

3 Wartung

3.1 Reinigen der Geräte

Da die einzelnen Geräte in geschlossenem Zustand gut gegen Schmutz geschützt sind, erübrigt sich eine Reinigung im Inneren. Zum Entfernen des Schmutzes an den Geräten weiche, nichtfasernde Lappen, Pinsel oder Bürsten verwenden. Die Kühlrippen an der Rückseite der Geräte sind stets sauber zu halten.

Chemische Lösungsmittel können zur Beschädigung der Lackoberfläche oder zur Zerstörung von Isolierstoffen und anderen Kunststoffteilen führen; sie dürfen deshalb nicht angewendet werden.

3.2 Kontrolle des Steuersenders

In den Betriebspausen sollte eine Kontrolle des Steuersenders durch Auslösen des Testes (siehe Abschnitt 2.2.2) durchgeführt werden.

3.3 Frequenzkontrolle des 10-MHz-Quarzoszillators

Die Frequenzinkonstanz ist durch die natürliche Alterung des 10-MHz-Quarzes bedingt. Es ist daher notwendig, die Frequenz des Gerätes in regelmäßigen Abständen mit einem eingebauten Trimmer zu korrigieren.

Abhängig von der Betriebsweise (Dauerbetrieb, unterbrochener Betrieb, Sendefrequenz und Sendart) sind folgende Kontrollintervalle einzuhalten:

	Sendart	Betriebsfrequenzen			
		bis 12	20	30 MHz	
bei Betrieb mit Unterbrechungen	A1	1	1	1	Jahr
	A3H	1	1	1	
	A3J	1	1	1	
	F1, 42,5 Hz	1	1/2	1/4	
	F1, 85 Hz	1	1	1/2	
Dauerbetrieb	alle	1	1	1	

Die Zeitabstände ergeben sich für den ungünstigsten Fall, daß der Quarz der einen Station eine positive, der der anderen eine negative Drift aufweist.

Zur Frequenzeinstellung muß der GF 060 über Adapterkabel betrieben werden. Der Frequenztrimmer C13 befindet sich im Steuerfrequenzteil 118.8933 des GF 060 (siehe Bild 2-2). Er ist nach Entfernen der oberen Abdeckplatte des Synthesizers und des schmalen Deckels auf der Oberseite des Steuerfrequenzteils zugänglich. Steht der Trimmer C13 nach einigen Jahren auf Anschlag, können auf der Leiterplatte des Quarzgenerators Trimmkondensatoren umgelötet werden.

Vor der Korrektur der Oszillatorfrequenz muß der GF 060 mindestens 4 Stunden eingeschaltet sein. Für die Durchführung des Frequenzvergleiches ist eine Normalfrequenzquelle mit einer Genauigkeit von $\leq 1 \cdot 10^{-8}$ notwendig, z.B. ein Frequenznormal XSD mit einem Frequenzregler XKE oder ein Atomfrequenznormal XSRM (Bild 3-1). Bei entsprechend gutem Empfang können auch Normalfrequenzsender zum Frequenzvergleich herangezogen werden. Die möglichen Verfahren zur Durchführung der Messungen sind unter 3.3.1 beschrieben. Nach der Korrektur darf die Frequenzabweichung $\frac{\Delta f}{f}$ nicht größer als $3 \cdot 10^{-8}$ sein, d.h. $\Delta f \leq 0,3$ Hz bei $f = 10$ MHz.

3.3.1 Verfahren zur Messung der Frequenzgenauigkeit

Die in den Meßaufbauten empfohlenen Meßgeräte von Rohde & Schwarz können auch durch andere mit gleichen Daten ersetzt werden.

Direkte Frequenzmessung

Frequenz von 10,0000 MHz am SK1 einstellen.

Sendeartenschalter in Stellung A1, Betriebsartenschalter auf Betrieb, mit Morsetaste hochschalten.

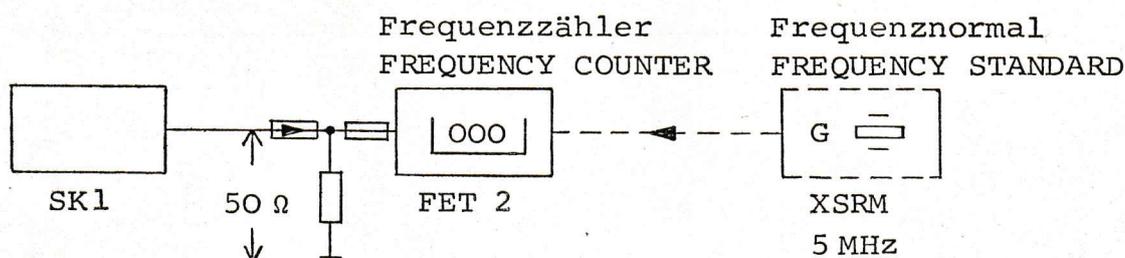


Bild 3-1 Direkte Frequenzmessung
FIG. 3-1 DIRECT FREQUENCY MEASUREMENT

Frequenzzähler falls notwendig, mit einem Frequenznormal synchronisieren. Trimmer C13 im GF 060 so lange nachgleichen, bis der Frequenzzähler $10 \text{ MHz} \pm \Delta f$ mit $\Delta f < 0,3$ anzeigt.

Schwebungsfrequenzmessung

Frequenz von 5,0000 MHz am SK1 einstellen.

Sendartenschalter in Stellung A1, Betriebsartenschalter auf Betrieb, mit Morsetaste hochschalten.

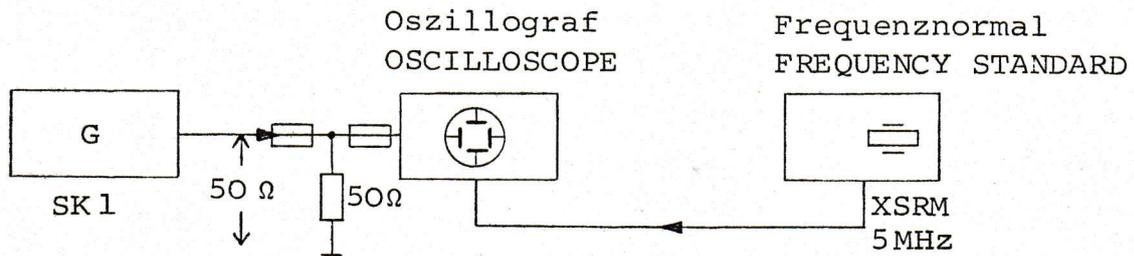


Bild 3-2 Schwebungsfrequenzmessung

FIG. 3-2 BEAT FREQUENCY MEASUREMENT

Trimmer C13 im GF 100 so lange nachgleichen, bis die Periodendauer der Schwebung > 6 s ist.

4. Funktionsbeschreibung

4.1 Frequenzerzeugung

Hierzu Stromlauf 519.0017 S Bl.3 und Bild 4-1

In der Einheit Frequenzerzeugung werden durch einen Frequenzsynthesizer alle benötigten Umsetzfrequenzen erzeugt.

Es sind dies die durch einen dekadischen Frequenzwähler in 100-Hz-Schritten einstellbare Umsetzfrequenz von 74,5300 bis 103,0299 MHz sowie die festen Frequenzen von 70 MHz, 1 MHz und 10 kHz für die Zwischenumsetzungen.

Die Schaltung des Frequenzsynthesizers ist funktionell und mechanisch in 7 Baugruppen gegliedert:

- Y5 Steuerfrequenzteil
- Y1 Regelschleife I
- Y2 Regelschleife II
- Y3 Regelschleife III
- Y4 Ausgangsoszillator
- Y6 Regelschleifenüberwachung
- Y7 BCD-Codewandler

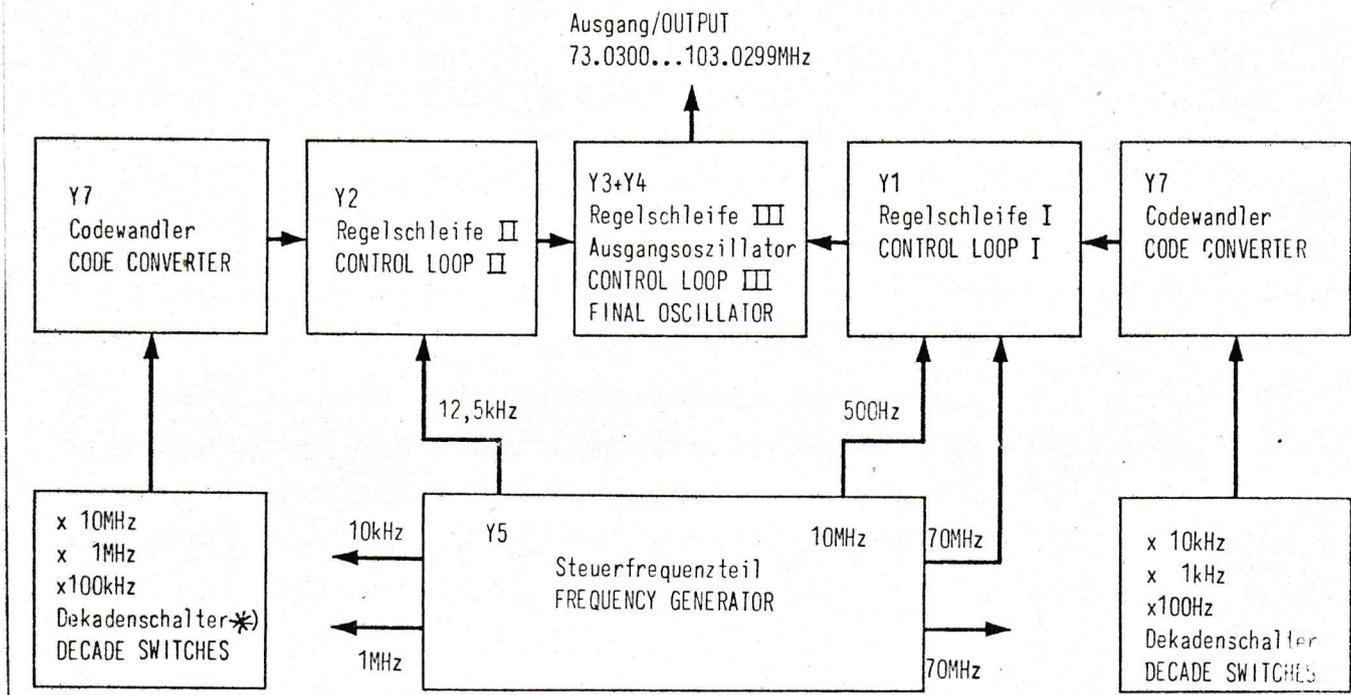
Im Steuerfrequenzteil wird eine quarzstabilisierte Frequenz erzeugt, von der die Festfrequenzen für die Zwischenumsetzungen und die Vergleichsfrequenzen für die Regelschleifen I und II abgeleitet werden. Die Regelschleife I wird von den 10-kHz-, 1-kHz- und 100-Hz-Dekadenschaltern, die Regelschleife II von den 10-MHz-, 1-MHz- und 100-kHz-Dekadenschaltern gesteuert. Die Steuerung erfolgt über den BCD-Codewandler. Die Summenschleife, bestehend aus Regelschleife III und Ausgangsoszillator, bildet aus den eingestellten Frequenzen der Regelschleifen I und II die Synthesizer-Ausgangsfrequenz für die Senderabstimmung.

In der Einheit Frequenzerzeugung ist neben den Baugruppen des Synthesizers noch der RF-Umsetzer Y12 enthalten.

4.1.1 Steuerfrequenzteil EK47-1.5 (Y5)

Hierzu Stromlauf EK 47-1.5 S

Im Steuerfrequenzteil erzeugt ein Quarzoszillator eine Grundfrequenz von 10 MHz. Aus dieser Frequenz werden über einen Vervielfacher 1:7 eine Frequenz von 70 MHz und über einen Teiler 10:1 eine Frequenz von 1 MHz gewonnen.



*) in Bedieneinheit HS 1240-12 des Senders SK 1/....

Bild 4-1 Blockschaltbild des Frequenzsynthesizers

FIG. 4-1 BLOCK DIAGRAM OF THE FREQUENCY SYNTHESIZER

Das 70-MHz-Signal liegt an zwei getrennten Buchsen-Ausgängen: Über Bu 53 wird es dem Mischer in der Regelschleife I (Y1) zugeführt und über Bu 54 dem 30-kHz/RF-Umsetzer Y12.

Das 1-MHz-Signal aus dem 10-MHz-Teiler wird als Umsetzfrequenz an den RF-Umsetzer gelegt. Parallel dazu wird aus dem 1-MHz-Signal durch einen zweiten 10:1-Teiler ein Signal von 100 kHz erzeugt und daraus, über weitere Teilerstufen, ein 12,5-kHz-, 10-kHz- und 500-Hz-Signal gewonnen. Das 12,5-kHz und das 500-Hz-Signal

werden als Vergleichsfrequenzen den Regelschleifen I und II sowie der Regelschleifenüberwachung (Y6) zugeführt. Das 10-kHz-Signal dient zur Erzeugung einer 30-kHz-Umsetzfrequenz im A1-Modulator des Modulatorteils.

Die Baugruppe Steuerfrequenzteil enthält einen 5-V-Spannungsregler für die Betriebsspannung der TTL-Schaltungen im Synthesizer. Die 5-V-Spannungen werden an zwei entkoppelten Ausgängen, Ausgang A für Regelschleife I und BCD-Codewandler, Ausgang B für Regelschleife II und III sowie Ausgangsoszillator, abgenommen.

Quarzoszillator 10 MHz EK 47-1.5.50

In der Oszillatorschaltung mit Transistor T9 befindet sich der Quarz Q1 in Serienresonanz als frequenzbestimmendes Glied im Emitter-Basis Rückkopplungsweg. Am Emitter von Transistor T9 wird die HF-Schwingung über Transformator Tr 1 ausgekoppelt. Transistor T1 regelt die Oszillatoramplitude. Die Basis-Emitter-Diode von Transistor T1 richtet die anliegende Oszillatorschwingung gleich. Der dabei fließende Basisstrom steuert den Kollektorstrom über Widerstand R19 und damit die Arbeitspunktverschiebung des Oszillatortransistors T9. Der Steuerquarz Q1 und der Transistor T1 sind in einem Thermostat untergebracht, der durch den Transistor T2 geheizt wird, und als Meßglied den temperaturabhängigen Widerstand R1 enthält.

Der Differenzverstärker mit den Transistoren T5 und T6 erhält am Spannungsteiler R17, R1 eine von der Temperatur des Thermostaten abhängige Gleichspannung, die über Transistor T10 den Strom durch den Heiztransistor T2 so steuert, daß eine sehr genaue an Potentiometer R11 einstellbare Thermostatterperatur eingehalten wird. Vom Emitter des Transistors T2 führt ein Gegenkopplungsweg zur Basis von Transistor T10. Die Diode G14 begrenzt den Heizstrom. Der Widerstand R15 und der Kondensator C10 erhöhen die Stabilität des Regelkreises.

Vervielfacher 10 MHz/70 MHz und Verstärker 70 MHz
EK47-1.5.70, EK47-1.5.75 und EK47-1.5.80

Der Differenzverstärker mit den Transistoren T11 und T12 wird durch die vom Transformator Tr1 ausgekoppelte HF-Schwingung angesteuert. Am Kollektor von Transistor T11 entsteht durch Begrenzung eine Rechteckspannung, die dem Frequenzteiler 10 MHz/1 MHz zugeführt wird. Aus der am Kollektor von Transistor T12 auftretenden Rechteckschwingung wird die siebte Harmonische über das Bandfilter mit den Bauelementen L10, C19, C20, L11, C22 und C23 ausgesiebt und an die Basis von Transistor T13 gelegt. Am Emitter von Transistor T13 wird das 70-MHz-Signal ausgekoppelt. Es wird einem zweistufigen 70-MHz-Verstärker mit dem Ausgang an Buchse Bu54 sowie einem einstufigen 70-MHz-Verstärker mit dem Ausgang an Buchse Bu53 zugeführt.

Frequenzteiler EK47-1.5.40

Über Transistor T23 wird die Steuerfrequenz von 10 MHz an den Takteingang des ersten Flip-Flops B1 I des Frequenzteilers 10 MHz/1 MHz gelegt. Am Flip-Flop-Ausgang B1.9 liegt die in der Frequenz durch zwei geteilte Steuerfrequenz, die als Taktfrequenz der Teilerschaltung B1 II, B2 I und B2 II zugeführt und im Verhältnis 5:1 auf 1 MHz geteilt wird.

Vom Flip-Flop-Ausgang B2.8 wird die 1-MHz-Rechteckschwingung, über Transistor T24 entkoppelt, der Buchse Bu56 und über Transistor T26 dem Takteingang von Flip-Flop B4 I zugeführt.

Flip-Flop B4 I erzeugt am Punkt 9 ein 500-kHz-Rechtecksignal, das als Taktimpulsfolge der Teilerschaltung B4 II, B5 I und B5 II zugeführt und im Verhältnis 5:1 auf 100 kHz geteilt wird.

Vom Teilerausgang B5.8 wird das Signal mit der Frequenz von 100 kHz dem Frequenzteiler B6, B7 I und B7 II zugeführt, der im Verhältnis 8:1 auf 12,5 kHz teilt. Diese 12,5-kHz-Rechteckschwingung liegt über den Widerstand R69 an Stecker St52.3.

Weiterhin wird das 100-kHz-Rechtecksignal von Punkt 8 des Flip-Flops B5 II über Transistor T28 dem Frequenzteiler B9 I, B9 II, B10 I und B10 II zugeführt, der im Verhältnis 10:1 teilt.

Von Punkt 8 des Flip-Flops B10 II gelangt das 10-kHz-Signal über Transistor T29 an den Stecker St52.11 und über Transistor T32 an den Takteingang des Flip-Flops B12.I, das die Frequenz auf 5 kHz teilt.

Die integrierten Schaltkreise B12 II, B13 I und B13 II bilden einen Frequenzteiler 5:1, so daß am Punkt 8 von Flip-Flop B13 II ein 1-kHz-Signal liegt. Das nachfolgende Flip-Flop B14 teilt im Verhältnis 2:1. Das 500-Hz-Rechtecksignal von Flip-Flop-Ausgang B14.6 liegt an Stecker St52.7.

Nachregler +5V EK47-1.5.45

Der Nachregler regelt die Betriebsspannung von +5V, mit der die Digitalerschaltungen des Frequenzsynthesizers versorgt werden. Die Eingangsspannung von +7V wird über Stecker St51.5 und .6 zugeführt. Stellglied des Reglers ist der Längstransistor T1, der auf einem getrennten Kühlblech angeordnet ist. Sein Basisstrom wird von dem Differenzverstärker mit den Transistoren T2 und T3 gesteuert. In diesem Differenzverstärker wird die am Spannungsteiler mit den Widerständen R8 und R9 abgegriffene Ausgangsspannung des Nachreglers mit der durch die Widerstände R4, R5 und R6 geteilten Referenzspannung der Zenerdiode G11 verglichen.

Die geteilte Referenzspannung und damit die Ausgangsspannung ist am Potentiometer R5 einstellbar. Die Basisvorwiderstände R1, R2 und der Vorwiderstand R3 für die Zenerdiode werden aus der Betriebsspannung von +12V versorgt. Am Ausgang wird die Betriebsspannung von +5V in drei Zweige aufgeteilt, die jeweils über einen RC-Tiefpaß L1 und C5, L2 und C6, L3 und C7 entkoppelt sind.

4.1.2 Regelschleife I EK47-1.1 (Y1)

Hierzu Stromlauf EK47-1.1 S

In der Regelschleife I wird durch einen varaktorgesteuerten Oszillator eine im Bereich von 68,1500 bis 68,6495 MHz in 500-Hz-Schritten durchstimbare Frequenz erzeugt. Die Oszillatorfrequenz wird in einer nachfolgenden Mischstufe mit dem 70-MHz-Signal aus dem Steuerfrequenzteil gemischt und die Differenzfrequenz einem Frequenzteiler mit einem einstellbaren Teilungsverhältnis von 3700 bis 2701:1 zugeführt. Der Frequenzteiler wird durch die 10-kHz-, 1-kHz- und 100-Hz-Dekadenschalter über den BCD-Codewandler (Y7) mit 4 Leitungen pro Dekade eingestellt.

In einer Phasenvergleichsschaltung wird das Signal am Teiler-
ausgang mit einem Sägezahn-Impuls verglichen, der aus der über
Bu12 zugeführten 500-Hz-Schwingung abgeleitet ist. Die aus diesem
Vergleich resultierende Regelspannung wird dem varaktorgesteuerten
Oszillator zugeführt zur Nachstimmung auf den von der dekadischen
Frequenzeinstellung bestimmten Wert.

Mit der Änderung des Teilungsverhältnisses im Frequenzteiler
durch die Dekadenschalter wird die Oszillatorfrequenz in 999
Schritten im Bereich von 68,1500 bis 68,6495 MHz durchgestimmt.
Das Oszillator-Ausgangssignal wird an Bu13 abgenommen und über
Kabel K2 der Regelschleife III (Y3) zugeführt.

Oszillator_68 MHz _EK47_-1.1.60

Der amplitudengeregelte Oszillator ist in kapazitiver Dreipunkt-
schaltung ausgeführt. Er besteht im wesentlichen aus dem Tran-
sistor T10 und dem Schwing- und Rückkopplungsnetzwerk mit der
Spule L23, den Kondensatoren C46 bis C50 sowie den zwei Kapazitäts-
dioden G15 und G16. Mit den Dioden wird die Oszillatorfrequenz,
entsprechend der eingestellten Frequenz, im Bereich von 68,6495
bis 68,1500 MHz verändert. Die Regelspannung für die Dioden wird
aus der Phasenvergleichsschaltung -1.5.55 gewonnen.

Auskoppelverstärker und Amplitudenregelung_EK47_-1.1.30

Die vom Oszillator 68 MHz erzeugte HF-Schwingung wird von den
Transistoren T8 und T6 verstärkt und der Buchse Bu13 zugeführt.

Die HF-Schwingung am Kollektor des Transistors T8 wird über den
Kondensator C35 der Gleichrichterschaltung mit den Dioden G11
und G12 zugeführt. Die Schaltung arbeitet als Spitzen-Spitzenwert-
gleichrichtung. Die gewonnene Gleichspannung ist zu der einstell-
baren Spannung am Potentiometer R39 in Reihe geschaltet. Die Polari-
tät ist so gewählt, daß bei steigender HF-Amplitude die Gleich-
spannung an der Basis des Emitterfolgers T7 sinkt. Mit dessen
Ausgangsspannung wird über den Vorwiderstand R57 der Strom durch
den Transistor T10 und damit auch die Steilheit und Verstärkung
geregelt. Der Sollwert der HF-Amplitude ist mit Potentiometer R39
einstellbar.

Trennverstärker 70 MHz EK47-1.1.70

Die 70-MHz-Schwingung liegt über Buchse Bul4 und Kabel K2 am Emitter des Transistors T12. Durch die Basisschaltung werden Rückwirkungen von der Mischstufe auf den Steuerfrequenzteil gering gehalten. Vom Kollektor von Transistor T12 wird die 70-MHz-Schwingung in die Mischstufe eingespeist.

Mischstufe 70 MHz EK47-1.1.75 und Tiefpaß 2 MHz EK47-1.1.85

Die Mischstufe erhält die HF-Schwingungen vom Oszillator 68 MHz und die Umsetzschwingung vom Trennverstärker 70 MHz. Die beiden Schwingungen werden an Widerstand R17 und der Sekundärwicklung von Transformator Tr1 hintereinandergeschaltet und an die Basis von Transistor T3 gegeben.

Die Differenzfrequenz im Bereich 1,3505 bis 1,8500 MHz wird durch den Tiefpaß 2 MHz ausgefiltert und über Transistor T2 dem Synchronsteiler zugeführt.

Synchronsteiler 3700 bis 2701 EK47-1.1.35

Der Synchronsteiler teilt die Ausgangsfrequenz der Mischstufe (1,3505 bis 1,850 MHz), entsprechend der eingestellten Sendefrequenz durch 2701 bis 3700, wobei die niedrigste eingestellte Frequenz das größte Teilungsverhältnis erfordert. Die Teiler-eingangsfrequenz von 1,3505 bis 1,8500 MHz ist bei gefangener Regelschleife stets so groß, daß für jedes Teilungsverhältnis 2701 bis 3700 die abgegebene Frequenz 500 Hz beträgt.

(1,3505 MHz : 2701 = 500 Hz; 1,8500 MHz : 3700 = 500 Hz).

Die Einstellung des Teilungsverhältnisses erfolgt durch den digitalen Frequenzbefehl an Stecker St.11.7 bis St.11.18.

Der Spannungsteiler mit den Widerständen R101 und R102 legt eine Spannung von +1,4 V an Gatter B2 I.12. Sie entspricht dem Mittelwert der erforderlichen Logikpegel. Die überlagerte sinusförmige HF-Schwingung bildet mit der Gleichspannung die gewünschten Logikpegel H und L. Die Klammerschaltung mit Widerstand R103 und den zwei Dioden G121, G122 verhindert, daß die Eingangsspannung von Gatter B2 I negativ wird. An Gatterausgang B2 I.11 steht eine Rechteckschwingung, die dem Frequenzsteiler mit den Flip-Flops B7 und B8, B9 und B10, sowie B12 als Taktimpulsfolge zugeführt wird.

Der Frequenzteiler besteht aus zwei Synchronzählern mit je zehn Stellungen, einem Synchronzähler mit 37 Stellungen und einer Rückstellschaltung.

Zusammenwirken der drei Synchronzähler

Der Synchronzähler für die 100-Hz-Dekade (Flip-Flop B8 und B7) legt nach einem Zyklus von 10 Takten H-Pegel an die Nandgattereingänge B3.4, .5, .6. Dadurch gelangt ein Taktimpuls über die Gatter B3 und B1 II in den Synchronzähler für die 1-kHz-Dekade, der ohne Unterbrechung weiterzählt.

Der erste Zyklus einer Zählperiode kann, abhängig von den Signalen an den Rückstelleingängen, auch weniger als zehn Taktimpulse lang sein. Nach dem ersten Zyklus gelangt jeder zehnte Taktimpuls über Gatter B3 in den Synchronzähler für die 1-kHz-Dekade (Flip-Flop B9 und B10). Dieser legt nach einem Zyklus H-Pegel an die Nandgattereingänge B.4, .5 und .6. Wenn gleichzeitig auch an den Eingängen B4.3, .11, und .12 H-Pegel vom Synchronzähler für die 100-Hz-Dekade liegen, gelangt ein Taktimpuls über Gatter B4 und B6 I in den Synchronzähler für die 10-kHz-Dekade.

Der erste Zyklus des Synchronzählers für die 1-kHz-Dekade hängt ebenfalls von den Signalen an den Rückstelleingängen ab. Nach dem ersten Zyklus gelangt jeder 100. Taktimpuls in den Synchronzähler für die 10-kHz-Dekade.

Der Synchronzähler für die 10-kHz-Dekade führt maximal 36 Schritte aus. Der letzte Taktimpuls läßt H-Pegel an den Gattereingängen B5.5 und B5.6 auftreten, so daß nach einem weiteren Zyklus des Synchronzählers für die 1-kHz-Dekade und einem nachfolgenden Zyklus des Synchronzählers für die 100-Hz-Dekade an allen Nandgattereingängen von B5 H-Signale anliegen. Daraufhin erfolgt die Rückstellung aller Zähler-Flip-Flops mit dem nächsten Taktimpuls.

Schaltbedingungen der Flip-Flops des Synchronzählers

Der Synchronzähler besteht aus 14 Master-Slave-Flip-Flops, die alle gleiches logisches Verhalten zeigen. Die Information am J- und K-Eingang muß bereits vor der abfallenden Flanke des Impulses am Takteingang liegen, damit sie nach der abfallenden Flanke des Taktimpulses am Ausgang erscheint. Dabei muß am Rückstelleingang ein H-Signal anliegen.

Durch ein L-Signal am Rückstelleingang erscheint am Q-Ausgang immer ein L-Signal. In diesem Fall haben Eingangs- und Taktimpulse keinen Einfluß auf das Ausgangssignal.

Rückstellung

Am Ende einer vollen Zählperiode liegen H-Pegel an allen Eingängen von Gatter B5. Das ergibt einen L-Pegel an Gattereingang B2 IV.1 und damit einen H-Pegel am Gattereingang B2 III.4. Der Taktimpuls von Eingangsgatter B2 I.11 liegt am zweiten Gattereingang B2 II.5. Nach Erreichen der Endstellung des Synchronzählers erscheint ein negativer Taktimpuls am Gatterausgang B2 III.6. Für die Dauer dieses Taktimpulses wird über die Leitung von Gatterausgang B2 III.6 zum Eingang B2 IV.2 das L-Signal zur sicheren Rückstellung gehalten. Gleichzeitig werden für diese Zeit die Takteingänge der Zähler durch Gatter B2 II gesperrt.

Über Gatter B6 II wird der negative Rückstellimpuls invertiert und jeweils einem Eingang der Rückstellgatter B15 bis B17 zugeführt. Damit an deren Ausgängen der Rückstellimpuls erscheint, muß an den Steuereingängen der Rückstellgatter H-Pegel liegen, d.h. vom Frequenzbefehl an Stecker St 11.7 bis St 11.18 wird bestimmt, welche Flip-Flops zurückgestellt werden. Eine Ausnahme bilden die letzten beiden Flip-Flops B12 I und B12 II, die nach jeder Zählperiode zurückgestellt werden. Die Wahl der rückgestellten Flip-Flops bestimmt das Teilungsverhältnis des Synchronzählers.

Teilungsverhältnis

Der Frequenzbefehl liegt an den Steuereingängen an Stecker St 11.7 bis St 11.18 in entsprechend codierter Form an. Dieser Frequenzbefehl entspricht der Schalterstellung UVW für die niedrigsten drei Dezimalstellen der Frequenzeinstellung (10 kHz, 1 kHz, 100 Hz). Der Rückstellimpuls stellt den gesamten Zähler auf die dem Frequenzbefehl entsprechende Zahl ein, wobei jeder Dezimalstelle ein Synchronzähler zugeordnet ist.

Nachdem die Rückstellung immer auf die Position 3699 folgt und für den Rückstellvorgang ein Taktimpuls benötigt wird, ergibt sich das Teilungsverhältnis zu

$$n_I = 3700 - (100 \times U + 10 \times V + W)$$

Zählfolgen der drei Synchronzähler

Die drei Synchronzähler haben die in den Tabellen angegebenen Zählfolgen (Logikpegel an den Q-Ausgängen).

100-Hz-Stufe

Stellung	Flip-Flop			
	B8 I	B8 II	B7 II	B7 I
0	L	L	H	H
1	H	L	L	H
2	L	H	L	L
3	H	H	H	L
4	L	H	H	H
5	H	L	H	H
6	L	L	L	H
7	H	H	L	L
8	L	H	H	L
9	H	H	H	H

1-kHz-Stufe

Stellung	Flip-Flop			
	B10 I	B10 II	B9 II	B9 I
0	L	L	H	H
1	H	L	L	H
2	L	H	L	L
3	H	H	H	L
4	L	H	H	H
5	H	L	H	H
6	L	L	L	H
7	H	H	L	L
8	L	H	H	L
9	H	H	H	H

10-kHz-Stufe

Stellung	Flip-Flop					
	B18 II	B18 I	B14 II	B14 I	B12 II	B12 I
0	H	H	L	H	L	L
1	L	H	L	H	L	L
2	H	L	L	H	L	L
3	L	L	L	H	L	L
4	H	H	H	H	L	L
5	L	H	H	H	L	L
6	H	L	H	H	L	L
7	L	L	H	H	L	L
8	H	H	L	L	L	L
9	L	H	L	L	L	L
10	H	L	L	L	L	L
11	L	L	L	L	L	L
12	H	H	H	L	L	L
13	L	H	H	L	L	L
14	H	L	H	L	L	L
15	L	L	H	L	L	L
16	H	H	L	H	H	L
17	L	H	L	H	H	L
18	H	L	L	H	H	L
19	L	L	L	H	H	L
20	H	H	H	H	H	L
21	L	H	H	H	H	L
22	H	L	H	H	H	L
23	L	L	H	H	H	L
24	H	H	L	L	H	L
25	L	H	L	L	H	L
26	H	L	L	L	H	L
27	L	L	L	L	H	L
28	H	H	H	L	H	L
29	L	H	H	L	H	L
30	H	L	H	L	H	L
31	L	L	H	L	H	L
32	H	H	L	H	L	H
33	L	H	L	H	L	H
34	H	L	L	H	L	H
35	L	L	L	H	L	H
36	H	H	H	H	L	H

einstell-
barer
Bereich

Impulserzeugung EK47 - 1.1.50

Aus dem Synchronsteiler wird ein 500-Hz-Impulssignal ausgekoppelt und mit Kondensator C56 und Widerstand R61 differenziert. Die differenzierte positive Flanke wird mit Transistor T11 verstärkt und liegt als negativer Nadelimpuls am Kollektor.

In der Sekundärwicklung von Übertrager Tr2 erscheint der Impuls gegenphasig, bezogen auf die Mittelanzapfung. An Punkt 2 des Übertragers liegt der negative und an Punkt 4 der positive Impuls. Die Sekundärwicklung erhält außerdem über ihre Mittelanzapfung eine Sägezahnspannung, die sich den beiden gegenphasigen Impulsen überlagert.

Sägezahnerzeugung EK47 - 1.1.25

An St12.3 liegt eine quarzgesteuerte 500-Hz-Rechteckschwingung, die durch den Koppelkondensator C66 differenziert wird. Der Transistor T13 ist ohne Ansteuerung leitend, so daß nur die differenzierte negative Flanke den Transistorstrom steuert und am Kollektor einen positiven Impuls von etwa 30V Spitzenspannung erzeugt. Der Transistor T14 wird über die Diode G19 angesteuert. Die Aufladung von Kondensator C67 über die niederohmige Kollektor-Emitterstrecke bildet die steile Flanke des Sägezahns. Die Entladung von Kondensator C67 erfolgt über die Widerstände R76, R77 und bildet die flach abfallende Flanke des Sägezahns.

Die Diode G19 trennt die Basis von Transistor T14 vom Kollektor des vorhergehenden Transistors für den Fall, daß die am Emitter von Transistor T14 liegende Spannung die Kollektorspannung von Transistor T13 übersteigt. Am Emitter von Transistor T15 wird das Sägezahnsignal ausgekoppelt und an die Mittelanzapfung des Impulsübertragers Tr2 gelegt. Am Kollektor von Transistor T15 wird eine zum Emittersignal gegenphasige Kompensationsspannung ausgekoppelt.

Phasenvergleich EK47-1.1.55

In die Phasenvergleichsstufe werden die gegenphasigen Impulse von der Impulserzeugung und die Sägezahnschwingung von der Sägezahnerzeugung eingespeist. Die Dioden G115 und G116 sind für die gegenphasigen Impulse von Übertrager Tr2 in Durchlaßrichtung gepolt und laden die Kondensatoren C75 und C76 auf etwa 27 V auf. Damit sind die Dioden G115 und G116 für die überlagerte, gleichphasige Sägezahnschwingung gesperrt.

Während der Zeit, in der Impuls- und Sägezahnsignal gleichzeitig anliegen, wird eine der Dioden G115 oder G116 leitend und der Kondensator C73 auf den Momentanwert der Sägezahnschwingung aufgeladen. Die positive Spannung des Speicherkondensators C73 ändert sich nun mit der Phasenlage zwischen dem vom geregelten Oszillator abgeleiteten Impuls und der quartzesteuerten 500-Hz-Sägezahnschwingung. Die Transistoren T17 und T18 arbeiten als Impedanzwandler und führen die Regelspannung niederohmig den Kapazitätsdioden des Oszillators 68 MHz zu.

Um die über Dioden- und Schaltungskapazitäten an das Gate von Feldeffekttransistor T17 gelangende ungewollte Sägezahnschwingung zu kompensieren, wird eine gegenphasige Sägezahnschwingung, deren Amplitude einstellbar ist, vom Kollektor des Transistors T15 abgenommen und dem Gate zugeführt.

Wirkungsweise des Phasenregelkreises

Ist die vom Synchronsteiler kommende Impulsfolgefrequenz höher als die Sägezahnfrequenz, dann treffen die gegenphasigen Impulse nach jeder Periode etwas früher auf den Sägezahn, d.h. über die Dioden G115 und G116 wird während der Impulse der Kondensator C73 auf eine höhere Spannung aufgeladen. Damit erhöht sich die Regelspannung an den Kapazitätsdioden und somit die Frequenz des Oszillators. Die Differenzfrequenz nach der Mischstufe wird niedriger und mit ihr auch die Folgefrequenz der aus dem Synchronsteiler kommenden Impulse und umgekehrt.

4.1.3 Regelschleife II EK47-1.2 (Y2)

Hierzu Stromlauf EK47-1.2 S

In der Regelschleife II wird mit drei gleichartig aufgebauten Oszillatoren, die über den 10-MHz-Dekadenschalter nacheinander eingeschaltet werden, eine im Bereich von 7,4250 bis 11,1625 MHz in 12,5-kHz-Schritten durchstimmbare Frequenz erzeugt.

Das Oszillatorsignal wird einem Frequenzteiler mit einem einstellbaren Teilungsverhältnis von 594 bis 893:1 zugeführt. Der Frequenzteiler wird durch die 100-kHz-, 1-MHz- und 10-MHz-Dekadenschalter über den BCD-Codewandler (Y7) mit je 4 Leitungen für die 100-kHz- und 1-MHz-Dekade und 3 Leitungen für die 10-MHz-Dekade eingestellt.

Das vom Frequenzteiler abgegebene Signal wird in einer Phasenvergleichsschaltung mit der aus dem Steuerfrequenzteil kommenden quarzgenauen 12,5-kHz-Frequenz verglichen. Die aus diesem Vergleich entstehende Regelspannung wird nach Verstärkung und Filterung an den jeweils eingeschalteten varaktorgesteuerten Oszillator gelegt und stimmt ihn auf die durch die Dekadenschalter-Einstellung vorgegebene Frequenz ab.

Mit der Auswahl des Oszillators und der Änderung des Teilungsverhältnisses im Frequenzteiler durch die Einstellung der Dekadenschalter wird die Oszillatorfrequenz in 299 Schritten im Bereich von 7,4250 bis 11,1625 MHz durchgestimmt. Das Oszillatorsignal wird dem Ausgangsoszillator zugeführt.

Oszillatoren 0, 1 und 2 EK47-1.2.70, EK47-1.2.80 und EK47-1.2.90

Die Oszillatorfrequenzen von 7,425 bis 11,1625 MHz sind in drei Bereiche unterteilt. Jedem Bereich ist ein eigener Oszillator zugeordnet. Der betreffende Oszillator wird durch Anlegen der Betriebsspannung von +12V an Stecker St22.3, .4 oder .5 über den Codewandler eingeschaltet.

Die Regelung der HF-Amplitude geschieht durch eine von der Schwingspannung abhängigen Vorspannung an den Kapazitätsdioden G111 und G125, G116 und G126, G121 und G127, deren Kapazitäten den Rückkopplungsfaktor beeinflussen. Damit die Kapazitätsdioden G125 bis G127 stets im Sperrbereich arbeiten, liegt eine aus der Betriebsspannung von +12 V abgeleitete feste positive Spannung an den Kathoden.

Die HF-Spannung wird bei allen drei Oszillatoren am Basisschwingkreis ausgekoppelt und über eine Schaltdiode in den Regelverstärker eingespeist. Die entsprechende Diode wird durch Anlegen der Betriebsspannung an den Oszillator leitend.

Regelverstärker EK47-1.2.40 und Trennverstärker EK47-1.2.45

Die von einem der drei Oszillatoren erzeugte HF-Schwingung wird über Transistor T13 verstärkt und an den Dioden G130, G131 gleichgerichtet. Dadurch wird eine von der HF-Amplitude abhängige Regelspannung gewonnen, die zu den Oszillatoren zur Amplitudenregelung zurückgeführt wird.

An der Basis von Transistor T12 liegt eine durch die Dioden G132, G133 in ihrer Amplitude begrenzte HF-Schwingung. Am Emitter von Transistor T12 wird die HF-Schwingung ausgekoppelt, die zur Buchse Bu23 führt.

Am Kollektor von Transistor T12 wird die HF-Schwingung ausgekoppelt, die zum Transistor T14 im Trennverstärker führt.

Dieser steuert den Frequenzteiler EK47-1.2.20 an.

Frequenzteiler EK47-1.2.20

Vom einstellbaren Frequenzteiler wird die Oszillatorfrequenz, entsprechend der eingestellten Sendefrequenz, durch 594 bis 893 geteilt, wobei die niedrigste eingestellte Frequenz das niedrigste Teilungsverhältnis erfordert.

Die Teilereingangsfrequenz im Bereich 7,425 MHz bis 11,1625 MHz ist bei gefangener Regelschleife stets so groß, daß für jedes Teilungsverhältnis 594 bis 893 die abgegebene Frequenz 12,5 kHz beträgt ($7,425 \text{ MHz} : 594 = 12,5 \text{ kHz}$; $11,1626 \text{ MHz} : 893 = 12,5 \text{ kHz}$). Das Einstellen des Teilungsverhältnisses erfolgt durch den digitalen Frequenzbefehl an Stecker St21.1 bis St21.17.

Der Spannungsteiler mit den Widerständen R85 und R86 legt eine Spannung von +1,4 V an den Gattereingang B1II.2. Sie entspricht dem Mittelwert der erforderlichen Logikpegel. Die überlagerte HF-Schwingung bildet mit der Gleichspannung die gewünschten Logikpegel H und L. Um zu verhindern, daß die Eingangsspannung von Gatter B1II negative Werte annimmt, wird sie von der Klammer-schaltung mit den Dioden G141 und G142 und dem Widerstand R87 auf 0 V begrenzt.

Am Gatterausgang BlII.6 steht eine Rechteckschwingung, die den Flip-Flops B9 bis B16 als Taktimpulsfolge zugeführt wird. Der Frequenzteiler besteht aus zwei Synchronzählern mit je zehn Stellungen, einem Synchronzähler mit neun Stellungen, zwei Übertragungsgattern und einer Rückstellschaltung.

Zusammenwirken der drei Synchronzähler

Der Synchronzähler für die 100-kHz-Dekade (Flip-Flop B9 bis B12) legt nach einem Zyklus von 10 Takten für eine Taktimpulsdauer H-Pegel an die Eingänge des Übertragungsgatters B8.

Dadurch gelangt jeweils ein Taktimpuls über Gatter B8 und B4 II an die Takteingänge des Synchronzählers für die 1-MHz-Dekade.

Der erste Zyklus einer Zählerperiode nach erfolgter Rückstellung kann abhängig von den Signalen an den Rückstelleingängen auch weniger als zehn Taktimpulse lang sein. Nach dem ersten Zyklus gelangt jeder zehnte Taktimpuls in den Synchronzähler für die 1-MHz-Dekade.

Der Synchronzähler für die 1-MHz-Dekade (Flip-Flop B13, B14) hat ebenfalls 10 Stellungen. Im Übertragungsgatter B7 werden seine Ausgänge und die des Synchronzählers für die 100-kHz-Dekade derart mit der Taktleitung verknüpft, daß jeder hundertste Taktimpuls an den Synchronzähler für die 10-MHz-Dekade gelangt. Auch beim 1-MHz-Synchronzähler kann der erste Zyklus einer Zählperiode nach der Rückstellung verkürzt sein.

Der Synchronzähler für die 10-MHz-Dekade kann maximal neun Stellungen einnehmen. Er besteht aus den beiden Doppel-Flip-Flops B15 und B16. Spätestens nach der neunten Zählstellung erfolgt die Rückstellung.

Die drei Synchronzähler des Frequenzteilers haben die in den Tabellen angegebenen Zählfolgen (Logikpegel an den Q-Ausgängen).

10-MHz-Dekade

Stellung	Flip-Flop			
	B16 I	B16 II	B15 II	B15 I
0	H	L	H	L
1	L	L	L	L
2	H	H	H	L
3	L	H	H	L
4	H	H	H	H
5	L	L	H	H
6	H	L	L	H
7	L	H	L	L
8	H	H	H	L

1-MHz-Dekade

Stellung	Flip-Flop			
	B14 I	B14 II	B13 II	B13 I
0	L	L	H	H
1	H	L	L	H
2	L	H	L	L
3	H	H	H	L
4	L	H	H	H
5	H	L	H	H
6	L	L	L	H
7	H	H	L	L
8	L	H	H	L
9	H	H	H	H

100-kHz-Dekade

Stellung	Flip-Flop			
	B9	B10	B11	B12
0	H	H	L	L
1	L	H	H	L
2	H	H	H	H
3	L	L	L	H
4	H	L	L	H
5	L	H	L	L
6	H	H	H	H
7	L	H	H	H
8	H	L	H	H
9	L	L	L	H

Rückstellung

Wie aus dem Stromlauf und der Zählfolgetabelle hervorgeht, liegt in der Zählstellung 891 der 10-MHz-, 1-MHz- und 100-kHz-Dekade H-Pegel an allen Nandgattereingängen von B6 und an den Flip-Flop-Ausgängen B9.6 und B11.8. Damit sind alle J-Eingänge von Flip-Flop B3 auf H-Pegel. Nach dem nächsten Taktimpuls, also in der Zählstellung 892, erscheint damit H-Pegel am Q-Ausgang von Flip-Flop B3, wodurch alle Rückstellgatter geöffnet werden. Außerdem haben in der Stellung 892 alle Flip-Flops H-Pegel an den Q-Ausgängen. Eine Ausnahme bildet lediglich Flip-Flop B15I, das nicht zurückgestellt wird.

Vom digitalen Frequenzbefehl an den Steuereingängen St 21.7 bis .17 hängt es ab, welche Flip-Flops zurückgestellt werden, d.h. diejenigen Flip-Flops, an deren Rückstellgattereingängen H-Pegel anliegt, werden mit dem Rückstellimpuls auf L-Pegel an ihrem Q-Ausgang gestellt. Alle anderen Flip-Flops bleiben auf H-Pegel.

Gleichzeitig mit dem Rückstellsignal erscheint am Flip-Flop-Ausgang B3.6 L-Pegel, der an die JK-Eingänge der Zähler-Flip-Flops B9 bis B12 sowie an je einen Eingang der Übertragsgatter B7 und B8 gelangt. Damit wird der Frequenzteiler für den nächsten Taktimpuls gesperrt, d.h. er bewirkt keine Veränderung im Schaltzustand der Synchronzähler.

Dieser 893. Taktimpuls schaltet nur das Flip-Flop B3 wieder um, so daß der Rückstellvorgang beendet und die Sperre für die JK-Eingänge von Flip-Flop B9 bis B12 sowie die Übertragsgatter B7 und B8 aufgehoben wird.

Der dem 893. Takt folgende Impuls ist der erste der neuen Periode, der wieder gezählt wird.

Setzt man voraus, daß die Rückstellung den Zähler auf eine Zahl K einstellt, ergibt sich daraus ein Teilungsverhältnis:

$$\underline{N = 893 - K}$$

Der Zusammenhang zwischen den ersten drei Dezimalstellen der eingestellten Sendefrequenz (10 MHz, 1 MHz, 100 kHz) S und der Zahl K folgt aus der Zuordnung

$$\underline{K + S = 299}$$

Damit wird das Teilungsverhältnis

$$\underline{N = 594 + S}$$

Ausgangsimpulse

Wie man aus den Tabellen der Zählfolgen der Synchronzähler entnehmen kann, werden die drei K-Eingänge des Flip-Flops B2 in der Stellung 886 auf H-Pegel gelegt. Die J-Eingänge dagegen, die den J-Eingängen des Flip-Flops B3 parallel geschaltet sind, werden erst in der Stellung 891 auf H-Pegel gelegt.

In der Ruhelage liegt der Flip-Flop-Ausgang B2.6 auf L-Pegel. Mit dem 887. Takt kippt das Flip-Flop B2 um, und mit dem 892. Takt wieder in die Ruhelage zurück. Am Gattereingang B1 I.9 liegt also in jeder Zählperiode fünf Takte lang H-Pegel. Nachdem am Gattereingang B1 I.10 der Taktimpuls angeschlossen ist, erscheinen am Gatterausgang B1 I.8 pro Periode fünf negative Taktimpulse als Ausgangssignal des Frequenzteilers.

Impulserzeugung EK 47-1.2.35

Das Ausgangssignal des Frequenzteilers besteht aus fünf aufeinanderfolgenden negativen Nadelimpulsen, die in dem Tiefpaß mit dem Widerstand R1, dem Kondensator C1 und der Diode G11 zu einem breiten Impuls integriert werden. Die Diode G11 kürzt die Entladezeit des Kondensators C1. Dadurch erhält der Impuls an der Basis von Transistor T1 eine steile Vorderflanke. Im Differenzverstärker mit den Transistoren T1 und T2 wird der Impuls verstärkt und in die Primärwicklung des Übertragers Tr2 der Phasenvergleichsschaltung eingespeist. Die Diode G12 verhindert ein Überschwingen in positiver Richtung.

12,5-kHz-Verstärker EK47-1.2.30

Die vom Steuerfrequenzteil EK47-1.5 kommende quarzgesteuerte 12,5-kHz-Rechteckschwingung gelangt über C10 an die Basis von T4. Der im Kollektorkreis von T4 liegende Transformator Tr1 wird von den Kondensatoren C14, C15, C16, C9 zu einem 12,5-kHz-Schwingkreis ergänzt. Durch die hohe Schwingkreisgüte entsteht nur die Grundwelle der 12,5-kHz-Rechteckschwingung, d.h. eine Sinusschwingung, an den Transformatoranzapfungen.

Die Ausgangsamplitude des Verstärkers wird über T3 mittels der gleichgerichteten Kollektorwechselspannung geregelt.

Die Ausgangsspannung des Verstärkers steht symmetrisch an den Lötösen 12 und 14 niederohmig und erdfrei zur Verfügung.

Phasenvergleich EK47-1.2.55

Die negativen Impulse von der Impulserzeugung gelangen in die Phasenvergleichsstufe und erscheinen in den beiden Sekundärwicklungen von Übertrager Tr2 als symmetrische Impulse.

Die Dioden G17 und G16 sowie die Dioden G15 und G18 sind für die Impulse in Durchlaßrichtung gepolt und laden die Kondensatoren C22, C23 sowie C24, C25 auf etwa 27 V auf. Damit sind die Dioden für die Sinusschwingungen, die in die Mittelanzapfungen der Sekundärwicklungen eingespeist werden, gesperrt.

Mit den Kondensatoren C31 und C32 (Trimmwerte) wird die Symmetrie der Impulse in den beiden Sekundärwicklungen von Übertrager Tr2 optimal eingestellt.

Während der Zeit, in der Impuls- und Sinussignal gleichzeitig anliegen, werden jeweils die Dioden G16 oder G17 und G18 oder G15 leitend, und die Kondensatoren C28 und C29 auf diese Momentanspannung aufgeladen. Die positive Spannung am Gate des Feldeffekttransistors T5 ändert sich nun mit der Phasenlage zwischen dem vom Oszillator abgeleiteten Impuls und der quarzgesteuerten 12,5-kHz-Sinusschwingung. 608

Reste der Sinusschwingung, die durch Unsymmetrie der Schaltung an das Gate von T5 gelangen, werden durch eine gegenphasige Sinusschwingung über die Kondensatoren C26, C27 (Trimmwerte) kompensiert.

Die Transistoren T5 bis T8 bilden einen Gleichstromverstärker mit kleinem dynamischen Innenwiderstand. Die Diode G19 schützt die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T7 vor zu hohen Sperrspannungen.

Tiefpaß EK47-1.2.65

Die von der Phasenvergleichsstufe abgegebene Regelspannung gelangt über den Tiefpaß mit den Widerständen R35, R36, C37 sowie über je einen Sperrkreis für 12,5 kHz und 25 kHz als Voreinstellspannung an die Oszillatoren 0, 1 und 2. Die Sperrkreise dämpfen die Abtastfrequenz und deren erste Oberwelle.

Die beiden Dioden G128, G129 überbrücken den Tiefpaß für größere Amplituden, wie sie beim Fangvorgang auftreten. Im gefangenen Zustand sind die Regelspannungsänderungen kleiner als die Diodendurchlaßspannung, so daß der Tiefpaß in der Regelschleife wirksam ist. Die Regelspannung wird außerdem um die Durchlaßspannung der Diode G136 erhöht, um die geringere relative Frequenzvariation der Oszillatoren 0, 1 und 2 zum Teil auszugleichen.

4.1.4 Regelschleife III EK47-1.3 (Y3)

Hierzu Stromlauf EK47-1.3 S

Die Baugruppen Regelschleife III (EK47-1.3) und Ausgangsoszillator (EK47-1.4) bilden zusammen die Summenregelschleife für die Ausgangsfrequenz.

In der Regelschleife III (Y3) wird das über Kabel K5 zugeführte Mischprodukt aus dem Ausgangsoszillator durch einen Teiler 64:1 geteilt und in einer Phasenvergleichsschaltung mit einer vom Oszillatorsignal der Regelschleife I abgeleiteten Frequenz verglichen. Diese Vergleichsfrequenz entsteht durch eine Teilung 2560:1 des über Kabel K2 zugeführten Oszillatorsignals.

Dem Teiler 2560:1 folgt ein Bandpaß mit einer Mittenfrequenz von 26,72 kHz und ein amplitudengeregelter Verstärker. Die sich aus dem Phasenvergleich ergebende Spannung wird über ein Schleifenfilter und über Kabel K3 der Nachstimm-schaltung des Ausgangsoszillators als Regelspannung zur Frequenz-Feinabstimmung zugeführt.

In der Baugruppe Regelschleife III befinden sich auch zwei Spannungsregler für die 12-V- und 29-V-Betriebsspannungen des Synthesizers.

Das Zusammenwirken der Regelschleifen

Hierzu Bild 4-2

Durch das Zusammenwirken der drei Regelschleifen entsteht im Ausgangsoszillator die von der Einstellung der Frequenzdekadenschalter verlangte Synthesizer-Frequenz im Bereich von 73030 kHz bis 103029,9 kHz.

Der Bereichsumfang von 30 MHz ist im Ausgangsoszillator in drei Teilbereiche von je 10 MHz aufgeteilt, die durch den 10-MHz-Dekadenschalter umgeschaltet werden. Der Schwingkreis jedes Teilbereichs wird mit zwei Kapazitätsdioden-Stellgliedern durchgestimmt. Das eine Stellglied wird durch die Stellspannung U_{ST} aus der Regelschleife II gesteuert und bewirkt eine Grobeinstellung des Schwingkreises. Mit dem zweiten Stellglied erfolgt die Feineinstellung durch die in der Regelschleife III erzeugte Regelspannung U_{RIII} . Die Regelspannung U_{RIII} entsteht aus dem Vergleich der voreingestellten Frequenz f_{aIII} des Ausgangsoszillators mit der die Feineinstellung bestimmenden Frequenz f_{aI} der Regelschleife I.

Zum Phasenvergleich werden diese beiden Vergleichsfrequenzen durch Frequenzteiler in beiden Signalwegen auf einen sehr niedrigen Wert von im Mittel 26,7 kHz gebracht. Im Signalweg des Ausgangsoszillators wird die Frequenz f_{aIII} nach einer Teilung 8:1 mit der in 299 Schritten zu je 12,5 kHz veränderbaren Frequenz f_{aII} gemischt und das Mischprodukt über einen Teiler 64:1 der Phasenvergleichsstufe in der Regelschleife III zugeführt. Wird die Frequenz f_{aII} durch den 100-kHz-Dekadenschalter um einen Schritt von 12,5 kHz geändert, so muß sich auch die durch 8 geteilte Frequenz f_{aIII} in der gleichen Richtung um 12,5 kHz ändern, damit für den Phasenvergleich wieder die richtige Vergleichsfrequenz entsteht. Das bedeutet, daß die aus der Vergleichsdifferenz erzeugte Regelspannung U_{RIII} die ungeteilte Frequenz f_{aIII} des Ausgangsoszillators um $8 \times 12,5$ kHz, also 100 kHz ändern muß. Somit entsteht aus einem 12,5-kHz-Schritt in der Regelschleife II ein 100-kHz-Schritt des Ausgangsoszillators.

Die Frequenz f_{aII} der Regelschleife II und die Frequenz f_{aIII} des Ausgangsoszillators ändern sich bei der Frequenzabstimmung in der gleichen Richtung und sind einander ungefähr proportional. Dadurch ist es möglich, mit einer aus der Phasenvergleichsschaltung der Regelschleife II abgenommenen Stellspannung U_{ST} den Ausgangsoszillator auf einen Stellenwert von 0,1 MHz voreinzustellen. Der restliche Gleichlauffehler zwischen f_{aII} und f_{aIII} sowie die Differenz zu der den Stellenwert bis 100 Hz bestimmenden Einstellung der Regelschleife I werden durch die Regelspannung der Regelschleife III ausgeglichen.

Die Frequenz f_{aI} der Regelschleife I wird durch die 10-kHz, 1-kHz- und 100-Hz-Dekadenschalter in 999 Schritten von je 500 Hz verändert, d.h. daß ein Schritt von 500 Hz über den Phasenvergleich in der Regelschleife III eine Veränderung von 100 Hz im Ausgangsoszillator bewirken muß.

Im Signalweg der Frequenz f_{aI} zur Phasenvergleichsschaltung in der Regelschleife III liegen, wie im Signalweg von f_{aIII} , die Frequenzteiler 8:1 und 64:1. Ein zusätzlicher Teiler 5:1 bewirkt, daß die das Stellglied des Ausgangsoszillators steuernde Regelspannung U_{RIII} bei einem 500-Hz-Schritt der Frequenz f_{aII} die Ausgangsfrequenz f_{aIII} um 100 Hz ändert.

Bandpaß 1,71 MHz EK47-1.3.60

Der Bandpaß 1,71 MHz enthält ein dreikreisiges Tschebyscheffilter, bei dem zwei Parallelschwingkreise über einen Serienschwingkreis gekoppelt sind. Der Eingangskreis ist durch eine Anzapfung der Spule L20 an 50 Ω angepaßt. An ihm liegt die Differenzschwingung aus der Mischstufe im Ausgangsoszillator EK47-1.4.

Frequenzteiler 64 mit Impulserzeugung EK47- 1.3.55

Der Verstärker mit Transistor T19 arbeitet als Begrenzer an +5V Betriebsspannung und erzeugt die Logikpegel für die Steuerung des Takteingangs von Flip-Flop B12 I. Die Flip-Flops B12 bis B14 teilen die Frequenz durch 64. Das am Ausgang B14 II.9 des letzten Master-Slave-Flip-Flops erscheinende Rechtecksignal wird mit C70 und R79 differenziert, wobei nur der positive Impuls an der Basis von

Transistor T18 wirksam wird. Am Kollektor und der Primärseite des Transformators Tr8 in der Phasenvergleichsstufe wird ein negativer Impuls erzeugt. Die Diode G128 schließt die durch Einschwingvorgänge im Übertrager entstehenden positiven Amplituden kurz.

Frequenzteiler 2560 EK47-1.3.65

Über Buchse Bu34 gelangt das Ausgangssignal von Regelschleife I in den Frequenzteiler 2560. Über T22 wird das Signal an die ECL-Logik (emittergekoppelte Logik) des Flip-Flops B1 angepaßt. Die Diode G123 paßt den Temperaturgang an.

Die ersten drei Flip-Flops B1, B2 I und B2 II teilen die Oszillatorfrequenz von Regelschleife I durch 8. Über T23 wird der ECL-Logikpegel in den TTL-Logikpegel der Flip-Flops B3 und der Zähler B4 und B5 umgewandelt. Hier wird die Eingangsfrequenz nochmals durch 2, 10 und 16 geteilt und dem Bandpaß 26,72 kHz zugeführt.

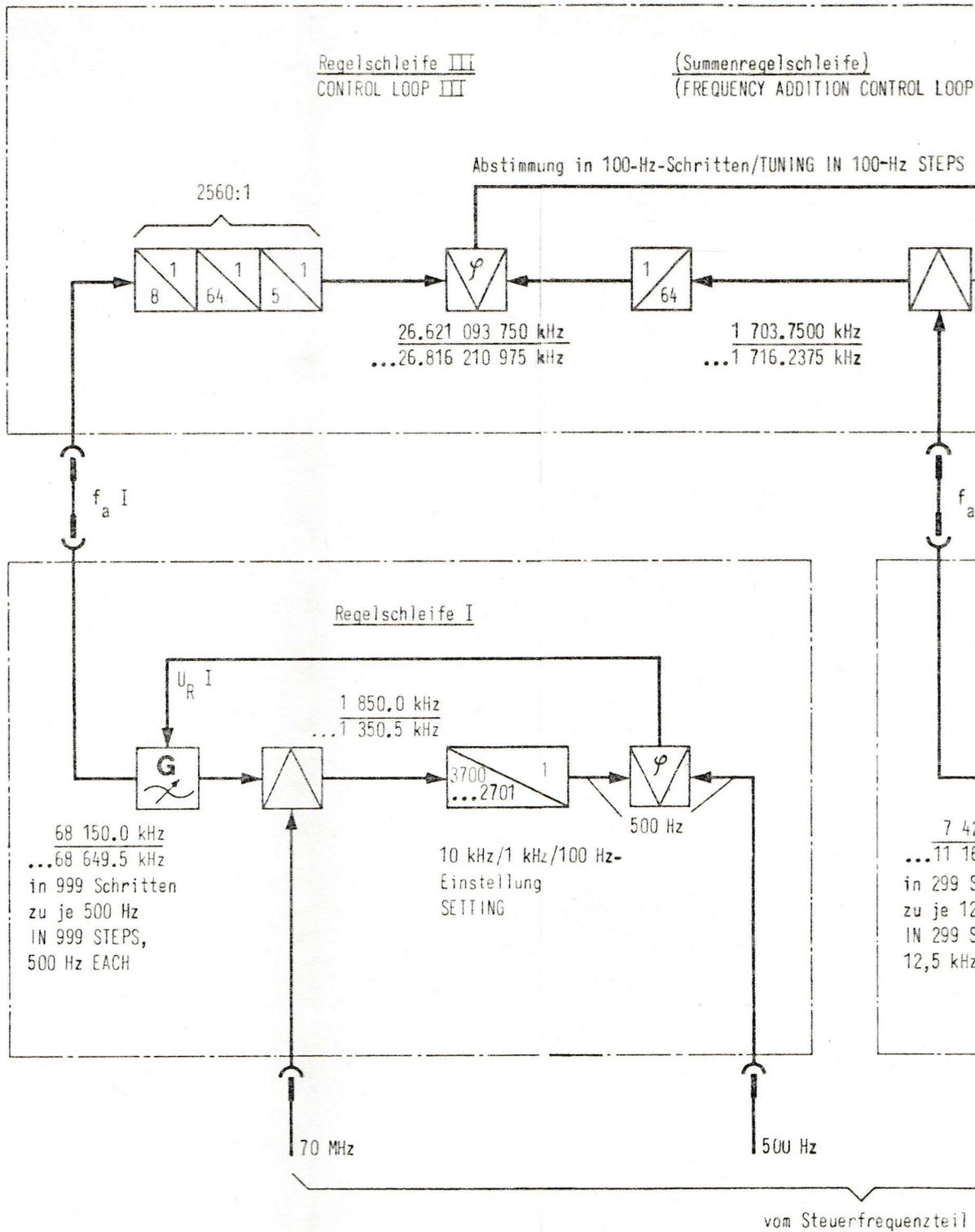
Bandpaß 26,72 kHz EK47-1.3.130

Der Bandpaß 26,72 kHz besteht aus drei zweikreisigen Bandfiltern, die jeweils durch Trennverstärker entkoppelt sind. Der Durchlaßbereich der Filter ist so schmal, daß bereits die 500-Hz-Seitenbänder eines Eingangssignals, die in Regelschleife I entstehen, stark gedämpft werden.

Verstärker 26,7 kHz EK47-1.3.40

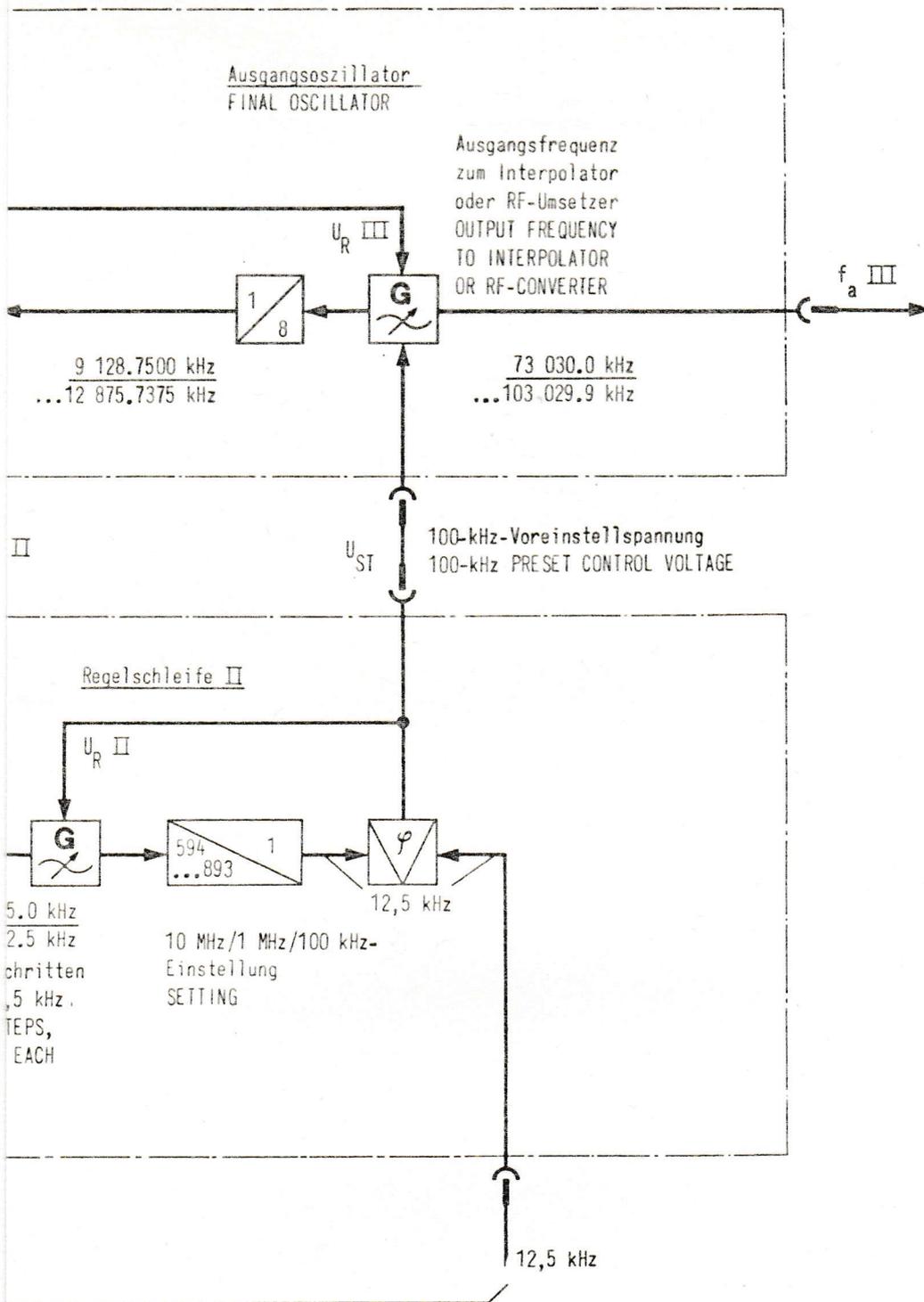
Die vom Bandpaß 26,72 kHz kommende Schwingung wird selektiv verstärkt und die Ausgangsamplitude geregelt.

Die Kollektorwechselspannung an Transistor T11 wird mit der Diode G110 gleichgerichtet. Die am Ladekondensator C30 entstehende Gleichspannung steuert den Strom durch Regeltransistor T10 und damit die Steilheit von Verstärkertransistor T11.



Anmerkung: Die unterstrichenen Frequenzwerte gelten für die Einstellung "0" aller Frequenz-Dekadenschalter.
THE UNDERLINED FREQUENCY VALUES ARE VALID FOR THE SETTING "0" OF ALL FREQUENCY DECADE SWITCHES.

Bild 4 - 2 Zusammenwirken der Regelschleifen
FIG. 4 - 2 INTEROPERATION OF THE CONTROL LOOPS



Leifen im Frequenzsynthesizer

LOOPS IN THE FREQUENCY SYNTHESIZER

Phasenvergleich EK47-1.3.45

Die negativen Impulse aus der Impulserzeugung gelangen in die Phasenvergleichsstufe und erscheinen in den beiden Sekundärwicklungen von Übertrager Tr2 als symmetrische Impulse. Die Dioden G114 und G115 sowie G116 und G117 sind für die Impulse in Durchlaßrichtung gepolt und laden die Kondensatoren C42, C41 sowie C44, C43 auf etwa 27 V auf. Damit sind die Dioden für die Sinusschwingungen, die in die Mittelanzapfungen der Sekundärwicklungen von Tr2 eingespeist werden, gesperrt.

Mit den Kondensatoren C50 und C51 (Trimmwerte) wird die Symmetrie der Impulse in den beiden Sekundärwicklungen von Übertrager Tr2 optimal eingestellt.

Während der Zeit, in der Impuls- und Sinussignal gleichzeitig anliegen, werden jeweils die Dioden G114 oder G115 und G116 oder G117 leitend und die Kondensatoren C45 und C46 auf diese Momentanspannung aufgeladen. Die positive Spannung am Gate des Feldeffekttransistors T12 ändert sich daher mit der Phasenlage zwischen dem vom Ausgangsoszillator abgeleiteten Impuls und der 26,7-kHz-Schwingung.

Reste der Sinusschwingung, die durch Unsymmetrie der Schaltung an das Gate von T12 gelangen, werden durch eine gegenphasige Sinusschwingung über C47 und C48 (Trimmwerte) kompensiert.

Die Transistoren T12 bis T15 bilden einen Gleichstromverstärker mit kleinem dynamischem Innenwiderstand. Die Diode G118 verhindert zu hohe Sperrspannungen zwischen Basis und Emitter von Transistor T13.

Die Regelspannung gelangt über den Tiefpaß mit den Widerständen R60, R61, C53 an T17 und von dort an Buchse Bu32. Die Diode G122 schützt die Basis-Emitterstrecke von T17 vor unzulässig hoher Spannung. Zur Vergrößerung des Fangbereichs ist der Tiefpaß mit den Dioden G120 und G121 überbrückt. Beim Fangvorgang treten hohe Wechselspannungen auf, die die Überbrückungsdioden leitend und damit den Tiefpaß unwirksam machen.

Nachregler 12 V / 30 V EK47-1.3.25

Die 12-V-Betriebsspannung des Synthesizers wird in der Regelschaltung mit den Transistoren T1 und T2 aus der 14-V-Versorgungsspannung gewonnen. Die Basisspannung von T2 wird mit R4 eingestellt, wobei die Zenerdiode G12 an einer geregelten Spannung liegt.

Die 12-V-Betriebsspannung am Emitter von T1 ist über die zwei Basis-Emitterstrecken der Darlingtonschaltung fest an die Referenzspannung von Potentiometer R4 angebunden. Spannungsänderungen auf der 14-V-Seite gehen nur über den sehr kleinen Kollektordurchgriff ein und Belastungsänderungen auf der 12-V-Seite mit der davon abhängigen Basis-Emitterspannungsänderung des Längstransistors T1. Die Diode G11 schützt die Basis-Emitterstrecke vor Spannungsspitzen bei Schaltvorgängen.

Die 29-V-Betriebsspannung des Synthesizers wird in der Regelschaltung mit T3 bis T6 aus der 31-V-Versorgungsspannung gewonnen. Die Transistoren T5 und T6 arbeiten als Differenzverstärker. Änderungen der 29-V-Ausgangsspannung übertragen sich auf die Basis von T5 und somit auch über T6 auf T4. Bei steigender Ausgangsspannung erhält der Längstransistor T3 einen kleineren Basisstrom und wird somit hochohmiger. Die Dioden G13 und G14 schützen die Basis-Emitterstrecken vor zu hohen Sperrspannungen bei Schaltvorgängen.

Die Diode G16 und der Widerstand R12 legen beim Einschalten des Gerätes eine positive Spannung von der unregulierten 31-V-Eingangsspannung an die Basis von T6. Dadurch werden T6, T4 und T3 leitend und die Zenerdiode G16 wird unwirksam.

4.1.5 Ausgangsoszillator EK47-1.4 (Y4)

Hierzu Stromlauf EK47-1.4 S

Der Ausgangsoszillator umfaßt einen Frequenzbereich von 73,03 bis 103,0299 MHz. Er ist in drei Teilbereiche von je 10 MHz unterteilt, die jeweils von einem Oszillator überstrichen werden. Der jeweilige Oszillator wird über den BCD-Codewandler (Y7) entsprechend der Stellung des 10-MHz-Dekadenschalters eingeschaltet und durch eine in der Regelschleife II abgezweigte und über Kabel K7 zugeführte Stellspannung in Schritten von etwa 100 kHz voreingestellt.

Das Oszillator-Ausgangssignal liegt über einen Ausgangsverstärker und einen Bandpaß an der HF-Buchse Bu 43. Im Ausgangsverstärker wird das Oszillatorsignal abgezweigt, durch einen Teiler 8:1 geteilt und in einem nachfolgenden Mischer mit der variablen Oszillatorfrequenz aus der Regelschleife II gemischt.

Oszillatoren 73 bis 103 MHz und Tiefpaß EK47 - 1.4.100

Die Oszillatoren umfassen die Frequenzbereiche 73 bis 83 MHz, 83 bis 93 MHz und 93 bis 103 MHz. Abhängig von der Frequenzeinstellung wird über den Codewandler 519.2055 und St41 der entsprechende Oszillator durch Anlegen der +12-V-Betriebsspannung eingeschaltet.

Mit den Dioden G122 bis G136 wird die Frequenz voreingestellt. Die Stellspannung hierzu wird in Regelschleife II erzeugt. Die Regelspannung wirkt auf die Dioden G11 bis G13, G17 bis G19 und G113 bis G115. Sie wird über Buchse Bu42 eingespeist und über einen Cauer-Tiefpaß geleitet, der einen Dämpfungspol bei der Abtastfrequenz 26,7 kHz hat.

Verstärker EK47-1.4.85

Der Verstärker hat für jeden Oszillator einen durch die Diode G14, G110 oder G116 entkoppelten Eingang. Die Betriebsspannung des eingeschalteten Oszillators schaltet gleichzeitig die zugehörige Diode durch, während an den anderen beiden Dioden eine Sperrspannung liegt.

Transistor T8 speist den Ausgangsverstärker, Transistor T9 den Regelverstärker und den Frequenzteiler 8:1.

Regelverstärker EK47-1.4.95

Die über Anschluß 52 kommende HF-Schwingung wird in der Spitzenwert-Gleichrichterschaltung mit den Dioden G119, G120 gleichgerichtet. Der durch den Spannungsteiler mit den Widerständen R34, R35 an der Basis von Transistor T5 eingestellte Arbeitspunkt wird um die an Widerstand R36 sich aufbauende gleichgerichtete Spannung verringert. Bei zunehmender HF-Amplitude nimmt die positive Gleichspannung am Emitter von T5 ab. Diese Emitterspannung regelt die Amplitude der Oszillatorschwingung.

Ausgangsverstärker EK47-1.4.80 und Bandpaß EK47-1.4.70, EK 47-1.4.75

Vom Verstärker -1.4.85 gelangt die HF-Schwingung über T6, der sie auf den erforderlichen Ausgangspegel an 50Ω bringt, in den nachfolgenden Bandpaß, der Störfrequenzen in großem Frequenzabstand unterdrückt.

Frequenzteiler 8:1 EK47-1.4.110

Der Pegelwandler mit Transistor T15 erzeugt den für ECL notwendigen Gleichspannungs- und Wechselspannungspegel zur Ansteuerung des ersten Flip-Flops. Die Diode G141 paßt den Temperaturgang des Pegelwandlers an den der Logikschaltung an. In den Flip-Flops B1 und B2 wird die Oszillatorfrequenz binär durch acht geteilt.

Trennverstärker EK47-1.4.50 und Mischstufe EK47-1.4.55

Die Ausgangsschwingung der Regelschleife II im Bereich 7,425 bis 11,1625 MHz gelangt über Buchse Bu44 und T13 sowie einen Tiefpaß in die Mischstufe. In Reihe zur an R89 liegenden Schwingung liegt an der Sekundärwicklung von Tr7 das in der Frequenz durch acht geteilte Ausgangsoszillatorsignal. Das Summensignal steuert die Basis von Mischtransistor T11 an.

Die umgesetzte Schwingung wird dem Bandpaß 1,71 MHz in Regelschleife III (EK47-1.3) über Buchse Bu45 zugeführt, in dem die Differenzfrequenz von etwa 1,71 MHz ausgefiltert wird.

4.1.6 Regelschleifenüberwachung 442.1015 (Y6)

Hierzu Stromlauf 442.1015 S

Die Regelschleifenüberwachung kontrolliert die drei phasengeregelten Schleifen des Frequenzsynthesizers. Sie stellt fest, ob alle Regelschleifen entsprechend der eingestellten Frequenz synchronisiert sind und die erzeugte Frequenz richtig und stabil ist. Dann erst erfolgt die Freigabe der Aussendung des HF-Trägers. Fehler in der Synchronisierung lösen "Alarm" aus, der eine Aussendung auf einer falschen Frequenz unterbindet.

Die Regelschleifenüberwachung besteht aus drei gleichartigen Überwachungsschaltungen, die den drei Regelschleifen des Synthesizers zugeordnet sind. Von den Regelschleifen I und II werden jeweils

die quarzgenauen Vergleichsfrequenzen (500 Hz und 12,5 kHz) und die durch die einstellbaren Teiler entstehende Frequenz der entsprechenden Überwachungsschaltung zugeführt. Bei der Regelschleife III sind es die von der Oszillatorfrequenz der Regelschleife I und von der Oszillatorfrequenz des Ausgangsoszillators abgeleiteten Vergleichsfrequenzen.

In den jeweiligen Überwachungsschaltungen erfolgt der Phasenvergleich der Signale aus den Regelschleifen. Fehlt eines der beiden Regelschleifensignale oder ist eine Schleife nicht synchronisiert, so wird in der betreffenden Überwachungsschaltung ein "Alarmpegel" erzeugt. Die Alarmausgänge der drei Überwachungsschaltungen werden in einer Gatterschaltung zu einem Gesamtalarm verknüpft. Der Ausgang für den Gesamtalarm ist über eine Alarmleitung mit der Einschaltsteuerung (Y303 im Modulationsteil) und damit mit den Schaltstufen der Trägersperrung verbunden.

Vorverstärker und Alarm 442.1121

Die Oszillatorschwingung und die 500-Hz-Schwingung aus Regelschleife I werden über Stecker St65 in die Überwachungsschaltung für Regelschleife I eingespeist.

Das 12,5-kHz-Steuerfrequenzsignal von Regelschleife II wird der Überwachungsschaltung für Regelschleife II direkt, die 12,5-kHz-Oszillatorschwingung über einen Begrenzerverstärker mit Transistor T41 zugeführt.

Das 26,7-kHz-Steuerfrequenzsignal wird in einem zweistufigen Verstärker mit den Transistoren T42 und T43 aufbereitet und anschließend der Überwachung Regelschleife III zugeführt.

Das Gatter B41 verknüpft die Alarmleitungen. Bei fehlerfreiem Arbeiten des Frequenzsynthesizers liegen an allen Eingängen des Gatters B41 H-Pegel und damit am Ausgang B41.8 L-Pegel.

Der Transistor T44 ist gesperrt und an Stecker St65.20 liegen +5V (Stellung "Betrieb"). Liegt am Eingang von B41 L-Pegel, so erscheint an B41.8 H-Pegel. Der Transistor T44 ist leitend und an Stecker St65.20 liegt eine Spannung von $< +0,4V$ (Stellung "Alarm").

Fehlt die 5-V-Versorgungsspannung für Regelschleife II und III, von der auch Gatter B41 gespeist wird, so liegt über Widerstand R54 H-Pegel an der Basis. Der Transistor wird leitend, und an Stecker 65.20 liegt L-Pegel (Alarm).

Überwachung Regelschleife I 442.1144

Die Steuerfrequenzimpulse 500 Hz werden über Gatter B11.11 invertiert und anschließend im Hochpaß C11, R11 differenziert. Die entstehenden positiven Nadelimpulse werden im Transistor T11 und im nachfolgenden Gatter B11 verstärkt und geformt. Sie steuern als positive Impulse den Takteingang des Flip-Flops B13 und den Gattereingang B12.2.

Die Oszillatorfrequenzimpulse 500 Hz werden über Gatter B12 invertiert und anschließend im Hochpaß C12, R12 differenziert. Diese positiven Nadelimpulse werden im Transistor T12 und Gatter B11 verstärkt und geformt. Sie steuern als positive Impulse den Takteingang B13.1 des Flip-Flops B13 und den Eingang B14.1 des monostabilen Flip-Flops B14.

Digitale Phasenvergleichsschaltung

Das Flip-Flop B13 wirkt als digitale Phasenvergleichsschaltung. Sie wird von den oben beschriebenen Nadelimpulsen angesteuert und gibt an den Ausgängen B13.12 und B13.13 ein in der Frequenz der Taktfrequenz gleiches Rechtecksignal ab, dessen Tastverhältnis proportional der Phasendifferenz zwischen den beiden Taktsignalen ist.

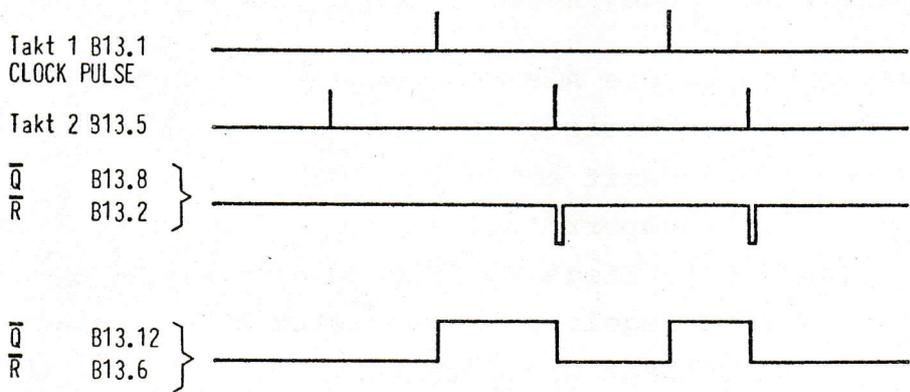


Bild 4-3 Pulsdiagramm für den digitalen Phasenvergleich
 FIG. 4-3 PULSE DIAGRAM FOR THE DIGITAL PHASE COMPARISON

Die Impulsfolge an B13.12 zeigt Bild 4-3. Ausgang \bar{Q} , B13.8 liegt auf H-Pegel, Q, B13.12 auf L-Pegel. Ein an B13.5 ankommender Taktimpuls ist unwirksam, da das Flip-Flop von Ausgang B13.12 L-Pegel am Rückstelleingang hat. Folgt ein Taktimpuls an B13.1, so erscheint an Ausgang B13.12 H-Pegel. Der nächste Taktimpuls an B13.5 kann jetzt wirksam werden. Er bringt Ausgang B13.8, der mit dem Rückstelleingang B13.2 verbunden ist, auf L-Pegel. Durch die Rückstellung erscheint an B13.12 wieder L-Pegel, der über Eingang B13.6 auch dieses Flip-Flop zurückstellt. Am Ausgang B13.8 erscheint wieder H-Pegel. Für den nächsten Taktimpuls ist B13.1 wirksam usw..

Erkennen des nicht synchronisierten Zustands der Regelschleife I

Befindet sich die Regelschleife I in einem nicht synchronisierten Zustand, so sind die Oszillatorschwingung 500 Hz und die Steuerfrequenzschwingung 500 Hz nicht synchron, d.h. während einer Schwebungsperiode treffen einmal zwei Taktimpulse hintereinander auf einen Eingang. Der erste Taktimpuls schaltet das entsprechende Flip-Flop B13 um und bereitet das monostabile Flip-Flop B14 über die Verknüpfung mit den Ausgängen B13.12 und B13.13 vor. Der zweite Taktimpuls schaltet nun das Flip-Flop B14. An Ausgang B14.6 erscheint L-Pegel für eine durch R15 und C13 bestimmte Zeit. Da der Transistor T13 durch die negative Aufladung der Kondensatoren C14 und C15 gesperrt ist, liegen +5V an Gatter B12.12. Der L-Pegel an Gatter B12.13 bewirkt auch L-Pegel an Gatterausgang B12.8, d.h. Alarm für Regelschleife I.

Fehlen sowohl die Oszillator- als auch die Steuerfrequenzschwingung 500 Hz, so wird die Flip-Flop-Schaltung unwirksam. Die Gleichrichterschaltung G1 11 bis G1 14 mit den beiden Ladekondensatoren C14 und C15 wird nicht mehr mit Rechteckschwingungen von B13.12 und B13.13 angesteuert. Beide Kondensatoren entladen sich über R16, und der Transistor T13 wird leitend. Damit wird Alarm für Regelschleife I, jetzt durch L-Pegel an Gatter B12.12, ausgelöst.

Überwachung Regelschleife II 442.1167 und
Überwachung Regelschleife III 442.1180 _ _ _

Die Schaltungen und damit die Wirkungsweisen entsprechen völlig der von Überwachung Regelschleife I.

4.1.7 BCD-Codewandler 519.2055 (Y7)

Hierzu Stromlauf 519.2055 S

Der Codewandler formt den an St24 ankommenden Frequenzbefehl in einen für die einstellbaren Frequenzteiler der Regelschleifen I und II geeigneten Code um. Der Frequenzbefehl liegt für alle 5 Dekaden und die 3 10-MHz-Schritte im 1-aus-10-Code am Eingang des Codewandlers. Das Eingangssignal liegt auf -24 V bezogen an:
-24 V = logisch L; 0 V = logisch H.

Das Eingangssignal wird über eine Diodenmatrix in den Ausgangscode umgewandelt, anschließend über Transistoren in ein 5-V-Logiksignal umgewandelt und über Ausgangsstufen den entsprechenden Ausgängen zugeführt. Die 10-MHz-Stufen werden zusätzlich noch über Schalttransistoren an 3 separate Ausgänge geführt. Die dadurch geschaltete 12-V-Betriebsspannung gelangt an das entsprechende Oszillatorpaar in Regelschleife II und Ausgangsoszillator.

4.1.8 30-kHz/RF-Umsetzer 442.0119 (Y12)

Hierzu Stromlauf 442.0119 S

Der RF-Umsetzer setzt die modulierte 30-kHz-ZF-Schwingung aus dem Modulationsteil in die gewählte Schwingung im Bereich von 1,5 bis 30 MHz um und verstärkt sie auf den für die Ansteuerung des Leistungsverstärkers notwendigen Pegel. Zur Umsetzung werden dem RF-Umsetzer die festen Oszillatorfrequenzen 1 MHz und 70 MHz sowie die veränderbare Oszillatorfrequenz 74,53 bis 103,03 MHz aus dem Synthesizer zugeführt.

Die über Bu 70 anliegende 30-kHz-Zwischenfrequenzschwingung wird mit der durch Verdreifachung des 1-MHz-Oszillatorsignals gebildeten Schwingung von 3 MHz im 1. Mischer auf 3,03 MHz umgesetzt. Nach einem 3,03-MHz-Quarzfilter wird das Signal im 2. Mischer mit der 70-MHz-Oszillatorschwingung auf 73,03 MHz umgesetzt. Nach Durchlaufen eines 73,03-MHz-Quarzfilters wird das Signal in der 3. Mischstufe mit der von 74,53 bis 103,03 MHz veränderbaren Oszillatorfrequenz auf die Ausgangsfrequenz im Bereich von 1,5 bis 30 MHz umgesetzt und über einen Vor- und Endverstärker mit 30-MHz-Tiefpaßfiltern der HF-Ausgangsbuchse zugeführt.

Das im A3J-Modulator als unteres Seitenband (27 bis 30 kHz) aufbereitete Signal wird in der RF-Lage als oberes Seitenband abgestrahlt. Ebenso werden die Umtastfrequenzen bei Fl-Betrieb umgekehrt.

0,03/3-MHz-Umsetzer S42046 - S17-C1

Die erste ZF-Schwingung von 30 kHz wird mit einem Pegel von -16 dB an 600 Ω (-16 dBm) am Eingang 7 (Bu 70) eingespeist. Die Widerstände 121 und 122 bewirken eine Vordämpfung und verbessern den Eingangswiderstand (600 Ω) der Schaltung. Für die Umsetzung in die zweite ZF-Lage von 3 MHz wird ein Ringmodulator verwendet, der mit vier Siliziumdioden (161 bis 164) bestückt ist. Die Serienwiderstände 124 bis 127 gleichen die Exemplarstreuungen der Dioden aus und verbessern damit die Symmetrie des Modulators. Die Übertrager 135 und 136 sind für Frequenzen von etwa 3 MHz ausgelegt. Die erste ZF-Schwingung von 30 kHz wird in der Symmetriemitte des Übertragers 136 eingespeist.

Zur Erzeugung der Oszillatorfrequenz von 3,0 MHz wird vom Synthesizer über Umschalter 3 ein 1-MHz-Rechtecksignal mit einer Spannung von $350 \text{ mV}_{\text{SS}}$ an den Eingang 6 (Bu 72) gelegt. Es wird am Kondensator 141 differenziert und dem Transistor 151 zugeführt, der im übersteuerten A-Betrieb als Verdreifacher arbeitet.

Die 3-MHz-Schwingung wird mit dem Kollektorschwingkreis 131/146 ausgesiebt und im Transistor 153 verstärkt. Der Kollektorkreis ist ebenfalls auf 3 MHz abgestimmt und stellt gleichzeitig die Primärspule des Übertragers 135 dar. Die Widerstände 114 und 119 verhindern parametrische Schwingungen. Die Ausgangswicklung des Übertragers 136 ist für eine Impedanz von 50Ω ausgelegt.

Am Anschluß a7 stehen die zweite ZF-Schwingung von 3,03 MHz mit einem Pegel von -44 dB an 50Ω und das bei dieser Umsetzung entstandene untere Seitenband mit 2,97 MHz zur Verfügung.

Filter_S42046-S18-C1

Dieses Filter unterdrückt den nach der Umsetzung noch verbliebenen 3,0-MHz-Trägerrest um 80 dB. Die Durchgangsdämpfung für die Frequenzen 3,03 MHz und 2,97 MHz betragen etwa 1 dB.

Das Filter enthält im wesentlichen zwei Quarze (231, 232) und zwei Parallelkreise (211/218, 212/219). Es ist durch Lötung hermetisch verschlossen.

3/73-MHz-Umsetzer_S42046-S19-C1

Ein zweistufiger, gegengekoppelter Verstärker hoher Linearität mit den Transistoren 371 und 372 hebt das Ausgangssignal des 3-MHz-Filters von -45 dB an 50Ω auf -24 dB an 50Ω an (Pegel bezogen auf die Frequenz 3,03 MHz). Mit dem Thernwid 339 wird die Gesamtverstärkung des 30-kHz/RF-Umsetzers temperaturkompensiert.

Der Verstärker speist einen Ringmodulator, der mit einem Hot-Carrier-Diodenquartett (386) bestückt ist. Auch hier werden Serienwiderstände benutzt (322 bis 325), um die Symmetrie des Modulators zu verbessern und die Auswirkungen von Diodenstreuungen zu verringern. Die Übertrager 341 und 342 sind für Frequenzen von etwa 70 MHz dimensioniert. Die ZF-Schwingung von 3,03 MHz (und 2,97 MHz) wird in der Symmetriemitte des Übertragers 341 eingespeist.

Die Oszillatorschwingung von 70,0 MHz kommt vom Synthesizer über Umschalter 1 und wird dem Eingang 8 (Bu 71) zugeführt. Der Ausgangspegel des Mischers am Anschluß c6 beträgt -35 dB an 50 Ω , bezogen auf die dritte ZF-Schwingung von 73,03 MHz.

Auf den Mischer folgt ein dreistufiger, gegengekoppelter Verstärker mit den Transistoren 374, 375 und 376. Er verstärkt die ZF-Schwingung von 73,03 MHz auf einen Pegel von -13 dB an 50 Ω . Zusätzlich verstärkt er auch den Trägerrest der letzten Umsetzung (70 MHz) sowie die Seitenbänder von 72,97 MHz, 67,03 MHz und 66,97 MHz, die von der letzten und vorletzten Umsetzung herühren, so daß die Linearitätsforderungen an ihn entsprechend hoch sind. Die Widerstände 329 und 340 legen die genaue Verstärkung des gesamten 30-kHz/RF-Umsetzers fest.

Der Ausgang des Verstärkers enthält einen Saugkreis (348/366) für die Frequenz 67 MHz. Er ist zur Ergänzung des nachfolgenden 73-MHz-Filters notwendig, das bei dieser Frequenz (67 MHz) einen prinzipbedingten Dämpfungseinbruch aufweist. Mit dem Kondensator 365 wird der Saugkreis für die Zwischenfrequenz von 73 MHz zu einem Parallelkreis ergänzt.

73-MHz-Filter S42046-E18-B1

Das 73-MHz-Filter sibt die gewünschte Zwischenfrequenz von 73,03 MHz aus und unterdrückt alle anderen Frequenzen um mindestens 70 dB. Es ist als Quarzfilter mit 6 Obertonquarzen und vier symmetrischen Kreisen aufgebaut. Die Durchgangsdämpfung beträgt etwa 4 dB und die Bandbreite etwa 16 kHz. Die Sperrdämpfung im Abstand von ± 40 kHz von der Mittenfrequenz (73,03 MHz) beträgt über 70 dB. Eingangs- und Ausgangswiderstand sind für einen Wellenwiderstand von 50 Ω bemessen. Das Filter ist durch Löten hermetisch verschlossen.

73-MHz/RF-Umsetzer_S42046-S21-C1

Das Ausgangssignal des 73-MHz-Filters mit einem Pegel von -18 dB an 50 Ω wird einem dritten Ringmodulator zugeführt, der ebenfalls mit einem Hot-Carrier-Diodenquartett (481) bestückt ist. Auch hier sind Serienwiderstände (416 und 419) vorgesehen, die die Symmetrie des Modulators verbessern und die Auswirkungen von Diodenstreuungen herabsetzen. Die Übertrager 441 und 442 sind für Schwingungen von 70 bis 100 MHz dimensioniert. Die Ausgangsschwingung im Bereich 1,5 bis 30 MHz wird als Differenzschwingung der Symmetriemitte des Modulators am Übertrager 442 entnommen. Bei dieser Differenzbildung erfolgt die oben erwähnte Vertauschung der Modulationsseitenbänder.

Das Oszillatorsignal vom Synthesizer wird über Umschalter 2 in den Eingang 10 (Bu 75) eingespeist. Die Frequenz ist in 100-Hz-Schritten von 74,53 MHz bis 103,029 MHz einstellbar. Sie bestimmt die Frequenz am Ausgang des 30-kHz/RF-Umsetzers. Da die Oszillatorspannung am Eingang 10 mit 0,3 V an 50 Ω für den Betrieb eines Ringmodulators zu gering ist, wird sie in einem Verstärker mit dem Transistor 471 auf eine Leistung von etwa 30 mW verstärkt und mit dem Übertrager 441 in den Ringmodulator eingekoppelt.

Die Bauteile 449 und 415 stellen eine frequenzabhängige Gegenkopplung im Emitterkreis des Transistors dar, damit die Verstärkung im ganzen Frequenzbereich möglichst gleichmäßig bleibt.

Das Ausgangssignal des dritten Ringmodulators mit einem Pegel von -26 dB an 50 Ω durchläuft einen Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von 30 MHz (436/451/452), der die Oszillatorschwingung und das Summenmischprodukt hinreichend unterdrückt. Darauf folgt ein zweistufiger, mehrfach gegengekoppelter Breitbandverstärker hoher Linearität mit den Transistoren 472 und 473 für den Frequenzbereich 1,5 bis 30 MHz. In ihm wird das RF-Signal auf einen Pegel von -11 dB an 50 Ω angehoben. Es durchläuft anschließend einen mehrgliedrigen Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von 30 MHz, der den noch verbliebenen Trägerrest der letzten Umsetzung um 50 dB unterdrückt.

Der RF-Endverstärker mit den Transistoren 586, 587 und 25 enthält ebenfalls mehrere Gegenkopplungen, die im Bereich 1,5 bis 30 MHz hohe Linearität und einen ebenen Frequenzgang bewirken. Der Endtransistor 25 ist zur besseren Kühlung am Gehäuse des 30-kHz/RF-Umsetzers montiert.

Am Ausgang des RF-Endverstärkers liegt ein weiterer mehrgliedriger Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von 30 MHz, in dem der Trägerrest der letzten Umsetzung um abermals 50 dB unterdrückt wird.

Am Ausgang 9 (Bu 76) wird das RF-Signal mit einer Leistung von 100 mW, entsprechend einem Pegel von +9 dB oder 2,25 V an 50 Ω abgegeben.

4.2 Modulationsteil

Hierzu Stromlauf 519.0017 S Bl. 2

Der Modulationsteil enthält die für die verschiedenen Sendarten erforderlichen Schaltungen zur Modulation und Tastung.

Er besteht aus folgenden Baugruppen:

Y302	Pegelumsetzer
Y303	Einschaltsteuerung
Y304	F1-Modulator
Y305	A1-Modulator
Y306	30-kHz-Pegelregler
Y307	Pegelsteuerung
Y308, Y309	A3J-Modulator
Y310, Y311	Einseitenbandfilter
Y312	Taststufe Modulator

Die Baugruppe Y301 Nachregler befindet sich zwar ebenfalls im Modulationsteil, gehört jedoch funktionsmäßig zur Stromversorgung und ist daher dort beschrieben.

4.2.1 Al-Modulator 442.0477 (Y305)

Hierzu Stromlauf 442.0477 S

Die Baugruppe Al-Modulator hat drei verschiedene Funktionen:

Bildung eines 30-kHz-Zwischenfrequenz-Trägers für die Sendearten A1, A3H und A3J.

Tastzeichen-Umformung für die Al-Weichtastung

Mithören bei A1- und A3-Sendungen.

Die 30-kHz-ZF-Schwingung entsteht durch Aussiebung der dritten Oberwelle aus den vom Frequenz-Synthesizer über St 03.10 zugeführten 10-kHz-Rechteckimpulsen. Nach Filterung und Verstärkung gelangt die 30-kHz-Trägerschwingung über einen Tastmodulator (Diodenschalter) an den Ausgang St 83.17 und, im Tastmodulator abgezweigt, über einen Pegelsteller und einen Ausgangsschalter an den Ausgang St 83.14.

Bei der Sendeart A1 wird über eine Stufe zur Impulsumformung der Tastmodulator im Rythmus der Morsetastung ein- und ausgeschaltet. Der dadurch getastete 30-kHz-Träger wird über den geschlossenen Ausgangsschalter und über Ausgang St 83.14 dem 30-kHz-Verstärker auf Baugruppe Y306 zugeführt.

Bei der Sendeart A3J ist der Ausgangsschalter offen. Der 30-kHz-Träger liegt dann über den dauernd durchgeschalteten Tastmodulator nur an den Ausgängen St 83.17 und .18 und damit an den A3J-Modulatoren in den Baugruppen Y308 und Y309.

Bei der Sendeart A3H ist der Ausgangsschalter geschlossen und der Tastmodulator durchgeschaltet. Der 30-kHz-Träger liegt dadurch über Ausgang St 83.17 am A3J-Modulator und über Ausgang St 83.14 am 30-kHz-Pegelregler.

Bei der Sendeart F1 sind die 30-kHz-Ausgänge des Al-Modulators abgeschaltet.

Die Tastzeichen-Umformung vor dem Tastmodulator bewirkt eine Verringerung des Oberwellengehalts der Tastimpulse bei A1-Telegrafie und damit eine Verringerung der Bandbreite bei der Aus-sendung.

Die über St 83.21 anliegenden rechteckigen Morse-Tastimpulse werden in mehreren Stufen umgeformt. Dabei werden die Ecken verrundet und die Flanken abgeflacht. Verfälschungen der Zeichensymmetrie lassen sich durch eine einstellbare Symmetrierung am Eingang der Tastschaltung ausgleichen.

Zum Mithören der A1- und A3-Sendungen befindet sich im A1-Modulator ein 1-kHz-Oszillator und ein NF-Verstärker. Bei der Sendart A1 wird der 1-kHz-Oszillator im Rhythmus der Tastzeichen geschaltet, und die Tonzeichen werden über einen NF-Verstärker mit einem Kopfhörer abgehört. Bei A3J- und A3H-Telefonie ist der 1-kHz-Oszillator gesperrt. Die Telefonie-Modulation wird zum Mithören dem A3-Modulator entnommen und über St 83.2 dem NF-Verstärker zugeführt.

30-kHz-Erzeugung und Tastung:

Über Anschluß St83.10 liegen am Verstärkereingang T13 symmetrische 10-kHz-Pulse vom Synthesizer. Am 30-kHz-Filter im Kollektorkreis wird die 30-kHz-Schwingung abgenommen und in T14 und T15 verstärkt. Der Transistor T15 erhält die Kollektor-Gleichspannung von Transistor T12, der Endstufe der A1-Tastschaltung. Ist der Transistor T12 in den Tastpausen gesperrt, so wird mit der Diode G17 der 30-kHz-Ausgangspegel, und damit die Sendeleistung, um über 50 dB vermindert. Mit dem Steller R47 läßt sich der Pegel an Anschluß St83.14, und damit die Sendeleistung bei der Sendart A1, einstellen. Der Relaiskontakt rsl in der Ausgangsleitung trennt mit hoher Dämpfung bei den Sendarten A3J und F1. Die Anschlüsse St 83.17 und .18 sind hierzu gut von Anschluß St 83.14 geschirmt. Über Anschluß .17 wird die 30-kHz-ZF-Schwingung an den A3J-Modulator (Y308/309) geführt. Bei Sendart A1 ist der Relaiskontakt rsl geschlossen. Die Diode G17 und T15 werden im Rhythmus der Tastung durchgeschaltet und gesperrt. Der A3-Modulationszweig wird durch das abgeschaltete Einseitenbandfilter (Y310/311) aufgetrennt.

Bei der Sendart A3J (unterdrückter Träger) ist der Kontakt rsl geöffnet. Die Diode G17 und Transistor T15 sind über die Einschaltsteuerung (Y303) und die Tastschaltung mit Transistor T12 dauernd durchgeschaltet.

In Sendearart A3H ist Kontakt rsl geschlossen und die Tastschaltung durchgeschaltet.

Bei Sendearart Fl ist die Diode Gl7 dauernd gesperrt und T15 dadurch abgeschaltet. Kontakt rsl ist dauernd geöffnet.

Die A1-Tastimpulse gelangen über die Einschaltsteuerung (Y303) an den Eingang (Anschluß 21). Nach einem Tiefpaß R1, C1 zum Schutz gegen eingestrahlte Hochfrequenz folgen die Schalttransistoren T1 bis T4. Diese Schaltung verzögert die Tastimpulse um etwa 15 ms. Das entspricht ungefähr der Umschaltzeit von Empfang auf Senden. Verfälschungen der Rechteck-Symmetrie der Tastimpulse in dieser und in den folgenden Schaltstufen lassen sich durch das Trimpotentiometer R7 korrigieren.

Die Ladeströme für die Kondensatoren C2 und C3 an der Basis von T3 und T4 werden mit R7 eingestellt. Die im Stromlauf eingetragenen Diagramme lassen die Verzögerung der Schaltflanken erkennen. Steht der Schleifer von R7 am Anfang A (bei R8), so ist bei gesperrtem Transistor T2 wegen des hohen Vorwiderstands der Ladestrom von C2 gering. Die Ladezeit bis zum Erreichen der Schwellspannung für T3 wird daher relativ lang. Die Entladung von C3 geschieht über T3 und R9. Die "Aus"-Tastung des Trägers ist damit verzögert. Die "Ein"-Tastung des Trägers erfolgt jedoch schneller, da durch die Stellung von R7 der Ladestrom von C3 höher und die Ladezeit damit kürzer ist. Insgesamt ergibt sich dadurch eine Verlängerung der "Ein"-Periode. Beim Drehen des Schleifers von R7 verändern sich die Ladezeiten entsprechend und verursachen eine Verkürzung der "Ein"-Periode.

Die Gegentaktschaltstufe mit den Transistoren T5 und T6 steuert die Schaltung mit den Transistoren T7 bis T10, den Dioden Gl1 bis Gl4 und dem Kondensator C4 an. Die Ladespannung von C4 steuert über T11 und T12 den ZF-Ausgangspegel. Mit T7 bis T10 werden zur Weichtastung die Ecken des Tastimpulses verrundet und die Flanken abgeflacht. Der Kondensator C4 wird bei leitendem Transistor T5 über R19, T10 und Gl3 geladen und bei leitendem Transistor T6 über Gl2, T9 und R19 entladen. Die "Einschaltung" des Trägers durch die Aufladung von C4 läuft wie folgt ab:

T5 ist durchgeschaltet, T6 gesperrt. T7 und T9 sind nicht in Funktion, da die Diode G12 in Sperrrichtung liegt. Über R24 und R25 fließt ein Basisstrom in T8, dessen Kollektorstrom in Verbindung mit R17 wiederum T10 ansteuert. Durch diesen fließt zunächst ein niedriger Strom, der über G13 den Kondensator C4 zu laden beginnt. Mit steigender Spannung an C4 fließt über R23 zusätzlicher Basisstrom in T8, der den Ladestrom durch T10 erhöht. Durch die positive Rückkopplung wird die Aufladung beschleunigt. Bei Übersteigen der Basisspannung an T8 von etwa +6 V wird die Diode G14 niederohmig. Sie liegt mit der Kathode an einem niederohmigen Spannungsteiler und begrenzt den weiteren Anstieg des Ladestroms. T10 arbeitet nun als Konstantstromquelle und bewirkt den folgenden linearen Anstieg der Flanke. Mit steigender Ladenspannung kommt T10 in die Sättigung und stellt einen geschlossenen Schalter dar. Nun wird der Ladestrom von R18 und R19 bestimmt. Der weitere Anstieg verläuft nach einer Exponentialfunktion.

Die "Ausschaltung" des Trägers erfolgt in analoger Weise mit den Dioden G11 und G12, den Widerständen R19, R26 und R27 sowie den Transistoren T7 und T9. Mit R19 kann der Lade- und Entladestrom eingestellt und damit die Flankensteilheit verändert werden. T11 arbeitet als Impedanzwandler, T12 als Schaltstufe.

Mithöroszillator und Verstärker

In einer NF-Oszillatorschaltung, bestehend aus den Transistoren T16 und T17 und dem Netzwerk C18, R61, R59, C15, C16 und R54, wird eine Schwingung von etwa 860 Hz erzeugt. Der Oszillatorpegel läßt sich mit dem Potentiometer R57 einstellen.

Der Oszillator wird über zwei Steuerleitungen ein- und ausgeschaltet. Bei Senden in Sendeart A1 wird über die Einschaltsteuerung (Y303) eine Spannung von +14 V an Anschluß 1 gelegt. Über R62 liegt Basisspannung im Rhythmus der Tastung an Transistor T17.

Bei den Sendearten A3H und A3J liegt an R62 dauernd Plus-Spannung. Transistor T16 ist jedoch durch Masse-Potential an Anschluß 1 gesperrt. T18 und T19 bilden einen Trennverstärker für den Oszillator und die Mithör-NF an Anschluß 2. Der NF-Ausgang (Anschluß 4) führt geschirmt zum Kopfhörer-Ausgang auf St4 und zum Anschluß im Sendergestell.

4.2.2 A3J-Modulator 442.0531 (Y308 und Y309)

Hierzu Stromlauf 442.0531 S

Der A3J-Modulator führt die Telefonie-Modulation bei den Sendarten A3J, A3H und A3B durch. Die Baugruppe Y308 verarbeitet das obere Seitenband für die Sendarten A3J und A3H, die Baugruppe Y309 das untere Seitenband für die Sendart A3B. Die Modulationsschaltung hat zwei getrennte Eingänge. Einen Mikrofon-Eingang an St83.12 und .13 mit nachfolgendem Regelverstärker, der Eingangsspannungsänderungen von maximal 30 dB auf ≤ 3 dB am Ausgang ausregelt und einen 600- Ω -Leitungseingang an St82.4 ohne Regelung für einen Eingangspegel von 0 dB.

Am Mikrofon-Eingang St82.12 und .13 befindet sich der Übertrager Tr1 zur Anpassung an den Verstärkereingang. Mit dem Potentiometer R1 kann der Regeleinsatzpunkt auf Eingangswerte von 1 bis 10 mV an Anschluß .12/.13 eingestellt werden. Die an R1 abgenommene Spannung wird über den Tiefpaß R3, C2 dem Vorverstärker mit den Transistoren T1 und T2 zugeführt. Der Differenzverstärker T3, T5 bildet für die Regelschleife gleichzeitig Stellglied und Vergleicher. Der Transistor T5 wird an der Basis von der Regelspannung gesteuert. Die Basis von Transistor T3 erhält vom Spannungsteiler R17, R18 eine feste Vorspannung und ist über den Kondensator C10 geerdet. Der gemeinsame Emitterwiderstand der Differenzstufe besteht aus T4 und R20. Je nach Eingangspegel steuert T4 den Emitterstrom, dessen Aufteilung auf T3 und T5 die Regelspannung an T5 bestimmt. Sinkende Regelspannung läßt den Strom durch T3 steigen und erhöht dessen Verstärkung. Die an R19 abgenommene Spannung wird über C13, T10 und rsl dem Transistor T11 zugeführt. Die Regelschleife hat für eine Ausregelung von 30 dB eine Regelzeit von 0,2 s. Um zu vermeiden, daß kurzzeitige Spannungsspitzen zur Übersteuerung führen, liegt im Kollektorkreis von T11 eine Begrenzerschaltung. R45 erzeugt eine Vorspannung für G14 und G15. Durch R50 und R51 wird C24 auf eine mittlere Gleichspannung von etwa 8 V aufgeladen. Bei normaler Ansteuerung sind die Dioden G14 und G15 gesperrt. Bei negativen Spannungsspitzen unter +7 V leitet die Diode G14, bei positiven Spitzen über +9 V leitet die Diode G15. Hiermit wird die Spitzenwechselspannung auf 2 V begrenzt.

Die Sprachmodulation beider Eingänge gelangt über einen Begrenzer in einen Ringmodulator, wo sie mit der 30-kHz-Schwingung aus dem A1-Modulator gemischt wird.

Die Regelschleife wird über C15 geschlossen. Die Verstärkung von T9 bestimmt der Spannungsteiler R28 bis R30. T7 und T8 sind über R25 parallelgeschaltet, werden jedoch von T9 gegenphasig angesteuert. Den Arbeitspunkt von T6 bestimmen die Bauelemente R23, R24, T7 und T8 sowie R27. Der mittlere Summen-Durchlaßwiderstand der Transistoren T7 und T8 ändert sich mit der Aussteuer-Amplitude. Die Welligkeit an R23 wird durch C12 geglättet. Damit steht eine der NF-Schwingung proportionale Gleichspannung zur Verfügung, die über T6 den Differenzverstärker T5/T3 steuert. Da die Regelung die Spannung an der Basis von T5 konstant hält, bestimmt die Einstellung von R30 den Ausgangspegel. Das Regelverhalten des Mikrofonverstärkers im A3J-Modulator ist in Bild 4-4 dargestellt. Der mit R1 eingestellte Regeleinsatzpunkt liegt hier bei einer Eingangsspannung U_E von 4 mV an St82.12/.13.

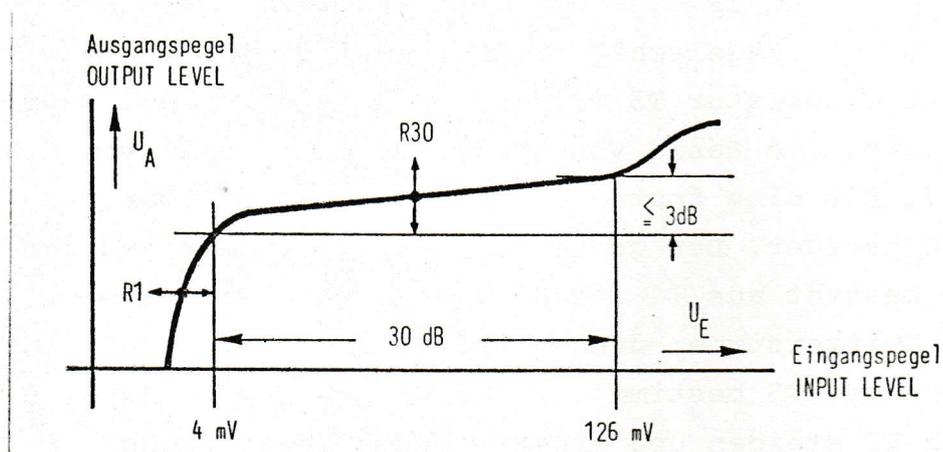


Bild 4-4 Verstärkungsregelung im A3J-Modulator

FIG. 4-4 AUTOMATIC VOLUME CONTROL OF A3J MODULATOR

Zur Modulation über den Leitungseingang St82.4 wird das Relais Rs2 über Anschluß St82.1 erregt und der Kontakt rs2 geschlossen. Gleichzeitig wird die an St82.3 liegende Spannung für Relais Rsl abgeschaltet und Kontakt rsl geöffnet. Der Leitungseingang liegt damit über die Tiefpaßglieder R36/C18 und R44/C20 direkt am Eingang der Begrenzerstufe T11. Die Verstärkung wird nicht geregelt.

Für den maximalen Ausgangspegel, der mit R38 eingestellt wird, ist am Leitungseingang ein Pegel von 0 dB an 600 Ω erforderlich.

Die am Begrenzer T11 an R43 abgenommene NF-Schwingung wird über den Impedanzwandler T12 und den Tiefpaß L1/C30/C31/C32 dem Ringmischer B1 zugeführt. An Stift 1 und 4 des Ringmischers liegt gegenphasig die 30-kHz-Umsetzschwingung vom A1-Modulator (über St82.9). Am Mischerausgang Stift 6 wird die umgesetzte Schwingung ausgekoppelt und über St82.6 in das nachfolgende Einseitenbandfilter Y34 (Y310/Y311) eingespeist. Der Emitterstrom von T15 fließt dabei durch eine Schaltdiode am Eingang dieses Filters.

Mit R60 wird die Symmetrie des Ringmischers eingestellt.

Die NF-Schwingung wird vor dem Mischereingang abgezweigt und an den Mithörausgang St82.2 und von dort zum Mithörverstärker im A1-Modulator geführt.

4.2.3 SSB-Filter S42045-E51-A1 (Y310 und Y311) (101.1382.04 und 101.1950.02)

Hierzu Stromlauf S42045-E51-A1-x-7411

Mit dem Einseitenband-Filter Y310 wird aus dem vom A3J-Modulator über Kabel K72 kommenden Frequenzgemisch die Differenz zwischen 30 kHz und den Modulationsfrequenzen von 0,3 bis 3 kHz ausgesiebt. Die Summenfrequenz und der 30-kHz-Träger werden unterdrückt. Das entstehende untere Seitenband 27 bis 29,7 kHz wird nach der folgenden Umsetzung in die RF-Ebene im 30-kHz/RF-Umsetzer als oberes Seitenband vom Sender abgegeben. In den Sendarten A1 und F1 wird durch Diodenschalter am Eingang und Ausgang des SSB-Filters der A3-Modulationsweg zum 30-kHz-Pegelregler (Y306) unterbrochen.

Mit dem Einseitenband-Filter Y311 wird die Summenfrequenz von 30 kHz und den Modulationsfrequenzen von 0,3 bis 3 kHz ausgesiebt. Das entstehende obere Seitenband 30,3 bis 33 kHz wird analog wie oben beschrieben als unteres Seitenband vom Sender abgegeben.

Das Einseitenbandfilter ist ein mechanisches Filter mit acht Resonatoren. Die hohe Flankensteilheit sichert die Trennung des anderen Seitenbandes und eine wirksame Trägerunterdrückung um 40 dB. Das Filter ist in den A3J/A3H/A3B-Modulationsweg zwischen dem A3J-Modulator und dem 30-kHz-Pegelregler über die Schalterdioden Gr1 und Gr2 geschaltet. Die Eingangsdiode Gr1 leitet in Durchgangsrichtung den Emitterstrom des Ausgangstransistors im A3J-Modulator von Anschluß 30.13 über R1, R2, Anschluß .6 und die Einschaltsteuerung (Y303) nach Masse. Die Ausgangsdiode wird durch Zuführung von +7 V an Anschluß 1 leitend. Die 7-V-Spannung gelangt vom 30-kHz-Pegelregler (Y306) über die Widerstände R4, R5 und Anschluß 6 zur Einschaltsteuerung (Masse). Bei den Sendarten A1 und F1 wird durch die Einschaltsteuerung die Masseverbindung aufgehoben und die über Buchse Bu 30.7 und Widerstand R3 anliegende Spannung von +14 V sperrt die beiden Dioden. Damit ist die Verbindung des A3J-Modulators über das SSB-Filter zum 30-kHz-Pegelregler unterbrochen.

4.2.4 Taststufe Modulator 442.0725 (Y312)

Hierzu Stromlauf 442.0725 S

Die Taststufe Modulator setzt den Fernschreib-Linienstrom in den für den nachfolgenden F1-Modulator erforderlichen TTL-Pegel um. Angesteuert wird die Taststufe über den Eingang St88.10/.12 durch Einfachstrom- oder Doppelstromzeichen der angeschlossenen Fernschreibmaschine. Bei Doppelstrombetrieb wird nur die positive Halbwelle ausgenutzt, die negative Halbwelle fließt über die Diode G11 ab. Der FS-Linienstrom liegt an Bu 88.10 und .12 der Taststufe und durchläuft einen opto-elektronischen Koppler zur galvanischen Trennung von Fernschreiber und nachfolgender Schaltung. Zum Schutz der Leuchtdiode gegen Stromüberlastung liegt am Eingang von B1 eine Schutzschaltung, bestehend aus T1 und R1. Wenn an R1 eine Spannung abfällt, die größer als 0,6 V ist, dann schaltet T1 durch und zweigt einen Teil des FS-Linienstroms vom Eingang des opto-elektronischen Kopplers B1 ab. Mit R13 wird die Ansprechempfindlichkeit der Schaltung festgelegt. B1 steuert einen Schmitt-Trigger T2/T3 an, der die ankommenden Signale regeneriert. Durch den folgenden Transistor T4 wird das Signal invertiert und über den Ausgang St 88.1/.2 abgegeben.

Der V24-Data-Eingang St88.6 wird im GF 060 nicht verwendet.

Durch den Schalter S1 kann der Linienstromkreis von Eigenstromquelle auf Fremdstromquelle umgeschaltet werden. In Schalterstellung 2 (+62 V) wird eine vom Netzteilwandler 519.1013 kommende erdfreie Gleichspannung in den Linienstromkreis geschaltet.

Die Spannung liegt an St88.13/.11 und wird durch eine Siebschaltung mit Transistor T6 von Störanteilen befreit. In Schalterstellung 1 (0V) wird der Linienstromkreis auf Fremdstromversorgung umgeschaltet.

4.2.5 Fl-Modulator 519.2010 (Y304)

Hierzu Stromlauf 519.2010 S

Im Fl-Modulator wird das in Form einer Folge zweier Spannungszustände anliegende Modulationssignal in die Folge zweier Frequenzlagen umgewandelt, die symmetrisch zu 30 kHz liegen. Der 30-kHz-Träger entsteht durch Frequenzteilung der 7,5-MHz-Schwingung eines Oszillators. Die Frequenzstabilisierung und die Frequenzumtastung des Oszillators erfolgen durch einen Regelkreis mit umschaltbarem Frequenzteiler.

Aus der 7,5-MHz-Oszillatorschwingung wird durch einen Teiler $n:1$ eine 10-kHz-Schwingung erzeugt, die in einer Phasenvergleichsschaltung mit einer quarzstabilen 10-kHz-Schwingung aus dem Frequenz-Synthesizer verglichen wird. Diese Schwingung wird über Kabel K51 zugeführt. Die Phasenvergleichsschaltung erzeugt eine Regelspannung, die über eine Nachstimm-schaltung die Oszillatorfrequenz so lange ändert, bis die durch die Teilung erzeugte 10-kHz-Schwingung gleich der quarzstabilen 10-kHz-Schwingung ist. Eine Änderung des Teilungsverhältnisses erzwingt eine Frequenzverschiebung des 7,5-MHz-Oszillators bis an der Phasenvergleichsstufe wieder genau 10 kHz anliegen. Durch das über Kabel K57 zugeführte Modulationssignal wird über eine Verknüpfungsschaltung der Frequenzteiler zwischen zwei Teilungsverhältnissen laufend umgeschaltet. Damit wird auch die Frequenz des 7,5-MHz-Oszillators um einen entsprechenden Betrag im gleichen Rhythmus geändert. Zusätzlich wird über die Verknüpfungsschaltung die Änderungsweite des Teilers und damit der Frequenzhub festgelegt. Aus der auf diese Weise umgetasteten 7,5-MHz-Oszillatorschwingung wird durch einen Frequenzteiler 250:1 der 30-kHz-Träger mit symmetrischer Frequenzumtastung erzeugt.

Die Sendart F1 arbeitet mit einem wählbaren Frequenzhub von ± 42.5 Hz, ± 85 Hz oder ± 425 Hz mit einer Toleranz von $\pm 10\%$. Unter Ausnützung dieser Toleranz ist die Schaltung des F1-Modulators für einen Hub von 40 Hz, 80 Hz und 440 Hz ausgelegt.

Der 7,5-MHz-Oszillator ist mit T7 in kapazitiver Dreipunktschaltung (C20/C21) aufgebaut. Parallel zur Schwingkreis-Induktivität liegen die Kapazitätsdioden G11, G12 und G13 als Stellglieder im Regelkreis des Oszillators. Die 7,5-MHz-Schwingung wird über T6 ausgekoppelt und verstärkt der Schaltstufe T1 zugeführt. Mit T1 erfolgt die Ansteuerung des dreistufigen 250:1-Teilers zur Erzeugung des 30-kHz-Trägers. Der Teiler besteht aus den Dezimalzählern B1, B2 und B3. Jeder Zähler enthält einen 2:1 und einen 5:1-Teiler. Das Teilungsverhältnis 250:1 kann in die Faktoren $10 \times 5 \times 5$ zerlegt werden. Vom Zähler B1 wird der 2:1- und der 5:1-Teiler, von B2 und B3 der 5:1-Teiler verwendet. Die einzelnen Stufen der Kettenschaltung T1-B1-B2-B3 sind durch die Lötbrücken a-b-c verbunden, die die Überbrückung der Stufen bei evtl. Fehlersuche erleichtern. Der am Frequenzteiler-Ausgang liegende Resonanzkreis L1/C5 siebt das 30-kHz-Ausgangssignal. Mit R10 wird der Ausgangspegel eingestellt und über T3 ausgekoppelt. Der Ausgangswiderstand von T3 ergibt zusammen mit R19 einen Quellwiderstand von 600Ω für die 30-kHz-Schwingung. Mit rsl wird, von der Einschaltsteuerung (Y303) über St84.13 gesteuert, das 30-kHz-Signal an den Modulator-Ausgang St84.13 durchgeschaltet.

Zur Stabilisierung und Frequenzumtastung des 30-kHz-Trägers ist es notwendig, den 7,5-MHz-Oszillator über eine Regelschaltung zu steuern. Am Kollektor von T7 wird hierzu die 7,5-MHz-Schwingung abgenommen und über T8 und T9 dem Frequenzteiler N/1 (B4, B5, B6 und B8) zugeführt. Durch die Frequenzteilung entstehen 10-kHz-Impulse, die in der Phasenvergleichsschaltung B9 mit einer quarzstabilen 10-kHz-Schwingung aus dem Synthesizer (über St84.8) verglichen werden. Die aus dem Phasenvergleich resultierende Regelspannung steuert über T10 die Nachstimm-schaltung des 7,5-MHz-Oszillators. Das Frequenz-Umtastsignal aus der Taststufe Modulator (St84.5) bewirkt über die logische Schaltung B10, B11 eine dem gewählten Frequenzhub entsprechende periodische Änderung

des Teilungsverhältnisses in den Teilerstufen B4 und B5 und damit im gleichen Regelrhythmus eine Änderung der Oszillatorfrequenz.

Für die Frequenzumtastung ist bei einem Hub von ± 40 Hz eine dem Tastsignal entsprechende Umschaltung des Teilungsverhältnisses zwischen 749:1 und 751:1, bei ± 80 Hz zwischen 748:1 und 752:1 und bei ± 440 Hz zwischen 739:1 und 761:1 erforderlich.

Die Umschaltung der Teilungsverhältnisse erfolgt über eine logische Schaltung, bestehend aus den Gattern B10 und B11. Die durch Umcodierung der an St 84.6, .5 und .4 zugeführten Befehle für Hubrichtung und Hubgröße gebildeten Informationen liegen an den Rückstelleingängen .10, .1, .15 des Zählers B4 und am Eingang .15 des Zählers B5. Die drei Zähler B4, B5 und B6 sind 4-Bit-Umkehrzähler, wobei nur die Vorwärtszählung verwendet wird. Angesteuert wird der Zähler B4 an .5 durch die Taktfolge aus dem 7,5-MHz-Oszillator. Der Zähler kann, wie auch B5 und B6, 16 verschiedene Zustände annehmen. Der kleinste entspricht im Binärkode der Ziffer "0", der größte der Ziffer 15. Erreicht der Zähler den höchsten Zählerzustand, dann erscheint an Anschluß 12 L-Pegel (Überlauf). Während aller übrigen Zählerzustände liegt an .12 H-Pegel. Anschließend beginnt der Zähler vom kleinsten Zählerzustand an weiterzuzählen. Während des Zählens kann jedoch durch Anlegen eines L-Pegels an den Ladeeingang .11 der Zählvorgang angehalten werden. Dabei übernimmt der Zähler die an den Anschlüssen .15, .1, .10 und .9 liegende Information und zählt ab hier weiter, wenn am Ladeeingang .11 wieder H-Pegel liegt. Der Überlauf jedes Zählers ist der Taktimpuls für den nachfolgenden Zähler.

Die ganze Zählerkette hat als höchsten Zählerzustand $16 \times 16 \times 16 = 4096$. An .12 des letzten Zählers B6 erscheint der Überlauf beim höchsten Zählerzustand. Das nachfolgende JK-Flip-Flop speichert für die Länge einer Halbwelle der zu teilenden Frequenz den Überlaufimpuls. Erst bei der nächsten Halbwelle erscheint der Überlaufimpuls an den parallelgeschalteten Ladeeingängen (.11) der drei Zähler. Diese werden jetzt auf einen Zählerzustand zurückgesetzt, der dem an den Rückstelleingängen .15, .1, .10 und .9 entspricht. Die Rückstellinformation ist die Differenz zwischen dem höchsten Zählerzustand (4096) und dem geforderten Teilungsverhältnis N des gesamten Teilers. Durch die Speicherung des Überlaufimpulses

im JK-Flip-Flop muß die Information um den Wert 1 erhöht werden. Damit ergeben sich für die drei Zähler folgende Rückstellinformationen:

f (Hz)	N	Rückstellung	Pegel an den Rückstelleingängen											
- 440	739	3358	L	H	H	H	H	L	L	L	H	L	H	H
- 80	748	3349	H	L	H	L	H	L	L	L	H	L	H	H
- 40	749	3348	L	L	H	L	H	L	L	L	H	L	H	H
+ 40	751	3346	L	H	L	L	H	L	L	L	H	L	H	H
+ 80	752	3345	H	L	L	L	L	L	L	L	H	L	H	H
+440	761	3336	L	L	L	H	L	L	L	L	H	L	H	H
		Anschluß	.15 .1 .10 .9			.15 .1 .10 .9				.15 .1 .10 .9				
		Zähler	B4				B5				B6			

An dem Teilungsverhältnis 748 soll der weitere Zählvorgang erläutert werden. Nachdem am Ladeeingang wieder H-Pegel liegt, beginnt der Zähler B4 vom Anfangszählerzustand HLHL an zum höchsten Zählerzustand HHHH zu zählen, also 5 Zählerzustände; dann erst geht der Zähler auf den kleinsten Zählerzustand LLLL zurück und zählt dann den vollen Zyklus. Das gleiche geschieht im Zähler B5 und B6, wobei hier der Überlauf von B4 bzw. B5 den Zählvorgang auslöst. Hier sind die Anfangszählerzustände HLLL bzw. HLHH. Wie aus der obigen Tabelle zu ersehen ist, genügt es, die Pegel an .10, .1, .15 von B4 und .15 von B5 zu ändern, damit die sechs verschiedenen Teilungsverhältnisse erhalten werden. Die Schaltzustände an B4 und B5 in Abhängigkeit von den über St84.6, .5 und .4 zugeführten Schaltbefehlen zeigt nachstehende Wahrheitstabelle.

Die Angaben gelten für Stellung 1 von S1. Durch Schalten in Stellung 2 läßt sich die Wirkung von Anschluß .5 invertieren (Hubumkehr).

Anschluß St84.4 .6 .5

H	L	L	L	H	H	H	H
L	H	L	H	L	H	L	H
L	L	L	L	L	H	L	H
L	L	H	L	H	L	L	H
L	H	H	H	L	L	L	H
H	L	H	L	L	L	H	L
			.15	.1	.10	.9	.15
				B4			B5

Das am Ausgang .12 des Zählers B6 abgenommene Taktsignal wird der Phasenvergleichsschaltung B9 zugeführt. Diese besteht aus zwei D-Flip-Flops, die über ihre Rückstelleingänge miteinander verkoppelt sind. An .11 von Flip-Flop B9 liegt das Taktsignal des Frequenzteilers und an .3 das quarzstabile 10-kHz-Vergleichssignal aus dem Synthesizer. Es wird über St84.8 zugeführt und in den Stufen T15 und T16 geformt und verstärkt. Aus dem Phasenvergleich der beiden Signale entsteht am Ausgang B9.6 ein Rechtecksignal, dessen Frequenz der Vergleichsgröße aus dem Synthesizer entspricht, dessen Tastverhältnis aber von der zeitlichen Verschiebung der beiden Frequenzen, d.h. der Phasenlage abhängt. Mit T10 wird das Ausgangssignal der Phasenbrücke B9 verstärkt und über R29 den Kapazitätsdioden G11,2,3 der Oszillator-Nachstimm-schaltung als Regelspannung zugeführt.

4.2.6 30-kHz-Pegelregler 519.2210 (Y306)

Hierzu Stromlauf 519.2210 S

In der Baugruppe 30-kHz-Pegelregler werden die Modulationszweige für die einzelnen Sendarten zusammengefaßt. Anschließend durchlaufen sie eine Begrenzerstufe, um eine Übersteuerung des Senders bei Modulationsspitzen zu vermeiden, und ein elektronisches Pegelstellglied, das eine Einstellung des 30-kHz-Ausgangspegels ermöglicht. Die Einstellmöglichkeit des Ausgangspegels ist notwendig, um die Ausgangsleistung des Steuersenders an den frequenzabhängigen Leistungsbedarf des SK1 anzupassen.

Am Eingang St81.1 liegt bei den Sendearten A1, A3H und F1 der 30-kHz-Träger aus dem A1-Modulator bzw. dem F1-Modulator. Der Signalweg für beide Träger führt über ein Dreikreis-Bandfilter an den Verstärker T1, T2.

Am Eingang St81.3 liegt bei der Sendeart A3J, A3H und A3B das Modulationsseitenband 27 bis 29,7 kHz aus dem A3J-Modulator und SSB-Filter. Dieses Signal wird über den Spannungsteiler R16, R17, R19 dem Verstärker T3 zugeführt. Die Basisteiler-Spannung von etwa 7 V liegt über St81.3 an der Ausgangsschaltdiode des SSB-Filters Y310. Mit dem Heißeiter R19 wird die Temperaturabhängigkeit der Durchgangsdämpfung des SSB-Filters kompensiert.

Bei Betrieb in den Sendearten A3J und A3B liegt nur das Modulationssignal aus dem A3J-Modulator an St 81.3. Der Relaiskontakt rs3 ist geöffnet. Der Ausgangspegel von Transistor T3 wird der Verstärkerstufe T2 und über RS1 der Begrenzerstufe zugeführt.

Bei der Sendeart A3H wird zusätzlich über den Eingang St81.1 das 30-kHz-Signal aus dem A1-Modulator an den Verstärkerzweig T1, T2 gelegt. Der Relaiskontakt rs3 ist bei dieser Sendeart geschlossen. Dadurch liegen R76 und R77 parallel zu R20 und R9. Die Verkleinerung des wirksamen Kollektor-Widerstandes verringert die Verstärkung der Transistoren T1 und T3. Mit Trimmwiderstand R76 läßt sich eine Pegelreduzierung von 6 dB einstellen. Durch das Potentiometer R12 im Emitterzweig von Transistor T2 wird der Ausgangspegel von T2 eingestellt. Die Einstellung wird als "Summenpegel" bezeichnet, da bei A3H zwei Pegel, der Modulationspegel und der Trägerzusatz-Pegel, gemeinsam erfaßt werden.

Bei Betrieb in der Sendeart A3B liegt zusätzlich zum Seitenband 27 bis 29,7 kHz an St81.3 das Seitenband 30,3 bis 33 kHz an St81.4 an. Es durchläuft hier genauso wie für A3J beim Eingang St81.3 beschrieben den Verstärkerzug T4 und T5. Mit dem Stellwiderstand R36 läßt sich der Pegel an den des anderen Seitenbandes angleichen. Die Zusammenfassung der beiden Seitenbänder erfolgt über rs1 und die Spannungsteiler R37, R38, R39, R40. Die Zusammenschaltung der beiden Spannungsteiler bewirkt durch Parallelschaltung von R38 u. R40 gleichzeitig die für gleiche Spitzenleistung (PEP) notwendige Pegelreduzierung um 6 dB.

Bei allen Sendarten durchläuft das Modulationssignal eine Begrenzerstufe bestehend aus B1, B2, T6 und T8, die bei Übersteuerung ihre Verstärkung reduziert. Der Feldeffekttransistor arbeitet als veränderbarer Widerstand. Je nach Spannung zwischen Gate und Source ändert sich der Drain-Source-Widerstand um mehrere Größenordnungen und ergibt dadurch zusammen mit R42 ein veränderbares Teilungsverhältnis, dessen oberer Wert durch R43 gegeben ist.

Im normalen Betriebsfall, unterhalb der Begrenzung, ist C23 entladen. Zwischen Gate und Source von T6 liegt dann die volle Spannung der Zenerdiode G12 von 6,2 V, und T6 ist hochohmig. Das NF-Signal gelangt nur unwesentlich vermindert an B1.2 und gelangt um 20 dB verstärkt an B2.3. Die Vorspannungen der Eingänge des Komparators B2 sind so bemessen (Punkt 2 hat höhere Spannung als Punkt 3), daß die überlagerte Wechselspannung unterhalb eines vorgegebenen Pegels die Ausgangsspannung nicht beeinflusst.

Überschreitet die am Eingang liegende Wechselspannung mit ihrem Spitzenwert der positiven Halbwelle den Wert der Gleichspannungsdifferenz der beiden Eingänge, dann kippt die Ausgangsspannung an Punkt 5 auf nahezu 0 V und steuert den Transistor T8 durch. T8 lädt über R53 C23 auf. Dadurch verringert sich die Spannungsdifferenz zwischen Gate und Source von T6, so daß T6 niederohmiger wird und das Eingangssignal an B1.2 reduziert. Dieser Regelkreis ist durch die Lade- und Entladezeitkonstanten von C23, R53, R54 so bemessen, daß die Reduzierung schnell einsetzt und langsam wieder zurückgeht.

Nach der Begrenzerstufe durchläuft das Signal den Pegelsteller B3, B4, T7, dessen Gleichspannungsverstärkung eingestellt wird, wodurch gleichzeitig eine sehr genaue und lineare Einstellung der Wechselspannungsverstärkung erzielt wird. Das Stellglied in diesem Regelkreis ist der über R63 gegengekoppelte Operationsverstärker B3 mit dem spannungsabhängigen Drain-Source-Widerstand des Transistors T7. R59 und C26 bilden einen oberen Wert des Teilungsverhältnisses für hohe Frequenzen oberhalb des Arbeitsbereiches. Der Spannungsabfall an R57 wird als Referenzspannung sowohl dem eigentlichen Arbeitsverstärker B3 als auch dem Operationsverstärker B4 zugeführt, der durch 75-fache Verstärkung

an B4.1 die Referenzgleichspannung von ca. 12 V erzeugt. Sie wird der Pegelsteuerung (Y307) und der Abstimmautomatik HS 6102/01 im SK1 zugeführt. Beide liefern eine aus der Referenzspannung abgeleitete Stellspannung. Die Spannung von der Abstimmautomatik liegt an St81.16, die von der eigenen Pegelsteuerung an St81.17. Während des Abstimmvorgangs des SK1 wird RS2 betätigt und ermöglicht so der Abstimmautomatik eine Beeinflussung des Ausgangspegels des Steuersenders.

Die Stellspannung gelangt an B4.6. B4.9 ist als Integrator geschaltet und liefert eine Spannung, die sich je nach Differenz zwischen an Punkt 6 liegender Stellspannung und dem Gleichspannungsmittelwert der an Punkt 7 liegenden Ausgangsspannung erhöht oder erniedrigt. Über einen Spannungsteiler gelangt die Ausgangsspannung von B4.9 an das Gate des als Stellglied arbeitenden Feldeffekttransistors T7. Um mit nur einer Betriebsspannung für die Operationsverstärker auszukommen, sind die Eingänge auf eine Spannung von ca. 6 V bezogen worden. Das Ausgangssignal von B3.6 gelangt über einen Spannungsteiler an St81.21.

4.2.7 Pegelsteuerung 519.2032 (Y307)

Hierzu Stromlauf 519.2032 S

Die Pegelsteuerung besteht im wesentlichen aus einem Digital/Analog-Wandler. Eine Logikschaltung mit Taktgenerator steuert das Vorwärtszählen und damit die Erhöhung der analogen Ausgangsspannung. Die Reduzierung der Ausgangsspannung erfolgt durch Rückstellen des Zählers. Die Logikschaltung wird über Optokoppler von der SK1-Abstimmautomatik oder direkt von den Tasten an der Frontplatte angesteuert.

Der Digital/Analogwandler besteht aus dem 12-bit-C-MOS-Zähler B4 (10 bit werden benutzt), dessen Ausgänge über ein Widerstandnetzwerk miteinander verknüpft sind und an der Basis von T1 eine dem Zählerstand proportionale Spannung liefern. An R34 wird die Ausgangsspannung abgenommen. Beim höchsten Zählerstand erscheint H-Pegel an Q10 und sperrt den Takteingang durch L an B2.5. Die Diode G14 entkoppelt Q10 von den anderen Ausgängen.

Der Zähler wird von jeweils einem der zwei Taktgeneratoren B3 angesteuert. Sie haben unterschiedliche Taktfrequenzen. Bei Pegelung durch die Tasten der Frontplatte gelangt L-Signal über St.17 an B3.5 des langsameren Taktgenerators und sperrt gleichzeitig den schnelleren Taktgenerator durch L an B2.12. Der Taktgenerator gibt so lange Impulse an den Zähler ab, wie L an B3.5 liegt.

Erfolgt die Pegelung von der Abstimmautomatik des SK1 aus, liegt L-Signal an St.26 und damit L an B2.2 und L an B3.2. Der schnellere Taktgenerator gibt Impulse an den Zähler ab, der langsamere ist durch H an B3.5 gesperrt.

Der Zähler wird durch H an B4.11 rückgesetzt, das entweder durch L-Pegel an St.28 und damit L an B2.8 von der Abstimmautomatik des SK1 oder durch L-Pegel an St.19 und damit L an B2.9 durch Drücken der Frontplattentaste erzeugt wird.

Im Testfall liegt ein L-Pegel an St.24 und damit L an B3.2. B3.11 gibt Zählimpulse ab. Außerdem liegt L an B5.12 und damit H an B5.4/5, so daß zu Beginn des Testes durch den aufgeladenen Kondensator C8 L an B5.6 erscheint und der Zähler durch H an B4.11 rückgesetzt wird. Sobald C8 entladen ist, wird B4 vollgezählt. Nach Wegfall des Testsignals an St.24 bleibt der L-Pegel des Testsignals noch eine gewisse Zeit in C9 gespeichert, so daß mit H an B5.3 und damit L an B5.6 und H an B2.10 B4 wiederum rückgesetzt wird.

4.2.8 Einschaltsteuerung 442.0683 (Y303)

Hierzu Stromlauf 442.0683 S

Durch die Einschaltsteuerung werden, der gewählten Betriebs- und Sendart entsprechend, die funktionell notwendigen Baugruppen zum Aufbau des jeweiligen Signalwegs zusammengeschaltet. Die Verbindung der Ausgänge St86.3, .8, .10, .15, .16, .28 mit den Sendetasten-Eingängen St86.4, .11, .20 erfolgt über die Schaltstufen T1, T2 und T3. Die Schaltstufen T10 bis T18 bilden die Schaltung für die Steuerung der Sende-/Empfangsumschaltung mit den Ausgängen St86.24, .25, .26 und .30, wobei die Funktion "Empfang" dem nicht hochgeschalteten Zustand entspricht.

Die im Stromlauf angegebenen Pegel gelten für die Betriebsart "Bereit" bei der Sendart A1 (A1-Tastkontakt offen oder geschlossen). In der Betriebsart "Betrieb" und Sendart A1 wird St 86.14 frei und St 86.13 an Masse gelegt. Da die Diode G1 22 in Sperrichtung zu G1 15 liegt, kann die Emitterspannung für T1, T2, T3 wirksam werden, so daß die drei Stufen funktionsbereit sind.

Die Dioden G1 10 und G1 12 bilden eine UND-Verknüpfung, so daß T1 nur durchschaltet, wenn der Sendartenschalter auf A1 steht und die A1-Taste geschlossen ist. Durch den Spannungsabfall an R4 wird T9 und über G1 39 T10 durchgeschaltet und dadurch T12 über T11 gesperrt. T13 und T15 ziehen jetzt über R54 Basisstrom. T13 schließt über Ausgang .24 den Stromkreis eines Umschaltrelais im nachfolgenden Leistungsverstärker gegen Masse; R56 mit Diode G1 45 bilden eine Strombegrenzung. T14 mit C3 wirken als Anzugsbeschleunigung für das Umschaltrelais: Im nicht hochgeschalteten Zustand lädt sich der Kondensator C3 über die an +24 V liegende Relaiswicklung und G1 47, R57, G1 48 auf. Beim Hochschalten wird T13 niederohmig, legt den Pluspol von C3 an Masse und verschiebt die Emitterspannung von T14 auf -24 V. T14 schaltet durch und läßt das Umschaltrelais mit einer Summenspannung von 48 V anziehen, bis C3 entladen ist. Bei geöffnetem A1-Tastkontakt ist T1 gesperrt und damit auch T9 und T10. Über den geerdeten Anschluß St 86.5 wird das Relais Rs2 erregt, Kontakt rs2 im Emitterzweig von T10 geschlossen und damit C3 dem Ausgang von T10 parallelgeschaltet. Dadurch wird der Einsatz der Trägersperrung verzögert, damit bei A1-Tastung während der Zeichenpausen das BK-Relais nicht abfällt. Bevor T11 leitet, muß erst C3 über R43 und R44 so weit aufgeladen werden, bis die Emitterspannung die durch den Basisteiler R48/49 vorgegebene Spannungsschwelle übersteigt. Die Verzögerungszeit ist mit R43 einstellbar. Die Umschaltung bei geschlossenem A1-Tastkontakt erfolgt rasch, da der leitende Transistor T10 den Kondensator C3 über R45 schnell entlädt. Die UND-Glieder der Schaltstufen T2 und T3 sind bei der Sendart A1 ebenfalls wirksam. Da hier die Dioden G1 17 und G1 25 Strom über R10 und R17 führen, übersteigt die entstehende Basisspannung die von Diode G1 14 konstant gehaltene Emitterspannung von 4.7 V und sperrt damit die Transistoren T2 und T3. Diese bleiben auch gesperrt, wenn bei der Sendart A1 die A3-Sprech-taste gedrückt oder der F1-Sendesalter geschlossen werden sollte.

Bei der Sendeart A3H wird mit der Diode G118 und bei der Sendeart A3J mit der Diode G119 die Schaltstufe T2 für die A3-Sprechtaste vorbereitet. Bei der Sendeart F1, 42.5 Hz und 85 Hz wird durch den F1-Sendeschalter über die Dioden G123 oder G124 die Schaltstufe T3 angesteuert. Durch die UND-Verknüpfung der Schaltstufen werden die nicht benötigten Sendetasten unwirksam.

Auf der Eingangsseite der Einschaltsteuerung befinden sich die Anschlüsse St86.21 und .22. Der Eingang .21 wird von der Regelschleifenüberwachung des Synthesizers geschaltet. Normalerweise liegt ein Pegel von etwa +5 V an. Der Transistor T5 ist durch T4 gesperrt. Die Kollektoren von T5 und T12 sind miteinander verbunden. Diese Verbindung wird erst wirksam, wenn im Synthesizer eine der drei Regelschleifen aus der Synchronisierung fällt und dadurch am Eingang .21 ein "Alarm"-Pegel von 0 V anliegt. Der dann durchschaltende Transistor T5 erzwingt, unabhängig von sonstiger Steuerung, die Trägersperrung. Dadurch werden Aussendungen auf einer falschen Frequenz vermieden. Anschluß St86.22 führt zur Prüfbuchse Bu26. Dort kann bei fehlender HF-Ausgangsspannung gemessen werden, ob "Alarm" vorliegt. Darüber hinaus läßt sich zur Fehlersuche durch Masseverbindung von .22 der "Alarm" unterdrücken, da dann T5 gesperrt wird.

4.2.9 Pegelumsetzer 519.2110 (Y302)

Hierzu Stromlauf 519.2110 S

Der Pegelumsetzer hat im wesentlichen die Aufgabe, die vom SK1 angebotene -24-V-Logik in die 5-V-Logik des GF 060 umzuwandeln. Die Trennung erfolgt durch Optokoppler. Zusätzlich zur Pegelumsetzung werden die Sendearten gesteuert, die von der Einschaltsteuerung Y303 nicht verarbeitet werden (A3B, F1 ± 425 Hz).

B5.6 gibt H-Signal ab, wenn an den Eingängen keine Sendeart eingestellt ist, und damit hat St1.4 L-Signal (Befehl A1).

Über B10.4 und B6.12 wird die Sendeart A1 eingeschaltet, wenn der Sender den Befehl Abstimmen gibt. Über B8.3, B8.6, B8.8 werden in diesem Fall die anderen Sendearten gesperrt, und über B7.4, B9.4 wird der Steuersender hochgeschaltet.

Die drei Fl-Sendearten ($\pm 42,5$ Hz, ± 85 Hz, ± 425 Hz) werden zu einem gemeinsamen Fl-Befehl zusammengefaßt und gelangen über Stl.11 in die Einschaltsteuerung Y303. Außerdem werden die Befehle zur Hubumschaltung abgeleitet und über Stl.15 u. 16 ausgegeben.

Über Stl.25 wird ein Testvorgang ausgelöst. Die Eingangsschaltung Bl2, Bl4 wirkt als Monoflop und erzeugt für die Dauer des Testvorgangs L an Bl4.4. Das Signal gelangt über T2 und Stl.23 zur Pegelsteuerung (Y307) und bewirkt eine Erhöhung des Pegels. Außerdem schaltet das Testsignal durch L an Bl0.2 auf Abstimmen und sperrt durch L an 4.10 das Relais RS1 und damit den Vorverstärker im SK1.

Am Ende des Tests wird ein zweiter Monoflop Bl1.10 angeregt. Der Ausgangsimpuls bewirkt ein Umkippen des Flip-Flops Bl1.4/.11 auf L an Bl1.4. Dieses Signal löst über den Optokoppler B2.7/8 einen neuen Pegelvorgang der Abstimmautomatik HS 6102/01 im SK1 aus, um nach dem Testvorgang wieder den richtigen Ausgangspegel des Senders einzustellen. Dieser Pegelvorgang bewirkt, da der Sender hierzu das Signal Abstimmen über Stl.20 anfordert, durch L an Bl1.6 ein Rücksetzen des Flip-Flops.

Die beiden Arbeitskontakte des Relais RS3 und RS2 bilden zusammen den Umschaltkontakt des BK-Relais. Die Relais sind mit der Sende/Empfangsumschaltung der Einschaltsteuerung Y303 gekoppelt, wobei die Funktion "Empfang" dem nicht hochgeschalteten Zustand entspricht.

4.3 Netzteilwandler 519.1013 (Y9)

Hierzu Stromlauf 519.1013 S

Der Steuersender GF 060 wird aus dem 220-V-Wechselstromnetz gespeist. Der Netzteilwandler besteht aus dem Netztransformator mit Gleichrichter und Ladekondensator zur Erzeugung einer 24-V-Gleichspannung und dem Wandler zur Erzeugung der Betriebsspannungen für das Gerät.

Im Wandler wird die 24-V-Gleichspannung durch einen Transistor-Schalter periodisch mit etwa 440 Hz an eine Speicherdrossel (primäre Wicklung eines Transformators) geschaltet. Während der Einschaltphase wird in der Wicklung magnetische Energie gespeichert, die während der Ausschaltphase über einen Gleichrichter als Schalter an die Verbraucher weitergegeben wird. Durch einen Regelkreis wird die Einschaltphase verlängert oder verkürzt, je nachdem, ob die anliegende Spannung klein oder groß ist. Die Schleifenverstärkung der Regelung ist so bemessen, daß die Ausgangsspannungen des Wandlers auf eine Konstanz von $\pm 5\%$ gehalten werden können. Die Schaltung des Wandlers ist funktionell auf die Leiterplatten Y1 Regler 442.2070, Y2 Schalter 442.2240 und Y3 Gleichrichtung 442.2092 verteilt.

Hinter dem Gleichrichter G11 wird die Betriebsspannung für den Schalter Y2 und den Regler Y1 abgenommen. Die Betriebsspannung für die Reglerschaltung wird durch die Transistoren T1, T2 konstant gehalten. Der Sollwert wird mit R3 eingestellt. Die Schaltimpulse zur Steuerung des Wandlers über den Schalter Y2 werden in B1 erzeugt. Dabei läuft folgender Vorgang ab:

C2 sei nicht geladen. Dadurch liegt am invertierenden Eingang B1.2 eine Spannung von etwa 0 Volt. Die Spannung am nicht invertierenden Eingang B1.3, bestimmt durch die Widerstände R11, R12, R13, ist hier größer Null. Dadurch erscheint an B1.6 eine Spannung von etwa 13 V. Diese lädt über R5 und R8 C2 so lange auf, bis seine Spannung den Pegel am invertierenden Eingang B1.3 überschreitet. Damit springt die Spannung an B1.6 auf einen Wert unter 2 V, da sich gleichzeitig die Spannung an B1.3 verringert. C2 wird entladen, bis seine Spannung die Spannung an B1.3 unterschreitet. Die Spannung an B1.6 steigt infolgedessen auf etwa 13 V an. Der Aufladevorgang an C2 kann damit wieder beginnen. Es entsteht eine Dreieckschwingung, deren Frequenz mit R5 einstellbar ist. Über R10 gelangt diese Schwingung an den invertierenden Eingang B2.2. Über R19 wird der Dreieckschwingung eine am Kollektor von T3 abgenommene Gleichspannung zugesetzt. B2 als Spannungskomparator vergleicht die feste Spannung an B2.3 mit dem Summensignal an B2.2. Ist B2.2 positiver als B2.3, dann erscheint an B2.6 eine Spannung von etwa 2 V, im anderen Fall eine Spannung von 14 V. Die folgende Darstellung zeigt, wie auf diese Art eine Impulsbreitensteuerung erreicht wird.

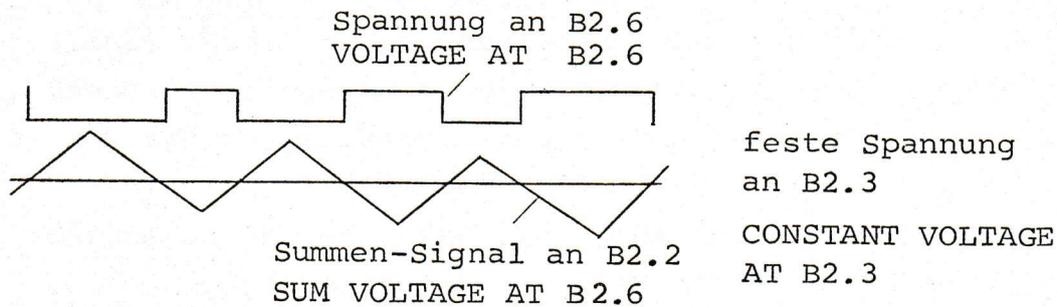


Bild 4-5 Signale am Schaltkreis B2

Fig. 4-5 Signals at integrated circuit B2

Eine Verschiebung der Dreieckschwingung durch die Kollektorspannung von T3 verschiebt auch die Schnittpunkte beider Spannungen und damit das Tastverhältnis der an B2.6 erscheinenden Rechteckschwingung. Diese Ausgangsspannung von B2 über Diode G113 und R14 wird dem Schalter Y2 zugeführt und steuert über T11 und T12 den Schalttransistor T13, der die primäre Wicklung 6/11 (Speicherdrossel) des Wandlertransformators Tr1 periodisch an die 24-V-Gleichspannung schaltet. Über die Wicklung 15/16 wird eine Spannung abgenommen und nach Gleichrichtung durch G16 als Meßspannung (einstellbar mit R35) dem Verstärker T4 zugeführt. T4 steuert T3 und damit dessen Kollektorspannung, die über R9 die Summenspannung an B2.2 und den Ausgangspegel an B2.6 beeinflusst. Damit ist ein Regelkreis geschlossen, der die Wandler-Ausgangsspannung kontrolliert. Ändert sich die Ausgangsspannung des Wandlers, so wird diese durch die Impulsbreitensteuerung auf $\pm 5\%$ konstant gehalten.

Der Regler Y1 enthält eine weitere Schutzschaltung mit dem Schaltkreis B3. Sie sperrt bei Betriebsstörungen, z.B. Kurzschluß, den Schalttransistor T13, damit dieser nicht zerstört wird. Die Schaltung arbeitet nach dem gleichen Prinzip wie die Kipp-schaltung zur Erzeugung der Wandler-Schaltfrequenz. Während des Betriebs ist der Transistor T5 mit der Spannung des 31-V-Wandlerzweigs durchgeschaltet (Verbindung Z \rightarrow Z im Stromlauf). Damit ist C4 kurzgeschlossen. Die Schaltung schwingt nicht an. An B3.6 liegt, durch den Spannungsteiler R24, R33, R34 bestimmt, eine Spannung von +14 V. Durch den Potentialunterschied an der Diode G17 (B3.6 ist positiver als B2.3) ist die Schutzschaltung von der Regelschaltung getrennt. Im Störfall (Kurzschluß auf der Wandler-Sekundärseite) fällt die über die Dioden G111, G112

an der Basis von T5 anliegende Spannung unter den mit R41 eingestellten Wert ab und sperrt T5. C4 wird dadurch wirksam, die Schaltung schwingt an und zieht für die Dauer von etwa 200 ms die Spannung an B2.3 auf einen Wert, der Schaltkreis B2 und damit auch den Schalttransistor T13 sperrt. Anschließend wird für eine Dauer von 50 ms die Regelschaltung wieder freigegeben und bei Weiterbestehen der Störung wieder gesperrt. Dieser Vorgang wiederholt sich periodisch, solange die Störung andauert.

Auf der Sekundärseite des Wandlertransformators Tr1 werden über fünf getrennte Wicklungen die Oberspannungen für die nachfolgenden Regelstufen und über zwei Wicklungen die Spannungen für die Taststufen des GF 060 abgegeben. Die Gleichrichtung und Siebung dieser Spannungen übernimmt die Baugruppe Gleichrichtung (Y3).

4.4 Nachregler 442.0754 (Y22)

Hierzu Stromlauf 442.0754 S

Die Konstanz der Ausgangsspannungen des Wandlers von $\pm 5\%$ reicht nur für die Versorgung der Taststufen des GF 060 aus. Für alle anderen Versorgungswege wird durch eine weitere Regelschaltung nach dem Prinzip eines Spannungsreglers die Konstanz auf einen Wert von $\pm 2\%$ verbessert. Diese Nachregelung vermindert zusätzlich die Störspannung des Wandlers und setzt die Innenwiderstände der einzelnen Versorgungswege herab. Dadurch wird eine Verkopplung der Baugruppen des GF 060 über die Stromversorgung verhindert.

Die fünf Nachregler sind im Prinzip alle gleich aufgebaut. Sie erhalten ihre Spannungen von den Längstransistoren T2 bis T6 des Wandlers und regeln die Versorgungswege 5 V, 7 V, 14 V, 17 V und 31 V. Im 31-V-Regler wird an Spannungsteiler R60, R61, R62 die Ausgangsspannung abgegriffen und über T25 mit der Referenzspannung am Diodenzweig G18 bis G111 verglichen. Die Differenz dieser Spannungen verändert die Kollektorspannung von T25, die über den Treibertransistor T23 den Basisstrom des Längstransistors T5 bestimmt. Fließt ein unzulässig hoher Strom durch den Regler, dann wird durch den Spannungsabfall an R58 T24 durchgeschaltet. Damit wird die Kollektorspannung von T25 auf einen Wert herabgesetzt, der die Regelschaltung sperrt. Durch die Ausgangsspannung des 31-V-Reglers wird auch die Basisvorspannung

von T19 im 17-V-Regler und von T14 im 14-V-Regler erzeugt. Die Referenzspannung für den 14-V-Regler wird an den Gleichrichtern G11, G12 abgenommen und als Referenz auch den 7-V- und 5-V-Reglern zugeführt. Die Basisvorspannung für diese beiden Regler wird durch den 14-V-Regler über T15 erzeugt. Der Kaltleiter R40 im 14-V-Regler begrenzt den Strom bei Kurzschluß. Die Versorgungsspannung von ca +12 V an St90.29 wird im GF 060 nicht verwendet.

Wegen der allgemeinen Verknüpfung aller fünf Regler ist bei einer evtl. Reparatur mit der Einstellung am 31-V-Regler zu beginnen und der Darstellung im Stromlauf entsprechend nach oben bis zum 5-V-Regler vorzugehen.

4.5 Meßplatte 519.2310 (Y11) und Rahmenverdrahtung

Die Meßplatte Y11 enthält die Bedienungselemente und die HF-Filterung für die Modulationsleitungen. Über Bull ist sie mit dem Modulationsteil und mit den Modulationseingängen St4 an der Rückseite des Gerätes verbunden.

Die von den Modulationseingängen kommenden Signale gelangen über RC-Filter in die entsprechenden Baugruppen des Modulationsteils. Die A3J-Modulationssignale der Kanäle A u. B sind für jeden Kanal einzeln mit den Schaltern S4 bzw. S5 zwischen Mikrofon-eingang (4 mV) und Leitungseingang (0 dB an 600 Ω) umschaltbar. Der Mikrofoneingang führt die NF-Signale über Bull direkt an die Mikrofoneingänge der A3J-Modulatoren Y308 und Y309. Der Leitungseingang führt die Signale über die NF-Trafos Tr1 bzw. Tr2 erdfrei an die Leitungseingänge der A3J-Modulatoren. Außerdem wird über einen weiteren Kontakt der Schalter S4 bzw. S5 der Anschluß der A3J-Modulatoren an den Mikrofon- bzw. den Leitungseingang bewirkt. Mit den Schaltern S1 und S2 wird der Ausgangspegel eingestellt (siehe Abschn.4.2.7). Mit dem Schalter S3 wird ein Test ausgelöst (siehe Abschn.4.2.9). Die Auswertung des Testergebnisses erfolgt durch eine Verstärker- und Gleichrichterschaltung mit der Leuchtdiode G13. Sie leuchtet, wenn die Ausgangsleistung etwa 80 mW übersteigt.

Der Fernschreiblinienstrom wird an R11 über die Anschlüsse a, b gemessen und an R16 eingestellt.

4.6 Prüfbuchse Bu 7

Hierzu Stromlauf 519.0017 S Bl.1

Bu7 dient als Prüfbuchse und hat folgende Belegung:

			Sollwerte
Bu7.2a	---	Bul2.13	Regelschleife I
2b	---	(0 V)	Regelspannung
			Frequenzeinstellung xx,x000 5,8 V +0,5 V/-0,7 V
			xx,x999 13 V +2 V/-4 V
Bu7.3a	---	Bu22.11	Regelschleife II
3b	---	(0 V)	Regelspannung
			Frequenzeinstellung 00,0xxx 7,4 V +0,5 V/-0,5 V
			10,0xxx 8,4 V +0,5 V/-0,5 V
			20,0xxx 9,4 V +0,5 V/-0,5 V
			x9,9xxx 24,5 V +1 V/-1,5 V
Bu7.4a	---	Bu31.13	Regelschleife III
4b	---	(0 V)	Regelspannung
			Frequenzeinstellung x0,0500 12 V +4 V/-4 V
			x9,9500 12 V +7 V/-5 V
Bu7.5a	---	Bul03.22	Einschaltsteuerung
			Betrieb +0,1 V
			Alarm +7 V
			Alarm kann durch eine Brücke nach Masse Bu7.0a unterdrückt werden.
Bu7.0a	---	Masse	0 V
9a	---	Bul01.1	Nachregler +5V +5,0 bis +5,2 V
1c	---	Bul01.7	Nachregler +7V +6,95 bis 7,05V
2c	---	Bul01.13 } .14 }	Nachregler +14V +13,7 bis +14,3 V
3c	---	Bul01.22	Nachregler +17V +17,0 bis +17,2 V
4c	---	Bul01.26	Nachregler +31V +29,5 bis +32,5 V
7c	---	Bul12.11 } 8c --- Bul12.13 }	Taststufe Modulator 62 V 59 bis 65 V (erdfrei)

Anmerkung: x = beliebig