300 PRINT "  24H TEMPERATURESHIFT (CENTIGRADE,PEAK TO PEAK):";
0305 INPUT T2
0310 PRINT
0320 PRINT "CALCULATIONS"
0330 PRINT
0380 PRINT
0390 LET R9=1
0400 FOR M1=4 TO 11
0410   LET M=2^M1
0420   PRINT "TIMECONSTANT FACTOR : M=";M
0430   LET T=6.25*.0000001*M/E
0440   PRINT "TIMECONSTANT T[S] :";T
0450   PRINT "TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO : "
0460   LET R1=8*100000*E/F1/M
0470   PRINT "  PHASEJUMPING"; TAB(30);R1
0480   LET R2=6.25*.0000001*M/E*A
0490   PRINT "  AGING"; TAB(30);R2
0500   LET K1=SQR(2.116*F1*E/M)
0510   LET D=6.613*.0000001*F1/K1
0520   LET N=7.272*.00001/K1
0530   LET V=N^2/SQR(((1-N^2)^2+4*D^2*N^2))
0540   LET R3=.1455*F1*E*V/M*U1
0550   PRINT "  24H PHASESHIFTING"; TAB(30);R3
0560   LET R4=.5*T1*T2
0570   PRINT "  24H TEMPERATURSHIFTING"; TAB(30);R4
0580   LET R5=.01*E
0590   IF M>17 THEN 610
0600   LET R5=2*R5
0610   LET R=R1+R2+R3+R4+R5
0620   PRINT "  DIGITAL RESOLUTION"; TAB(30);R5
0630   PRINT "TOTAL REL.ERROR "; TAB(30);R
0640   IF R>=R9 THEN 670
0650   LET R9=R
0660   LET M9=M
0670   PRINT
0680 NEXT M1
0690 PRINT
0700 PRINT "MINIMUM ERROR : ";R9
0710 PRINT "FOR M =";M9
0720 END
```

2.3.6.2.3 Auswertungsbeispiele

Zur Auswertung wird das Rechnerprogramm aus Abschnitt 2.3.6.2.2 angewandt. Die mit dem Normalfrequenzempfänger XKE 2 gekoppelten Frequenznormale sind das Rubidium-Frequenzstandard XSRM bzw. der Präzisions-Quarzoszillator XSD 2.

Der Aufstellungsort ist München, die Empfangsfrequenz ist 77,5 kHz. Die Normalfrequenzanlage ist in einem klimatisierten Raum aufgestellt, die tageszeitbedingten Temperaturschwankungen betragen ca. ± 1 °C. Die tageszeitbedingten maximalen Scheitelwerte der Leitphasenschwankungen werden der Messung nach Bild 3-1 entnommen.

Das Bild 3-2 stellt das Auswertediagramm für das Meßbeispiel mit den Frequenznormalen XSRM und XSD 2 dar.

Auswertungsbeispiel für XKE 2 + XSRM

INPUT DATA

RECEIVER

FREQUENCY [KC/S] :? 77.5

FREQUENCYSTANDARD

CONTROLSENSITIVITY [REL./V] :? 2E-10

TEMPERATURESENSITIVITY [REL./CENTIGRADE] :? 2E-12

LONGTERM AGING [REL./S] :? 7E-18

SURROUNDINGS

24H PHASESHIFT [V, PEAK TO PEAK] :? .55

24H TEMPERATURESHIFT [CENTIGRADE, PEAK TO PEAK] :? 4

STANDARD FREQUENCY RECEIVER XKE 2

ROHDE UND SCHWARZ, MUENCHEN ,FRG

FREQUENCY ERROR ANALYSIS

RECEIVING FREQUENCY : 77.5 [KC/S]

MAXIMUM PHASESHIFT, PEAK TO PEAK

IN [V] : 0.55

IN [US] : 5.5

IN [RAD] : 0.42625

TIMECONSTANT FACTOR : M= 16

TIMECONSTANT T[S] : 50000

TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :

PHASEJUMPING	1.29032E-10
--------------	-------------

AGING	3.5E-13
-------	---------

24H PHASESHIFTING	5.30406E-11
-------------------	-------------

24H TEMPERATURSHIFTING	4.E-12
------------------------	--------

DIGITAL RESOLUTION	4.E-12
--------------------	--------

TOTAL REL.ERROR	1.90423E-10
-----------------	-------------

TIMECONSTANT FACTOR : M= 32

TIMECONSTANT T[S] : 100000

TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :

PHASEJUMPING	6.45161E-11
--------------	-------------

AGING	7.E-13
-------	--------

24H PHASESHIFTING	2.72462E-11
-------------------	-------------

24H TEMPERATURSHIFTING	4.E-12
------------------------	--------

DIGITAL RESOLUTION	2.E-12
--------------------	--------

TOTAL REL.ERROR	9.84623E-11
-----------------	-------------

TIMECONSTANT FACTOR : M= 64
 TIMECONSTANT T[S] : 200000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :
 PHASEJUMPING 3.22581E-11
 AGING 1.4E-12
 24H PHASESHIFTING 1.37182E-11
 24H TEMPERATURSHIFTING 4.E-12
 DIGITAL RESOLUTION 2.E-12
 TOTAL REL.ERROR 5.33763E-11

TIMECONSTANT FACTOR : M= 128
 TIMECONSTANT T[S] : 400000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :
 PHASEJUMPING 1.6129E-11
 AGING 2.8E-12
 24H PHASESHIFTING 6.87108E-12
 24H TEMPERATURSHIFTING 4.E-12
 DIGITAL RESOLUTION 2.E-12
 TOTAL REL.ERROR 3.18001E-11

TIMECONSTANT FACTOR : M= 256
 TIMECONSTANT T[S] : 300000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :
 PHASEJUMPING 8.06452E-12
 AGING 5.6E-12
 24H PHASESHIFTING 3.43702E-12
 24H TEMPERATURSHIFTING 4.E-12
 DIGITAL RESOLUTION 2.E-12
 TOTAL REL.ERROR 2.31015E-11

TIMECONSTANT FACTOR : M= 512
 TIMECONSTANT T[S] : 1600000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :
 PHASEJUMPING 4.03226E-12
 AGING 1.12E-11
 24H PHASESHIFTING 1.71869E-12
 24H TEMPERATURSHIFTING 4.E-12
 DIGITAL RESOLUTION 2.E-12
 TOTAL REL.ERROR 2.29509E-11

TIMECONSTANT FACTOR : M= 1024
 TIMECONSTANT T[S] : 3200000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :
 PHASEJUMPING 2.01613E-12
 AGING 2.24E-11
 24H PHASESHIFTING 8.59366E-13
 24H TEMPERATURSHIFTING 4.E-12
 DIGITAL RESOLUTION 2.E-12
 TOTAL REL.ERROR 3.12755E-11

TIMECONSTANT FACTOR : M= 2048
 TIMECONSTANT T[S] : 6400000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :
 PHASEJUMPING 1.00806E-12
 AGING 4.48E-11
 24H PHASESHIFTING 4.29685E-13
 24H TEMPERATURSHIFTING 4.E-12
 DIGITAL RESOLUTION 2.E-12
 TOTAL REL.ERROR 5.22378E-11

MINIMUM ERROR : 2.29509E-11
 FOR M = 512

Auswertungsbeispiel für XKE 2 + XSD 2

INPUT DATA

RECEIVER

FREQUENCY [KC/S] :? 77.5

FREQUENCYSTANDARD

CONTROLSensitivity [REL./V] :? 4E-9

TEMPERATURESensitivity [REL./CENTIGRADE] :? 5E-11

LONGTERM AGING [REL./S] :? 2.3E-15

SURROUNDINGS

24H PHASESHIFT [V,PEAK TO PEAK] :? .55

24H TEMPERATURESHIFT [CENTIGRADE,PEAK TO PEAK] :? 4

STANDARD FREQUENCY RECEIVER XKE 2

ROHDE UND SCHWARZ, MUENCHEN ,FRG

FREQUENCY ERROR ANALYSIS

RECEIVING FREQUENCY : 77.5 [KC/S]

MAXIMUM PHASESHIFT, PEAK TO PEAK

IN [V] : 0.55

IN [US] : 5.5

IN [RAD] : 0.42625

TIMECONSTANT FACTOR : M= 16

TIMECONSTANT T[S] : 2500

TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :

PHASEJUMPING	2.58065E-9
AGING	5.75E-12
24H PHASESHIFTING	1.96793E-10
24H TEMPERATURSHIFTING	1.E-10
DIGITAL RESOLUTION	8.E-11
TOTAL REL.ERROR	2.96319E-9

TIMECONSTANT FACTOR : M= 32

TIMECONSTANT T[S] : 5000

TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :

PHASEJUMPING	1.29032E-9
AGING	1.15E-11
24H PHASESHIFTING	1.87997E-10
24H TEMPERATURSHIFTING	1.E-10
DIGITAL RESOLUTION	4.E-11
TOTAL REL.ERROR	1.62982E-9

TIMECONSTANT FACTOR : M= 64

TIMECONSTANT T[S] : 10000

TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :

PHASEJUMPING	6.45161E-10
AGING	2.3E-11
24H PHASESHIFTING	1.61799E-10
24H TEMPERATURSHIFTING	1.E-10
DIGITAL RESOLUTION	4.E-11
TOTAL REL.ERROR	9.6996E-10

TIMECONSTANT FACTOR : M= 128
 TIMECONSTANT T[S] : 20000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :
 PHASEJUMPING 3.22581E-10
 AGING 4.6E-11
 24H PHASESHIFTING 1.13342E-10
 24H TEMPERATURSHIFTING 1.E-10
 DIGITAL RESOLUTION 4.E-11
 TOTAL REL.ERROR 6.21923E-10

TIMECONSTANT FACTOR : M= 256
 TIMECONSTANT T[S] : 40000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :
 PHASEJUMPING 1.6129E-10
 AGING 9.2E-11
 24H PHASESHIFTING 6.50297E-11
 24H TEMPERATURSHIFTING 1.E-10
 DIGITAL RESOLUTION 4.E-11
 TOTAL REL.ERROR 4.5832E-10

TIMECONSTANT FACTOR : M= 512
 TIMECONSTANT T[S] : 80000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :
 PHASEJUMPING 8.06452E-11
 AGING 1.84E-10
 24H PHASESHIFTING 3.38321E-11
 24H TEMPERATURSHIFTING 1.E-10
 DIGITAL RESOLUTION 4.E-11
 TOTAL REL.ERROR 4.38527E-10

TIMECONSTANT FACTOR : M= 1024
 TIMECONSTANT T[S] : 160000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :
 PHASEJUMPING 4.03226E-11
 AGING 3.68E-10
 24H PHASESHIFTING 1.71253E-11
 24H TEMPERATURSHIFTING 1.E-10
 DIGITAL RESOLUTION 4.E-11
 TOTAL REL.ERROR 5.65448E-10

TIMECONSTANT FACTOR : M= 2048
 TIMECONSTANT T[S] : 320000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :
 PHASEJUMPING 2.01613E-11
 AGING 7.36E-10
 24H PHASESHIFTING 8.58605E-12
 24H TEMPERATURSHIFTING 1.E-10
 DIGITAL RESOLUTION 4.E-11
 TOTAL REL.ERROR 9.04747E-10

MINIMUM ERROR : 4.38527E-10
 FOR M = 512

2.3.6.3 Einlaufdauer der Frequenzregelung nach dem Einschalten

Beim Einschalten des Empfängers fängt die Frequenzregelspannung normalerweise mit einem Eckwert an. Die Frequenzangleichung würde, abhängig von der Regelzeitkonstante mit dem Zeitkonstantenfaktor M , sehr lange dauern. Man bedient sich deshalb der beschleunigten Frequenzregelung (vergleiche Abschnitt 2.3.4).

Für die Frequenznormale XSRM und XSD 2 ist die Abklingzeit des Frequenzfehlers auf die Restfehler 10 %, 5 % und 1 %, bezogen auf den Anfangsfehler, in Bild 4-10 (A,B) für $M = 1$ zu sehen.

Bei der beschleunigten Frequenzregelung mit dem Zeitkonstantenfaktor $M = 1$ sind die in Abschnitt 2.3.6.1.5 genannten Quantisierungsfehler der Regelspannung nicht mehr vernachlässigbar klein. Im ausgeregelten Zustand schwankt die Regelspannung um ± 320 mV und führt so, entsprechend der Regelspannungsempfindlichkeit des gewählten Frequenznormals, zu Frequenzfehlern.

Bei den Frequenznormalen XSRM bzw. XSD 2 betragen diese Fehler nach Ausregelung des Einschaltfehlers der Frequenz:

Frequenznormal	relativer Frequenzfehler ($M = 1$)
XSRM	$6,4 * 10^{-11}$
XSD 2	$1,3 * 10^{-9}$

Dieser verbleibende Frequenzfehler muß nach dem Umschalten der Regelzeitkonstante mit 5 auf NORMAL und damit auf die gewählte Regelzeitkonstante mit dem Zeitkonstantenfaktor M (vergleiche Abschnitte 2.2.4, 2.3.6) erneut als Anfangsfrequenzfehler betrachtet werden. Allgemein wird die Nachregelung auf einen Frequenzsprung in Abschnitt 4.1.3.3 behandelt.

Das weitere Abklingen des Frequenzfehlers ist für die Frequenznormale XSRM und XSD 2 in Bild 4-10 (A bzw. B) dargestellt.

2.3.6.4 Korrektur der Regelzeitkonstante

Der Empfang der Leitphase schwankt nicht nur während 24 Stunden (vergleiche 2.3.6.1.2), sondern es gibt noch eine Jahresschwankungsperiode, die das Regelungssystem des Normalfrequenzempfängers unterdrückt. Mit der Jahresschwankung ist aber eine jahreszeitbedingte Tagesphasenschwankung verbunden, die besonders in der trockenen Jahreszeit ausgeprägt ist. Es empfiehlt sich deshalb, die Leitphasenschwankung permanent zu messen und auf die größtmögliche Scheitelabweichung hin zu untersuchen. Das führt möglicherweise zu einer erneuten Festlegung der optimalen Regelzeitkonstante (vergleiche 2.3.6.2).

3. Wartung

Regelmäßige elektrische oder mechanische Wartungsarbeiten sind an dem Normalfrequenzempfänger nicht erforderlich. Trotzdem sollten zur Erhöhung der Betriebssicherheit in gewissen Abständen gemäß Abschnitt 3.2 die Solleigenschaften überprüft werden.

3.1 Erforderliche Hilfsmittel

Zur Wartung ist lediglich ein hochohmiges Voltmeter, Vollausschlag > 10 V, notwendig.

3.2 Prüfen der Solleigenschaften

Das Prüfen der Solleigenschaften geschieht, während die Normalfrequenzanlage in Betrieb ist. Die abgegebene Frequenz des Frequenznormals wird dabei nicht gestört.

3.2.1 Prüfen der Hochfrequenzverstärkung

Dazu empfiehlt sich ein Protokoll, in dem täglich zur gleichen Zeit, z.B. um 12 Uhr, der Empfangspegel unter Berücksichtigung des Eingangsabschwächers 7 mit dem Anzeigeelement 2 oder mit einem Voltmeter an der Kontrollbuchse 15 abgelesen und über ein Jahr lang festgehalten wird. Anhand des Protokolls ist es danach möglich, abgesehen von leichten Schwankungen, mit einer jahreszeitigen Zuordnung die Hochfrequenzverstärkung des Empfängers zu überwachen.

3.2.2 Prüfen der automatischen Regelungsabschaltung

Wie in Abschnitt 2.3.3 ausgeführt, läßt sich die Ansprechschwelle in 20-dB-Dämpfungsstufen um insgesamt 60 dB verändern. Je nach Empfangspegel läßt sich mit den möglichen Kombinationen dieser Schalterstellungen die Ansprechschwelle so erhöhen, daß die Regelung abschaltet (Leuchtanzeige 3 erlischt).

Beim Entfernen des Antennenkabels von 14 müssen sowohl die Pegelanzeige 1 als auch die Regelungsanzeige 3 erlöschen.

3.2.3 Prüfen der Regelspannung

Die die Frequenz des Frequenznormals regelnde Spannung wird am Anzeigeelement 2 in der Schalterstellung von 4 auf REGELSPANNUNG abgelesen. Die Anzeige darf zwischen 10 und 90 Skalenteilen betragen, wobei der Tendenz der Anzeige zum Vollausschlag die Bedeutung einer positiven Frequenzkorrektur der Frequenz des Frequenznormals zukommt, und entsprechend umgekehrt. Erreicht die Regelspannung den Endausschlag oder geht die Regelspannungsanzeige gegen Null, so liegt eine Sättigung der Regelung vor, denn sie kann nicht länger die Frequenz des Frequenznormals korrigieren. Das daran anschließende Verhalten der Frequenzregelung ist in Abschnitt 2.3.2.1 beschrieben.

3.3 Elektrische Wartung

3.3.1 Nachstellen des Quarznormals

Wird ein Quarzoszillator als Frequenznormal benutzt, so muß seine Frequenz manuell gleichsinnig zur Tendenz der Regelspannungsanzeige korrigiert werden, bevor die Regelspannungsanzeige die zulässigen Grenzen über- bzw. unterschreitet. Zur raschen Korrektur sollte dieser Vorgang bei der minimalen Zeitkonstante (5) erfolgen (beachte dabei Abschnitt 2.3.6.3).

Die manuelle Frequenzkorrektur geschieht beim Präzisions-Quarzoszillator XSD 2 durch den an der Frontplatte angebrachten Drehknopf; schlägt die Regelspannungsanzeige 2 rechts an, so muß die Frequenznachstellung im positiven Verstellungsinn stattfinden.

Die Frequenzkorrektur sollte in kleinen Schritten erfolgen, damit keine Überkorrektur eintritt.

3.3.2 Nachstellen des Rubidium-Frequenznormals XSRM

Hier sind die Verhältnisse etwas komplizierter als bei einem Quarzoszillator. Obwohl das Rubidium-Frequenznormal einen Quarzoszillator enthält, wirkt die Frequenzregelung des XKE 2 auf den Atomresonanzmechanismus. Die Frequenz des eingebauten Quarzes seinerseits wird mit einer Regelspannung, die im Atomresonator erzeugt wird, gesteuert. Bei der Kombination des XKE 2 mit dem XSRM können deshalb zwei regelungsbegrenzende Effekte auftreten.

3.3.2.1 Quarzoszillator im XSRM

Die Frequenzregelspannung des Quarzes im Rubidium-Frequenznormal wird nur durch sein Anzeigeinstrument in Verbindung mit dem Drehschalter dargestellt. Nähert sich der Zeigerausschlag des Instruments den Grenzbereichen, so muß die Quarzfrequenz manuell korrigiert werden. Dieser Vorgang ist im Handbuch des XSRM beschrieben; er läuft so rasch ab, daß die Frequenzregelung mit dem XKE 2 nicht beeinflußt wird.

Sollte die manuelle Frequenzkorrektur des Quarzes nicht rechtzeitig erfolgen, so bleibt seine Regelspannungsanzeige zunächst noch im Grenzbereich, währenddessen die Atomresonanzanzeige in der Schalterstellung CHECK kleiner wird und schließlich verschwindet.

3.3.2.2 Alterung des XSRM

Die Frequenzalterung des Rubidium-Frequenznormals ist um einige Größenordnungen kleiner als die jedes Quarzoszillators. Sie kann dennoch bewirken, daß die Regelspannung des Normalfrequenzempfängers in die Begrenzung geht. Um das zu verhindern empfiehlt es sich, die Regelspannung protokollarisch zu verfolgen, und vor Erreichen der Grenzbereiche die manuelle Frequenzverstellung des XSRM an der Frontplatte zu verdrehen. Der Drehsinn der Korrektur ist, ebenso wie beim XSD 2, positiv bei Vollausschlag der Regelspannungsanzeige 2. Da die Regelzeitkonstante sehr groß ist, würde die Ausregelung des durch die manuelle Frequenzkorrektur entstandenen Frequenzfehlers sehr lange dauern (vergleiche Abschnitt 2.3.6.3). Um große Frequenzfehler zu vermeiden, sollte die manuelle Frequenzkorrektur deshalb in sehr kleinen, gleich großen (Skalenteile beachten), zeitlich im gleichen Abstand gewählten Schritten erfolgen.

3.3.2.3 Austausch der Spektrallampe im XSRM

Die in Abschnitt 3.3.2.2 beschriebene Alterung ist auf das Nachlassen der Lichtintensität der Rubidium-Spektrallampe zurückzuführen. Dieser Vorgang ist nicht zu vermeiden und führt nach einigen Betriebsjahren zum Erlöschen des Rubidium-Spektrallichts. Dies läßt sich am Resonanzsignal des XSRM, angezeigt mit dessen Anzeigeinstrument in der Schalterstellung CHECK, verfolgen. Dieses Geschehen darf nicht mit dem in Abschnitt 3.3.2.1 Beschriebenen verwechselt werden, da hier vor dem Verschwinden des Resonanzsignals die XSRM-interne Quarzregelspannung keineswegs begrenzt wird.

Zur Frequenzeinstellung des Rubidium-Frequenznormals XSRM nach dem Spektrallampenwechsel sollte die minimale Regelzeitkonstante gewählt werden (vergleiche Abschnitt 2.3.6.3) und die manuelle Frequenzverstellung unter Berücksichtigung des Regelverhaltens nach Abschnitt 2.3.2.1 verdreht werden.

3.4 Lagerung

Die Lagerung des Normalfrequenzempfängers XKE 2 sowie der Frequenznormale XSRM und XSD 2 muß in taufreier Umgebung erfolgen. Das Rubidium-Frequenznormal XSRM sollte nicht dem prallen Sonnenschein ausgesetzt werden.

Die Quarze der Frequenznormale nehmen irreparable Schäden an, wenn sie auf Temperaturen unter -40 °C abgekühlt werden.

4. Funktionsbeschreibung

4.1 Theoretische Betrachtungen, Betriebsverhalten

4.1.1 Phasenfolgeregler

Hierzu Bild 4-1 (im Anhang)

Verhalten bei Phasenstörung P1

Ist die Verbindung der Regelspannung zum Frequenznormal aufgetrennt, dann ist nur die Phasenfolgeregelung wirksam. P1, die Phase der Leitfrequenz F1, ist dabei die Führungsgröße. P3, die Phase der Ausgangsfrequenz F3, ist die geregelte Größe.

Der Regelkreis des betrachteten Phasenreglers enthält u.a. den Phasendetektor PD mit linearer Übertragungsfunktion, dessen "Verstärkung" allerdings von der verwendeten Leitfrequenz F1 abhängt. Unter den genannten Voraussetzungen ist der Phasenfolgeregler ein lineares System erster Ordnung. Sein Phasenfehler P zeigt dann bei Phasensprüngen der Leitfrequenz F1 das folgende Verhalten:

$$P = P1 \cdot \exp(-t/T2)$$

mit

$$T2 = 1/(2 \cdot k2) = 7,56 \cdot 10^6 / F1 \text{ [s*Hz]}$$

$$P2' = \Delta \phi = P1 / [1 - \exp(-t/T2)]$$

und somit wird der Phasenverlauf des Synchronausgangs:

$$P3 = 10^6 / F1 \cdot P1 / [1 - \exp(-t/T2)] \text{ [rad*Hz]}$$

siehe Bild 4-2

Der Frequenzverlauf des Synchronausgangs F3 ist:

$$f3 = P1 / F1 / T2 \cdot \exp(-t/T2) \text{ [rad}^{-1} \cdot \text{Hz*s]}$$

siehe Bild 4-3

4.1.2 Frequenzregler

Hierzu Bild 4-1

Ist die Regelspannung zum Frequenznormal FN eingeschaltet, so erhält man als regelungstechnisches Blockschaltbild die Hintereinanderschaltung eines Integrationsgliedes (= Frequenznormal) mit einem Übertragungsglied (= Phasenregler). Diese Anordnung stellt ein Reglersystem zweiter Ordnung dar. Unter der Voraussetzung, daß k2 durch k1 größer 1 wird, gibt es für den Phasenfehler die bekannte Lösung:

$$P = C1 \cdot \exp(-t/T1) + C2 \cdot \exp(-t/T2)$$

mit: $T2 = 2 \cdot k2 / k1^2$

Im Normalfrequenzempfänger XKE 2 ist die mit M einstellbare Gesamtverstärkung k_1^2 des aufgeschnittenen Frequenzregelkreises um einige Größenordnungen kleiner als die des Phasenfolgereglers. Unter diesen Bedingungen verläuft die Frequenzregelung aperiodisch mit im Vergleich zum Phasenregler sehr großer Zeitkonstante. Die Einstellzeit des Phasenreglers kann so bei Betrachtung des Frequenzregelvorgangs vernachlässigt werden. D.h. das Übertragungsglied Phasenregler kann innerhalb des Frequenzregelkreises als Proportionalglied angesehen werden.

4.1.3 Auswirkung von Störungen auf die Frequenzregelung

Das zeitliche Verhalten des Reglers, schematisch dargestellt im Bild 4-1, läßt sich in den für die Praxis wichtigsten Fällen voraussagen. Dabei werden die folgenden Formelzeichen bzw. Formeln verwendet:

$A = dF_2(t)/F_2/dt$ [s^{-1}] = relative Frequenzdrift des Frequenznormals FN

für XSRM: $\pm 7,72 \cdot 10^{-18}$ [s^{-1}]

für XSD2: $+2,32 \cdot 10^{-15}$ [s^{-1}]

$D = 1/2 \cdot \sqrt{T_1/T_2}$ = Dämpfungsfaktor der Frequenzregelschleife

$E = dF_2/F_2/dU$ = Regelspannungsempfindlichkeit der Relativfrequenzabweichung des Frequenznormals FN

F_1 = Empfangsfrequenz, Leitfrequenz [Hz]

F_2 = Frequenz des Frequenznormals FN [Hz]

ΔF_2 = absolute Frequenzabweichung des Frequenznormals FN [Hz]

$f_2 = \Delta F_2/F_2$

f_{20} = anfänglicher, relativer Frequenzfehler des Frequenznormals FN, z.B. beim Einschalten

f_{21} = maximale, relative Frequenzabweichung des Frequenznormals FN nach einem Phasensprung der Leitphase

f_{22} = maximale, relative Frequenzabweichung des Frequenznormals nach dem größtmöglichen Phasensprung der Leitphase

$f_4 = \Omega \sqrt{T_1 \cdot T_2}$ = Verhältnis der Anregungsfrequenz Ω und der natürlichen Frequenz der Regelschleife

$k_1^2 = 1/T_1/T_2$ = Verstärkung der aufgeschnittenen Frequenzregelschleife

$2 \cdot k_2 = 1/T_2$ = Verstärkung der aufgeschnittenen Phasenregelschleife

M = Einstellbares Teilverhältnis der Regelspannung

N = Anzahl der Phasendurchgänge für $t_{31} \leq t \leq t_{32}$

$\Omega = 7,27 \cdot 10^{-5}$ [s^{-1}] = Winkelgeschwindigkeit mit der Periode von 24 h

P_1 = Leitphase der Leitfrequenz [rad]

ΔP_1 = Phasenänderung der Leitphase [rad] oder [s]

P_{10} = Scheitelwert der harmonischen Leitphasenschwankung [rad]

$\Delta \phi$ = Stellung des Phasenschiebers PS

1 rad = entspricht einem Winkel von 57,3 Grad

t = Zeit [s]

$T_1 = 2 \cdot k_2 / k_1^2 = 0,0487 \cdot M / F_1 / E$ [s*Hz*v⁻¹] = Zeitkonstante der Frequenzregelung

t₁ = Zeitpunkt der maximalen Frequenzabweichung des Frequenznormals FN nach einem Phasensprung der Leitphase

$T_2 = 1/2 \cdot k_2 = 7,56 \cdot 10^6 / F_1$ [s*Hz]

t₃₁, t₃₂ = Zeitpunkte, zu denen die Phasenschreiberspannung gemessen wird

U₃ = Spannung am Phasenschreiberanschluß

ΔU_3 = Spannungsänderung am Phasenschreiberanschluß

V = Vergrößerungsfaktor der Störfrequenz Ω

4.1.3.1 Phasensprünge der Leitfrequenz

Wie aus dem Bild 4-1 ersichtlich ist, wirkt die Stellgröße X sowohl auf den Phasenschieber PS als auch auf das Frequenznormal FN. Regelvorgänge nach Phasenstörungen werden daher Frequenzfehler verursachen, die dann jeweils mit der eingestellten Zeitkonstanten T₁ wieder abgebaut werden. Der Einfluß von Phasenstörungen auf die Frequenzregelung ist um so geringer, je größer das Verhältnis k₂/k₁ bzw. T₁/T₂ ist.

Die Fehlerphase P am Ausgang des Phasendetektors PD verhält sich gegenüber einer Störung ΔP_1 der Leitphase P₁ wie dargestellt:

$$P = P(t) = \Delta P_1 / 2 \cdot \left[\sqrt{2} \cdot \exp(-t/T_2) - \frac{2 \cdot T_2}{T_1} \cdot \exp(-t/T_1) \right]$$

Daraus ergibt sich der relative Frequenzfehler der geregelten Frequenz F₁:

$$f_2 = \Delta P_1 / T_1 / F_1 / 2 \cdot \pi \cdot \left[\exp(-t/T_2) - \exp(-t/T_1) \right] \text{ [rad}^{-1} \cdot \text{Hz} \cdot \text{s}]$$

Siehe dazu Bild 4-4

Die maximale relative Frequenzabweichung f₂₁ tritt zum Zeitpunkt t₁ nach dem Phasensprung P₁ auf:

$$t_1 = T_2 \cdot \ln(T_1/4/T_2)$$

Sie beträgt in guter Näherung:

$$f_{21} = \Delta P_1 / F_1 / T_1 \text{ [rad}^{-1} \cdot \text{Hz} \cdot \text{s}]$$

Siehe dazu Bild 4-4

Der maximal mögliche Phasenfehler der Leitfrequenz ist:

$$\Delta P_1 = \pm \pi \text{ [rad]}$$

Die einem Phasensprung folgende maximal mögliche Frequenzabweichung ist somit:

$$f_{22} = 0,5/T_1/F_1 \text{ [s*Hz]}$$

Siehe dazu Bild 4-7 (A,B)

Der Frequenzfehler, der durch die schaltungsbedingte Rasterung des Phasenschiebers verursacht wird, ist vernachlässigbar.

4.1.3.2 Periodische Änderung der Leitphase P₁

Die sich im 24-h-Rhythmus ändernde Ausbreitung der Raumwelle verursacht eine mit $\Omega = 2\pi/86400 \text{ [s}^{-1}\text{]}$ schwankende Leitphase des Frequenzregelsystems. Dabei ist vor allem die Grundschwingung von Interesse, da die Amplituden ihrer Harmonischen nur noch mit dem quadratischen Reziprokwert ihrer Ordnung stören. Die hier angestellte Rechnung beschränkt sich also auf eine sinusförmige Schwankung der Leitphase mit Ω als Periode. Die mit Ω periodisch schwankende Leitphase $P_1(t)$ vergrößert die Schwankungen der Fehlerphase P um den Faktor V .

$$V = f_4 / \sqrt{((1-f_4^2)^2 + 4*D^2*f_4^2)}$$

Das führt zu einer periodischen Schwankung der Normalfrequenz:

$$f_2(t) = V/T_1/T_2/\Omega/F_1*P_{10}/2/\pi*\text{SIN}(\Omega*t) \text{ [rad}^{-1}\text{]}$$

Die tägliche Schwankung der Leitphase kann bei ausreichend kleiner Frequenzregelzeitkonstante T_1 unmittelbar mit dem Normalfrequenzempfänger XKE 2 ermittelt werden (vergleiche 2.3.6.1.2). Die Ausgangsspannung, die die Stellung des Phasenschiebers kennzeichnet, ist ein direktes Maß der zeitlichen Phasenverschiebung (vergleiche 4.1.4). Zur Ermittlung des so entstehenden relativen Frequenzfehlers f_2 dient das Bild 4-8 (A,B).

Die Phase der Normalfrequenzschwankung läuft der Leitfrequenzschwankung nach.

4.1.3.3 Frequenzsprung des Frequenznormals

Dieser Vorgang entspricht dem Einschaltverhalten des Frequenznormals FN, gekoppelt mit dem Normalfrequenzempfänger XKE 2.

Unter Vernachlässigung des Terms mit der kurzen Zeitkonstante T_2 verläuft die Anpassung an die Leitfrequenz nach:

$$f_2 = f_{20}*[1-\exp(-t/T_1)]$$

Siehe dazu Bild 4-5

Die Abklingzeit des ursprünglichen Frequenzfehlers f_{20} des Frequenznormals FN auf die Restfehler 10 %, 5 % und 1 % ist aus dem Bild 4-10 (A,B) zu ersehen.

4.1.3.4 Alterung des Frequenznormals

Jedes Frequenznormal weist im unregelmäßigen Betrieb (also ohne Normalfrequenzempfänger) eine näherungsweise konstante Frequenzdrift A auf. Sie kann rechnerisch als Störaufschaltung einer Rampenfunktion auf die Regelspannung $k_1^2 \cdot X$ behandelt werden.

Unter den üblichen gemachten Voraussetzungen wird dann

$$f_2 = T_1 \cdot A$$

Es stellt sich ein konstanter, zeitunabhängiger Frequenzoffset ein. Im Bild 4-9 (A,B) sind die Verhältnisse für die Normalfrequenzempfänger XKE 2 dargestellt.

4.1.4 Phasenschreiberanschluß

Die Nomenklatur der Symbole ist unter Abschnitt 4.1.3 zu finden. Die Berechnungen beziehen sich auf das Regelschema von Bild 4-1.

Der Phasenschreiberanschluß des Normalfrequenzempfängers XKE 2 an der Geräte- rückseite - Kontrollbuchse, Kontakt 7 - liefert eine der Phasenlage des Phasenschiebers PS streng proportionale Spannung U_3 zwischen 0 und +10 V.

Dieser Spannungshub, zu zwei Zeitpunkten gemessen, entspricht dem Phasenunterschied der Leitphase (Empfangsfrequenz) in der Zwischenzeit:

$$\Delta P_1 (\Delta U_3 = 10 \text{ V}) = 10^{-4} \text{ [s]}$$

Allgemein wird:

$$\Delta P_1 (\Delta U_3) = \Delta U_3 \cdot 10^{-5} \text{ [s} \cdot \text{V}^{-1} \text{]}$$

Bei dieser Berechnung wurde die übliche Annahme gemacht, daß T_2 sehr klein gegen T_1 ist, also $\Delta P_1 = \Delta \phi$ wird.

Wenn die Absolutlage $\Delta \phi$ des Phasenschiebers PS bei wachsender Leitphase P_1 den Wert

$$10^{-4} \text{ [s]}$$

überschreitet, läuft die Phasenschreiber Ausgangsspannung U_3 vor Erreichen des Grenzwertes gegen +10 V, nach dem Überschreiten beginnt sie steigend mit 0 V. Entsprechend bei fallender Leitphase läuft die Phasenschreiberspannung gegen 0 V, und beginnt dann fallend mit +10 V.

Bei der Ermittlung der Schwankung der Leitphase P_1 mit einem Phasenschreiber ist dieses Verhalten zu berücksichtigen, jeder "Phasendurchgang" entspricht je nach der Art des Phasendurchgangs einer Phasenschwankung von

$$\pm 10^{-4} \text{ [s]}$$

Die gesamte Phasenschwankung mit N-Phasendurchgängen, gemessen zwischen den Zeitpunkten t_{31} , t_{32} , ergibt sich aus:

$$\Delta P_1 (t_{31}, t_{32}) = 10^{-5} \cdot (U_3(t_{32}) - U_3(t_{31}) \pm N \cdot 10 \text{ V}) \text{ [s} \cdot \text{V}^{-1} \text{]}$$

Die Alterung des Frequenznormals FN (vergleiche dazu Abschnitt 4.1.3.4) bewirkt eine kaum merkbare, kontinuierliche Drehung des Phasenschiebers PS und somit eine sehr langsame Veränderung der Phasenschreiberspannung.

4.2 Elektrische Funktion

Die Normalfrequenz-Empfangsanlage setzt sich aus der aktiven Ferritantenne XKE2-Z1 und dem Normalfrequenzempfänger XKE 2 zusammen. Der Empfänger ist modular aufgebaut. Er besteht aus sechs steckbaren Baugruppen, wie das Blockschaltbild 2-2 zeigt. Die Baugruppen werden von einer Basisplatine (Motherboard) getragen.

4.2.1 Ferritantenne XKE2-Z1

Hierzu Stromlauf 299.3515 S

Die Ferritantenne enthält einen 3stufigen Verstärker, der über die abgeschirmte Antennenleitung mit der Betriebsspannung aus dem Empfängerteil versorgt wird. Der Verstärker ist witterungsunempfindlich (Temperatur, Tau) aufgebaut. Sein Eingang besteht aus der Ferritspulenanordnung L1, L2, L3, dem Widerstand R2 und dem Kondensator C2. Diese Elemente setzen sich zu einem Tiefpaß zusammen. Er bildet mit der Frequenzabhängigkeit der in L1, L2 und L3 induzierten HF-Spannung ein Maximum der Ausgangsspannung bei etwa 25 kHz. Diese Maßnahme bewirkt eine wirkungsvolle Unterdrückung der Frequenzen der Rundfunksender. Durch die Wahl der Bauelemente bleibt die Ausgangsphasenlage des Tiefpasses unempfindlich gegenüber extremen Temperaturschwankungen. Der mit den Transistoren T1, T2 aufgebaute Verstärker ist stromgegekoppelt und somit linear und verzerrungsfrei auch in der Nachbarschaft von starken Rundfunksendern. Die niederohmige Auskopplung des Signals auf die Antennenleitung erzielt der als Emitterfolger geschaltete Transistor T3. Die Stromaufnahme des ganzen Verstärkers beträgt ca. 5 mA bei 10 V Betriebsspannung.

4.2.2 Motherboard

Hierzu Stromlauf 291.0017 S

Das Motherboard enthält sämtliche Verbindungsleitungen zwischen den Platinen, zu den Steckern und zu den Bedienelementen. Die hochfrequenzführenden Leitungen sind durch entsprechendes Layout abgeschirmt. An Bauelementen trägt das Motherboard die Schutzdiode und ein HF-Filter des Stromversorgungseingangs BU8 (10 in Bild 2-1).

4.2.3 Filterplatte XKE2-B1

Hierzu Stromlauf 299.3015 S

Der Normalfrequenzempfänger XKE 2 ist als Geradeausempfänger aufgebaut. Die Frequenzselektion geschieht mit Schwingkreisen am Ein- und Ausgang des 2stufigen Verstärkers mit den Transistoren T2, T3. Die breitbandige Auslegung der Schwingkreise durch die Widerstände R2, R4, R26, R33 verhindert unter anderem eine starke, temperaturbedingte Phasenschwankung der Empfangsfrequenz. Die Umschaltung der standardisierten Empfangsfrequenzen 60 kHz, 75 kHz, 77,5 kHz erfolgt durch die Codierschaltergruppen S1, S2. Ihre Codierung ist in Abschnitt 2.2.3.2 zu ersehen. Obwohl der stromgegekoppelte Verstärker mit T2, T3 höhere HF-Spannungen verzerrungsfrei verstärkt, kann ihm ein schaltbarer Eingangsschwächer mit 40 dB Dämpfung für sehr hohe Feldstärken vorgeschaltet werden. Der Eingangsschwächer benutzt als steuerbaren Widerstand den dynamischen Innenwiderstand der Dioden GL1...GL4 im Widerstandsnetzwerk R3, R6...R10. Die Widerstandssteuerung geschieht über den Diodenstrom, der mit Hilfe des Transistors T1 über die Kontakte 19 bzw. 22 der Steckerleiste von der rückwärtigen Kontrollbuchse BU5 (15 in Bild 2-1) vom Frontplattenschalter (7) umgeschaltet wird.

Die Filterplatine verfügt über eine eigene Stabilisierung der Versorgungsspannung mit GL6 und T4. Die stabilisierte Spannung versorgt auch über den Widerstand R1 und den Eingangstransformator TR1 über die Antennenleitung BU10 (14) die Ferritantenne mit Strom. Diese Anordnung ist mit R1 kurzschlußfest.

4.2.4 Begrenzerverstärker Y3

Hierzu Stromlauf 291.0417 S

Der dem Filterverstärker nachgeschaltete aperiodische Begrenzerverstärker bewirkt die Logarithmierung der Hochfrequenzamplituden über einen Spannungsbereich von mehr als 3 Dekaden und erspart somit einen aufwendigen Regelverstärker, dessen Regeleigenschaften mit amplitudenabhängigen Phasendrehungen verknüpft wären.

Der logarithmische Verstärker ist aus einer Kette gleichartiger Einzelverstärker B1...B5 aufgebaut, in deren Rückkopplungszweigen jeweils ein gegengepoltes Diodenpaar liegt. Zu große Eingangsspannungen werden durch die Diodengruppen GL4...GL6 bzw. GL7...GL9 begrenzt. Die logarithmierte Amplitude der HF-Spannung wird am Kontakt 29 der Steckerleiste abgegeben. Sie dient dann zur Empfangspegelüberwachung und zur Analyse des übertragenen Zeitcodes.

Die logarithmierte Amplitude der HF-Spannung gelangt ferner zum Schaltverstärker B6, der das Empfangssignal in eine Rechteckspannung konstanter Amplitude umformt, die dann dem Phasendiskriminator zugeführt wird.

4.2.5 Normalfrequenz-Eingang/Phasenschieber Y2

Hierzu Stromlauf 291.0517 S

Das zur Phasendiskriminierung und somit zur Frequenzsteuerung des Frequenznormals notwendige Vergleichssignal mit der Frequenz der Empfangsfrequenz wird auf dieser Platine und der Synthesizerplatine gewonnen.

Das gesteuerte Frequenznormal kann die Frequenzen 1/2/5 oder 10 MHz abgeben. Die Spannung mit einer dieser Frequenzen gelangt an den Eingangs- und Begrenzungsverstärker, bestehend aus den Transistoren T1, T2, T3. Die Primärseite des Transformators ist als Schwingkreis ausgebildet und abgestimmt, was die Ausfilterung der 10-MHz-Komponente bewirkt. Die sekundär angeschlossene Transistorkette T5, T6, T7 begrenzt wiederum das übertragene Signal und steuert damit das Flipflop B3I und die Gatter B5I, B5II an. Diese TTL-Schaltkreisanordnung generiert zwei Impulsfolgen von 5 MHz an den Gatterausgängen des B5I bzw. B5II so, daß sich die Spannungszustände (H) nicht überlappen. Die 5-MHz-Impulsfolge des Ausgangs des Gatters B5I gelangt über die Gatter B6II und B6III (Mp5) an die Takteingänge des aus den Flipflops B3II, B4II, B4I bestehenden Frequenzteilers mit dem Teilfaktor 5, wenn nicht das am Platinenkontakt 17 herangeführte Signal (-) des Phasendetektors im Spannungszustand (H) ist.

Unter der Voraussetzung, daß das Anforderungssignal (-) des Phasendetektors länger als 2 Perioden des 5-MHz-Taktes ist, bewirkt es die Auslassung eines Impulses an den Frequenzteiler folgendermaßen: Das Anforderungssignal (-) gibt den Löscheingang des Flipflops B2I frei. Zu dieser Zeit wird noch über den spannungsfreien (L) Q-Ausgang von B2I der Q-Ausgang des Flipflops B2II gesetzt. Der erste Impuls des 5-MHz-Signals nach dem Erscheinen des Anforderungssignals (-) kippt den Q-Ausgang des Flipflops B2I in den Spannungszustand (H). Er wird mit dem noch spannungsführenden Q-Ausgang des Flipflops B2II im Gatter B6I zu einem spannungslosen Signal verknüpft, das den nun unmittelbar folgenden 5-MHz-Impuls im Gatter B6II sperrt, welcher aber den

\bar{Q} -Ausgang des Flipflops B2II am Impulsende löscht (L). Das bewirkt wieder einen spannungsführenden Zustand am Ausgang des Gatters B6I und somit die Freigabe der folgenden 5-MHz-Impulse an den Frequenzteiler B3II, B4II, B4I. Nach Erlöschen der Anforderung (-) kehren die Flipflops B2I und B2II in ihre Ausgangszustände zurück, die somit weiterhin die Taktung des Frequenzteilers zulassen.

Die Schaltungsanordnung, bestehend aus den Flipflops B1I, B1III und den Gattern B5IV, B6IV, getaktet mit dem zweiten, versetzten Impulszug aus dem Gatter B5II, bewirkt bei dem Anforderungssignal (+) des Phasendetektors in ähnlicher Weise die Einfügung eines zusätzlichen Impulses, der die Teilerkette B3II, B4II, B4I inkrementiert.

Durch diese Schaltungsmaßnahmen wird erreicht, daß die Phase des 1-MHz-Ausgangssignals der Teilerkette mit jeder Anforderung des Phasenschiebers je nach deren Art in Sprüngen von $\pm 1,256$ rad verschoben wird. Solchermaßen kann eine beliebige Phasendrehung (mehrere rad) für das 1-MHz-Signal erzielt werden. Dieses Signal gelangt u.a. über einen Ausgangsverstärker, bestehend aus den Transistoren T8, T9, als Rechtecksignal mit dem Schaltverhältnis 1:4 an die Ausgangsbuchse 12. Dieses 1-MHz-Signal ist aufgrund der endlichen Sprünge des Phasenschiebers keine streng periodische Spannung, sondern vermittelt die momentane, transformierte Phase des Empfangssignals.

Der integrierte Spannungsregler B7 versorgt sämtliche Bauelemente mit einer stabilisierten 5-V-Spannung. Er ist gegen Masseschlüsse geschützt.

4.2.6 Synthesizer Y4

Hierzu Stromlauf 291.0569 S

Um das Frequenznormal steuern zu können, muß dessen Frequenz auf die Empfangsfrequenz transformiert werden, damit ein Phasenvergleich möglich ist. Dies geschieht mit dem Synthesizer, der seinerseits von dem in 1,256 rad rasternden Phasenschieber (vergleiche 4.2.5) mit einem von der Normalfrequenz abgeleiteten 1-MHz-Signal gespeist wird.

Das phasendrehende 1-MHz-Signal teilen die Zähler B1, B2 um den Faktor 100 auf die Frequenz 10 kHz, so daß sich hier die Phasensprünge des Phasenschiebers nur noch mit 0,01256 rad auswirken. Dieses 10-kHz-Signal wird mit dem Phasen/Frequenz-Komparator des Synthesizers, bestehend aus den Flipflops B3I, B3II und dem Gatter B4I, als Referenz zugeführt (Mp2).

Der spannungsgesteuerte RC-Oszillator, gebildet aus den Transistoren T2...T6 und den Entkopplungsdiolen GL1, GL2, überstreicht unsynchronisiert unter Verwendung der Bereichsumschalter S5I, S5II, deren Codierung in Abschnitt 2.2.3.1.1 beschrieben ist, einen Frequenzbereich von 0,8 bis 2,9 MHz. Der Oszillator taktet über den Transistor T1 die programmierbare Abwärtszählergruppe B5, B6. Die Programmierung findet durch die Schalterpaare S1...S4 statt; ihre Stellungen sind in Abschnitt 2.2.3.1.2 beschrieben. Das Rücksetzsignal der Zählergruppe, das die Zähler wieder mit der Codierung der Schalter lädt, wird auch dem Phasen/Frequenz-Komparator zugeführt (Mp3).

Der Phasen/Frequenz-Komparator erzeugt nun in der geschlossenen Phasen-Regelschleife an seinem Ausgang Mp4 ein Richtsignal, das die Frequenz des spannungsgesteuerten RC-Oszillator so beeinflusst, daß die Ausgangsphase der programmierbaren Zählerkette (Mp3) bei 10 kHz mit der Referenzphase koinzidiert. Somit ist die Frequenz des RC-Oszillators auf jede Oberwelle von 10 kHz, je nach Codierung zwischen 0,8 bis 2,55 MHz, abstimmbare. Dabei muß beachtet werden,

daß die Richtspannung des Phasen/Frequenz-Komparators im Synchronzustand am Mp4 nicht das Spannungsintervall $+0,7 \dots +2,5$ V verläßt, da sich sonst die Regelung sättigt. Die Frequenz des RC-Oszillators steigt mit steigender Spannung an der Basis des Transistors T2 an. Die Widerstände R3 bzw. R4 unterdrücken mit C1 die an den Flipflopausgängen auftretenden Impulsnadeln. Das eigentliche Dämpfungsglied der Phasenregelschleife besteht aus den Widerständen R5, R6 mit dem Kondensator C2.

Um nun eine Frequenz zu erhalten, die gleich der Empfangsfrequenz ist, taktet das Oszillatorsignal die Zählerkette mit B7, B8, deren Teilverhältnis mit den Schalterpaaren S6, S7 mit 5, 10, 20, 50, 100 wählbar ist. Das Ausgangssignal der Zählerkette B7, B8 ist ein symmetrisches Rechtecksignal. Eine weitere Teilung der Frequenz durch 2 geschieht im Flipflop B9I. Sein Ausgangssignal, ebenfalls in Form eines symmetrischen Rechtecks, wird über das Gatter B10II entkoppelt und dem Phasenvergleich (vergleiche 4.2.7) mit der Empfangsfrequenz zugeleitet. Das Gesamtteilungsverhältnis der Oszillatorfrequenz beträgt demnach 10, 20, 40, 100 oder 200. Das Flipflop B9II generiert mit den Gattern B10III, B10IV ebenfalls ein Rechtecksignal mit der Empfangsfrequenz, jedoch mit einem Schaltverhältnis von 3:1. Es dient zur Detektion des Synchronzustandes des Normalfrequenzempfängers mit dem Frequenznormal und der Empfangsfrequenz, ferner zur Empfangspegelüberwachung.

4.2.7 Phasendetektor/Regelzeitkonstante Y5 Hierzu Stromlauf 291.0617 S

Die einheitliche Versorgung aller Bauelemente dieser Platine mit der stabilisierten Spannung von +15 V wird mit der integrierten Reglerschaltung B12 erreicht.

4.2.7.1 Phasendetektor/Zeitkonstante

Der Phasendetektor vergleicht die Leitphase der Empfangsfrequenz (Platinenanschluß 32) mit der Phase des Synthesizers der gleichen Frequenz (Platinenanschluß 31). Der Transistor T2 dient dabei als Schalter, er wird über den Transistor T1 mit der Phase des Synthesizers in Form einer symmetrischen Rechteckspannung angesteuert. Aus diesem Phasenfehlersignal (MP2) bildet ein linearer Spannungs/Frequenz-Wandler entsprechend dem Vorzeichen des Phasenfehlers zwei Arten von Impulsen (MP3 bzw. MP4).

Der Spannungs/Frequenz-Wandler besteht zunächst aus einem invertierenden Integrator in der Form des Verstärkers B1 mit den Widerständen R10, R12 und dem Kondensator C10, wobei der Gleichspannungsbezug am nichtinvertierenden Eingang, Anschluß 3, etwa +8,2 V gegenüber dem Massepotential ist. Ist nun der Frequenzfehler der Eingangssignale positiv, läuft also die Phase des Synthesizers der der Empfangsfrequenz nach, so fällt die Ausgangsspannung des Integrators unter die Bezugsspannung, bis bei einer Spannungsdifferenz von ca. -0,7 V das aus den Transistoren T5, T6 und dem Zeitglied R19, C11 bestehende Monoflop gestartet wird. Seine Eigenzeit beträgt einige Mikrosekunden, während der es den Kondensator C10 und damit den Integrator mittels des Transistors T3 vollständig löscht und einen Impuls abgibt (MP3). Bei negativem Phasenfehler der Eingangssignale wächst die Integratorausgangsspannung, bis bei ca. +0,7 V ein zweites Monoflop, bestehend aus den Transistoren T7, T8, über T4 den Integrator zurücksetzt und einen Ausgangsimpuls (MP4) erzeugt.

Das Verhalten des Spannungs/Frequenz-Wandlers kann, unabhängig von der Phasen- und Frequenzregelschleife der Normalfrequenz, durch Abziehen der Steckbrücken an den Meßpunkten MP3 und MP4 untersucht werden.

Die von einem positiven Phasenfehler verursachten Impulse des Spannungs/Frequenz-Wandlers inkrementieren die CMOS-Zählerkette B2, B3, B5, B7; die durch einen negativen Phasenfehler erzeugten Impulse inkrementieren die CMOS Zählerkette B4, B3, B6, B8. Die jeweils ersten Segmente der Ketten, also B2 bzw. B4, teilen die zugehörigen Impulsraten durch 16; die so entstandenen Impulsfolgen steuern über die Platinenanschlüsse 26, 27 den 1000teiligen Digital/Analog-Wandler für den Phasenschreiberausgang an (siehe Abschnitt 4.2.8). Eine weitere Teilung der Impulsraten der Zählerausgänge B2, B4 durch jeweils 2 geschieht mit den Flipflops in B3. Ihre Ausgänge schalten die Transistoren T10 bzw. T11, welche als Pegelwandler für TTL-Pegel dienen. Die insgesamt durch jeweils 32 geteilten Impulsfolgen des Spannungs/Frequenz-Wandlers verursachen über die Platinenanschlüsse 29 bzw. 30 die Phasensprünge des Phasenschiebers (siehe 4.2.5). Eine weitere Teilung der Ausgangsimpulse des Spannungs/Frequenz-Wandlers ist mit den Schaltergruppen S1, S2, S3, S4 auch im Betrieb des XKE 2 mit den Teilungsfaktoren $M = 16, 32, 64, 128, 256, 512, 1024, 2048$ wählbar. Bei dieser Einstellung muß die gepaarte Zuordnung der Einzelschalter beachtet werden. Die Codierung des Teilungsfaktors M , der die Zeitkonstante der Frequenzregelschleife beeinflußt, ist in Abschnitt 2.2.4 beschrieben. Die Ausgangssignale der mit M einstellbaren Impulsratenteiler gelangen durch die Gatter B9III, B9IV bzw. B10III, B10IV über die Platinenanschlüsse 16 bzw. 15 zu einem 1000teiligen Digital/Analog-Wandler (vergleiche 4.2.8), der die Frequenzregelspannung für das Frequenznormal erzeugt.

Zum schnellen Einlauf des durch den Normalfrequenzempfänger gesteuerten Frequenznormals können die Ausgänge der Zählerkette mit dem Teilungsfaktor M abgeschaltet und dafür unmittelbar die Ausgänge des Spannungs/Frequenz-Wandlers auf den anschließenden Digital/Analog-Wandler geschaltet werden. Das geschieht durch eine Masseverbindung über die Platinenanschlüsse 20 (Buchse 15) oder 21 (Schalter 5) mittels des Transistors T12 und der Gatteranordnungen B9, B10.

4.2.7.2 Empfangspegelanzeige

Am Platinenanschluß 13 liegt die logarithmierte Spannungsamplitude der Empfangsfrequenz (vergleiche 4.2.4), die von dem als Synchrongleichrichter wirkenden Transistor T16 mit einer aus dem Synthesizer (vergleiche 4.2.6) abgeleiteten Spannung (Platinenanschluß 14) geschaltet wird. Diese Schaltspannung steht in phasenstarrer Bezug zur Steuerphase am Phasenkomparator und bewirkt bei der Synchronisation mit der Phase des Empfangssignals eine positive Spannung am Kondensator C23 (MP5). Der Verstärker B11III spreizt diese Spannung für den logarithmischen Bereich des Begrenzungsverstärkers mit Hilfe einer Anfangsspannung, gegeben mit dem Verstärker B11I. Der Trennverstärker B11IV leitet das Pegelsignal, das ein logarithmisches Maß mit ca. $3 \text{ V}/20 \text{ dB}$ für die Antennenspannung ist, zu den Platinenanschlüssen 4 (15) und 5 (2). Das logarithmierte Rechtecksignal andererseits wird einem invertierenden Schwellwert-schalter B11III zugeführt, dessen Minimumschwelle mit Hilfe des Transistors T17 durch einen Massekontakt über die Platinenanschlüsse 12 (8) oder 3 (15) um 20 dB heraufgesetzt werden kann. Das dem Schwellwert-schalter nachgeschaltete Zeitglied mit C29 hat zwei Zeitkonstanten: 10 ms mit R 100 zur Entladung von C29 bei Pegelminimumüberschreitung bzw. ca. 3 s mit R 103 zur Aufladung von C29 bei Pegelminimumunterschreitung. Der an das Zeitglied gekoppelte Schaltverstärker B13IV signalisiert über den Emitterstrom des Transistors T18 mit dem Aufleuchten der Lumineszenzdiode (1) den Normalfrequenzempfang. Ein nachfolgender Verstärker B13I, versehen mit einem weiteren Zeitglied, gibt mit dem Transistor T19 am Platinenanschluß 8 nur bei ausreichendem Empfangssignal

einen Spannungspegel von +15 V ab. Bei einem Ausgangspegel von 0 V wird die Frequenzregelspannung "eingefroren" (siehe Abschnitt 4.2.8). Parallel dazu kann das die Frequenzregelung betreffende logische Signal, erzeugt mit dem Transistor T20, an der Geräterückseite (15) mit 5 V entnommen werden. Die zugehörige optische Anzeige (3) steuert der Transistor T26.

Die Zeitzeichenübertragung der Normalfrequenzsender geschieht meistens durch Tasten der Amplitude. Das logarithmierte Empfangssignal wird in einer spannungsverdoppelnden Schaltung, bestehend aus GL20, GL21, C30, C31, gleichgerichtet. Ein hysteresebefahnter Schwellwertschalter B13II kippt mit den verbleibenden Spannungsänderungen des Gleichrichters. Der Ausgang dieses Schalters steuert, konditioniert mit dem Empfangspegel über R108, den Transistorschalter T25 an, der dann die übertragenen Zeitzeichen negativ logisch abgibt (2,15).

4.2.8 Digital/Analog-Wandler Y6

Hierzu Stromlauf 291.0469 S

Auf dieser Platine befinden sich zwei gleichartige, 1000stufige Digital/Analog-Wandler. Ein Wandler erzeugt die Frequenzregelspannung für das Frequenznormal, der andere eine Spannung, die proportional zur Stellung des Phasenschiebers (vergleiche 4.2.5) ist. Sämtliche digitalen Schaltkreise sind in CMOS-Technik aufgebaut.

Der Digital/Analog-Wandler zur Erzeugung der Frequenzregelspannung besteht zunächst aus einem Digitalspeicher in Form der drei dekadischen, geketteten Auf/Ab-Zähler B3, B9, B17. Diese werden je nach Überlauf der zugeordneten, mit M programmierbaren Teilerketten des Phasendetektors (vergleiche 4.2.7.1) inkrementiert bzw. dekrementiert. Das geschieht durch eine mit zwei Zeitkonstanten differenzierende Logik. Die längere Zeitkonstante mit R1, C1 bzw. R2, C2 schließt nach der positiven Flanke des Eingangssignals den Transistor T1 bzw. T2 für einige μ s, wobei das Flipflop, bestehend aus den Gattern B1I, B1II, gesetzt bzw. gelöscht wird. Der Flipflop-Ausgang B1I, Pin 3, legt so vor Erscheinen des Taktimpulses die Zählrichtung der Zählerkette B3, B9, B17, z.B. bei einer positiven Anforderung, mit dem Spannungszustand fest. Die die Zählerzustände verändernde, verzögerte positive Flanke wird durch die kleinere Zeitkonstante mit R53, C25 bzw. R54, C26 erzeugt und über die Gatter B1III, B1IV an die Takteingänge (Pins 15) der Zählerkette übertragen. Da eine Zustandsänderung dieser Zählerkette verhältnismäßig selten auftritt, kann die Zählerkette als Digitalspeicher betrachtet werden, der in digitaler Form den Wert der Regelspannung beinhaltet. Zur Digital/Analog-Umsetzung des Speicherinhalts wird eine zweite Zählerkette, bestehend aus B5, B11, B19, ebenfalls mit dem Zählvolumen von 1000, benötigt, die mit 1 MHz über den Transistor T3 ständig inkrementiert wird, und so mit der Periode von 1 ms stetig wiederholend die Zählerstände 0 bis 999 durchläuft. Beim Wechsel von 999 auf 0 löscht der Zählerkettenüberlauf über das Gatter B16II (Mp3) das Flipflop 1 im Schaltkreis B22 (das Flipflop 2 im B22 wird für den zweiten Digital/Analog-Wandler gleichzeitig gelöscht). Da die Zählerkette B5, B11, B19 nun kontinuierlich weiterinkrementiert, erreicht sie spätestens nach 1 ms den Gleichstand mit der Speicherkette B3, B9, B17. Dies signalisiert (MP2) ein Digitalkomparator, bestehend aus den Gattern B4, B10, B18, B8II, B14I, B14II, B16I, welcher das zugeordnete Flipflop 1 im Schaltkreis B22 setzt. Sein Q-Ausgang (MP5) weist so ein präzises Ein/Aus-Schaltverhältnis auf, das dem Speicherinhalt

von B3, B9, B17 als Bruchteil von 1000 entspricht. Da der Source-Drain-Bahnwiderstand des jeweils durchgeschalteten Ausgangstransistors des Flipflop 1 vernachlässigbar gegenüber den Widerständen R22, R23, R24 des Siebgliebes mit C17, C18 bleibt, ist die an C18 liegende Gleichspannung streng proportional zum Ein/Aus-Schaltverhältnis des Flipflops und der Betriebsspannung. Der Verstärker B23III gibt die gesiebte Gleichspannung rückwirkungsfrei als Frequenzregelspannung (11) an das Frequenznormal mit einem Spannungshub von 10 V ab, während der Verstärker B23II als Meßverstärker der Regelspannung für das Anzeiginstrument (2) dient.

Der Digital/Analog-Wandler zur Darstellung des Standes des Phasenschiebers (vergleiche Abschnitt 4.2.5) ist ebenso aufgebaut wie der zuvor beschriebene Wandler für die Regelspannung. Der Spannungshub am Ausgang des Verstärkers B23IV beträgt 10 V, das entspricht einer Phasendrehung der Empfangsphase von 1 rad, transformiert auf 10 kHz (vergleiche Abschnitt 4.2.6). Der Verstärker B23I dient als Meßverstärker für das Anzeiginstrument (2).

Für die temperaturunabhängige und langzeitstabile Frequenzregelspannung ist eine präzise Speisespannungsregelung unerlässlich. Dies wird mit der Präzisionsreferenzdiode GL6, dem Verstärker B24 und den Transistoren T7, T8 erreicht.

Bei Ausfall der zu empfangenden Normalfrequenz (vergleiche 4.2.7.2) werden die Speicherketten sowohl der Regelspannungserzeugung als auch des Phasensignals über den Transistor T4 "eingefroren", sie können während des Ausfalls nicht mehr geändert werden. Es bleibt also auch die Frequenzregelspannung unveränderbar bis zur Wiederkehr der Leitfrequenz.

4.3 Mechanischer Aufbau

Der Normalfrequenzempfänger XKE 2 ist ein Modul der Normalfrequenzpalette von Rohde & Schwarz. Er ist einbaukompatibel mit diesem Normalfrequenzprogramm.

Die Befestigung geschieht durch zwei Führungszapfen an der Rückwand des Gerätes und zwei Schrauben an der Frontplatte. Die Befestigung an der Frontplatte alleine ist unzulässig. Die Demontage erfolgt durch Entfernen der Schrauben und frontseitiges Herausziehen des Gerätes. Dabei sind zuvor die rückwärtigen Steckverbindungen zu lösen.

Der Aufbau ist mechanisch solide und vollkommen unempfindlich gegenüber Vibrationen oder Erschütterungen, was für das jeweils verwendete Frequenznormal nur eingeschränkt gilt. Die Platinen (vergleiche Bild 2-3) stecken unvertauschbar in Steckerleisten und werden nach oben herausgezogen. Die Abdeckung des Gerätes verhindert, daß sie sich von selbst lösen. Die Wärmeentwicklung im XKE 2 ist sehr gering und deshalb ist sein Aufstellungsort unkritisch.

Die Kontroll- und Schaltelemente an der Frontplatte und die Steckverbindungen an der Rückwand sind übersichtlich und leicht zugänglich angeordnet. Die Codierschalter (Bilder 2-4...2-6) zum Einstellen der Empfangsparameter sind nach Abnahme der Abdeckplatte einfach zu erreichen, ohne daß Platten gezogen werden müssen.

Die aktive Ferritantenne XKE2-Z1 ist in einem unmagnetischen und sehr witterungsbeständigen Kunstharzgehäuse untergebracht. Zur Mastbefestigung wird ein solider Aluminiumarm mitgeliefert; die Antenne kann also im Freien aufgestellt werden. Dabei sind die einschlägigen Blitzschutzvorschriften zu beachten.

5. Instandsetzung

5.1 Erforderliche Hilfsmittel

- Dekadischer Meßsender mit Interpolationsoszillator, z.B. System 3000 der Fa. Adret (vertrieben von Rohde & Schwarz)
- NF-Millivoltmeter, fg > 200 kHz, UVN
- Impulsgenerator mit einstellbarem Pegel bis 15 V an 50 Ω
- Hochohmiges Gleichspannungsvoltmeter bis 30 V
- Adapterplatte (mitgeliefert zum XKE 2)
- Frequenzzähler
- Zweistrahlosziloskop

5.2 Fehlersuchanleitung

Die möglicherweise auftretenden Fehler lassen sich in zwei Gruppen aufteilen: kein Empfang und Regelungsausfall.

5.2.1 Kein Empfang

Pegelanzeige 1 leuchtet nicht auf.

5.2.1.1 Defekte Antenne bzw. Antennenableitung

Die Überprüfung der Verstärkereigenschaften der aktiven Ferritantenne XKE2-Z1 geschieht in der Prüfanordnung gemäß Bild 5-1. Ein Generator mit dem Innenwiderstand 50 Ω speist eine Spule mit 22 Windungen nahe dem Flansch mit 75 kHz und einer Spannung von 5 mVeff. Am Antenneneingang, über den die Stromversorgung über einen 1,2-k Ω -Widerstand stattfindet, wird die Ausgangsspannung gemessen und mit einem Oszilloskop betrachtet. Die HF-Ausgangsspannung soll $U_{\text{eff}} = 150 \text{ mV} \pm 20 \%$ betragen und verzerrungsfrei sein.

5.2.1.2 Defekte Filterplatine

Am Antenneneingang 14 wird die eingestellte Empfangsfrequenz (vergleiche Abschnitt 2.2.3) von einem Meßsender mit der Spannung $U_{\text{eff}} = 10 \text{ mV}$ eingespeist. Die Wechselspannung muß am Meßpunkt MP2 (vergleiche Stromlauf 299.3015 S) $U_{\text{eff}} = 50 \text{ mV} \pm 20 \%$ und am Meßpunkt MP3 $U_{\text{eff}} = 40 \text{ mV} \pm 20 \%$ betragen, während am Platinenkontakt 6 eine Spannung von $U_{\text{eff}} = 1 \text{ V} \pm 10 \%$ anliegen muß. Voraussetzung ist die Abschaltung der Eingangsdämpfung 7, also in NORMAL-Stellung.

5.2.1.3 Defekter Begrenzungsverstärker

Am Antenneneingang 14 wird die gewählte Empfangsfrequenz (vergleiche 2.2.3) mit der Spannung $U_{\text{eff}} = 1 \mu\text{V} \dots 10 \text{ mV}$ eingespeist. Am Ausgang des Verstärkers (vergleiche Stromlauf 291.0417 S), dem Platinenkontakt 29, muß die Spitze-Spitze-Spannung in logarithmischem Zusammenhang zur Eingangsspannung stehen, was durch Auftragen der Eingangs- und der zugehörigen Ausgangsspannungswerte auf einfach-logarithmischem Papier zu zeigen ist. Den Eingangsspannungswerten 1 μV_{eff} und 10 mV_{eff} kommen die Ausgangsspitzenspannungswerte 2 Vss bzw. 8 Vss zu.

Am Platinenkontakt 30 muß die Empfangsfrequenz als Rechteck mit einer Spannung von 20 Vss erscheinen.

5.2.2 Fehlerhaftes Normalfrequenzsignal

5.2.2.1 Zu kleines Normalfrequenzsignal

Bei Ausfall des Quarzoszillators oder des Ausgangsverstärkers des Frequenznormals ist das Normalfrequenzsignal am Eingang 13 kleiner als 200 mVeff oder gar nicht vorhanden. Der Synchrongleichrichter T16 auf der Phasendetektorplatine (vergleiche Stromlauf 291.0617 S) wird dann nicht durch das aus der Normalfrequenz mit dem Synthesizer gewonnene Vergleichssignal durchgesteuert und die Empfangspegelanzeige sowie die Regelung bleiben aus.

5.2.2.2 Falsche Normalfrequenz

Der Fangbereich der Phasenregelung des Normalfrequenzempfängers beträgt $\pm 2 \times 10^{-7}$. Sollte der Frequenzfehler des Frequenznormals größer sein, bleibt die Synchronisierung der Empfangsfrequenz mit der Normalfrequenz aus (vergleiche 5.2.2.1).

5.2.2.3 Fehlerhafter Synthesizer

Der Synthesizer transformiert die Normalfrequenz auf die Empfangsfrequenz. Die Einstellung ist in Abschnitt 2.2.3.1.2 beschrieben. Der Phasenvergleich im Synthesizer erfolgt mit 10 kHz. Diese Wechselspannung muß an den Meßpunkten MP2, MP3 (vergleiche Stromlauf 291.0569 S) im Regelzustand vorhanden sein. Das Richtsignal für den spannungsgesteuerten Oszillator am MP4 darf im Synchronfall +0,7...+2,5 V betragen. Am MP6 liegt die Wechselspannung des Oszillators an, deren Frequenz ein ganzzahliges Vielfaches von 10 kHz sein muß. Die Ausgangssignale des Synthesizers mit der Empfangsfrequenz an den Platinenkontakten 1 und 2 haben TTL-Pegel und ein Spannungs(Strom)-Zeitverhältnis von 1:1 bzw. 3:1. Die vom Synthesizer abgegebene Frequenz, die gleich der Empfangsfrequenz sein muß, wird mit einem Frequenzzähler gemessen.

5.2.3 Defekte Regelung

5.2.3.1 Prüfen der Digital/Analog-Wandler

Zunächst wird die Zählerkette B5, B11, B19 im Stromlauf 291.0469 S auf ihre Funktionstüchtigkeit untersucht. Sie wird über den Platinenkontakt 30 mit den von der Normalfrequenz abgeleiteten TTL-Impulsen der Frequenz 1 MHz getaktet. Am Meßpunkt Mp2 müssen, ungeachtet des ordnungsgemäßen Betriebs der D/A-Wandler, Impulsnadeln mit der Frequenz von 1 kHz auftauchen.

Die Funktionen der D/A-Wandler lassen sich, unabhängig von den anderen Baugruppen des Empfängers, auf die im folgenden beschriebene Weise untersuchen. Wird der Platinenkontakt 32 auf der Adapterplatine abgelötet (beiderseitig!) und werden mit einem Impulsgenerator in die D/A-Wandlerplatine über einen Vorwiderstand von 470 Ω Impulse von etwa 100 Hz und der Amplitude 15 Vss (Oszilloskopkontrolle) eingespeist, so kann am Meßpunkt MP2 eine positive Rechteckspannung oszilloskopiert werden. Dieses Rechteck beginnt, sich periodisch wiederholend, zunächst ohne negativen Spannungseinbruch, und es verschmälert sich dann stetig, bis der positive Impuls verschwindet. Zum Oszilloskopieren empfiehlt es sich, den Triggerimpuls am Meßpunkt MP3 zu entnehmen. Gleichzeitig mit dieser Periodizität muß am Ausgang des D/A-Wandlers, also am Platinenkontakt 4, eine Sägezahnspannung meßbar sein, die abrupt mit 10 V beginnt und langsam und linear nach 0 V abfällt. Bei Einspeisung der Fremdimpulse am

Platinenkontakt 31 muß der Zeitverlauf der Ausgangsspannung ebenso wie der des Rechtecks am MP2 gerade umgekehrt verlaufen.

Entsprechendes gilt für den zweiten D/A-Wandler.

5.2.3.2 Prüfen des Phasendetektors und der Regelzeitkonstante

Hierzu Stromlauf 291.0617 S

5.2.3.2.1 Regelzeitkonstante

Die Regelzeitkonstante bestimmen die dem Spannungs/Frequenz-Wandler nachgeschalteten Zählerketten, je eine für jede Zählrichtung, mit ihrer symmetrischen Programmierung mit M (vergleiche Abschnitt 2.2.4). Ihre Überprüfung geschieht durch Einspeisen eines 15-Vss-Rechtecksignals über 470 Ω nach Öffnen der Steckbrücken an den Meßpunkten MP3 bzw. MP4. An den Platinenanschlüssen 15 bzw. 16 muß dann ein Signal mit der durch M geteilten Frequenz des Impulsgenerators erscheinen. Die Gesamtprüfung aller Zähler einer Kette geschieht am besten mit dem größten einstellbaren Teilverhältnis von M = 2048. Nach der Prüfung bzw. Reparatur ist die alte Programmierung wieder herzustellen.

Die Ausgänge für den D/A-Wandler zur Phasenlageanzeige an den Platinenanschlüssen 30 bzw. 29 erzeugen TTL-Rechtecksignale mit dem festen Frequenzteilverhältnis von 32.

In der Stellung MIN des Schalters 5 gelangen die Takte des Impulsgenerators ohne Frequenzteilung zu den Platinenkontakten 15 bzw. 16.

5.2.3.2.2 Spannungs/Frequenz-Wandler

Der Spannungs/Frequenz-Wandler besteht aus einem Integrator und zwei mit symmetrischen Triggerschwellen versehenen Monoflops, für jede Polarität des Integratorausgangs eines.

Die Funktion des Spannungs/Frequenz-Wandlers läßt sich nach Herauslösen von R10 und Verbinden des Meßpunktes MP2 mit der Betriebsspannung +15 V (Mp1) über einen 64-k Ω -Widerstand oder Verbinden mit Masse über einen 82-k Ω -Widerstand testen. An den Meßpunkten Mp4 bzw. Mp3 erscheinen dann kurze Impulse mit der Amplitude von 15 Vss und der Frequenz von etwa 100 Hz \pm 25 %.

5.2.3.2.3 Phasendetektor

Die Schalteigenschaften des Transistors T2 lassen sich am Meßpunkt Mp2 oszilloskopieren.

5.2.3.3 Prüfen des Phasenschiebers

Hierzu Stromlauf 291.0517 S

Zur Überprüfung des Phasenschiebers werden die Kontakte 10 bzw. 17 an der Adapterplatine gelöst, und an ihnen werden Impulse bis ca. 500 kHz von einem Impulsgenerator mit TTL-Pegel eingespeist. Im ersten Fall wird mit einem Frequenzzähler am Meßpunkt MP5 eine Impulsrate gemessen, die aus der Summe von 5 MHz und der eingespeisten Frequenz besteht, im zweiten Fall taucht am Mp5 die Differenzfrequenz auf.

Die ordnungsgemäße Funktion der Impulsaufbereitung wird mit einem Meßsender mit regelbarer Ausgangsamplitude auf einer der zulässigen Normalfrequenzen am Meßpunkt MP3 und MP4 überprüft. Am Meßpunkt MP4 müssen Impulse von 10 MHz liegen, die die sich anschließenden Gatter durchschalten.

5.2.4 Defekter Synchrongleichrichter

Der den Eingangspiegel detektierende Synchrongleichrichter ist im Stromlauf 291.0617 S enthalten. Als Schalter dient T16, der nur für eine Viertelperiode der Synthesizerfrequenz durchgeschaltet wird. Die nachgeschalteten Verstärker dienen der Signalaufbereitung zur Pegelanzeige und Pegelüberwachung.

5.2.5 Systemtest

Ein Systemtest kann mit einem dekadischen Meßsender der Serie 3000 (Fa. Adret) ausgeführt werden. Sein Referenzoszillator wird abgekoppelt und dafür die Normalfrequenz des Normalfrequenzgenerators des Frequenzregelsystems eingespeist. Die dekadische Frequenzwahl wird auf die Empfangsfrequenz eingestellt. Bei Verstellen des Interpolationsoszillators in der Frequenzbewertung unter 1 Hz müssen die Frequenzregelspannung und das Phasenschiebersignal sinngemäß folgen.

5.3 Abgleich

5.3.1 Filterplatte XKE2-B1

Die beiden Schwingkreise am Eingang und Ausgang (siehe Stromlauf 299.3015 S) des Verstärkers werden entsprechend der Frequenzcodierung durch die Schalter (vergleiche Abschnitt 2.2.3.2) mit Festwertkondensatoren auf maximale Verstärkung abgeglichen. Die Gesamtverstärkung der Filterplatte wird mit dem Potentiometer R25 auf 100 eingestellt, in Stellung NORMAL des Eingangsabschwächers 7.

5.3.2 Synthesizer

Die Wahl der frequenzbestimmenden Kondensatoren des spannungsgesteuerten Oszillators im Stromlauf 291.0569 S muß so sein, daß für den Regelspannungsbereich von 0,7 bis 2,5 V die in Abschnitt 2.2.3.1.1 angegebenen Frequenzintervalle überstrichen werden.

5.3.3 Empfangspiegel

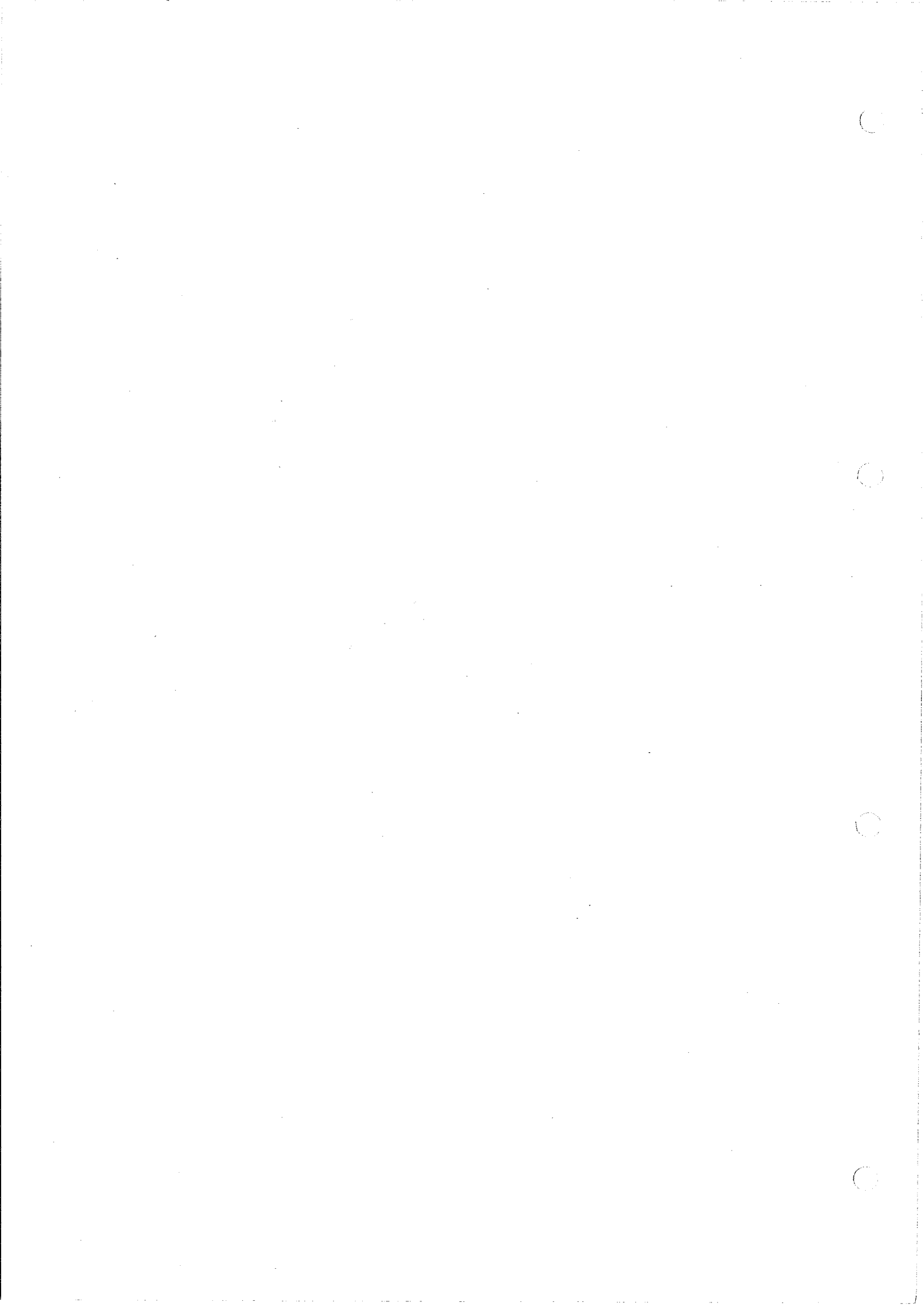
Die Potentiometer R52 und R63 auf der Phasendetektorplatine (Stromlauf 291.0617 S) müssen so eingestellt sein, daß für eine an 14 mit der Empfangsfrequenz eingespeiste Antennenspannung von 0,7 μ V bzw. 10 mV der Schwellwertschalter der EMPF.-PEGEL-Anzeige gerade anspricht bzw. eine Gleichspannung von 10 V am Platinenkontakt 4 anliegt. Die Antennenspannung wird durch einen Meßsender erzeugt, dabei müssen die Schalter 7, 8 in der Stellung NORMAL stehen.

5.4 Instandsetzung

Bei der Reparatur ist darauf zu achten, daß keine Kurzschlüsse entstehen, die die zum Teil dafür empfindlichen Schaltkreise zerstören könnten.

Beim Austausch von Bauelementen ist zu beachten, daß sie den Angaben in den Schaltteillisten entsprechen müssen. Gegebenenfalls müssen sie von Rohde & Schwarz bezogen werden.







ROHDE & SCHWARZ
MÜNCHEN

Manual

STANDARD FREQUENCY
RECEIVER
XKE 2

291.0017.02

Printed in West Germany

Dear customer,

It is the endeavour of Rohde & Schwarz to offer to the users of their Standard Frequency Receiving Systems the most comprehensive geographical reception service possible. Since the reception conditions are frequently difficult to predict, your cooperation would be greatly appreciated in order to obtain a tightly woven net of reception data.

You yourself will profit by this, for example, if the standard frequency emission of the transmitter received by you is changed.

Please carefully complete the questionnaire on the reverse and return it to us in a window envelope.

Yours faithfully,

ROHDE & SCHWARZ

ROHDE & SCHWARZ
Abt. 1 GV
Postfach 80 14 69

D-8000 München 80

Reference: Standard Frequency Reception

1) Address

Name _____
Dept./Institute _____
Street _____
City _____
State/Country _____

2) Place of reception _____
Height of antenna above ground _____

3) Type of ground at place of reception (please check)

a) Terrain

Plain Hilly Mountainous

b) Mean annual moisture content

High Medium Low

4) Rohde & Schwarz receiving system

XKE 2 + XSRM XKE 2 + XSD 2

5) Standard frequency transmitter received

a) Identification of transmitter _____
b) Frequency received _____

6) Signal strength at place of reception

according to section 2.2.7.2.2 or 2.3.2.2 of XKE 2 manual
referred to $1 \mu V_{rms}$ in dB _____

7) 24-h phase fluctuation

(in the case of longer observation periods state worst value)
according to section 2.3.6.1.2 of the XKE 2 manual in V _____

Table of Contents

<u>1.</u>	<u>Characteristics</u>	
	Uses	
	Description	
	Specifications	
	Equipment Supplied	
	Recommended Extras	
<u>2.</u>	<u>Preparation for Use and Operating Instructions</u>	<u>9</u>
2.1	Legends for Front and Rear Views	9
2.2	Preparation for Use	11
2.2.1	Frequency Standard	11
2.2.2	Supply Voltage	11
2.2.3	Adjusting the Input Frequency	12
2.2.3.1	Adjusting the Input Frequency in the Synthesizer	12
2.2.3.1.1	Oscillator Frequency Range (Synthesizer Board)	13
2.2.3.1.2	Oscillator Frequency (Synthesizer Board)	13
2.2.3.1.3	Division Factor k of the Oscillator Frequency (Synthesizer Board)	14
2.2.3.2	Adjusting the Input Frequency on the Filter Board	15
2.2.4	Setting the Control Time Constant	15
2.2.5	Installation and Connection of Ferrite Antenna XKE 2-Z1	16
2.2.6	Connection to the Frequency Standard	17
2.2.7	Connection to Other Instruments	17
2.2.7.1	RF Connections	17
2.2.7.1.1	Frequency Converter XSRM-Z 238.0616.02	18
2.2.7.1.2	Phase Comparator XSRM-Z 278.9314.02	18
2.2.7.1.3	Digital Clock CADM 289.6014.02	18
2.2.7.2	Performance Check	19
2.2.7.2.1	Analog Output of the Phase Shifter	19
2.2.7.2.2	Input Level	19
2.2.7.2.3	Control Check	19
2.2.7.2.4	Time Signals	20

2.2.7.3	Operation Control	20
2.2.7.3.1	Response Level +20 dB	20
2.2.7.3.2	Sensitivity -40 dB	20
2.2.7.3.3	Control Stop	20
2.2.7.3.4	Minimum Time Constant	20
2.3	Operating Instructions	21
2.3.1	Switching On	21
2.3.1.1	Operation from Standby Power Supply XSRM-Z	21
2.3.1.2	Operation from other Power Supplies	21
2.3.2	Input Level	21
2.3.2.1	Frequency of the Frequency Standard	22
2.3.2.2	Driving	23
2.3.3	Control Response Level	23
2.3.4	Fast Frequency Control	23
2.3.5	Disabling the Frequency Control in Case of Reference Frequency Failure	24
2.3.6	Selection of the Control Time Constant	24
2.3.6.1	Factors Influencing the Standard Frequency Error	24
2.3.6.1.1	Temperature Effect on the Standard Frequency	24
2.3.6.1.2	Reference Phase Fluctuation	24
2.3.6.1.3	Change in Reference Phase	26
2.3.6.1.4	Aging of the Frequency Standard	26
2.3.6.1.5	Lock-in Error of the Frequency Control	26
2.3.6.2	Evaluation	27
2.3.6.2.1	Evaluation Based on the Diagrams (Formulas)	27
2.3.6.2.2	Evaluation by Means of Calculator	27
2.3.6.2.3	Examples of Evaluation	29
2.3.6.3	Settling Time of the Frequency Control after Switching On ..	33
2.3.6.4	Correction of the Control Time Constant	34
<u>3.</u>	<u>Maintenance</u>	<u>35</u>
3.1	Auxiliary Equipment Required	35
3.2	Performance Check	35
3.2.1	Checking the RF Gain	35
3.2.2	Checking the Automatic Control Cutoff	35

3.2.3	Checking the Control Voltage	36
3.3	Electrical Maintenance	36
3.3.1	Adjusting the Crystal Standard	36
3.3.2	Adjusting the Rubidium Frequency Standard XSRM	36
3.3.2.1	Crystal Oscillator in the XSRM	37
3.3.2.2	Aging of the XSRM	37
3.3.2.3	Replacement of Spectral Lamp in the XSRM	37
3.4	Storage	38
<u>4.</u>	<u>Circuit Description</u>	<u>39</u>
4.1	Theoretical Considerations, Operational Function	39
4.1.1	Phase Control	39
4.1.2	Frequency Control	39
4.1.3	Effect of Disturbances on the Frequency Control	40
4.1.3.1	Changes in the Phase of the Reference Frequency	41
4.1.3.2	Periodic Change in the Reference Phase P1	42
4.1.3.3	Change in Frequency of the Frequency Standard	43
4.1.3.4	Aging of the Frequency Standard	43
4.1.4	Phase Recorder Output	43
4.2	Electrical Function	45
4.2.1	Ferrite Antenna XKE 2-Z1	45
4.2.2	Motherboard	45
4.2.3	Filter Board XKE 2-B1	45
4.2.4	Limiting Amplifier Y3	46
4.2.5	Standard Frequency Input/Phase Shifter Y2	46
4.2.6	Synthesizer Y4	48
4.2.7	Phase Detector/Control Time Constant Y5	49
4.2.7.1	Phase Detector/Time Constant	49
4.2.7.2	Input Level Indication	51
4.2.8	Digital/Analog Converter Y6	52
4.3	Mechanical Design	53
<u>5.</u>	<u>Repair</u>	<u>55</u>
5.1	Auxiliary Equipment Required	55
5.2	Trouble Shooting	55
5.2.1	No Reception	55

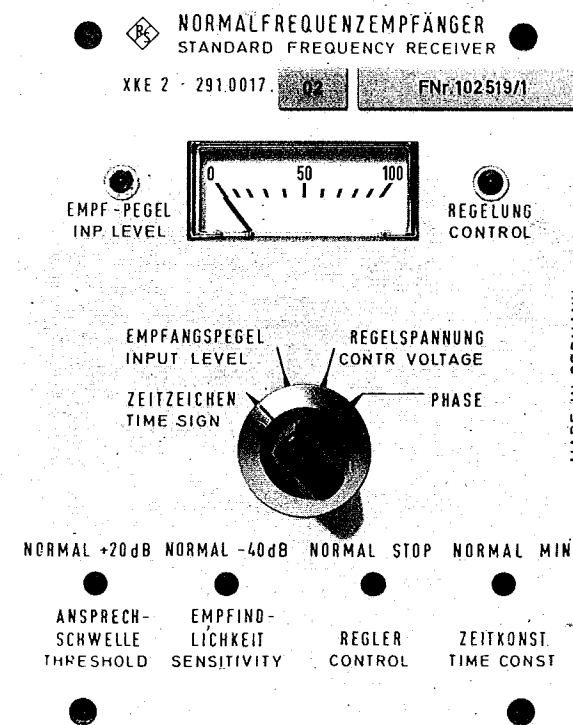
5.2.1.1	Faulty Antenna or Antenna Downlead	55
5.2.1.2	Defective Filter Board	55
5.2.1.3	Defective Limiting Amplifier	56
5.2.2	Faulty Standard Frequency Signal	56
5.2.2.1	Standard Frequency Signal Too Small	56
5.2.2.2	Unduly High Frequency Error of Standard Frequency	56
5.2.2.3	Faulty Synthesizer	56
5.2.3	Defective Control	57
5.2.3.1	Checking the D/A Converters	57
5.2.3.2	Checking the Phase Detector and the Control Time Constant.	57
5.2.3.2.1	Control Time Constants	57
5.2.3.2.2	Voltage/Frequency Converter	58
5.2.3.2.3	Phase Detector	58
5.2.3.3	Checking the Phase Shifter	58
5.2.4	Defective Sync Detector	59
5.2.5	System Test	59
5.3	Adjustment	59
5.3.1	Filter Board XKE 2-B1	59
5.3.2	Synthesizer	59
5.3.3	Input Level	59
5.4	Repair	60

3.2.3	Checking the Control Voltage	36
3.3	Electrical Maintenance	36
3.3.1	Adjusting the Crystal Standard	36
3.3.2	Adjusting the Rubidium Frequency Standard XSRM	36
3.3.2.1	Crystal Oscillator in the XSRM	37
3.3.2.2	Aging of the XSRM	37
3.3.2.3	Replacement of Spectral Lamp in the XSRM	37
3.4	Storage	38
<u>4.</u>	<u>Circuit Description</u>	<u>39</u>
4.1	Theoretical Considerations, Operational Function	39
4.1.1	Phase Control	39
4.1.2	Frequency Control	39
4.1.3	Effect of Disturbances on the Frequency Control	40
4.1.3.1	Changes in the Phase of the Reference Frequency	41
4.1.3.2	Periodic Change in the Reference Phase P1	42
4.1.3.3	Change in Frequency of the Frequency Standard	43
4.1.3.4	Aging of the Frequency Standard	43
4.1.4	Phase Recorder Output	43
4.2	Electrical Function	45
4.2.1	Ferrite Antenna XKE 2-Z1	45
4.2.2	Motherboard	45
4.2.3	Filter Board XKE 2-B1	45
4.2.4	Limiting Amplifier Y3	46
4.2.5	Standard Frequency Input/Phase Shifter Y2	46
4.2.6	Synthesizer Y4	48
4.2.7	Phase Detector/Control Time Constant Y5	49
4.2.7.1	Phase Detector/Time Constant	49
4.2.7.2	Input Level Indication	51
4.2.8	Digital/Analog Converter Y6	52
4.3	Mechanical Design	53
<u>5.</u>	<u>Repair</u>	<u>55</u>
5.1	Auxiliary Equipment Required	55
5.2	Trouble Shooting	55
5.2.1	No Reception	55

5.2.1.1	Faulty Antenna or Antenna Downlead	55
5.2.1.2	Defective Filter Board	55
5.2.1.3	Defective Limiting Amplifier	56
5.2.2	Faulty Standard Frequency Signal	56
5.2.2.1	Standard Frequency Signal Too Small	56
5.2.2.2	Unduly High Frequency Error of Standard Frequency	56
5.2.2.3	Faulty Synthesizer	56
5.2.3	Defective Control	57
5.2.3.1	Checking the D/A Converters	57
5.2.3.2	Checking the Phase Detector and the Control Time Constant.	57
5.2.3.2.1	Control Time Constants	57
5.2.3.2.2	Voltage/Frequency Converter	58
5.2.3.2.3	Phase Detector	58
5.2.3.3	Checking the Phase Shifter	58
5.2.4	Defective Sync Detector	59
5.2.5	System Test	59
5.3	Adjustment	59
5.3.1	Filter Board XKE 2-B1	59
5.3.2	Synthesizer	59
5.3.3	Input Level	59
5.4	Repair	60



STANDARD FREQUENCY RECEIVER XKE 2



- Control of crystal and atomic frequency standards
- Selectable receive frequencies
- High sensitivity and suppression of interferences thanks to preselection
- Time signal output

Uses:

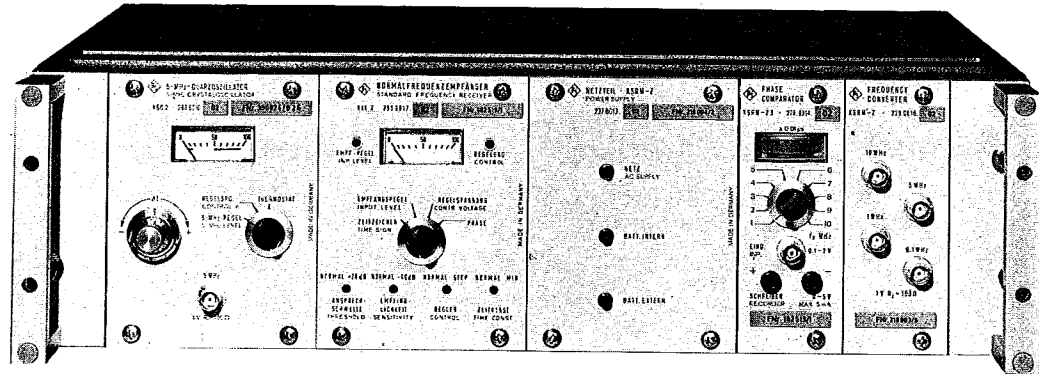
- Standard-frequency and standard-time systems
- Control of radio and TV broadcasting transmitters
- Calibration laboratories
- Recording of field-strength variations

The XKE 2 is a universal standard-frequency receiver for controlling crystal and atomic frequency standards. It can be supplied for frequencies in the range from 10 to 200 kHz. Its high inherent stability makes the XKE 2 suitable not only for crystal but also for atomic frequency standards.

Characteristics and Uses

The Receiver which uses preselection offers superior performance with respect to sensitivity and suppression of interferences. Moreover, the XKE 2 features automatic level control ensuring high operational reliability even under adverse receiving conditions.

The combination XKE 2 + Crystal Oscillator XSD 2 replaces the time-proven combination XDE/XSD which has been in use worldwide. It provides an extremely economical solution for the production of high-precision standard frequencies.



Controlled Crystal Oscillator XSD 2 and XKE 2 for use in calibration laboratories.

Still more exacting accuracy requirements can be met with the combination XKE 2 + Rubidium Frequency Standard XSRM. Owing to the higher inherent stability of the XSRM a considerably longer control time constant may be chosen with this combination which makes for much improved averaging of the frequency changes the received signal undergoes due to propagation fluctuations.

Signal outputs

Control voltage	0 to +10 V, 5 mA, max.; shortcircuitproof
Phase difference	0 to +10 V, 5 mA, max.; shortcircuitproof; corresponding to 0 - 100 μ s phase difference
Reception level	0 to +10 V, 5 mA, max.; shortcircuitproof; approximately logarithmic indication (4 decades)
Time signals	TTL level
Alarm	TTL level
1 MHz standard frequency	$Z_{out} = 50 \Omega$, in locked phase relation with input frequency
Voltage	1 V

General data

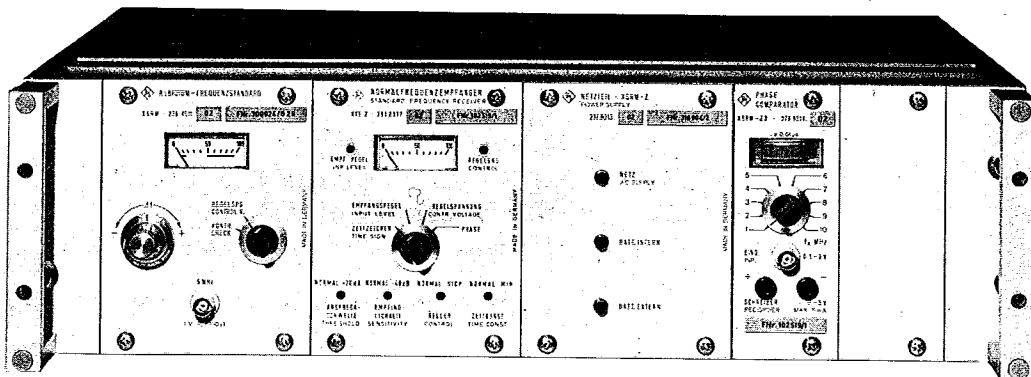
Phase error due to change in ambient temperature	1 μ s/10 $^{\circ}$ C
Nominal temperature	0 to +50 $^{\circ}$ C
Shelf temperature	-40 to +70 $^{\circ}$ C
Power supply	22 - 32 V DC
Current drain	400 mA, max.
Dimensions; weight	100 mm x 132 mm x 342 mm; 2.5 kg

Recommended extras

Ferrite Antenna XKE 2-Z1	299.3515.50
Rubidium Frequency Standard XSRM	238.4011.02
Crystal Oscillator XSD 2	283.6010.02
Standby Power Supply XSRM-Z	238.0616.02
19" Rack Adapter	237.6840.02
19" Cabinet	237.7317.02

Order designation

Standard-frequency Receiver XKE 2	291.0017.02
Filter Board XKE 2-B1 for 60, 75 and 77.5 kHz	299.3015.02



Controlled Atomic Frequency Standard with XKE 2.

The frequency accuracy of the combination XKE 2/XSRM corresponds to a long-term drift of 1×10^{-11} without any time limitations. The Receiver is designed for a control time constant of up to 148 days.

The XKE 2 is provided with a phase output which permits ready recording of phase fluctuations between the transmitter and the controlled oscillator. In this way, the stability of the complete system can be constantly checked.

Description

The operational reliability of the Receiver is exceptionally high as only electronic elements are used for frequency control. The XKE 2 is a 19" submodule that can be combined with any of the other modules of the R&S standard frequency system.

The XKE 2 is provided with a time signal output. Thus, when receiving standard-frequency transmitters that are modulated with time signals the time information is available at the same time. The applicable control time constant of the system is obtained from the selected time constant (s. Specifications) of the Frequency Controller and the frequency control sensitivity of the controlled Frequency Standard.

The control time constant range of the Crystal Oscillator XSD 2 (frequency control sensitivity $4 \times 10^{-9}/V$) is from 156 s up to 3.7 days.

The control time constant range of the Rubidium Frequency Standard XSRM (frequency control sensitivity 1×10^{-10} /V is from 1.7 hours to 148 days.

Specifications


<u>Received frequency</u>	standard version: 60/75/77.5 kHz, adjustable in the Receiver; other frequencies between 10 and 200 kHz upon request
Input voltage range f_1	1 μ V - 10 mV, can be switched over to 100 μ V - 1 V
Input impedance	50 Ω \pm 20%
<u>Frequencies to be controlled f_2</u>	<u>10 MHz</u> n n = 1; 2; 3 - 10
Input voltage range f_2	200 mV - 2 V
Input impedance	> 500 Ω
Capture range f_2 (< f/f)	> $\pm 1 \times 10^{-7}$
Control time constant	determined by 8 internally selectable time constants: 1/32/64/128/256/512/1024/2048 $\times 6.25 \times 10^{-7}$ s/V 1 s/V for accelerated control: (can be externally switched over to shortest time constant)
<u>Control inputs</u>	
Control time constant switching	TTL level or switch "0" corresponding to shortest control time constant
Control stop	TTL level or switch "0" corresponding to control stop
Receiver sensitivity switching	TTL level or switch "0" corresponding to -40 dB reception

2. Preparation for Use and Operating Instructions

2.1 Legends for Front and Rear Views

(See Fig. 2-1)

Ref. No.	Labelling	Function
<u>1</u>	INP. LEVEL	Lamp indicating synchronization of frequency standard with input frequency and sufficiently high input signal.
<u>2</u>		Panel meter for signals selected with <u>4</u> .
<u>3</u>	CONTROL	Lamp indicating automatic cut-in of frequency control.
<u>4</u>	TIME SIGN INPUT LEVEL CONTR. VOLTAGE PHASE	Selector switch for signals read on panel meter <u>2</u> .
<u>5</u>	CONTROL NORM. $t_{MIN.}$	Selection of minimum time constant.
<u>6</u>	CONTROL NORM. STOP	Cuts off frequency control, freezing the instantaneous frequency of the frequency standard.
<u>7</u>	SENSITIVITY NORM. -40 dB	Attenuation of antenna signal input.

Ref. No.	Labelling	Function
<u>8</u>	RESP. LEVEL NORM. +20 dB	Switchover of response level of control.
<u>9</u>	S11 T 0.5 B	Fuse.
<u>10</u>	+ - 22 - 32 V =	Lemo connector, power supply.
<u>11</u>	CONTROL V + - 0 - 10 V = MAX. 5 mA	BNC socket, frequency control voltage for frequency standard.
<u>12</u>	1 MHz  1 V _{pp} R _i = 50 Ω	BNC socket, input frequency transformed to 1 MHz; phase steps of 1.256 rad.
<u>13</u>	1 - 10 MHz 0.2 - 2 V R _i > 500 Ω	BNC socket, standard frequency input.
<u>14</u>	ANTENNA R _i = 50 Ω	BNC socket for connection of ferrite antenna.
<u>15</u>	CHECK	Check socket; contact allocation according to Fig. 2-7.

2.2 Preparation for Use

2.2.1 Frequency Standard

The Standard Frequency Receiver XKE 2 controls the frequency of a frequency standard with an output frequency of an integral fraction of 10 MHz down to a minimum of 1 MHz. The frequency standard should be of high quality exhibiting low sideband noise and frequency drift, as these characteristics enter into the frequency control as shown in section 2.3. Moreover, it should be taken into consideration when selecting the frequency standard that its frequency control, with the control voltage swing of 10 V, does not produce a relative frequency change of more than 2×10^{-7} , this value being the limit of the capture range of the frequency control of the XKE 2.

For this purpose, Rohde & Schwarz offers the precision Crystal Oscillator XSD 2 and for still more stringent requirements the Rubidium Frequency Standard XSRM. Both instruments supply the standard frequency of 5 MHz. They are system-compatible with the other instruments of the R&S standard-frequency range as to dimensions, operating voltage and signals.

2.2.2 Supply Voltage

The Standard Frequency Receiver XKE 2 is powered from a DC voltage of 22 - 32 V. Either a power supply or batteries can be used. In the former case the permissible hum voltage must be taken into consideration. On account of its long control time-constant, operation of a standard frequency system is only reasonable without interruption, even in the case of power failure. For this reason, the power supply used should have a standby battery that takes over the power supply of the standard frequency system in case of power failure. The Standby Power Supply XSRM-Z 237.8013.02 from Rohde & Schwarz can be used advantageously for this purpose. The duration of the emergency power supply depends on the frequency standard used and the makeup of the standard frequency system. Prior to the connection to the local AC supply make sure that the voltage selector of the power supply is set to the correct AC supply voltage. Connection to the power supply is established by means of the power cords supplied with the XKE 2 (section 2.3.1.1). Watch the polarity of the voltage when establishing connections to power supplies of other make by means of the battery cables also supplied with the XKE 2. The inputs of the R&S standard frequency system modules are safeguarded against the wrong polarity of the operating voltage.

2.2.3 Adjusting the Input Frequency

The Standard Frequency Receiver XKE 2 is designed for reception of most of the standard frequency transmitters in operation today. It contains two input-determining subassemblies as shown in the block diagram (Fig. 2-2): the input filter and the synthesizer, which derives its output frequency from the frequency standard. The output signals are then compared in the phase detector for frequency control.

The standard version of the XKE 2, which is based on the filter board XKE 2-B1 and offers reception of the frequencies 60/75/77.5 kHz, is adjusted at the factory for the standard frequency 77.5 kHz. The filter board supplied with the XKE 2 is inserted in the space reserved for it after removal of the upper cover plate (cf. Fig. 2-3). If another frequency is desired in addition to the said three frequencies the receiver is factory-adjusted to this frequency.

2.2.3.1 Adjusting the Input Frequency in the Synthesizer

The synthesizer consists of an oscillator which is synchronized with the output signal of the standard frequency generator. The oscillator can be adjusted in steps of 10 kHz to all frequencies between 800 kHz and 2.55 MHz. It is followed by a frequency divider with selectable division ratio $k = 10, 20, 40, 100$ and 200 . By suitable combination of these parameters a frequency is obtained at the output of the synthesizer which equals the input frequency. Since, however, the oscillator frequency variation is not sufficient for the entire frequency range the oscillator range must be switched over at the same time when selecting the oscillator frequency.

The synthesized input frequency F_1 is expressed by the following equation:

$$F_1 = 10 \times i/k \sqrt{\text{kHz}}$$

where $i = 80, 81 \dots 254, 255$
 $k = 10, 20, 40, 100, 200.$

If several combinations are possible for an input frequency F_1 , the combination with the highest index i is to be preferred. For the usually first and final adjustment of these parameters remove the cover plate of the XKE 2. The arrangement of the various boards can be seen from Fig. 2-3. To operate the switches it is not necessary to remove the boards since the switches are mounted on the components side at the upper edge of the boards. The adjusted switch position is marked by a bright dot.

2.2.3.1.1 Oscillator Frequency Range (Synthesizer Board)

The positions of the switch pair S5 (Fig. 2-4, third switch pair from the right) subdivide the complete frequency coverage of the oscillator into 4 ranges which are listed in the table below. The symbols used have the following meaning:

- + switch position upper (near-end) edge of board
- 0 switch position lower (far-end) edge of board.

Table: Oscillator frequency range

<u>Switch</u>		<u>Oscillator frequency range</u>
<u>S5I</u>	<u>S5II</u>	<u>in MHz</u>
+	+	0.8 - 1.07
0	+	1.07 - 1.43
+	0	1.43 - 1.92
0	0	1.92 - 2.55

2.2.3.1.2 Oscillator Frequency (Synthesizer Board)

The oscillator frequency with the parameter i (cf. 2.2.3.1) is determined by the switch assemblies S1, S2, S3, S4 (cf. Fig. 2-4, switch pairs 1 - 4 from the left). The parameter i is composed of the binary weightings g of the various switch positions S1 - S4:

$$i = g_0 + g_1 + g_2 + g_3 + g_4 + g_5 + g_6 + g_7.$$

In the following table the integral weightings g of the individual switches are listed. The symbols used have again the same meaning as before:

- + switch position upper (near-end) edge of board
- 0 switch position lower (far-end) edge of board.

Table: Switch weightings g of the oscillator frequency code i

Switch	Weighting index	Weighting in switch position	
		0	+
S3I	g0	1	0
S3II	g1	2	0
S4I	g2	4	0
S4II	g3	8	0
S1I	g4	16	0
S1II	g5	32	0
S2I	g6	64	0
S2II	g7	128	0

$$i = \sum g$$

2.2.3.1.3 Division Factor k of the Oscillator Frequency (Synthesizer Board)

The switch positions of the switch pairs S6, S7 (cf. Fig. 2-4, switch pairs 6 and 7 from the left) determine the division factor k (cf. 2.2.3.1) for the oscillator frequency. This is shown in the table below, the meaning of the symbols used being as follows:

- + switch position upper (near-end) edge of board
- 0 switch position lower (far-end) edge of board
- switch position insignificant

Table: Division factor k of the oscillator frequency

Division factor k	Switches			
	S6I	S6II	S7I	S7II
10	+	0	-	-
20	0	0	-	-
40	-	+	+	-
100	-	+	0	0
200	-	+	0	+

2.2.3.2 Adjusting the Input Frequency on the Filter Board

The standard filter board XKE 2-B1, Order No. 299.3015.02, is laid out for the input frequencies 60 kHz, 75 kHz and 77.5 kHz.

Other input frequencies can be adjusted at the factory upon special request, but not more than one per filter board. At the same time, the synthesizer will be adjusted to this frequency by R&S.

The three oscillator frequencies 60 kHz, 75 kHz and 77.5 kHz of the standard filter board are selected by the two switch pairs S1 and S2. The coding of these switches is shown in the table below, the symbols used having the following meaning:

- + switch position upper (near-end) edge of board
- 0 switch position lower (far-end) edge of board

Table: Input frequency (filter board)

Input frequency in kHz	Switches			
	S1I	S1II	S2I	S2II
60	0	0	0	0
75	+	+	+	+
77.5	+	0	+	0

2.2.4 Setting the Control Time Constant

The control time constant is proportional to the control time-constant factor M and, moreover, depends on the input frequency and the frequency standard used (cf. section 4.1.3). Every standard frequency control system has - depending on the operating parameters - a control time constant (for the XKE 2 selectable with M) at which the total frequency error of the controlled frequency standard relative to the transmitted reference frequency is minimized (cf. section 2.3.6).

The factor M which influences the control time constant is adjustable in binary steps by means of the switch pairs S1, S2, S3 and S4 on the phase detector board. They are accessible after removal of the cover plate of the XKE 2 without unplugging the phase detector board. Fig. 2-6 shows their location at the upper edge of the board on the component side.

For first-time operation of the Standard Frequency Receiver XKE 2 and the subsequent initial determination of the operating parameters the following control time constant factor M is recommended:

Frequency standard	Control time-constant factor M
XSRM	32
XSD 2	64

The positions of the switch pairs S1, S2, S3 and S4 encode in binary steps the control time-constant factor M as shown in the table below. The symbols used in the table have the following meaning:

- + switch position upper (near-end) edge of board
- 0 switch position lower (far-end) edge of board.

Table: Setting of control time constant

Switches	Time-constant factor M							
	16	32	64	128	256	512	1024	2048
S1I and S3I	0	0	0	0	0	0	0	0
S1II and S3II	+	0	+	0	+	0	+	0
S2I and S4I	+	+	+	+	0	0	0	0
S2II and S4II	+	+	0	0	+	+	0	0

Observe assignment of individual switches in pairs.

2.2.5 Installation and Connection of Ferrite Antenna XKE 2-Z1

At a sufficiently high field strength it is in most cases not necessary to find a particularly suitable location for the ferrite antenna. It will usually do to install the antenna somewhere in the building. The insusceptibility of the ferrite antenna to electrical fields proves here a great advantage since electrical fields develop mostly in the vicinity of broadcast noise sources. In this respect the ferrite antenna is superior to a rod or wire antenna.

In the case of low useful field strength the antenna should be mounted at the highest possible level. In buildings where the roof is neither of metal nor of steel-reinforced concrete, installation underneath the roof will be

perfect. The weatherproof ferrite antenna may, however, also be mounted on the roof. For roof-mounting of the antenna the applicable antenna mounting regulations with respect to lightning protection must be observed. The antenna is to be installed with due consideration of the antenna radiation pattern (figure-of-eight pattern). The two reception minima lie along the axis of the antenna tubing. Hence, the broadside of the antenna must point towards the transmitter. Since the radiation maxima are very wide whereas the minima are only narrow the directional effect of the antenna can also be used for the suppression of an interfering transmitter.

The minimum distance between the ferrite antenna and the XKE 2 must be 6 m to prevent unwanted interaction affecting the operation of the XKE 2. Any coaxial cable may be used for connection of the XKE 2 (ANTENNA 14) to the ferrite antenna since the characteristic impedance is of minor importance at low input frequencies. The ferrite antenna contains a transistor amplifier which is powered from the XKE 2 via the antenna cable. The antenna cable must, therefore, not exhibit any DC voltage discontinuity (transformer or capacitor).

2.2.6 Connection to the Frequency Standard

(See Fig. 2-8)

Connect the RF output of the frequency standard to the standard-frequency input 13 of the XKE 2 by means of the BNC cable (154.7133) supplied with the XKE 2. A further BNC cable (154.7133) is supplied for connection of the frequency control voltage of the XKE 2 (CONTR. VOLTAGE, 11) to the frequency standard.

If the Rubidium Frequency Standard XSRM is used as frequency standard a special cable (291.0869) is required for connection of the control voltage.

2.2.7 Connection to Other Instruments

2.2.7.1 RF Connections

The 5-MHz outputs of the Frequency Standard XSD 2 are well buffered. The connected load does, however, as with every crystal oscillator, influence the frequency error to some degree (see data sheet of the XSD 2). This is compensated for by the frequency control time constant of the receiving system, which may be very long (cf. section 4.1.3.3). It is, therefore, recommended not to change the load at the standard frequency outputs during operation of the standard frequency receiving system.

If the Rubidium Frequency Standard XSRM is used as frequency standard the influence of the load has no long-time effect. The resulting frequency error is compensated for in a few seconds. Only a slight frequency fluctuation is introduced due to a possible change in phase (cf. section 2.3.6.1.3).

Rohde & Schwarz recommends use of a buffer amplifier - Frequency Converter XSRM-Z (238.0616.02) - for isolation of the load from the frequency standard.

The standard-frequency line of Rohde & Schwarz includes a number of measuring instruments (see following sections). These measuring instruments are system-compatible with respect to supply voltage, frequency, RF level and dimensions. They can be interconnected directly via RF cables fitted with BNC connectors.

2.2.7.1.1 Frequency Converter XSRM-Z 238.0616.02

The Frequency Converter XSRM-Z is used for conversion of the standard 5-MHz frequency into the frequencies 100 kHz, 1 MHz, 5 MHz and 10 MHz.

2.2.7.1.2 Phase Comparator XSRM-Z 278.9314.02

The Phase Comparator XSRM-Z permits phase or frequency comparison with generators supplying the frequencies 1/2/3/ - /10 MHz. It may be used, for example, for frequency calibration.

2.2.7.1.3 Digital Clock CADM 289.6014.02

Some standard frequency transmitters transmit the official standard time with the aid of clock pulse modulation. Reception of time signals is, however, problematic as it is greatly influenced by interferences and the reception conditions. The Standard Frequency Receiver XKE 2 has a time signal output (cf. section 2.2.7.2.4). The incoming time signals undergo two hard-to-calculate delays: the time required for transmission from the standard frequency transmitter to the receiving system and the integration of the amplitude of the standard frequency received, which is to a high degree susceptible to interferences.

A safe way of time determination is offered by the Digital Clock CADM in conjunction with a standard frequency system. The CADM indicates the time from the smallest time unit (seconds) up to 4 years, taking the leap year into consideration. The seconds sequence is easy to adjust in units of 100 ns. Moreover, the complete time information is available as a logic signal.

2.2.7.2 Performance Check

The check socket 15 on the rear panel of the XKE 2 permits checking the performance of the receiver and measuring several operating parameters. Fig. 2-7 shows the wiring of the socket 15. All signals are measured relative to chassis (contacts 14 - 25).

2.2.7.2.1 Analog Output of the Phase Shifter

At contact 7 of the check socket 15 a DC voltage is available that is proportional to the setting of the phase shifter relative to 10 kHz, the voltage swing of 10 V corresponding to a phase shift of 2π rad = 360° . Monitoring the phase signal permits determination of reference phase fluctuation and the evaluation of phase errors of the reference frequency. This phase signal output is shortcircuit-proof. The maximum permissible load is 5 mA.

2.2.7.2.2 Input Level

At contact 5 of the check socket 15 a DC voltage is available which is a logarithmic measure of the antenna voltage, taking into consideration the switch-selected input attenuation (cf. section 2.3.2.2). The voltage swing of 10 V corresponds to a dynamic range of approximately 80 dB. Hence 1 V corresponds to approximately 8 dB.

2.2.7.2.3 Control Check

If the input level falls below a minimum, taking into account the switchable response level (cf. section 2.3.3), this condition is considered a failure of the standard frequency transmitter and the frequency control is cut off until the reference frequency reappears, the frequency control voltage for the frequency standard being frozen and the frequency standard continuing to operate with its own inherent stability.

At contact 1 of the check socket 15 a DC voltage of 5 V is available if the control is switched on, the permissible load being +1 mA. If the control is switched off the output signal is 0 V and the permissible load -10 mA.

2.2.7.2.4 Time Signals

If the standard frequency transmitter emits clocked time signals (cf. section 2.2.7.1.3) a voltage-free state is obtained at contact 3 of the check socket 15 under the same current/voltage conditions as in section 2.2.7.2.3 approximately 50 ms after the amplitude drop of the input signal.

2.2.7.3 Operation Control

Various important functions of the Standard Frequency Receiver XKE 2 can be adjusted by means of the switches 5, 6, 7 and 8 on the front panel and remote controlled via the check socket 15 if the front-panel controls concerned are in position NORM. This remote control must only be effected via an external switching contact to the contacts 14 - 25 of the check socket 15.

2.2.7.3.1 Response Level +20 dB

Closure of contact 10 of the check socket 15 raises the response level of the automatic frequency control (cf. section 2.2.7.2.3) by +20 dB. This permits frequency control even under poor receiving conditions.

2.2.7.3.2 Sensitivity -40 dB

Closure of contact 11 of the check socket 15 decreases the amplification of the receiver by a factor of 100 corresponding to a signal ratio of 40 dB.

2.2.7.3.3 Control Stop

Closure of contact 12 of the check socket 15 cuts off the frequency control of the XKE 2, the frequency control voltage and consequently the instantaneous frequency of the frequency standard being frozen. This permits preconditioning of the control by means of a 24-h time switch in the case of heavy day/night fluctuations of the reference phase or the incoming signal (cf. sections 2.3.3 and 2.3.6.1.2).

2.2.7.3.4 Minimum Time Constant

Closure of contact 13 of the check socket 15 selects the shortest possible frequency control time-constant factor $M = 1$ (cf. section 2.2.4). This permits speedy adjustment of the frequency of the frequency standard to the reference frequency.

2.3 Operating Instructions

2.3.1 Switching On

2.3.1.1 Operation from Standby Power Supply XSRM-Z

(See Fig. 2-8)

The modules of the standard-frequency system are connected to the sockets concerned on the power supply (see Fig. 2-8 and manual of Standby Power Supply XSRM-Z) via the special cables supplied. If the Rubidium Frequency Standard XSRM is used as standard-frequency generator make sure that the power supply is connected via the socket provided for this purpose (see manual of the Standby Power Supply XSRM-Z), the reason for this being the increased current drain during the warmup period, during which the other sockets are disconnected, i.e. the other standard-frequency modules are not powered. The cut-off is automatic only when using the XSRM.

The Standby Power Supply XSRM-Z has no power switch. It is ready for operation upon connection to the AC supply. The internal battery must be switched off when the XSRM-Z is inoperative to prevent it from being totally discharged. After connection of the XSRM to the AC supply set the battery switch to ON (see manual of Standby Power Supply XSRM-Z).

2.3.1.2 Operation from other Power Supplies

(Cf. section 2.2.2)

Connect the XKE 2 to the power supply by means of the cable 238.8130. Observe the permissible voltage and the correct polarity. Furthermore, it is recommended that the current drain be checked.

2.3.2 Input Level

The precision crystals of the frequency standards generally require a long warmup period until the oscillator frequency does not drift any more. The maximum warmup period with the Frequency Standards XSRM and XSD 2 is 35 minutes. Upon reception of the incoming signal a synchronous detector (cf. section 4.2.7.2) with a relative capture range of $\pm 2 \times 10^{-7}$ causes the indicator lamp INPUT LEVEL 1 to light.

When switching on the XKE 2 it is best to adjust for maximum sensitivity. To this end, set the switches RESP. LEVEL 8 and SENSITIVITY 7 to NORM. (cf. sections 2.2.7.3.1 and 2.2.7.3.2).

Failure of the indicator lamp INPUT LEVEL 1 to light after the warmup period of the frequency standard has elapsed may have the following reasons:

- a) power supply defective
- b) antenna system defective
- c) incorrect wiring of frequency standard and XKE 2
- d) poor receiving conditions, perhaps due to day/night fluctuations (cf. section 2.2.7.3.3)
- e) the relative frequency error of the frequency standard is greater than 2×10^{-7} exceeding the capture range of the phase control (cf. section 4.1.1) so that the frequency of the frequency standard will have to be manually corrected.

2.3.2.1 Frequency of the Frequency Standard

When the frequency standard has synchronized with the reference phase using the Standard Frequency Receiver XKE 2 (indicator lamp INPUT LEVEL 1 lights) this at first merely means that the phase control has locked in (cf. section 4.1.1). The normally much narrower capture range of the frequency control resulting from the characteristics of the frequency standard is only reached when the control voltage read on the panel meter 2 in switch position CONTR. VOLTAGE 4 no longer drifts. Outside of the capture range of the frequency control the control voltage periodically sweeps the entire indicating range (sawtooth - traced as a function of time).

If the Rubidium Frequency Standard XSRM is used as a frequency standard the frequency control must in any case lock in. When using the precision Crystal Oscillator XSD 2 as a frequency standard where the rising control voltage influences the frequency adjustment in the positive direction, the control voltage rises in the form of a sawtooth (increasing scale divisions on the panel meter 2) if the frequency of the XSD 2 is too low and vice versa. In this case, the manual frequency adjustment of the XSD 2 must be corrected in the opposite direction so that a control voltage is obtained of approximately 15 scale divisions on the panel meter 2. This low control voltage is recommended as the starting point since the crystal of the XSD 2 always ages towards higher frequencies.

2.3.2.2 Driving

After the synchronization of the phase and frequency control loop, the input level can be evaluated on the panel meter 2 (cf. section 2.2.7.2.2). The full approximately logarithmic scale deflection corresponds to a dynamic range of about 80 dB relative to a voltage of $1 \mu\text{V}_{\text{rms}}$ at the antenna input socket 14 with the input attenuator 7 in position NORM.

If the receiving conditions are particularly good, the level indication exceeds the indicating range. As a result, the input amplifier on the filter board is overdriven, which is prevented by setting the input attenuator 7 to -40 dB. The logarithmic scale deflection is then relative to $100 \mu\text{V}_{\text{rms}}$ input voltage.

2.3.3 Control Response Level

If the input signal exceeds the response level - switchable by means of 8 - the frequency control is activated after several seconds and the indicator lamp CONTROL 3 lights up. The response level is relative to the meter reading INPUT LEVEL (4 and 2), independent of the setting of the input attenuator 7. With 8 in position NORM. it is approximately 3 dB and in position +20 dB approximately 23 dB. In conjunction with the input attenuator 7 the response level can be adjusted in 20-dB steps over a dynamic range of 60 dB.

The idea behind the switchable response level of the control is its automatic cutoff in the event of heavily fluctuating receiving conditions due to fading since then normally the reference phase also fluctuates heavily. During the automatic cutoff of the control the control voltage is frozen.

2.3.4 Fast Frequency Control

By switching the time constant over to t_{MIN} (5) corresponding to a control time-constant factor $M = 1$ (cf. section 2.2.7.3.4) the time required for adjusting the standard frequency to the input frequency is minimized (cf. Fig. 4-10). This mode is, however, not suitable for frequency control since the control voltage fluctuates relatively heavily for design reasons.

2.3.5 Disabling the Frequency Control in Case of Reference Frequency Failure

With the switch CONTROL 6 in position STOP (cf. section 2.2.7.3.3) the control of the standard frequency by means of the Standard Frequency Receiver XKE 2 is disabled. While the frequency control is disabled the control voltage is frozen and the frequency standard drifts according to natural aging.

2.3.6 Selection of the Control Time Constant

2.3.6.1 Factors Influencing the Standard Frequency Error

The basic factors influencing the standard frequency error are examined with corresponding relative frequency error diagrams for the R&S frequency standards XSRM (diagrams A) and XSD (diagrams B).

2.3.6.1.1 Temperature Effect on the Standard Frequency

Short-time temperature fluctuations in approximately a day/night cycle affect the frequency error most of all environmental influences. The relative frequency error as a function of temperature fluctuation Δt can be seen from the diagrams A and B in Fig. 4-6 (A for XSRM and B for XSD 2). To reduce this error factor it is recommended that the installation site be air-conditioned.

2.3.6.1.2 Reference Phase Fluctuation

(Cf. section 4.1.3.2)

The sky wave that develops above all at night is superimposed on the ground wave along the transmission route. This leads to phase shifts at the reception site depending on the time of the day in a 24-h cycle. With increasing control time constant - adjustable with the time-constant factor M - the effect on the frequency control loop is reduced.

For the necessary determination of the individual reference phase fluctuation (cf. section 4.1.4) a sufficiently high control time constant must be adjusted with M (cf. 2.2.4) to prevent the frequency control from tracking with the falsifying reference phase fluctuations. The reference phase then more or less influences only the phase shifter of the Standard Frequency Receiver XKE 2 (cf. section 4.1.3.2). The setting of the phase shifter can be determined from the voltage measured at contact 7 of the check socket 15 or read on the panel meter 2 with switch 4 in position PHASE.

For phase fluctuation measurement using the Rubidium Frequency Standard XSRM and the Crystal Oscillator XSD 2 the control time factors $M = 32$ and 512 , respectively are recommended. Under this condition, the switch-on error of the frequency standards has largely diminished after approximately 4 days so that the phase fluctuation can then be measured undisturbed by the frequency control. The reference phase fluctuation can be read off the panel meter or, more conveniently, the corresponding voltage can be continuously recorded on a YT recorder, such as the ZSK 2, connected to the check socket. The entire indicating range of the panel meter 2 as well as the total voltage swing of 10 V at contact 7 of the check socket correspond to a reference phase shift of 2π rad ($= 360^\circ$), transformed to 10 kHz. A change in the phase signal by 1 V equals a phase error with respect to time of 10 μ s.

The peak-to-peak deviation of the phase signal within 24 hours permits determination of the reference phase day/night fluctuations in volts according to the foregoing paragraph taking into consideration a constant phase drift, if any. A measurement example is shown in Fig. 3-1. The measurement should be carried out on several days to obtain the maximum peak-to-peak value of the deviation. In the course of these measurements the phase may cross the zero axis one or more times. These zero-axis crossings are referred to in section 4.1.4.

From the peak-to-peak value of the deviation of the reference phase ΔV (in volts) the relative frequency error caused by it is calculated according to the equations given in section 4.1.3.2.

Evaluation diagrams for the frequency standards XSRM and XSD 2 are shown in Fig. 4-8, A and B, respectively. From them the relative frequency error per volt peak-to-peak deviation can be seen.

The ambient temperature of the ferrite antenna does not cause an additional phase shift of the incoming frequency since the antenna is temperature-compensated.

2.3.6.1.3 Change in Reference Phase

Non-periodic interferences may cause a change in the reference phase. The phase shifter of the Standard Frequency Receiver XKE tracks with the interferences and consequently also the frequency control, which may introduce frequency errors (cf. section 4.1.3.1). The maximum phase error acting on the phase shifter can only be $\pm\pi$ rad at the input frequency, because if the change in phase is greater than π rad, the phase shifter goes in the other direction.

In section 4.1.3.1 the equation is given which expresses the relative frequency error due to a change in the reference phase of π rad at the input frequency.

Fig. 4-7 shows the evaluation diagrams for the frequency standards XSRM and XSD 2 (A for XSRM and B for XSD 2).

2.3.6.1.4 Aging of the Frequency Standard

As the control time constant increases with the time-constant factor M the more noticeable is the natural aging of the frequency standard used. The frequency control function lags behind the aging with a constant frequency offset. The mathematical equation for the relative frequency offset is given in section 4.1.3.4.

Fig. 4-9 shows the evaluation diagrams for the frequency standards XSRM and XSD 2 (A for XSRM and B for XSD 2).

2.3.6.1.5 Lock-in Error of the Frequency Control

Since the frequency control is accomplished in digital form by the XKE 2, the output frequency is quantized. This introduces quantization errors in the control voltage leading to very small changes in the frequency of the frequency standard. These changes due to quantization occur, however, so rarely that they do not affect the short-term stability of the frequency standard.

The resulting control voltage fluctuation is ± 20 mV for the time constant factor $M = 16$ and ± 10 mV for $M \geq 32$. By multiplying the relative control sensitivities of the frequency standards with these voltage values, observing the correct sign, the relative frequency error is obtained.

The following table lists these frequency errors for the frequency standards XSRM and XSD 2:

Frequency standard	Relative frequency error for	
	M = 16	M \geq 32
XSRM	4×10^{-12}	2×10^{-12}
XSD 2	8×10^{-11}	4×10^{-11}

2.3.6.2 Evaluation

Evaluation of the functions referred to in section 2.3.6.1 yields the maximum frequency error to be expected of the standard frequency receiving system. As is quite obvious, e.g. from the corresponding diagrams, there must be a time-constant factor M at which the total error is minimized. It should be borne in mind that the frequency control voltage exhibits a lock-in error of ± 10 mV which is system-inherent and affects frequency control.

2.3.6.2.1 Evaluation Based on the Diagrams (Formulas)

The maximum relative frequency error to be expected is the sum of the individual errors (section 2.3.6.1). By varying the time-constant factor M the minimum total error can be readily found.

A further evaluation aid for the frequency standards XSRM and XSD 2 are the diagrams 4-7, 4-8 and 4-9, which have the same scale for M, when they are looked at one on top of the other. Observe arrows at edges of page for correct sequence of the pages.

2.3.6.2.2 Evaluation by Means of Calculator

The following calculator program written in the commonly adopted programming language BASIC helps the user to find the optimum time-constant factor M for the most general case, i.e. for any frequency standard, and to determine the maximum relative frequency error to be expected.

The necessary specifications for the frequency standards XSRM and XSD 2 are given in the respective data sheets.

Calculator program

```
0100 PRINT "ROHDE UND SCHWARZ, MUENCHEN, FRG"
0110 PRINT "FREQUENCY-ERROR ANALYSIS"
0120 PRINT "STANDARD FREQUENCY RECEIVER XKE2"
0130 PRINT
0140 PRINT "INPUT DATA"
0150 PRINT
0160 PRINT "RECEIVER"
0170 PRINT "  FREQUENCY (KC/S):";
0180 INPUT F1
0190 LET F1=F1*1000
0200 PRINT
0210 PRINT "FREQUENCY STANDARD"
0220 PRINT "  CONTROLS SENSITIVITY (REL/V):";
0230 INPUT E
0232 PRINT "  TEMPERATURE SENSITIVITY (REL/CENTIGRADE):";
0234 INPUT T1
0240 PRINT "  LONG TERM AGING (REL/S):";
0250 INPUT A
0260 PRINT
0270 PRINT "SURROUNDINGS"
0280 PRINT "  24H PHASE SHIFT (V, PEAK TO PEAK):";
0290 INPUT U1
0300 PRINT "  24H TEMPERATURE SHIFT (CENTIGRADE, PEAK TO PEAK):";
0305 INPUT T2
0310 PRINT
0320 PRINT "CALCULATIONS"
0330 PRINT
0380 PRINT
0390 LET R9=1
0400 FOR M1=4 TO 11
0410   LET M=2^M1
0420   PRINT "TIME CONSTANT FACTOR : M=";M
0430   LET T=6.25*.0000001*M/E
0440   PRINT "TIME CONSTANT T[S] :";T
0450   PRINT "TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCY ERROR DUE TO : "
0460   LET R1=8*100000*E/F1/M
0470   PRINT "  PHASE JUMPING"; TAB(30);R1
0480   LET R2=6.25*.0000001*M/E*A
0490   PRINT "  AGING"; TAB(30);R2
0500   LET K1=SQR(2.116*F1*E/M)
0510   LET D=6.613*.0000001*F1/K1
0520   LET N=7.272*.00001/K1
0530   LET V=N^2/SQR((1-N^2)^2+4*D^2*N^2)
0540   LET R3=.1455*F1*E*V/M*U1
0550   PRINT "  24H PHASE SHIFTING"; TAB(30);R3
0560   LET R4=.5*T1*T2
0570   PRINT "  24H TEMPERATURE SHIFTING"; TAB(30);R4
0580   LET R5=.01*E
0590   IF M>17 THEN GOTO 610
0600   LET R5=2*R5
0610   LET R=R1+R2+R3+R4+R5
0620   PRINT "  DIGITAL RESOLUTION"; TAB(30);R5
0630   PRINT "TOTAL REL. ERROR "; TAB(30);R
0640   IF R>=R9 THEN GOTO 670
0650   LET R9=R
0660   LET M9=M
0670   PRINT
0680 NEXT M1
0690 PRINT
0700 PRINT "MINIMUM ERROR : ";R9
0710 PRINT "FOR M =";M9
0720 END
```

2.3.6.2.3 Examples of Evaluation

For evaluation the calculator program referred to in section 2.3.6.2.2 is used. The frequency standards hooked up with the Standard Frequency Receiver XKE 2 are the Rubidium Frequency Standard XSRM or the precision Crystal Oscillator XSD 2.

The installation site is in Munich. The input frequency is 77.5 kHz. The standard frequency system is located in an air-conditioned room. The day/night temperature fluctuations are approximately $\pm 1^{\circ}$ C. The maximum peak-to-peak values of the reference phase fluctuations over 24 hours can be taken from Fig. 3-1.

Fig. 3-2 is the evaluation diagram for the measurement example with the frequency standards XSRM and XSD 2.

Example of evaluation for XKE 2 + XSRM

INPUT DATA

RECEIVER

FREQUENCY [KC/S] :? 77.5

FREQUENCYSTANDARD

CONTROLSSENSITIVITY [REL./V] :? 2E-10

TEMPERATURESENSITIVITY [REL./CENTIGRADE] :? 2E-12

LONGTERM AGING [REL./S] :? 7E-18

SURROUNDINGS

24H PHASESHIFT [V, PEAK TO PEAK] :? .55

24H TEMPERATURESHIFT [CENTIGRADE, PEAK TO PEAK] :? 4

STANDARD FREQUENCY RECEIVER XKE 2

ROHDE UND SCHWARZ, MUENCHEN ,FRG

FREQUENCY ERROR ANALYSIS

RECEIVING FREQUENCY : 77.5 [KC/S]

MAXIMUM PHASESHIFT, PEAK TO PEAK

IN [V] : 0.55

IN [US] : 5.5

IN [RAD] : 0.42625

TIMECONSTANT FACTOR : M= 16

TIMECONSTANT T[S] : 50000

TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :

PHASEJUMPING	1.29032E-10
AGING	3.5E-13
24H PHASESHIFTING	5.30406E-11
24H TEMPERATURSHIFTING	4.E-12
DIGITAL RESOLUTION	4.E-12
TOTAL REL.ERROR	1.90423E-10

TIMECONSTANT FACTOR : M= 32
 TIMECONSTANT T[S] : 100000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :

PHASEJUMPING	6.45161E-11
AGING	7.E-13
24H PHASESHIFTING	2.72462E-11
24H TEMPERATURSHIFTING	4.E-12
DIGITAL RESOLUTION	2.E-12
TOTAL REL.ERROR	9.84623E-11

TIMECONSTANT FACTOR : M= 64
 TIMECONSTANT T[S] : 200000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :

PHASEJUMPING	3.22531E-11
AGING	1.4E-12
24H PHASESHIFTING	1.37192E-11
24H TEMPERATURSHIFTING	4.E-12
DIGITAL RESOLUTION	2.E-12
TOTAL REL.ERROR	5.33763E-11

TIMECONSTANT FACTOR : M= 128
 TIMECONSTANT T[S] : 400000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :

PHASEJUMPING	1.6129E-11
AGING	2.8E-12
24H PHASESHIFTING	6.87108E-12
24H TEMPERATURSHIFTING	4.E-12
DIGITAL RESOLUTION	2.E-12
TOTAL REL.ERROR	3.18001E-11

TIMECONSTANT FACTOR : M= 256
 TIMECONSTANT T[S] : 300000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :

PHASEJUMPING	8.06452E-12
AGING	5.6E-12
24H PHASESHIFTING	3.43702E-12
24H TEMPERATURSHIFTING	4.E-12
DIGITAL RESOLUTION	2.E-12
TOTAL REL.ERROR	2.31015E-11

TIMECONSTANT FACTOR : M= 512
 TIMECONSTANT T[S] : 1600000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :

PHASEJUMPING	4.03226E-12
AGING	1.12E-11
24H PHASESHIFTING	1.71869E-12
24H TEMPERATURSHIFTING	4.E-12
DIGITAL RESOLUTION	2.E-12
TOTAL REL.ERROR	2.29509E-11

TIMECONSTANT FACTOR : M= 1024
 TIMECONSTANT T[S] : 3200000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :

PHASEJUMPING	2.01613E-12
AGING	2.24E-11
24H PHASESHIFTING	8.59366E-13
24H TEMPERATURSHIFTING	4.E-12
DIGITAL RESOLUTION	2.E-12
TOTAL REL.ERROR	3.12755E-11

TIMECONSTANT FACTOR : $M = 2048$
 TIMECONSTANT T[S] : 6400000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCY ERROR DUE TO :
 PHASE JUMPING 1.00806E-12
 AGING 4.48E-11
 24H PHASE SHIFTING 4.29635E-13
 24H TEMPERATURE SHIFTING 4.E-12
 DIGITAL RESOLUTION 2.E-12
 TOTAL REL. ERROR 5.22378E-11

MINIMUM ERROR : 2.29509E-11
 FOR $M = 512$

Example of evaluation for XKE 2 + XSD 2

INPUT DATA

RECEIVER
 FREQUENCY [KC/S] :? 77.5
 FREQUENCY STANDARD
 CONTROL SENSITIVITY [REL./V] :? 4E-9
 TEMPERATURE SENSITIVITY [REL./CENTIGRADE] :? 5E-11
 LONG TERM AGING [REL./S] :? 2.3E-15
 SURROUNDINGS
 24H PHASE SHIFT [V, PEAK TO PEAK] :? .55
 24H TEMPERATURE SHIFT [CENTIGRADE, PEAK TO PEAK] :? 4
 STANDARD FREQUENCY RECEIVER XKE 2
 ROHDE UND SCHWARZ, MUENCHEN, FRG

FREQUENCY ERROR ANALYSIS

RECEIVING FREQUENCY : 77.5 [KC/S]
 MAXIMUM PHASE SHIFT, PEAK TO PEAK
 IN [V] : 0.55
 IN [US] : 5.5
 IN [RAD] : 0.42625

TIMECONSTANT FACTOR : $M = 16$
 TIMECONSTANT T[S] : 2500
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCY ERROR DUE TO :
 PHASE JUMPING 2.58065E-9
 AGING 5.75E-12
 24H PHASE SHIFTING 1.96793E-10
 24H TEMPERATURE SHIFTING 1.E-10
 DIGITAL RESOLUTION 8.E-11
 TOTAL REL. ERROR 2.96319E-9

TIMECONSTANT FACTOR : $M = 32$
 TIMECONSTANT T[S] : 5000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCY ERROR DUE TO :
 PHASE JUMPING 1.29032E-9
 AGING 1.15E-11
 24H PHASE SHIFTING 1.87097E-10
 24H TEMPERATURE SHIFTING 1.E-10
 DIGITAL RESOLUTION 4.E-11
 TOTAL REL. ERROR 1.62982E-9

TIMECONSTANT FACTOR : M= 64
 TIMECONSTANT T[S] : 10000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :

PHASEJUMPING	6.45161E-10
AGING	2.3E-11
24H PHASESHIFTING	1.61799E-10
24H TEMPERATURSHIFTING	1.E-10
DIGITAL RESOLUTION	4.E-11
TOTAL REL.ERROR	9.6996E-10

TIMECONSTANT FACTOR : M= 128
 TIMECONSTANT T[S] : 20000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :

PHASEJUMPING	3.22591E-10
AGING	4.6E-11
24H PHASESHIFTING	1.13342E-10
24H TEMPERATURSHIFTING	1.E-10
DIGITAL RESOLUTION	4.E-11
TOTAL REL.ERROR	6.21023E-10

TIMECONSTANT FACTOR : M= 256
 TIMECONSTANT T[S] : 40000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :

PHASEJUMPING	1.6129E-10
AGING	9.2E-11
24H PHASESHIFTING	6.50297E-11
24H TEMPERATURSHIFTING	1.E-10
DIGITAL RESOLUTION	4.E-11
TOTAL REL.ERROR	4.5832E-10

TIMECONSTANT FACTOR : M= 512
 TIMECONSTANT T[S] : 80000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :

PHASEJUMPING	8.06452E-11
AGING	1.84E-10
24H PHASESHIFTING	3.38321E-11
24H TEMPERATURSHIFTING	1.E-10
DIGITAL RESOLUTION	4.E-11
TOTAL REL.ERROR	4.38527E-10

TIMECONSTANT FACTOR : M= 1024
 TIMECONSTANT T[S] : 160000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :

PHASEJUMPING	4.03226E-11
AGING	3.68E-10
24H PHASESHIFTING	1.71253E-11
24H TEMPERATURSHIFTING	1.E-10
DIGITAL RESOLUTION	4.E-11
TOTAL REL.ERROR	5.65448E-10

TIMECONSTANT FACTOR : M= 2048
 TIMECONSTANT T[S] : 320000
 TABLE OF PARTIAL RELATIVE FREQUENCYERROR DUE TO :

PHASEJUMPING	2.01613E-11
AGING	7.36E-10
24H PHASESHIFTING	8.58605E-12
24H TEMPERATURSHIFTING	1.E-10
DIGITAL RESOLUTION	4.E-11
TOTAL REL.ERROR	9.04747E-10

MINIMUM ERROR : 4.38527E-10
 FOR M = 512

2.3.6.3 Settling Time of the Frequency Control after Switching On

When switching on the receiver the frequency control voltage starts normally at an extreme value. The frequency adjustment - dependent on the control time constant defined by the time-constant factor M - would take very long. For this reason, fast frequency control is chosen (cf. section 2.3.4).

The settling time of the frequency standards XSRM and XSD 2 for a frequency error of 10%, 5% and 1% relative to the initial error is shown in Fig. 4-10 (A, B) for $M = 1$.

With fast frequency control and a time constant factor $M = 1$ the quantization errors of the control voltage referred to in section 2.3.6.1.5 are no longer negligible. After frequency control is reached the control voltage fluctuates by ± 320 mV leading to frequency errors according to the control voltage sensitivity of the frequency standard employed.

After the settling time of the frequency these errors are as follows for the frequency standards XSRM and XSD 2:

Frequency standard	Relative frequency error ($M = 1$)
XSRM	6.4×10^{-11}
XSD 2	1.3×10^{-9}

This remaining frequency error must again be regarded as the initial frequency error after switching the control time constant over to NORM. by means of 5 and as a result to the selected control time constant defined by the time-constant factor M (cf. sections 2.2.4 and 2.3.6). Frequency control following a change in frequency is generally dealt with in section 4.1.3.3.

For further decrease in the frequency error see Fig. 4-10 (A for XSRM and B for XSD 2).

2.3.6.4 Correction of the Control Time Constant

The reception of the reference phase does not only fluctuate within 24 hours (cf. section 2.3.6.1.2) but there is, in addition, an annual fluctuation period which is suppressed by the control system of the XKE 2. The annual fluctuation involves, however, a 24-hour phase fluctuation dependent on the time of the year which is particularly noticeable in the dry time of the year. It is, therefore, advisable to permanently measure the reference phase fluctuation and determine the maximum possible peak-to-peak deviation. This might lead to a revision of the optimum control time constant (cf. section 2.3.6.2).

3. Maintenance

The Standard Frequency Receiver XKE 2 does not require periodic electrical or mechanical servicing. It is, however, recommended that performance checks according to section 3.2 be made at certain intervals for the sake of enhanced operational reliability.

3.1 Auxiliary Equipment Required

For maintenance merely a high-impedance voltmeter, full-scale deflection ≥ 10 V, is required.

3.2 Performance Check

During the performance check the standard frequency system is operating. The output frequency of the frequency standard is thereby not affected.

3.2.1 Checking the RF Gain

It is recommended that daily at the same time, e.g. at 12 o'clock, the input level is read off the panel meter 2 or a voltmeter connected to the check socket 15 taking into account the input attenuator 7. Records should be kept for a period of one year. Based on these records it will then be possible - apart from slight fluctuations - to check the RF gain relative to the time of the year.

3.2.2 Checking the Automatic Control Cutoff

As described in section 2.3.3, the response level can be varied by a total of 60 dB in steps of 20 dB. Depending on the input level, the response level may be increased by the possible combinations of these switch settings such that the control is cut off (indicator lamp 3 goes off).

After removal of the antenna cable from 14, the level indicator lamp 1 and the control indicator lamp 3 must go off.

3.2.3 Checking the Control Voltage

The voltage controlling the frequency of the frequency standard is read on the panel meter 2 with switch 4 in position CONTR. VOLTAGE. The permissible indication is between 10 and 90 scale divisions, the inclination of the reading towards full-scale deflection signifying a correction of the frequency of the frequency standard in the positive direction, and vice versa. If the control voltage reaches full-scale deflection or if the control voltage indication is near zero, the control is saturated, since it can no longer correct the frequency of the frequency standard. The resulting behaviour of the frequency control is described in section 2.3.2.1.

3.3 Electrical Maintenance

3.3.1 Adjusting the Crystal Standard

If a crystal oscillator is used as a frequency standard, its frequency must be manually corrected in the same direction into which the control voltage tends to go before the control voltage indication falls below or exceeds the permissible limits. For speedy correction, this process should take place at the minimum time constant (5). See also section 2.3.6.3.

Manual frequency correction of the Crystal Oscillator XSD2 is accomplished by means of the rotary knob on the front panel. If the control voltage indication 2 gives a full-scale deflection, the frequency must be adjusted in the positive direction.

Frequency correction should be made in very small steps to prevent over-correction.

3.3.2 Adjusting the Rubidium Frequency Standard XSRM

The situation with the XSRM is a little more complicated. Even though the Rubidium Frequency Standard XSRM contains a crystal oscillator, the frequency control of the XKE 2 acts on the atomic resonance mechanism. The frequency of the built-in oscillator for its part is controlled by a control voltage that is produced in the atomic resonator. Hence, when combining the XKE 2 with the XSRM two control-limiting effects may be obtained.

3.3.2.1 Crystal Oscillator in the XSRM

The frequency control voltage of the crystal in the Rubidium Frequency Standard XSRM is indicated on the panel meter only in conjunction with the rotary switch. If the pointer deflection of the meter approaches the range limits, the crystal frequency must be manually corrected. This process is described in the manual of the XSRM. It takes place so fast that the frequency control with the XKE 2 is not affected.

If the manual frequency correction of the crystal is not effected in time, the control voltage indication remains at first at the range limits while the atomic resonance indication in switch position CHECK becomes less and finally disappears all together.

3.3.2.2 Aging of the XSRM

The frequency aging rate of the Rubidium Frequency Standard XSRM is lower by several orders of magnitude than that of any crystal oscillator. Due to this frequency aging, however, the control voltage of the Standard Frequency Receiver XKE 2 may limit. To prevent this, it is advisable to check the control voltage on records and to adjust the manual frequency correction on the front panel of the XSRM before the range limits are reached. The direction of this correction is, as with the XSD 2, towards higher frequencies at full-scale deflection on the control voltage meter 2. Since the control time constant is very high, the frequency error introduced by the manual frequency adjustment would take very long to correct (cf. section 2.3.6). To avoid considerable frequency errors it is, therefore, best to effect the manual frequency correction in very small, equally spaced (observe scale divisions) steps that follow at uniform time intervals.

3.3.2.3 Replacement of Spectral Lamp in the XSRM

The aging referred to in section 3.3.2.2 is due to a decrease in the light intensity of the rubidium spectral lamp. This process, which is inevitable and after several operating years leads to the extinction of the rubidium spectral light, can be observed on the resonance signal of the XSRM indicated on the panel meter of the XSRM in switch position CHECK. It must not, however, be confused with what has been said in section 3.3.2.1. In this case, prior to the disappearance of the resonance signal, the internal crystal control voltage of the XSRM is by no means limited.

For frequency adjustment of the Rubidium Frequency Standard XSRM after replacement of the spectral lamp, select the minimum control time constant (cf. section 2.3.6.3) and adjust the manual frequency correction according to section 2.3.2.1 with due regard to the control characteristics.

3.4 Storage

The Standard Frequency Receiver XKE 2 as well as the frequency standards XSRM and XSD 2 must be stored in a condensation-free environment. The Rubidium Frequency Standards XSRM should not be exposed to the direct sunlight. The crystals of the frequency standards suffer irreparable damages if they are cooled down to temperatures below -40°C .

4. Circuit Description

4.1 Theoretical Considerations, Operational Function

4.1.1 Phase Control

(Cf. Fig. 4-1 in the appendix)

Function in case of phase error P1

If the connection of the control voltage to the frequency standard is interrupted, only the phase control is operative, where P1 (phase of the reference frequency F1) is the input variable and P3 (phase of the output frequency F3) is the output variable.

The control loop of the phase control under consideration includes the phase detector PD with linear transmission characteristic whose "amplification", however, depends on the reference frequency F1 used. Under the foregoing assumptions, the phase control is a linear system of the first order. Accordingly, due to changes in the phase of the reference frequency F1, its phase error P is given by the relation:

$$P = P1 \times \exp(-t/T2)$$

with

$$T2 = 1/(2k2) = 7.56 \times 10^6 / F1 \text{ [s Hz]}$$

$$P2' = \Delta\phi = P1 [1 - \exp(-t/T2)]$$

and thus the phase characteristic of the synchronous output is:

$$P3 = 10^6 / F1 \times P1 [1 - \exp(-t/T2)] \text{ [rad Hz]}$$

(cf. Fig. 4-2)

The frequency characteristic of the synchronous output is:

$$F3 = P1 / F1 / T2 \times \exp(-t/T2) \text{ [rad}^{-1} \text{ Hz s]}$$

(cf. Fig. 4-3)

4.1.2 Frequency Control

(Cf. Fig. 4-1)

If the control voltage is connected to the frequency standard FN, the block diagram of the control loop represents the cascade connection of an integrator (= frequency standard) and a transmission network (= phase control). The frequency control is a control system of the second order.

Assuming $k_2/k_1 > 1$, the phase error is expressed by the given equation:

$$P = C_1 \times \exp(-t/T_1) + C_2 \times \exp(-t/T_2)$$

with: $T_2 = 2k_2/k_1^2$

The overall open-loop gain k_1^2 adjustable with M - of the frequency control of the Standard Frequency Receiver XKE is lower than that of the phase control by several orders of magnitude. Under these circumstances, the frequency control operates aperiodically with a very high time constant compared to the phase control. Hence, the settling time of the phase control can be neglected with regard to the frequency control process, i.e. the transformer phase control can be looked at as a proportional element within the frequency control loop.

4.1.3 Effect of Disturbances on the Frequency Control

The time function of the control - schematically shown in Fig. 4-1 - can be predicted for the most important cases of practical application, the following symbols and formulas being used:

A = $dF_2(t)/F_2/dt$ [s⁻¹] = relative frequency drift of the frequency standard FN

for XSRM: $+7.72 \times 10^{-18}$ [s⁻¹]

for XSD2: $+2.32 \times 10^{-15}$ [s⁻¹]

D = $1/2 \times \sqrt{T_1/T_2}$ = attenuation factor of the frequency control loop

E = $dF_2/F_2/dU$ = control voltage sensitivity of the relative frequency error of the frequency standard FN

F1 = input frequency, reference frequency [Hz]

F2 = frequency of the frequency standard FN [Hz]

ΔF_2 = absolute frequency error of the frequency standard FN [Hz]

f2 = $\Delta F_2/F_2$

f20 = initial relative frequency error of the frequency standard FN, for example when switching on

f21 = maximum relative frequency error of the frequency standard FN after a change in the reference phase

f22 = maximum relative frequency error of the frequency standard after maximum possible change in reference phase

- $f_4 = \Omega \sqrt{T_1 T_2} =$ ratio of the exciting frequency Ω and the natural frequency of the control loop
- $k_1^2 = 1/T_1/T_2 =$ open-loop gain of the frequency control loop
- $2k_2 = 1/T_2 =$ open-loop gain of the phase control loop
- $M =$ adjustable division ratio of control voltage
- $N =$ number of phase crossings for $t_{31} < t < t_{32}$
- $\Omega = 7.27 \times 10^{-5} [s^{-1}] =$ angular velocity with period of 24 h
- $P_1 =$ reference phase of reference frequency [rad]
- $\Delta P_1 =$ change in reference phase [rad] or [s]
- $P_{10} =$ peak-to-peak value of harmonic reference phase fluctuation [rad]
- $\Delta \phi =$ setting of phase shifter PS
- 1 rad = corresponds to an angle of 57.3°
- $t =$ time [s]
- $T_1 = 2k_2/k_1^2 = 0.0487 \times M/F_1/E [s \text{ Hz } V^{-1}] =$ time constant of frequency control
- $t_1 =$ instant of maximum frequency error of frequency standard FN after a change in the reference phase
- $T_2 = 1/2/k_2 = 7.56 \times 10^6 / F_1 [s \text{ Hz}]$
- $t_{31}, t_{32} =$ instants at which the phase recorder voltage is measured
- $U_3 =$ voltage at phase recorder output
- $\Delta U_3 =$ change in voltage at phase recorder output
- $V =$ magnification factor of disturbance frequency Ω

4.1.3.1 Changes in Phase of the Reference Frequency

As can be seen from Fig. 4-1, the control variable X acts on the phase shifter PS as well as on the frequency standard FN. Control actions following phase errors will, therefore, introduce frequency errors which then are gradually eliminated with the adjusted time constant T_1 . The effect of phase errors on the frequency control decreases with an increasing ratio k_2/k_1 or T_1/T_2 .

The error phase P at the output of the phase detector PD in the case of a change in the reference phase ΔP_1 is expressed by the following equation:

$$P = P(t) = \Delta P_1 / 2x \left[2x \exp(-t/T_2) - \frac{2T_2}{T_1} \exp(-t/T_1) \right]$$

Accordingly, the relative frequency error of the controlled frequency F_1 :

$$f_2 = \Delta P_1 / T_1 / F_1 / 2 / \pi \left[x \left[\exp(-t/T_2) - \exp(-t/T_1) \right] \right] \text{ [rad}^{-1} \text{ Hz s]}$$

See Fig. 4-4

The maximum relative frequency error f_{21} after a change in phase occurs at a time

$$t_1 = T_2 \ln(T_1/4/T_2)$$

To a close approximation:

$$f_{21} = \Delta P_1 / F_1 / T_1 / 2 / \pi \text{ [rad}^{-1} \text{ Hz s]}$$

See Fig. 4-4

The maximum possible phase error of the reference frequency is:

$$\Delta P_1 = \pm \pi \text{ [rad]}$$

The maximum possible frequency error after a change in phase is thus

$$f_{22} = 0.5 / T_1 / F_1 \text{ [s Hz]}$$

See Fig. 4-7 (A, B)

The frequency error due to the discrete behaviour of the phase shifter is negligible.

4.1.3.2 Periodic Change in the Reference Phase P_1

The propagation of the sky wave, which varies in a 24-h cycle, causes the reference phase of the frequency control system to fluctuate with $\Omega = 2\pi / 86400 \text{ [s}^{-1}\text{]}$. Above all the fundamental is of interest since the amplitudes of its harmonics interfere only with the reciprocal of the square of their order. The calculation is, therefore, restricted to a sinusoidal fluctuation of the reference phase with period Ω . The reference phase fluctuating periodically with Ω , $P_1(t)$ increases the fluctuations of the phase error P by the factor V .

$$V = f_4 / \sqrt{((1-f_4^2)^2 + 4xD^2xf_4^2)}$$

This leads to a periodic fluctuation of the standard frequency:

$$f_2(t) = V / T_1 / T_2 / \Omega / F_1 \times P_1 / 2 / \pi \times \text{SIN}(\Omega t) \text{ [rad}^{-1}\text{]}$$

The daily fluctuation of the reference phase can be directly determined by means of the Standard Frequency Receiver XKE 2 if the frequency control time constant T1 is sufficiently low (cf. section 2.3.6.1.2). The output voltage, which corresponds to the setting of the phase shifter, is a direct measure of the phase fluctuation with time (cf. section 4.1.4). For determination of the resulting relative frequency error f2 refer to Fig. 4-8 (A, B).

The standard frequency fluctuation lags in phase with respect to the reference frequency fluctuation.

4.1.3.3 Change in Frequency of the Frequency Standard

This event corresponds to the behaviour of the frequency standard FN when it is switched on - in conjunction with the Standard Frequency Receiver XKE 2.

The adjustment to the reference frequency disregarding the term with the short time constant T2 is given by:

$$f2 = f20x [1 - \exp(-t/T1)]$$

See Fig. 4-5.

The settling time of the initial frequency error f20 of the frequency standard FN to arrive at residual errors of 10%, 5% and 1% can be seen from Fig. 4-10 (A, B).

4.1.3.4 Aging of the Frequency Standard

In uncontrolled operation, i.e. without standard frequency receiver, every frequency standard exhibits an approximately constant frequency drift A. Mathematically it can be regarded as a ramp-function disturbance superimposed on the control voltage $k1^2$.

Accordingly, with the usual assumptions:

$$f2 = T1 \times A$$

A constant, time-independent frequency offset is obtained. The curves applying to the Standard Frequency Receiver XKE are shown in Fig. 4-9 (A, B).

4.1.4 Phase Recorder Output

The definition of the symbols is given in section 4.1.3. The symbols refer to the control circuit shown in Fig. 4-1.

The phase recorder output of the Standard Frequency Receiver XKE located on the rear panel - check socket, contact 7 - supplies a voltage U_3 between 0 and +10 V that is strictly proportional to the phase of the phase shifter.

This voltage span, measured at two different times, corresponds to the phase change of the reference phase (input frequency) in this time interval:

$$\Delta P_1(\Delta U_3 = 10 \text{ V}) = 10^{-4} \text{ [s]}$$

In general:

$$\Delta P_1(\Delta U_3) = \Delta U_3 \times 10^{-5} \text{ [s V}^{-1}\text{]}$$

This calculation is based on the usual assumption that T_2 is very small relative to T_1 , hence $\Delta P_1 = \Delta \phi$.

If the absolute position $\Delta \phi$ of the phase shifter PS exceeds

$$10^{-4} \text{ [s]}$$

with increasing reference phase P_1 , the phase recorder output voltage U_3 rises to +10 V prior to reaching the limit value and after the limit value has been exceeded, it increases from 0 V. Conversely, with decreasing reference phase, the phase recorder voltage drops to 0 and then decreases from +10 V.

This must be taken into consideration when determining the fluctuation of the reference phase by means of a phase recorder. Each "phase crossing" corresponds - depending on the type of the phase crossing - a phase fluctuation of

$$\pm 10^{-4} \text{ [s]} .$$

The total phase fluctuation with n phase crossing, measured between the times t_{31} and t_{32} is expressed by:

$$\Delta P_1(t_{31}, t_{32}) = 10^{-5} \times (U_3(t_{32}) - U_3(t_{31}) + N \times 10 \text{ V}) \text{ [s V}^{-1}\text{]}$$

The aging of the frequency standard FN (cf. section 4.1.3.4) causes a hardly noticeable displacement of the phase shifter PS and, as a result, a very slow change in the phase recorder voltage.

4.2 Electrical Function

The Standard Frequency Receiving System consists of the active Ferrite Antenna XKE 2-Z1 and the Standard Frequency Receiver XKE 2. The receiver is of modular construction. It consists of plug-in type subassemblies as shown in the block diagram 2-2. The subassemblies mount on a base plate (motherboard).

4.2.1 Ferrite Antenna XKE 2-Z1

(See circuit diagram 299.3515 S)

The Ferrite Antenna contains a 3-stage amplifier which is supplied with the operating voltage from the receiver section via the shielded antenna cable. The amplifier design ensures weather protection (temperature, moisture). Its input comprises the ferrite coils L1, L2, L3, the resistor R2 and the capacitor C2. These elements form a low-pass filter. The frequency-dependent RF voltage induced in L1, L2 and L3 yields a maximum output voltage at approximately 25 kHz. By this measure, the frequencies of sound broadcasting transmitters are effectively suppressed. Owing to the components used, the output phase of the low-pass filter is not affected by extreme temperature fluctuations. The amplifier based on the transistors T1 and T2 uses current feedback and thus operates linearly and free from distortion even in the vicinity of strong broadcasting transmitters. The transistor T3, acting as an emitter follower, couples the signal out to the antenna cable with a low impedance. The current consumption of the complete amplifier is approximately 5 mA at an operating voltage of 10 V.

4.2.2 Motherboard

(See circuit diagram 291.0017 S)

The motherboard contains all connecting lines between the PC boards, to the connectors and to the operating elements. The RF lines are shielded by appropriate layout. The components mounted on the motherboard are the protective diode and an RF filter at the power supply input BU8 (10 on Fig. 2-1).

4.2.3 Filter Board XKE 2-B1

(See circuit diagram 299.3015 S)

The Standard Frequency Receiver XKE 2 is a tuned-radio-frequency receiver. The frequency selection is accomplished by means of resonant circuits at the input and output of the 2-stage amplifier T2, T3. The broadband characteristic of the resonant circuits ensured by the resistors R2, R4, R26, R33 prevents

heavy phase fluctuation of the input frequency due to temperature. The standardized input frequencies 60 kHz, 75 kHz and 77.5 kHz are switched over by means of the coding switch assemblies S1, S2. For coding see section 2.2.3.2. Although the current-feedback amplifier T2, T3 amplifies higher RF voltages without distortion, it is also possible to connect to its input a 40-dB attenuator for very high field strengths. The input attenuator uses the dynamic internal resistance of the diodes GL1 - GL4 in the resistor network R3, R6 - R10 as control resistance. The resistance control is accomplished via the diode current, which is switched over with the aid of the transistor T1 via the contacts 19 and 22 of the multipoint female connector from the check socket BU5 on the rear panel (15 on Fig. 2-1) and by means of the front-panel switch 7.

The filter board has its own supply voltage regulator (GL6 and T4). The regulated voltage is also supplied to the Ferrite Antenna via the antenna line BU10 (14) through resistor R1 and the input transformer TR1. R1 provides short-circuit protection.

4.2.4 Limiting Amplifier Y3

(See circuit diagram 291.0417 S)

The untuned limiting amplifier connected after the filter amplifier permits logarithmation of the RF amplitudes over a voltage range of more than 3 decades, thus eliminating the need for a complex AGC amplifier which would involve amplitude-dependent phase shifts.

The logarithmic amplifier is made up of a train of individual amplifiers of the same type B1 - B5 with a back-to-back diode pair connected into their feedback branches. Excessive input voltages are limited by the diode groups GL4 - GL6 and GL7 - GL9. The logarithmated amplitude of the RF voltage is available at contact 29 of the multipoint female connector. It is used for monitoring the input level and analyzing the transmitted time signal.

Moreover, the logarithmated amplitude of the RF voltage is available at the switching amplifier B6 where the input signal is converted into a squarewave voltage of constant amplitude which, in turn, is taken to the phase detector.

4.2.5 Standard Frequency Input/Phase Shifter Y2

(See circuit diagram 291.0517 S)

The signal for comparison with the frequency of the input signal required for phase detection and, consequently for frequency control of the frequency

standard is derived from this board and the synthesizer board.

The controlled frequency standard delivers the frequencies $1/2/5$ or 10 MHz. The voltage at one of these frequencies passes to the input and limiting amplifier consisting of the transistors T1, T2, T3. The primary of the transformer constitutes a resonant circuit which is tuned to the input frequency, causing the 10-MHz component to be filtered out. The transistor chain T5, T6, T7 on the secondary side in turn limits the transmitted signal and thus controls the flip-flop B3I and the gates B5I, B5II. This TTL circuit produces two pulse trains of 5 MHz at the gate outputs of B5I and B5II in such a way that the voltage levels (H) do not overlap. The 5-MHz pulse train of the output of the gate B5I passes through the gates B6II and B6III (Mp5) to the clock inputs of the frequency divider (division factor 5) consisting of the flip-flops B3II, B4II, B4I if the signal (-) of the phase detector taken to the board contact 17 is not at H level.

Assuming that the request signal (-) of the phase detector is longer than two periods of the 5-MHz clock, one pulse to the frequency divider is skipped in the following manner: the request signal (-) enables the clear input of the flip-flop B2I. At this time the \bar{Q} output of the flip-flop B2II is still being set via the L level at the Q output of B2I. The first pulse of the 5-MHz signal after the appearance of the request signal (-) sets the Q output of the flip-flop B2I to the voltage level H. It is combined with the still active \bar{Q} output of the flip-flop B2II in gate B6I to form an inactive signal inhibiting the immediately following 5-MHz pulse in gate B6II which, however, resets the \bar{Q} output of the flip-flop B2II at the end of the pulse (L). This, in turn, causes an active state at the output of the gate B6I and, as a result, the release of the following 5-MHz pulse to the frequency divider B3II, B4II, B4I. After clearing of the request (-) the flip-flops B2I and B2II resume their initial states, which thus permit the continued clocking of the frequency divider.

The circuit consisting of the flip-flops B1I, B1II and the gates B5IV, B6IV is clocked with the second, displaced pulse train from the gates B5II.

On occurrence of the request signal (+), it causes in a similar way insertion of an additional pulse which permits incrementation of the divider chain B3II, B4II, B4I.

The above described circuit system produces displacement of the phase of the 1-MHz output signal of the divider chain by ± 1.256 rad upon each request of the phase shifter depending on whether it is (+) or (-). In this way, it

is possible to obtain a desired phase displacement (several radians) for the 1-MHz signal which passes via an output amplifier consisting of the transistors T8, T9 in the form of a squarewave signal with a duty cycle of 1:4 to the output socket 12. This 1-MHz signal is not a strictly periodic voltage on account of the finite displacements of the phase shifter but transmits the instantaneous, transformed phase of the input signal.

The integrated voltage regulator B7 supplies all elements with a stabilized 5-V voltage. It is protected against shorts to ground.

4.2.6 Synthesizer Y4

(See circuit diagram 291.0569 S)

For controlling the frequency standard, its frequency must be transformed to the input frequency to permit phase comparison. This is accomplished by means of the synthesizer, which in turn is fed from the 1.256-rad/step phase shifter (cf. section 4.2.5) with a 1-MHz signal derived from the standard frequency.

The counters B1, B2 divide the phase-shifting 1-MHz signal by the factor 100 to a frequency of 10 kHz, which reduces the phase displacement effect of the phase shifter to 0.01256 rad. This 10-kHz signal is used as reference (MP2) for the phase/frequency comparator of the synthesizer consisting of the flip-flops B3I, B3II and the gate B4I.

The voltage-controlled RC oscillator made up of the transistors T2 - T6 and the decoupling diodes GL1, GL2 covers without synchronization a frequency range from 0.8 to 2.9 MHz using the range switches S5I, S5II whose coding is described in section 2.2.3.1.1. The oscillator clocks the programmable down counter group B5, B6 via the transistor T1. Programming is accomplished by means of the switch pairs S1 - S4 whose settings are described in section 2.2.3.1.2. The reset signal of the counter group which resets the counters with the coding of the switches is also applied to the phase/frequency comparator (MP3).

The phase/frequency comparator produces in a closed phase control loop at its output MP4 a control signal which influences the frequency of the voltage-controlled RC oscillator so that the output phase of the programmable counter chain (MP3) coincides at 10 kHz with the reference phase. In this way, the frequency of the RF oscillator is tunable to any harmonic of 10 kHz between 0.8 and 2.55 MHz depending on the coding. It should be borne in mind

that the control voltage at MP4 of the phase/frequency comparator must not fall outside the voltage range from +0.7 to +2.5 V in synchronized operation to prevent saturation of the control action. The frequency of the RC oscillator rises with the voltage at the base of transistor T2. The resistors R3 and R4 suppress together with C1 the spikes occurring at the flip-flop outputs. The attenuator proper of the phase control loop consists of the resistors R5, R6 and capacitor C2.

In order to obtain a frequency that is equal to the input frequency, the oscillator signal clocks the counter chain B7, B8, whose division ratio (5, 10, 20, 50, 100) can be selected with the switch pairs S6, S7. The output signal of the counter chain B7, B8 is a symmetrical squarewave signal. A second division of the frequency by 2 is effected in the flip-flop B9I. Its output signal, which is also a symmetrical squarewave, is buffered via the gate B10II and is applied to the phase comparator (cf. section 4.2.7) together with the input frequency. Hence, the overall division ratio of the oscillator frequency is 10, 20, 40, 100 or 200. The flip-flop B9II with the aid of the gates B10III, B10IV also generates a squarewave signal of the input frequency but with a duty cycle of 3:1. It is used for detection of the synchronization of the standard frequency receiver with the frequency standard and the input frequency as well as for input level monitoring.

4.2.7 Phase Detector/Control Time Constant Y5

(See circuit diagram 291.0617 S)

Uniform supply of all components of this PC board with the stabilized voltage of +15 V is ensured by means of the integrated regulator B12.

4.2.7.1 Phase Detector/Time Constant

The phase detector compares the reference phase of the input frequency (PC board contact 32) with the phase of the synthesizer of the same frequency (PC board contact 31), transistor T2 acting as switch. It is driven by the transistor T1 with the phase of the synthesizer in the form of a symmetrical squarewave voltage. From this phase error signal (MP2), two types of pulses according to the sign of the phase error (MP3 and MP4) are formed by means of a linear voltage/frequency converter.

The voltage/frequency converter consists of an inverting integrator based on the amplifier B1 with the resistors R10, R12 and the capacitor C10, the DC voltage at the non-inverting input, contact 3 being about +8.2 V above earth potential. If the frequency error of the input signal is positive, i.e. if the phase of the synthesizer lags with respect to the input frequency, the output voltage of the integrator drops below the reference voltage until at a voltage difference of about -0.7 V the monostable consisting of the transistors T5, T6 and the timing element R19, C11 is actuated. After several microseconds, it switches, discharging the capacitor C10 and consequently resetting the integrator by means of the transistor T3, and supplies a pulse (MP3). If the phase error of the input signal is negative, the integrator output voltage increases until at about +0.7 V, a second monostable consisting of the transistors T7, T8 resets the integrator by means of T4 and produces an output pulse (MP4).

The performance of the voltage/frequency converter can be checked independently of the phase and frequency control loop of the standard frequency by removing the connector links at the test points MP3 and MP4.

The pulses of the voltage/frequency converter caused by a positive phase error increment the CMOS counter chain B2, B3, B5, B7 and the pulses caused by a negative phase error increment the CMOS counter chain B4, B3, B6, B8. The first segments of the two chains, i.e. B2 and B4, divide the associated pulses by 16. The pulse sequences thus obtained control via the PC board contacts 26, 27 the 1000-division digital/analog converter for the phase recorder output (cf. section 4.2.8). A further division of the pulses of the counter outputs B2, B4 by 2 is accomplished by the flip-flops in B3. Their outputs cause the transistors T10 and T11, which act as TTL level converters, to switch. The pulse sequences of the voltage/frequency converter, which are in all divided by 32, effect, via the PC board contacts 29 and 30, the phase displacements of the phase shifter (cf. 4.2.5). A further division of the output pulses of the voltage/frequency converter can be selected with the switch assemblies S1, S2, S3, S4 when operating the XKE 2 with the division factors $M = 16, 32, 64, 128, 256, 512, 1024, 2048$. In this case, the assignment in pairs of the individual switches must be observed. The encoding of the division factor M , which influences the time constant of the frequency control loop, is described in section 2.2.4. The output signals of the pulse rate dividers (adjustable with M) pass through the gates B9III, B9IV and B10III, B10IV via the PC board contacts 16 and 15 to a 1000-division digital/analog converter (cf. section 4.2.8) which produces the

frequency control voltage for the frequency standard.

For fast warmup of the frequency standard controlled by the Standard Frequency Receiver XKE 2, the outputs of the counter network with the division factor M can be switched off and the outputs of the voltage/frequency converter connected immediately to the following D/A converter. This is accomplished by connecting the transistor T12 and the gates B9, B10 via the PC board contact 20 (socket 15) or 21 (switch 5) to chassis.

4.2.7.2 Input Level Indication

The logarithmated voltage amplitude of the input frequency (cf. section 4.2.4), which is available at the PC board contact 13, is switched by means of transistor T16 acting as synchronous detector. This switching voltage is in locked phase relation with the control phase at the phase comparator and in the case of synchronization with the phase of the input signal causes a positive voltage at the capacitor C23 (MP5). The amplifier B11III expands this voltage for the logarithmic range of the limiting amplifier with the aid of an initial voltage supplied by the amplifier B11I. From the buffer amplifier B11IV, the level signal, which is a logarithmic measure of the antenna voltage (approximately 3 V/20 dB), is taken to the PC board contacts 4 (15) and 5 (2). The logarithmated squarewave signal, on the other hand, passes to an inverting threshold switch B11III whose minimum threshold can be raised by 20 dB by connecting the transistor T17 via the PC board contact 12 (8 or 3 (15)) to chassis. The timing element C29 following the threshold switch features two time constants: 10 ms with R100 for discharging C29 when the level minimum is exceeded and 3 s with R103 for charging C29 when the level minimum is not reached. The switching amplifier B13IV coupled to the timing element indicates the standard frequency input via the emitter current of the transistor T18 which causes the light-emitting diode 1 to light. The following amplifier B13I with a further timing element supplies only in the presence of a high enough input signal a voltage level of +15 V to PC board contact 8 via transistor T19. At an output level of 0 V, the frequency control voltage is frozen (cf. section 4.2.8). At the same time, the logic signal involved in the frequency control and produced by means of transistor T20 is available at the rear panel of the instrument (15) with a voltage level of 5 V. The associated visual indicator (3) is controlled by the transistor T26.

Time signal transmission by means of the standard frequency transmitters is usually accomplished by keying the amplitude. The logarithmated input signal is rectified in a voltage-doubling circuit consisting of GL20, GL21, C30, C31. The threshold switch B13II, which exhibits a certain hysteresis, is switched with the remaining voltage variations of the detector. The output of this switch is conditioned with the input level via R108. It drives the transistor switch T25, which in turn supplies the transmitted time signals with negative logic (2, 15).

4.2.8 Digital/Analog Converter Y6

(See circuit diagram 291.0469 S)

This PC board carries two identical 1000-division D/A converters. One converter produces the frequency control voltage for the frequency standard and the other a voltage that is proportional to the displacement of the phase shifter (cf. section 4.2.5). All digital circuits are of CMOS design.

The D/A converter for the generation of the frequency control voltage consists first of all of a digital store in the form of three cascaded decade up/down counters B3, B9, B17 which are incremented or decremented depending on the overflow of the corresponding divider groups of the phase detector programmable with M (cf. 4.2.7.1). This is accomplished by means of a logic circuit which differentiates by means of two time constants. The longer time constant with R1, C1 or R2, C2 cuts off the transistor T1 or T2 for several μ s following the positive-going edge of the input signal, resetting the flip-flop consisting of the gates B1I, B1II. Thus the voltage at flip-flop output B1I, pin 3, determines prior to the appearance of the clock pulse the counting direction of the counter network B3, B9, B17, for example, upon a positive request. The delayed positive-going edge, which changes the count is produced by the shorter time constant with R53, C25 or R54, C26 and transmitted to the clock inputs (pins 15) of the counter network via the gates B1III, B1IV.

Since changes in this counter state are relatively seldom, it can be regarded as a digital store which contains the control voltage in digital form. For digital/analog conversion of the store contents, a second counter network consisting of B5, B11, B19, also with a count capacity of 1000, is required which is constantly incremented with 1 MHz via the transistor T3 and thus with a cycle time of 1 ms constantly goes from 0 to 999. When changing from 999 to 0, the counter overflow resets the flipflop 1 in B22

via gate B16II (MP3). At the same time, the flipflop 2 in B22 is reset for the second digital/analog converter. Since the counter network B5, B11, B19 continues to increment, it reaches after no more than 1 ms the same value as the store network B3, B9, B17. This is indicated (MP2) by a digital comparator consisting of the gates B4, B10, B18, B8II, B14I, B14II, B16I, which sets the associated flipflop 1 in the network B22. Thus its \bar{Q} output (MP5) features a precise on/off ratio which corresponds to the store content of B3, B9, B17 as a fraction of 1000. Since the source-drain resistance of the conducting output transistor of the flipflop 1 remains negligible relative to the resistances R22, R23, R24 of the filter section C17, C18, the DC voltage present at C18 is strictly proportional to the on/off ratio of the flipflop and the operating voltage. The amplifier B23III delivers the filtered DC voltage with no interaction as frequency control voltage (11) to the frequency standard with a voltage swing of 10 V, while the amplifier B23II acts as control-voltage amplifier for meter 2.

The D/A converter for the display of the phase shifter displacement (cf. section 4.2.5) is of identical design as the converter for the control voltage described above. The voltage swing at the output of the amplifier B23IV is 10 V corresponding to a phase displacement of the input phase of 1 rad, transformed to 10 kHz (cf. section 4.2.6). The amplifier B23I acts as an amplifier for meter 2.

To ensure a temperature-independent frequency control voltage of high long-term stability, precise supply voltage regulation is indispensable. It is achieved by means of the precision reference diode G16, the amplifier B24 and the transistor T7, T8.

In case of failure of the incoming standard frequency (cf. section 4.2.7.2) the store networks for control voltage generation as well as for the phase position signal are frozen via transistor T4. They cannot be changed as long as the failure lasts. Hence, the frequency control voltage also remains unchangeable until the reference frequency is received again.

4.3 Mechanical Design

The Standard Frequency Receiver XKE 2 is a module of the Rohde & Schwarz standard frequency line. It is compatible for integration into this standard frequency system.

For mounting it, two guide pins are provided on the rear wall of the instrument and two screws on the front panel. The two screws on the front panel

alone are insufficient. To remove the instrument, loosen the screws and withdraw the instrument at the front panel. Prior to doing so, separate the rear plug-and-socket connections.

The instrument is of rugged construction and completely vibration- and shock-proof, which will only be true with certain restrictions for the frequency standard used. The PC boards (cf. Fig. 2-3) are inserted into non-reversible connector strips and can be removed from the top. The instrument cover prevents them from getting undone. The heat development in the XKE 2 is minor. Its site of installation is, therefore, not critical.

The operating elements on the front panel and the connectors on the rear panel are arranged in a straight-forward manner and are readily accessible. After removing the cover plate, easy access may be gained to the coding switches (Figs. 2-4 to 2-6) for setting the input parameters without the need for removing the PC boards.

The active Ferrite Antenna XKE 2-Z1 is accommodated in a non-magnetic and weatherproof synthetic resin case. A sturdy aluminium arm is supplied with the antenna for mounting on the mast. Hence, the antenna can be set up in the open air. Observe applicable regulations for protection against lightning.

5. Repair

5.1 Auxiliary Equipment Required

- Decade signal generator with interpolation oscillator, such as System 3000 from Messrs. Adret (distributed by Rohde & Schwarz)
- AF millivoltmeter, $f_{\text{limit}} > 200 \text{ kHz}$, such as UVN from Rohde & Schwarz
- Pulse generator with adjustable level up to 15 V into 50Ω
- High-impedance DC voltmeter up to 30 V
- Adapter board (supplied with XKE 2)
- Frequency counter
- Dual-trace oscilloscope

5.2 Trouble Shooting

Faults likely to occur may be divided into two groups: no reception and no control action.

5.2.1 No Reception

Level indicator lamp 1 does not light.

5.2.1.1 Faulty Antenna or Antenna Downlead

Check the gain of the active Ferrite Antenna XKE 2-Z with the aid of the test setup shown in Fig. 5-1. A signal generator with an output impedance of 50Ω supplies 75 kHz and a voltage of $5 \text{ mV}_{\text{rms}}$ to a 22-turns coil near the flange. Measure the output voltage at the antenna input, at which the supply voltage is fed in via a $1.2\text{-k}\Omega$ resistance, and observe on an oscilloscope. Nominal RF output voltage $V_{\text{rms}} = 150 \text{ mV} \pm 20\%$. It should be free from distortion.

5.2.1.2 Defective Filter Board

Connect signal generator ($V_{\text{rms}} = 10 \text{ mV}$) to the antenna input 14 and apply selected input frequency (cf. section 2.2.3). Nominal AC voltage at test point MP2 (cf. circuit diagram 299.3015 S) $V_{\text{rms}} = 50 \text{ mV} \pm 20\%$ and at test point MP3, $V_{\text{rms}} = 40 \text{ mV} \pm 20\%$. Nominal voltage at the PC board contact 6 $V_{\text{rms}} = 1 \text{ V} \pm 10\%$. The measurement must be made with the input attenuator 7 switched off, i.e. in position NORM.

5.2.1.3 Defective Limiting Amplifier

Apply selected input frequency (cf. section 2.2.3) with a voltage $V_{\text{rms}} = 1 \mu\text{V}$ - 10 mV to the antenna input 14. The peak-peak voltage at the output of the amplifier (cf. circuit diagram 291.0417 S), PC board contact 29, should be in a logarithmic relationship with the input voltage. This can be checked by plotting the input and corresponding output voltages on semi-logarithmic paper. The output peak voltages corresponding to the input voltages $1 \mu\text{V}_{\text{rms}}$ and $10 \text{ mV}_{\text{rms}}$ are 2 V_{pp} and 8 V_{pp} , respectively.

Measure input frequency at PC board contact 30. Nominal value: squarewave voltage, 20 V_{pp} .

5.2.2 Faulty Standard Frequency Signal

5.2.2.1 Standard Frequency Signal Too Small

In case of failure of the crystal oscillator or the output amplifier of the frequency standard, the standard frequency signal at input 13 is smaller than $200 \text{ mV}_{\text{rms}}$ or it is not present at all. The sync detector T16 on the phase detector board (cf. circuit diagram 291.0617 S) is then not driven with the comparison signal produced by the synthesizer from the standard frequency and no input level indication nor control action is obtained.

5.2.2.2 Unduly High Frequency Error of Standard Frequency

The capture range of the phase control of the Standard Frequency Receiver XKE 2 is $\pm 2 \times 10^{-7}$. If the frequency error of the frequency standard is higher, the input frequency is not synchronized with the standard frequency (cf. section 5.2.2.1).

5.2.2.3 Faulty Synthesizer

The synthesizer transforms the standard frequency to the input frequency. For its setting refer to section 2.2.3.1.2. The phase comparison in the synthesizer is made at 10 kHz. This AC voltage should be present at the test points MP2, MP3 (cf. circuit diagram 291.0569 S) if the control is operative. The rectified signal for the voltage-controlled oscillator at test point MP4 may be between +0.7 and +2.5 V with synchronization. The frequency of the AC voltage of the oscillator at MP6 should be an integral multiple of 10 kHz. The output signals of the synthesizer at the input frequency present at the PC board contacts 1 and 2 feature TTL levels and a

voltage (current)-duty cycle of 1:1 and 3:1, respectively.

The frequency supplied by the synthesizer, which must be equal to the input frequency, is measured by means of a frequency counter.

5.2.3 Defective Control

5.2.3.1 Checking the D/A Converters

First check the proper functioning of the counter network B5, B11, B19 (cf. circuit diagram 291.0469 S). It is checked via the PC board contact 30 by the 1-MHz TTL pulses derived from the standard frequency. Regardless of the proper functioning of the D/A converters 1-kHz needle pulses must be present at test point MP2.

The performance of the D/A converters can be checked independent of the other subassemblies of the XKE 2 as follows. Unsolder the PC board contact 32 on the adapter board (on both sides) and connect a pulse generator supplying pulses of about 100 Hz and 15 V_{pp} (observe an oscilloscope) to the D/A converter board via a series resistance of 470 Ω. As a result, a positive squarewave voltage is obtained at MP2 which can be observed on the screen of an oscilloscope. This squarewave, which recurs periodically, at first has no negative voltage dip. It gradually becomes more and more narrow until the positive pulse disappears. For display on an oscilloscope it is advisable to derive the trigger pulse at test point MP3. At the same time, a sawtooth voltage should be measurable at the output of the D/A converter, i.e. at the PC board contact 4, which starts abruptly at 10 V and drops slowly and linearly to 0 V. With the external pulses applied to PC board contact 31, the time function of the output voltage and of the squarewave voltage at MP 2 must be exactly reversed.

The above applies analogously to the second D/A converter.

5.2.3.2 Checking the Phase Detector and the Control Time Constant

(See circuit diagram 291.0617 S)

5.2.3.2.1 Control Time Constants

The control time constants are determined by the counter networks following the voltage/frequency converter, one for each counting direction, with their symmetrical programming by means of M (cf. section 2.2.4). For checking, apply a 15-V_{pp} squarewave signal via 470 Ω after removing the connector

links at the test points MP3 and MP4. A signal of the frequency of the pulse generator divided by M must then appear at the PC board contacts 15 and 16. The overall check of all counters of a network is best made with the maximum division ratio $M = 2048$. After checking or repair restore previous state of programming.

The outputs for the D/A converter for indication of the phase position at the PC board contacts 30 and 29 produce TTL squarewave signals with the fixed frequency division ratio of 32.

In position MIN of the switch 5, the clock pulses of the pulse generator pass to the PC board contacts 15 and 16 without frequency division.

5.2.3.2.2 Voltage/Frequency Converter

The voltage/frequency converter consists of an integrator and two monostables with symmetrical trigger thresholds, one for each polarity of the integrator output.

The operation of the voltage/frequency converter can be tested by removing R10 and connecting MP 2 to the +15-V supply via a 64-k Ω resistor or to ground via an 82-k Ω resistor. In this configuration, short pulses with an amplitude of 15 V_{pp} and a frequency of 100 Hz $\pm 25\%$ occur at test points MP3 and MP4.

5.2.3.2.3 Phase Detector

The switching performance of the transistor T2 can be checked at test point MP2 on an oscilloscope.

5.2.3.3 Checking the Phase Shifter

(See circuit diagram 291.0517 S)

For checking the phase shifter, interrupt the contacts 10 and 17 on the adapter board and apply pulses up to about 500 kHz from a pulse generator with TTL levels. In the first case, a pulse rate is measured at test point MP5 by means of a frequency counter, consisting of the sum of 5 MHz and the frequency applied. In the second case, the difference frequency is obtained at MP5.

Proper functioning of the pulse processing is checked by means of a signal generator with output level control at one of the permissible standard frequencies at test points MP3 and MP4. Pulses of 10 MHz must be present at test point MP4, which cause the following gates to conduct.

5.2.4 Defective Sync Detector

The sync detector for detection of the input signal is shown in circuit diagram 291.0617 S. T16 acts as switch which conducts for only 1/4 cycle of the synthesizer frequency. The subsequent amplifiers are used for signal processing for level indication and level monitoring.

5.2.5 System Test

For a system test, the decade signal generator of Series 3000 from Messrs. Adret can be used. Its reference oscillator is disconnected and instead the standard frequency of the standard frequency generator of the frequency control system fed in. The decade frequency selector is set to the input frequency. When varying the interpolation oscillator in the frequency weighting below 1 Hz, the frequency control voltage and the phase shifter signal must track accordingly.

5.3 Adjustment

5.3.1 Filter Board XKE 2-B1

The two resonant circuits at the input and the output (cf. circuit diagram 299.3015 S) of the amplifiers are adjusted to maximum gain by means of fixed capacitors according to the switch-controlled frequency coding (cf. section 2.2.3.2). The total gain of the board is brought to 100 with potentiometer R25, the input attenuator 7 being set to NORM.

5.3.2 Synthesizer

The frequency-determining capacitors of the voltage-controlled oscillator in circuit diagram 291.0569 S must be chosen such that the frequency intervals given in section 2.2.3.1 are covered for the control voltage range from 0.7 to 2.5 V.

5.3.3 Input Level

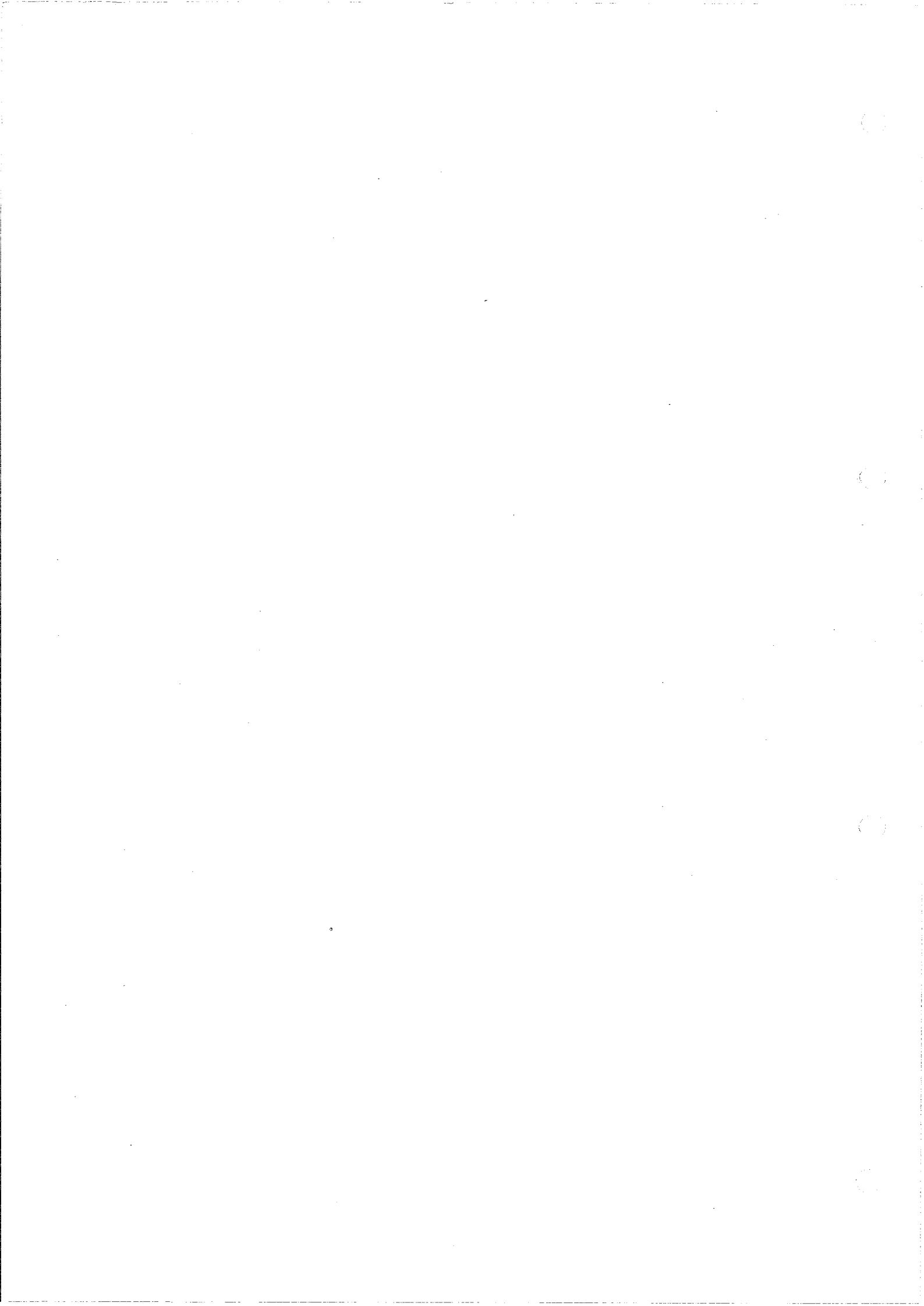
The potentiometers R52 and R63 on the phase detector board (circuit diagram 291.0617 S) must be set such that the threshold switch of the INPUT LEVEL meter just responds, i.e. a DC voltage of 10 V is present at the PC board contact 4 with an antenna voltage of 0.7 μ V and 10 mV, respectively at the input frequency applied to 14. The antenna voltage is supplied by a signal generator. The switches 7 and 8 must be in position NORM.

5.4 Repair

Make sure that no shortcircuits occur during the repair which might destroy those circuits that are susceptible to them.

When replacing component parts, use only such replacements that meet the ratings in the parts lists. Order them from Rohde & Schwarz if they cannot be obtained elsewhere.







ROHDE & SCHWARZ

MÜNCHEN

Bilder

Figures

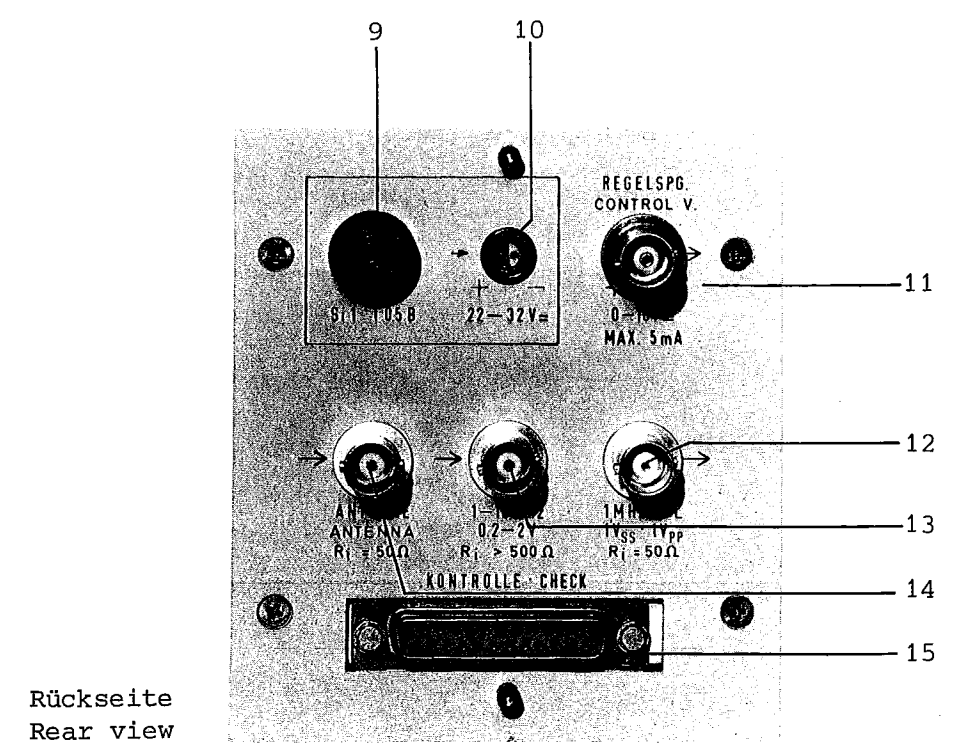
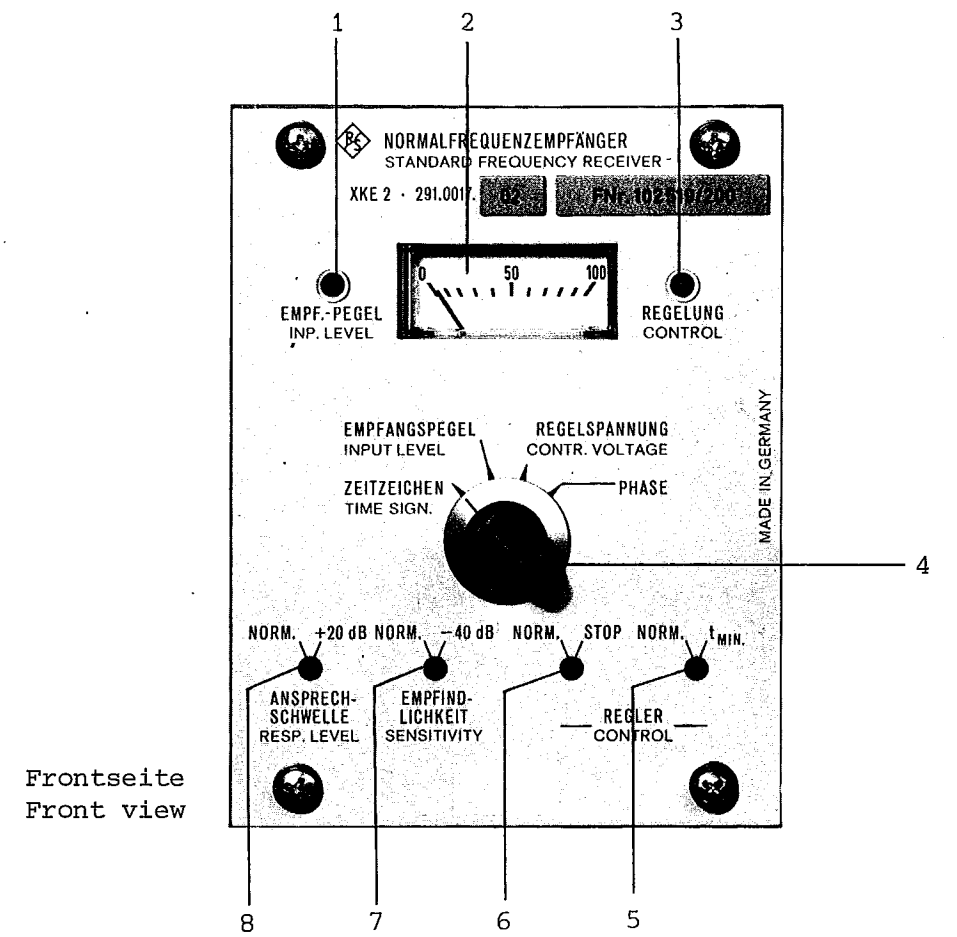


Bild 2-1 Bedienbild
Fig. 2-1 Operating controls

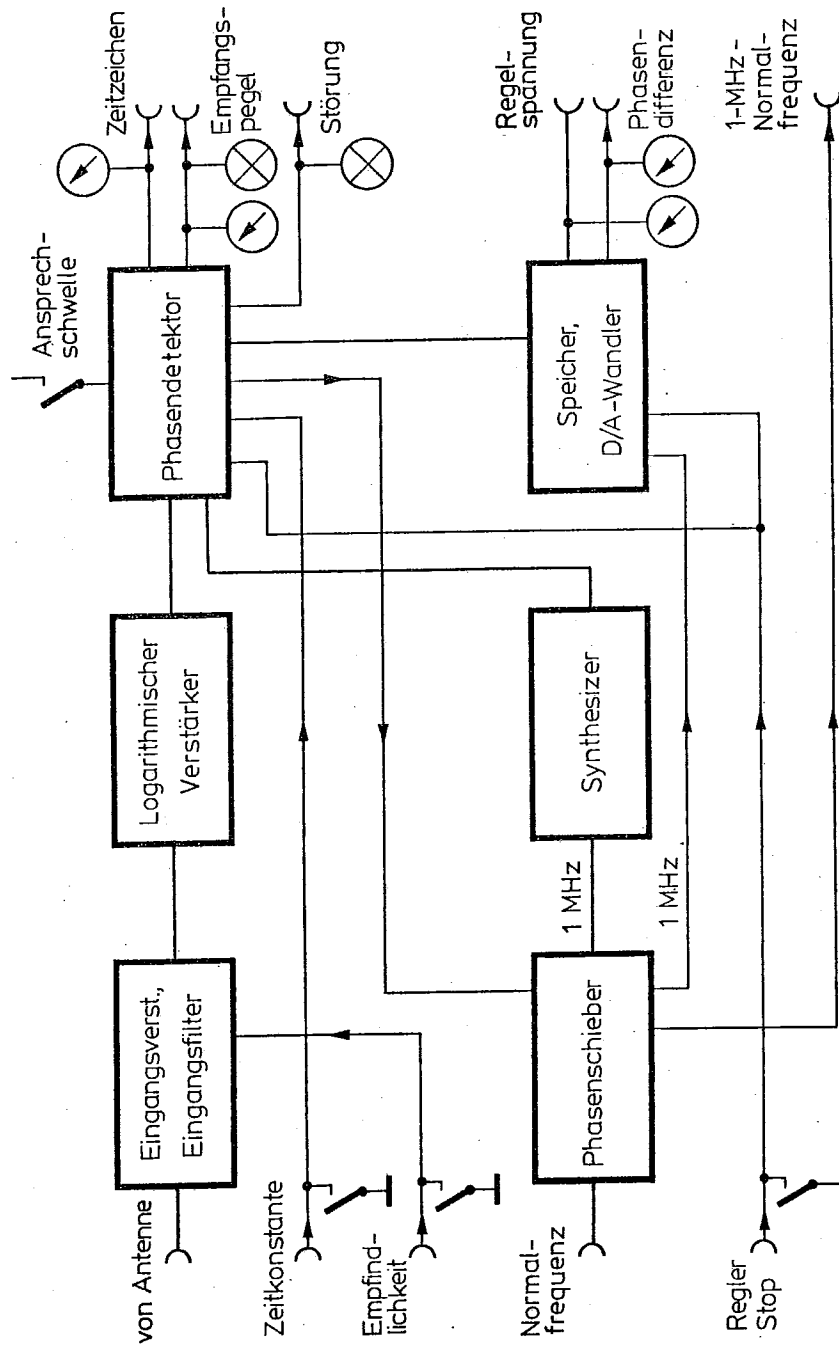


Bild 2-2 Blockschaltbild

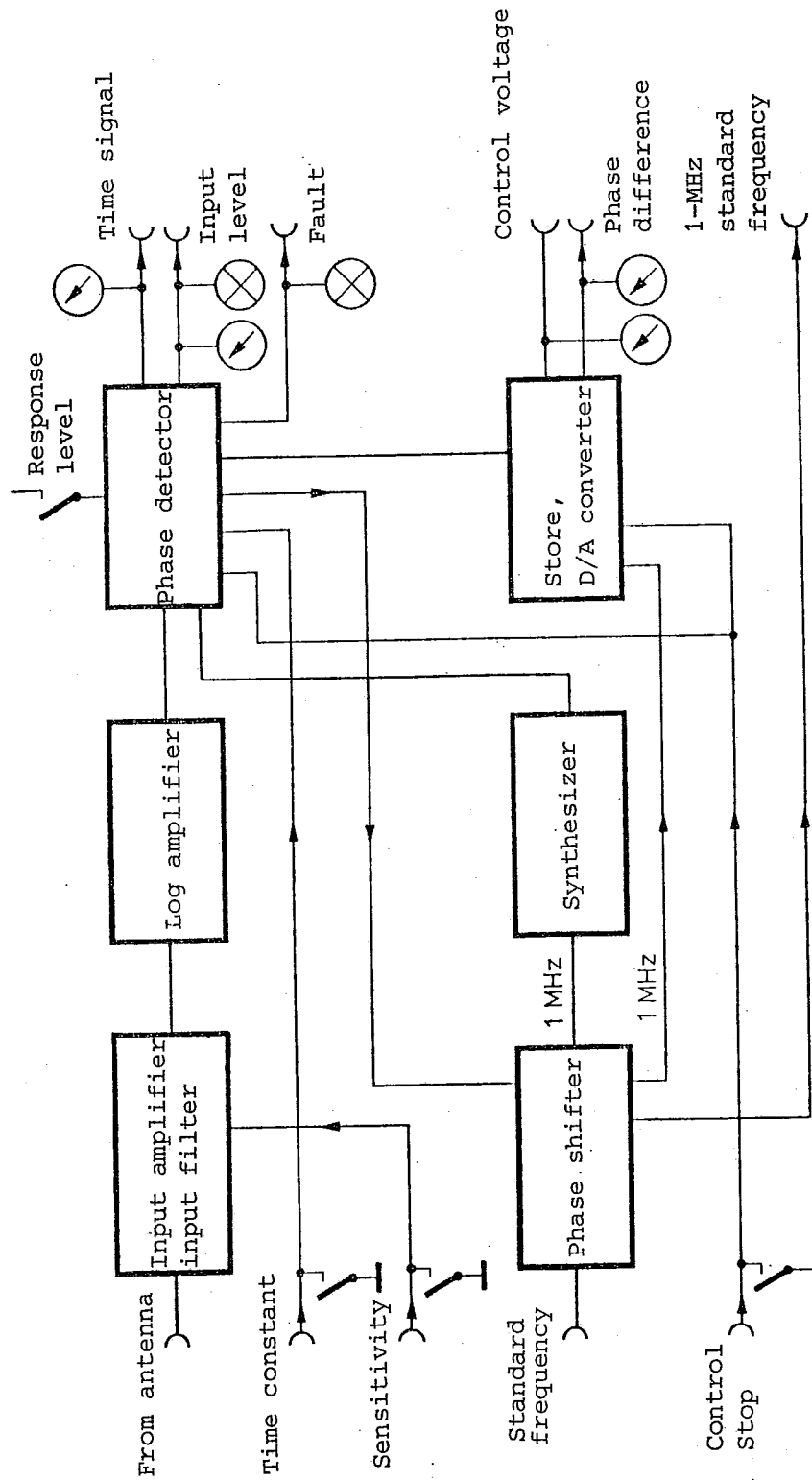


Fig. 2-2 Block diagram

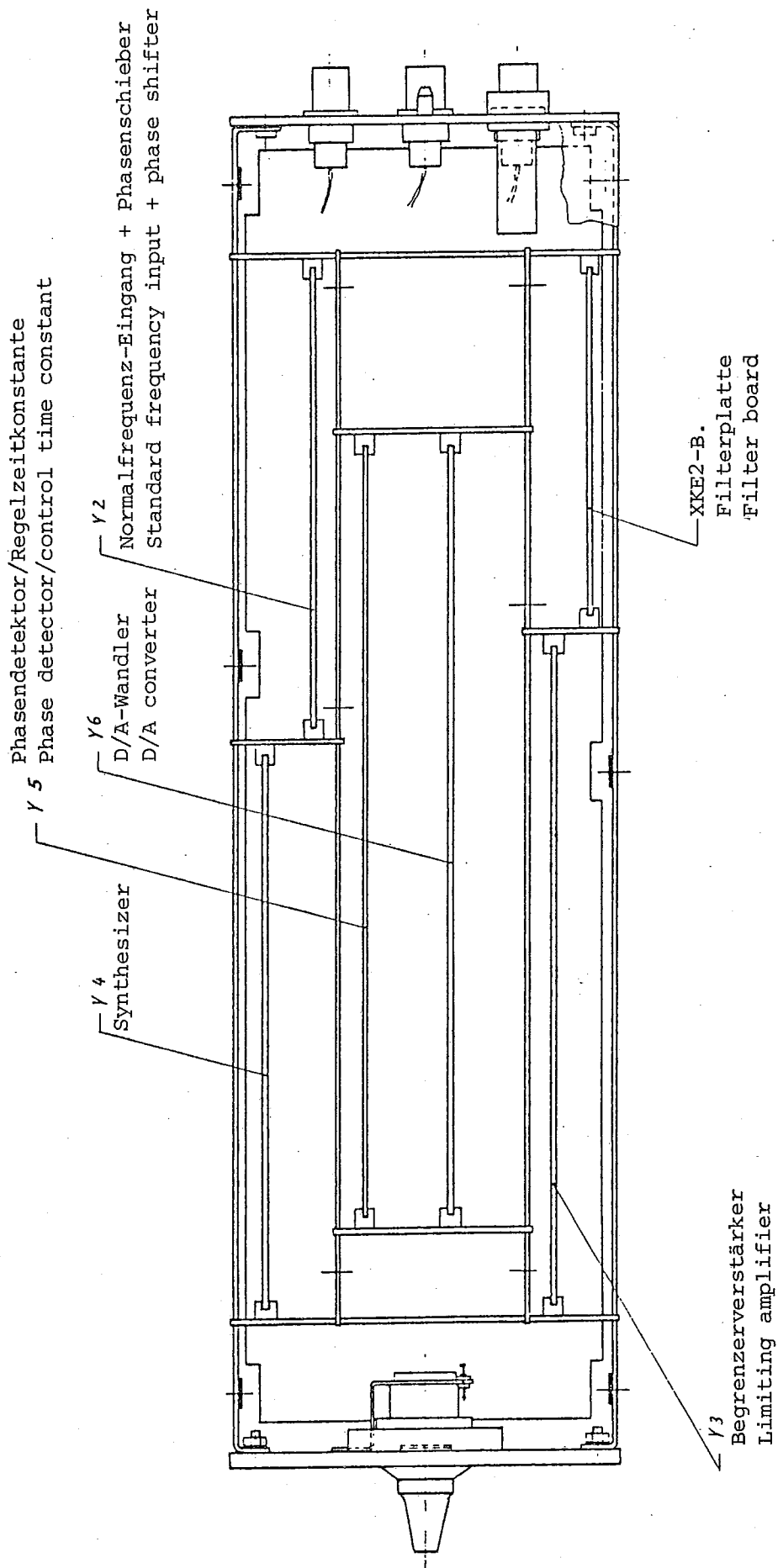


Bild 2-3 Lage der Baugruppen
Fig. 2-3 Arrangement of Subassemblies

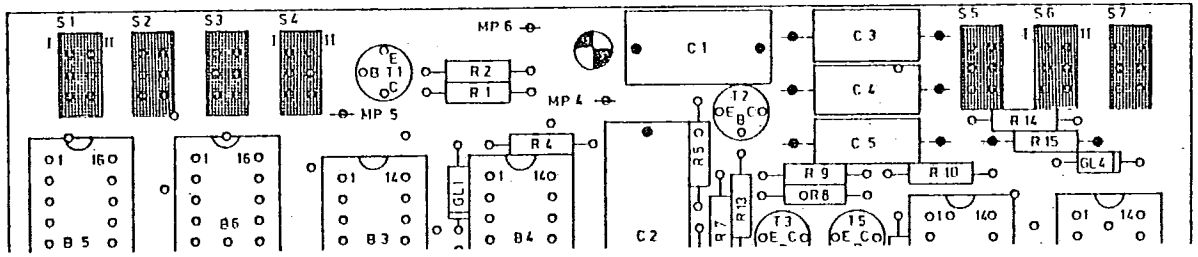


Bild 2-4 Schalter auf der Synthesizerplatte Y4
 Fig. 2-4 Switches on synthesizer board Y4

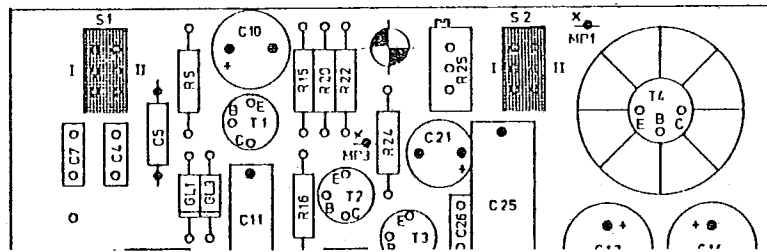


Bild 2-5 Schalter auf der Filterplatte XKE2-B1
 Fig. 2-5 Switches on filter board XKE2-B1

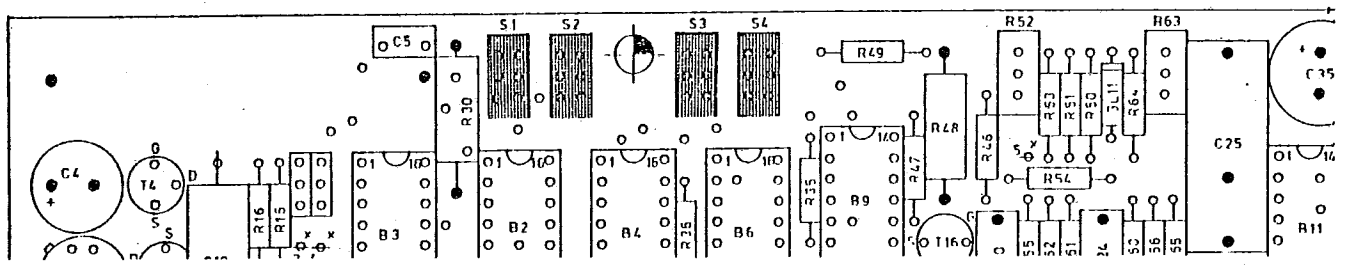
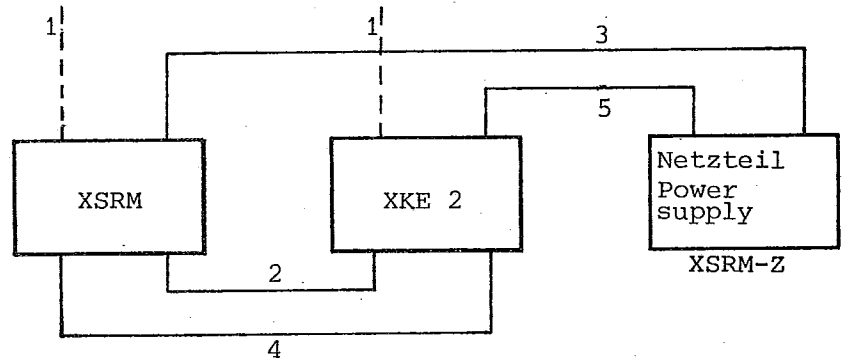


Bild 2-6 Schalter auf der Phasendetektorplatte Y5
 Fig. 2-6 Switches on phase detector board Y5

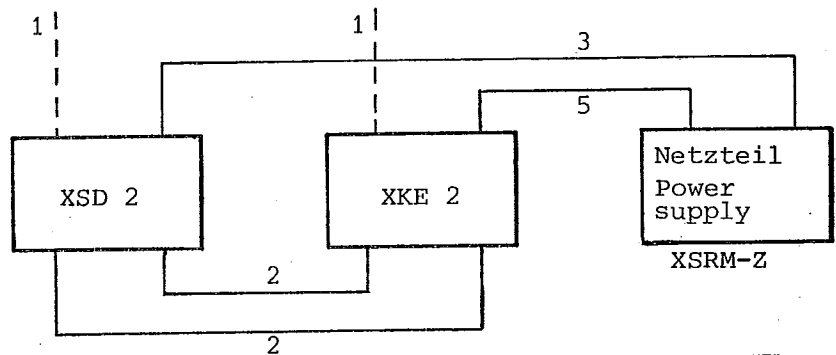
Kontakt	Belegung	Contact allocation
1	Pegelminimumabschaltung	Automatic cutoff - level too low
2		
3	Zeitzeichen	Time signal
4		
5	Empfangspegel	Input level
6		
7	Phase	Phase
8		
9		
10	+20-dB-Ansprechschwelle	+20 dB response level
11	-40-dB-Empfindlichkeit	-40 dB sensitivity
12	Regler	Control
13	MIN. Zeitkonstante	MIN. time constant
14...25	⏚	⏚

Bild 2-7 Belegung der Kontroll-Buchse
 Fig. 2-7 Contact allocation of CHECK connector

a) XSRM als Frequenznormal
XSRM as frequency
standard



b) XSD 2 als Frequenznormal
XSD 2 as frequency
standard



1 Anschlußkabel 238.8130 (Lemo - 2 x Bananenstecker; 1,5 m)
Stromversorgung aus externem Netzgerät

2 Anschlußkabel 154.7133 (BNC - BNC; ca. 0,5 m)
HF- oder Regelspannungs-Verbindung

3 Anschlußkabel 291.0875 (Lemo - Lemo; ca. 0,5 m)
Stromversorgung aus dem Netzgerät XSRM-Z

4 Anschlußkabel 291.0869 (BNC - Lemo; ca. 0,5 m)
Regelspannung XKE 2 - XSRM

5 Anschlußkabel 237.9132 (Lemo - Lemo; ca. 0,2 m)
Stromversorgung aus dem Netzgerät XSRM-Z

1, 2, 3, 4: Mitgeliefertes Zubehör zum XKE 2

5: Mitgeliefertes Zubehör zum Netzteil XSRM - Z

1 Cable 238.8130 (Lemo - 2 x banana plug; 1.5 m)
Connection of external power supply

2 Cable 154.7133 (BNC - BNC; approx. 0.5 m)
RF or Control voltage connection

3 Cable 291.0875 (Lemo - Lemo; approx. 0.5 m)
Connection of Power Supply XSRM-Z

4 Cable 291.0869 (BNC - Lemo; approx. 0.5 m)
Control voltage connection XKE 2 - XSRM

5 Cable 237.9132 (Lemo - Lemo; approx. 0.2 m)
Connection of Power Supply XSRM-Z

1,2,3,4: Accessories supplied with XKE 2

5: Accessories supplied with Power Supply XSRM-Z

Bild 2-8 Kabelverbindungen XKE 2 - Frequenznormal - Netzteil

Fig. 2-8 Cable connections XKE 2 - Frequency Standard - power supply

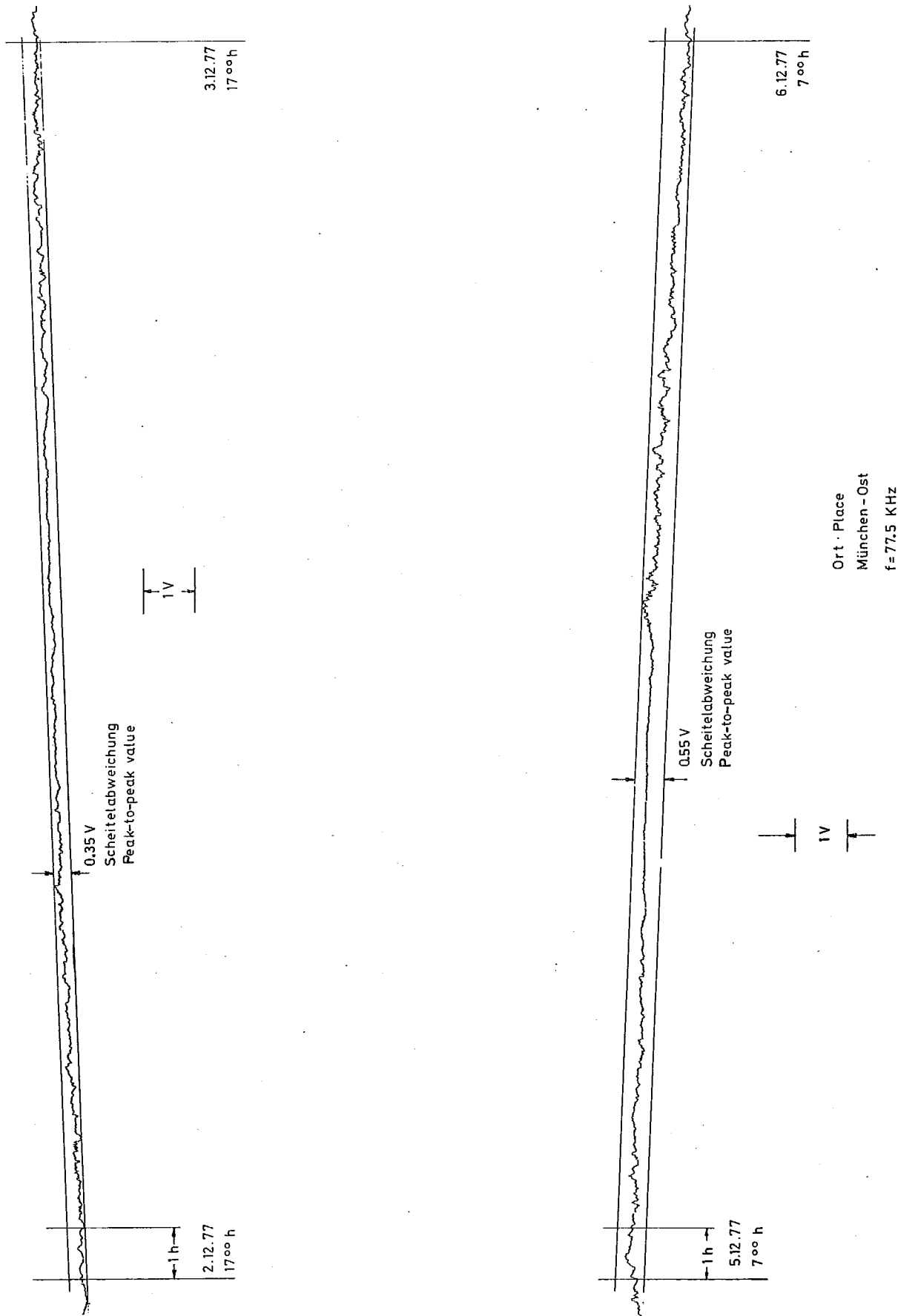


Bild 3-1 Meßbeispiel: Ermittlung der Leitphasenschwankung innerhalb von 24 h
 Fig. 3-1 Measurement example: Determination of reference phase fluctuation within 24 h



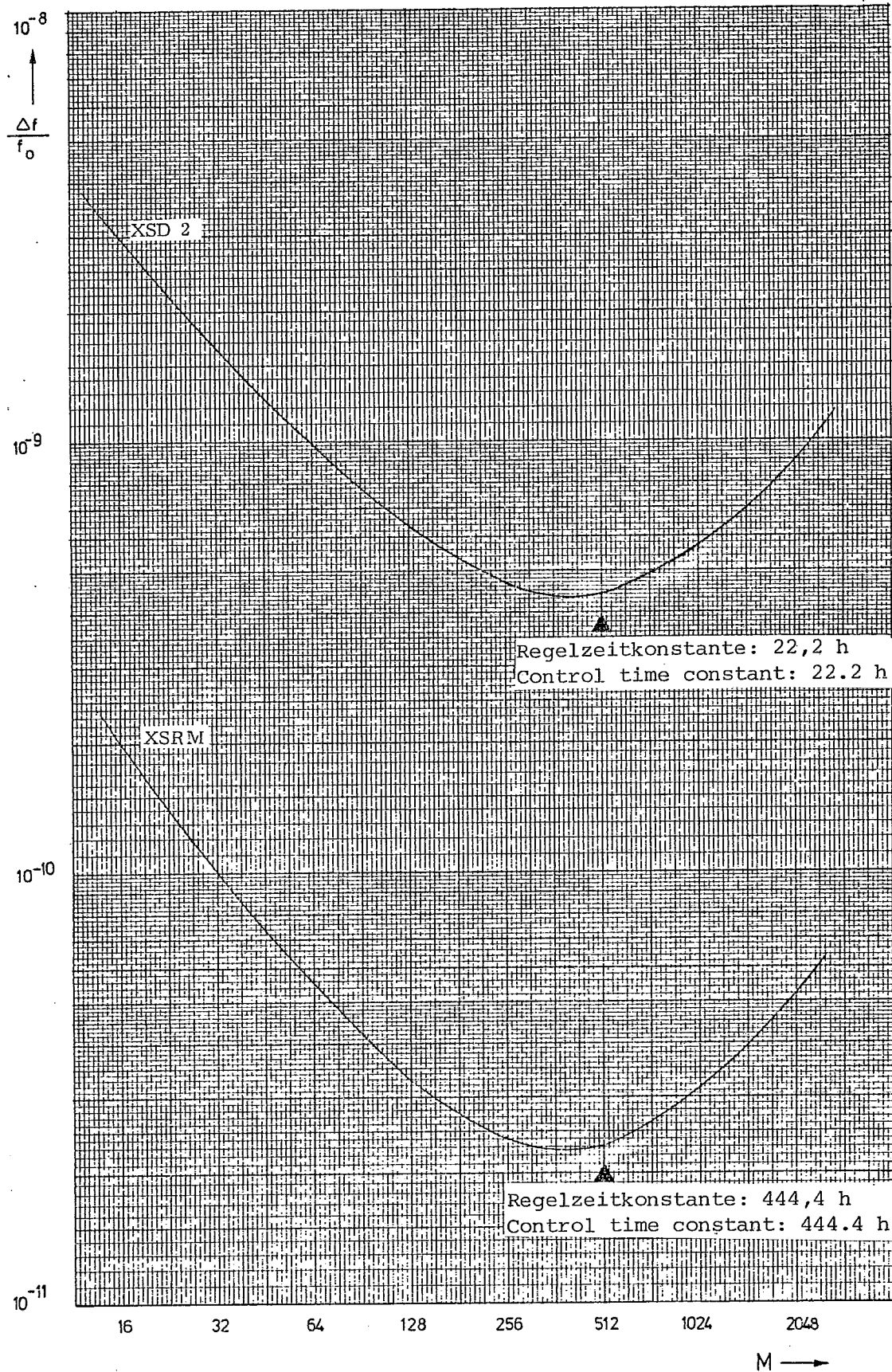


Bild 3-2 Gesamter maximaler relativer Frequenzfehler (Meßbeispiel)
 Fig. 3-2 Total maximum relative frequency error (measurement example)

17