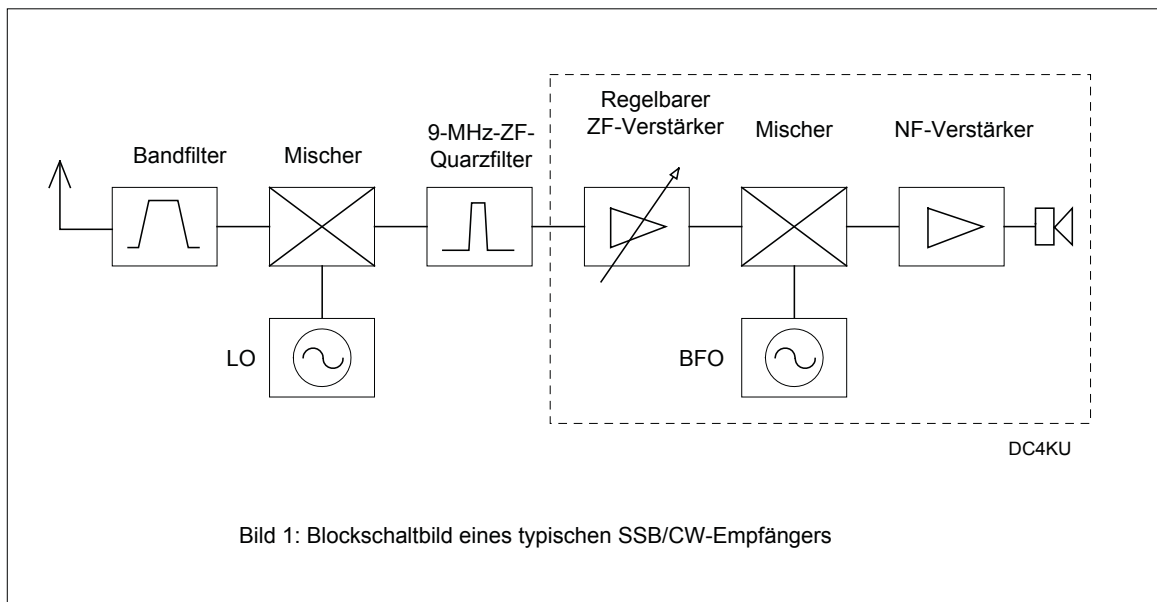


### Dynamischer ZF-Verstärker für großsignalfeste HF-Eingangsteile

#### Einleitung

Der nachfolgende Artikel beschreibt Aufbau und Arbeitsweise eines regelbaren, dynamischen 9-MHz-ZF-Verstärkers mit Demodulatoren für SSB/CW-, AM- und FM. Dieses ZF-Teil kann hinter ein großsignalfestes HF-Eingangsteil, vorgestellt in CQ-DL 7/2000 und 8/2000, geschaltet werden. Die eigentliche Signalselektion geschieht durch ein oder mehrere 9-MHz-Quarzfilter im HF-Eingangsteil (**Bild1**).



Der regelbare ZF-Verstärker, die Regelschleife (AGC) und der Demodulator stellen sozusagen das Herz eines jeden Empfängers dar. Leider werden in vielen guten Schaltungsentwürfen durch ungünstig dimensionierte ZF-Verstärker- und Regelstufen die guten Eigenschaften des Empfängereingangs wieder zunichte gemacht.

Damit die Performance des HF-Eingangsteils erhalten bleiben, werden an den nachfolgenden ZF-Zug hohe Anforderungen in bezug auf Linearität, Laufzeitverzerrungen, Verstärkung, Einschwingverhalten gestellt. Da in einem großsignalfestem HF-Eingangsteil praktisch keine Verstärkung stattfindet, muß der Eingang des ZF-Zugs im Interesse einer insgesamt geringen Gesamttauschzahl sehr empfindlich sein. Die Eingangsempfindlichkeit des ZF-Eingangsstufe muß auf jeden Fall so groß sein, daß die Rauschzahl des ZF-Verstärkers nicht überwiegt. Der ZF-Verstärker muß über einen hohen Dynamikbereich verfügen und Eingangssignale von  $0,1\mu\text{V}$  bis  $1\text{V}$  möglichst linear verarbeiten können. Das demodulierte Signal soll unabhängig von seiner Größe, mit möglichst konstantem NF-Pegel zum Lautsprecher übertragen werden. Bei Empfang von SSB- und CW-Signalen soll die Ansprechzeit der AGC so kurz bemessen sein, daß auch starke Signale quasi augenblicklich und ohne Überschwingen der Regelschleife auf einen definierten NF-Pegel abgeregelt werden.

Zusammengefaßt soll der geplante 9-MHz-Empfangsnachsetzer über folgende Eigenschaften verfügen:

- Demodulation von SSB, CW, AM und FM
- Verstärkung bis zum Produktdetektor  $>70\text{ dB}$
- Rauschzahl  $< 3\text{dB}$
- Nomineller ZF-Ausgangspegel  $-25\text{ dBm}$  für CW/SSB,  $-10\text{ dBm}$  für AM
- Verstärkung bis zum Ausgang der HF-Regelstufe  $100\text{dB}$

- Dynamik  $\geq 120$  dB
- IM-Abstand innerhalb der ZF:  $>40$  dBc
- Pegelbereich  $-130 \dots +10$  dBm
- Unterdrückung von Störpulssignalen
- Kurze AGC-Ansprechzeit
- Keine Überschwingen des Regelkreises
- Einstellbare Regelzeitkonstanten
- Hängeregelung für SSB/CW
- Kombinierte HF-/NF-Regelung
- Ein-/Ausgänge in 50-Ohm-Technik

### 1. Aufbau der Gesamtschaltung

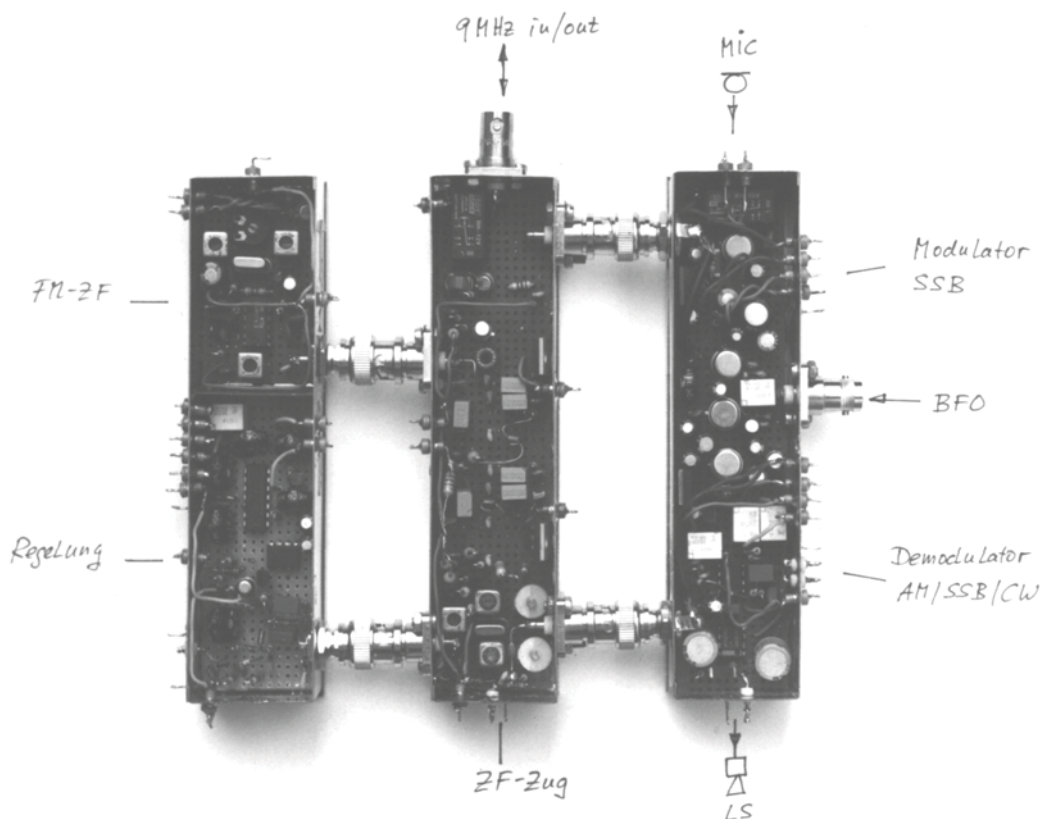
Der Empfangsnachsetzer wurde verteilt in drei separaten, geschirmten Weißblechgehäusen (145x35x30mm) auf Lochrasterplatten aufgebaut (**Bild 2**). Die HF-Verbindungen zwischen den Baugruppen wurden mit BNC-Stecker/Buchsen realisiert.

Der Zf-Verstärker-Zug (Bild 2, mitte) arbeitet breitbandig, in 50-Ohm-Technik, mit viel Massefläche zwischen den Lötunkten. Auf Selektionskreise wurde bewußt verzichtet, um störende Signallaufzeiten und Einschwingzeiten im Regelkreis zu minimieren. Lediglich am ZF-Ausgang vor dem Produktdetektor, wurde ein Quarz-Dual zur Verminderung des Breitbanddrauschens geschaltet.

In einem zweiten Gehäuse (Bild 2, links) gleicher Abmessung befindet sich der Regelspannungsverstärker mit Gleichrichtung und Regelzeiteinstellung, sowie ein FM-ZF-Verstärker (IC) mit einem Quarz-Diskriminator.

Im dritten Gehäuse (Bild 2, rechts) sind die Demodulatoren für SSB/CW und AM sowie ein SSB-Modulator zur Generierung eines Sendesignals untergebracht.

Der getrennte Aufbau der Schaltungen hat den Vorteil, daß die einzelnen Baugruppen unabhängig von der Gesamtschaltung aufgebaut, durchgemessen und optimiert werden können.



**Bild 2: Empfangsnachsetzer**  
**Links: Regelspannungsverstärker und FM-ZF-Verstärker/Demodulator.**  
**Mitte: ZF-Verstärker-Zug**  
**Rechts: AM/SSB/CW-Demodulator und SSB-Modulator für Sendebetrieb**

Das Blockschaltbild der gesamten Schaltung zeigt **Bild 3**.

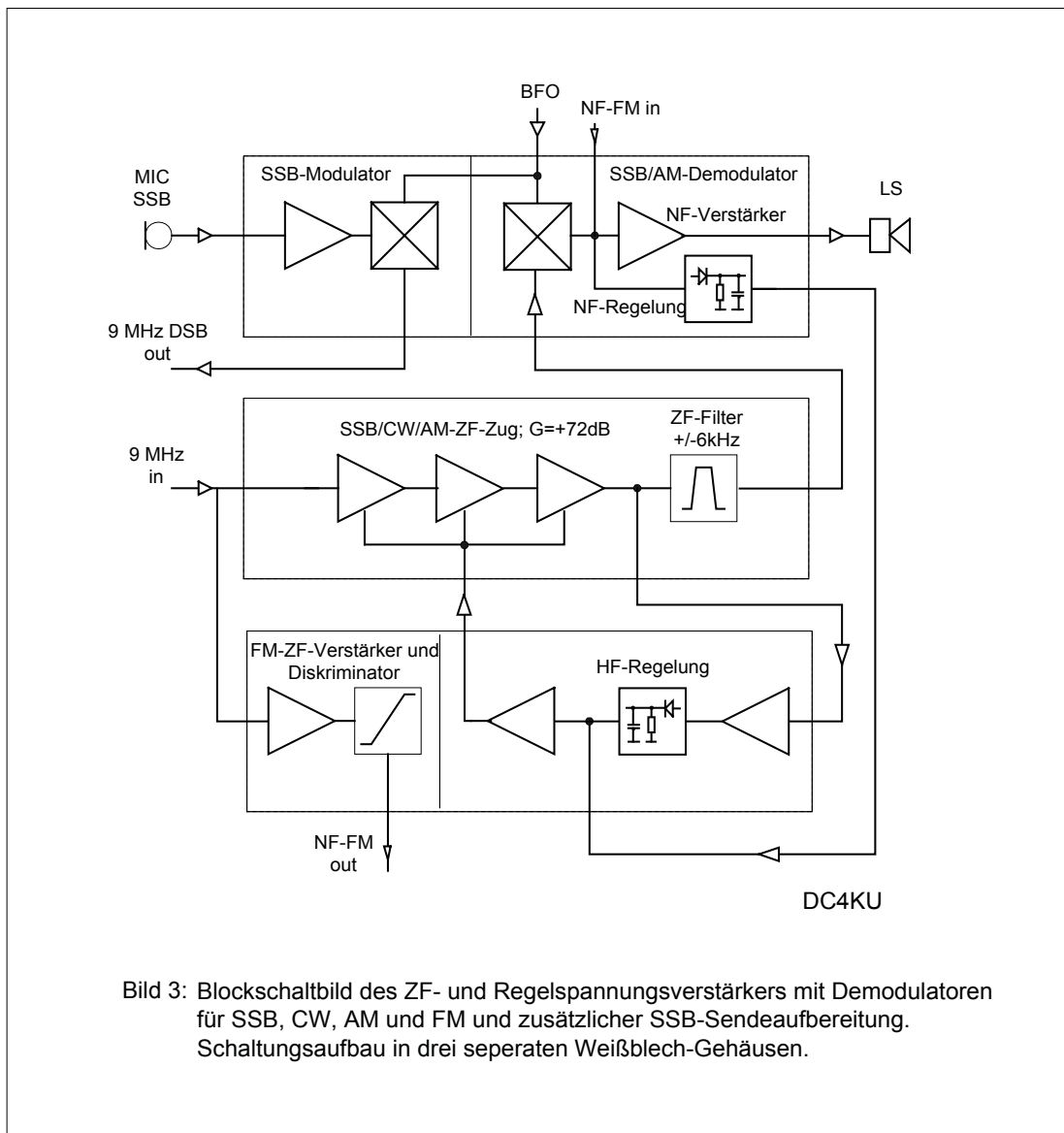


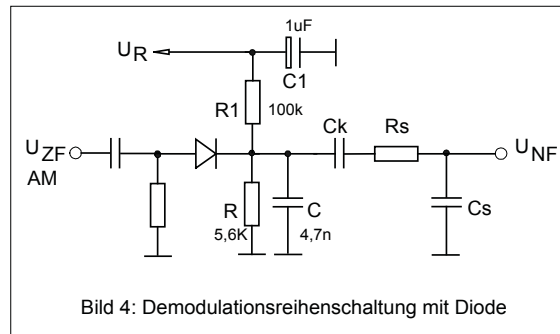
Bild 3: Blockschaltbild des ZF- und Regelspannungsverstärkers mit Demodulatoren für SSB, CW, AM und FM und zusätzlicher SSB-Sendeaufbereitung. Schaltungsaufbau in drei separaten Weißblech-Gehäusen.

## 2. Das Problem der Regelung bei SSB/CW

Die Demodulation von **AM-Signalen** wird in der einfachsten Form mit Hilfe einer Diode realisiert, die als Gleichrichter im Ausgang des ZF-Verstärkers die verstärkte, amplitudenmodulierte Hüllkurve demoduliert (**Bild 4**). Am Ausgang der Hüllkurven-Detektors liegt ein RC-Glied (Tiefpass), mit einem Speicherkondensator C zur Glättung der gleichgerichteten Stromhalbwellen. Der Kondensator wird dabei nahezu auf die Größe der Wechselspannungswerte aufgeladen. Die Spannung würde den Spitzenwert behalten, wenn nicht in der Sperrzeit der Diode durch R etwas Strom abfließen könnte. Dadurch nimmt die Spannung am Kondensator mit einer e-Funktion so lange ab, bis die Spannung am Eingang des Demodulators wieder größer geworden ist und den Kondensator wieder auflädt. Die Entladezeit ist von der Zeitkonstante  $\tau = R \cdot C$  abhängig. Die Kapazität von C wird so groß gewählt, daß sie für die gleichzurichtende Hochfrequenz praktisch ein Kurzschluß ist, aber für die höchste Modulationsfrequenzen noch einen Impedanzwert hat, der möglichst größer ist als der Verbraucherwiderstand R. Andererseits soll bei der Demodulation die NF-Spannung möglichst getreu wieder gegeben werden und die Zeitkonstante muß so gewählt werden, daß die Spannung am

Speichercondensator der Modulationsspannung folgen kann. Wählt man die Zeikonstante zu groß, entstehen Verzerrungen bei hohen NF-Frequenzen und großen Modulationsgraden. Das RC-Glied berechnet sich bei 80% Modulationsfrequenz und 5 kHz als höchste Modulationsfrequenz zu  $\tau = R \cdot C = 2 \cdot 10^{-5}$ .

Hinter dem Koppelkondensator  $C_k$  entsteht dann nur die NF-Spannung mit dem Rest überlagerter ZF-Spannung. Mit einem RC-Glied ( $R_s$  und  $C_s$ ), daß als Tiefpaß wirkt, werden die HF-Reste anschließend aus der NF-Spannung ausgesiebt und am Ausgang steht die reine demodulierte NF-Spannung zur Weiterverstärkung im NF-Verstärker zur Verfügung.



Die Spannung am Speicherkondensator  $C$  wird ebenfalls zur Regelung gebraucht.  $C_1$  dient in Verbindung mit  $R_1$  zur Siebung der Regelspannung und Einstellung der Regelzeitkonstante. Sie muß so groß sein, daß die tiefsten Modulationsfrequenzen nicht ausgeregelt werden und so klein bleiben, daß die Pegeländerungen, die durch Schwund erzeugt werden, noch gut ausgeregelt werden. Praktische Werte der Regelzeitkonstante liegen bei

$\tau = R_1 \cdot C_1 \sim 0,1s$ . Das geglättete Regelsignal wird den Stellgliedern des regelbaren ZF-Verstärkers zugeführt. Damit ist der Regelkreis geschlossen. Die Regelung hat nicht nur die Aufgabe, Übersteuerungen zu verhindern, sondern soll auch unabhängig von der Größe des Eingangssignal ein möglichst konstantes Ausgangssignal liefern. Deswegen bleiben kleine Signale von der Regelung unbeeinflusst und die Regelung setzt erst bei gewissen Signalgrößen verzögert ein. Bei AM steht die Regelspannung in unmittelbarem Zusammenhang mit der momentanen Größe des Trägers. Bleibt der Träger konstant, ändert sich auch die Regelspannung nicht. Als Gleichrichter-Dioden werden Germanium- oder vorgespannte Silizium-Dioden verwendet. Damit überhaupt eine Regelspannung erzeugt werden kann, muß die ZF-Spannung die Schwellenspannung der verwendeten Gleichrichter-Diode überschreiten ( $U_{ZF} \geq 200mV_{eff}$ ). Zur Demodulation von AM-Signalen und Generierung der erforderliche Regelspannung werden demnach verhältnismäßig hohe Leistungen benötigt, weshalb die letzte ZF-Stufe mit Großsignalsteuerung arbeitet.

Die Regelkreis eines AM-Empfängers wurde etwas ausführlicher behandelt, weil er dem eines SSB-Empfängers in vielen Punkten ähnlich ist.

**FM-Signale** benötigen beim passieren des ZF-Verstärkers keine Regelung. Die Information eines frequenzmodulierten Trägersignals steckt ausschließlich in seiner Frequenz- bzw. Phasenänderung. Die Größe der Frequenzänderung - der sogenannte Frequenzhub - entspricht dem Modulationsgrad. Um das frequenzmodulierte Signal unempfindlich gegenüber Amplitudenstörungen zu machen, wird es im Empfänger scharf begrenzt. Deshalb kann man die typischen Eigenschaften eines ZF-Verstärkers für FM in seiner Begrenzereigenschaft sehen. Am Ausgang der ZF wird das amplitudenbegrenzte FM-Signal in der einfachsten Form einem Frequenzdiskriminator zugeführt, der eine Wandlung von FM in AM durchführt und das demodulierte Signal am Ausgang zur Verfügung stellt.

**SSB/CW-Signale** sind ähnlich aufgebaut wie AM, allerdings fehlt ihnen der Träger und ein Seitenband. Erst durch nachträgliches Zufügen des Trägersignals (BFO) im Demodulator (Produkt-detektor) am Ausgang des ZF-Verstärkers kann das ursprüngliche NF-Signal wieder rekonstruiert werden. Die Regelspannungserzeugung geschieht grundsätzlich ähnlich wie bei AM, mit dem Unterschied, daß durch den fehlenden Träger in den Sprachpausen kein Regelsignal aufgebaut werden kann. Erst bei einsetzendem SSB-Sprachsignal, wird aus den Spannungsspitzen der sich im Rhythmus der Sprachfrequenz in Amplitude und Frequenz ändernden Spektrallinien ein neues Regelsignal aufgebaut.

Die Regelabfallzeit muß in Sprachpausen um etwa 1..2 Sekunden verzögert werden, damit bei kurzen Unterbrechungen des Nutzsignals der ZF-Verstärker nicht jedesmal auf volle Empfindlichkeit aufregelt, und das störende Grundrauschen hörbar wird. Im Gegensatz zu AM kommt es bei SSB/CW-Signalen jedoch darauf an, mit welcher Geschwindigkeit (attack time) die Regelspannung aufgebaut wird. Ist die Anstiegszeit zu langsam, fällt das NF-Signal mit einem lauten Knall ein, um erst nach einigen Millisekunden auf die eingestellte Lautstärke einzuregeln.

In fast allen Baubeschreibungen über regelbare ZF-Verstärker von SSB/CW-Empfängern wird eine sog. NF-gesteuerte Regelung verwendet. Der Grund, warum dieses Verfahren so häufig verwendet wird liegt darin, daß die Gewinnung des Regelsignals aus dem demodulierten ZF-Signal sehr leicht zu bewerkstelligen ist. Das vom Ausgang des Produktdetektors abgegebene NF-Signal wird verstärkt und - wie beim AM-Demodulator - einem Spitzenwertgleichrichter zugeführt, der je nach konstruktiver Ausführung des ZF-Verstärkers eine negative oder positive Regelspannung abgibt.

NF-gesteuerte Regelungen haben jedoch einige gravierende Nachteile. Um die erforderliche schnelle Regelanstiegszeit bei einem plötzlichem, starkem Signaleinfall zu erhalten, versucht man schon beim Anstieg der ersten NF-Schwingungen die erforderliche Regelspannung aufzubauen. Dazu steuert man den Demodulator möglichst niederohmig per Stromeinspeisung an, so daß der nachfolgende Speicherkondensator möglichst schon nach der ersten NF-Halbwelle auf deren Spitzenwert aufgeladen wird. Da lediglich die Spannungsspitze der ersten Sinushalbwelle als Signalantwort für den Regelkreis übernommen wird, liegen für einen stabilen Regelkreis zu wenig Informationen vor. Das Abtast-Theorem besagt, daß zur Rekonstruktion einer Signalform mindesten 2 Abtastungen der höchsten vorkommenden Frequenz stattfinden müssen. Diese Forderung wird nicht eingehalten. Weiterhin wird mißachtet, daß die ursprüngliche Modulationshüllkurve eines SSB-Signals keine Ähnlichkeit mit dem demodulierten NF-Signal hat, aus dem jedoch das Regelsignal erzeugt wird. Das Resultat hieraus ist, daß die Regelspannung in aller Wahrscheinlichkeit überschwingt und den Empfänger für einen kurzen Moment völlig zuregelt. Beim Abhören von Nutzsignalen ist dies natürlich sehr unangenehm, da für einen kurzen Zeitraum Informationen verloren gehen. Abhilfe schafft man, indem ein Widerstand vor oder hinter die Gleichrichter-Diode geschaltet wird, der die Stromeinspeisung in den Kondensator begrenzt. Durch die verzögerte Aufladung entsteht jedoch der Nachteil, daß die Regelanstiegszeit verlangsamt und ZF-Signal für einen kurzen Moment in Begrenzung gefahren wird und das NF-Signal mit einem lauten Knall einsetzt. Die beste Einstellung muß empirisch ermittelt werden und ist in jedem Fall ein Kompromiß.

Ein weiterer Nachteil von NF-gesteuerten Regelkreisen entsteht dadurch, daß die Regelanstiegszeit in direkter Abhängigkeit von der momentanen Überlagerungsfrequenz steht. Geht man davon aus, daß die Regelspannung nach Ablauf der ersten NF-Spannungsperiode aufgebaut ist und beträgt der entstehende Überlagerungston 1 kHz, dann ist die Regelspannung frühestens nach einer Millisekunde aufgebaut. Bei 100 Hz Überlagerungsfrequenz dauert die Anstiegszeit 10ms, bei 10 Hz schon 100ms und bei 0 Hz - also bei Schwebungsnul - versagt die NF-gesteuerte Regelung total. Unverständlich ist in diesem Zusammenhang auch, warum in vielen Baubeschreibungen das zur Regelspannung herangezogene NF-Signal vorher noch einen Bandpaß mit Hochpaßeigenschaft durchläuft, der das Regelverhalten bei tiefen NF-Frequenzen weiter verschlechtert. Ein zusätzliches, grundsätzliches Handicap liegt in den häufig verwendeten selektiven ZF-Verstärkerstufen. Die schmalbandigen Selektionskreise der einzelnen Stufenverstärker besitzen Ein- und Ausschwingzeiten und verursachen Laufzeiten die sich als Totzeit im Regelkreis auswirken. Die Bandbreite des ZF-Verstärkers sollte um ein vielfaches größer sein, als das Quarfilter im HF-Eigenteil.

Resultierend läßt sich feststellen, daß NF-gesteuerte Regelverfahren nur für sehr einfache SSB/CW-Empfänger geeignet sind.

### **Die HF-gesteuerte Regelung**

Die zuvor erläuterten Probleme lassen sich mit einer breitbandig arbeitenden ZF und einer HF-gesteuerten Regelung umgehen. Hierbei verwendet man das 9- oder 10,7-MHz-ZF-Signal selbst als Steuersignal für den Regelkreis. Im Prinzip identisch, mit der beschriebenen AM-Regelung. Damit eine ausreichend große Regelspannung erzeugt werden kann, muß die ZF-Verstärkung für den Regelkreis etwa 100dB betragen, weshalb gute Abschirmmaßnahmen zwingend erforderlich sind. Geht man davon aus, daß z.B. 10 Schwingungsperioden des ZF-Signals ausreichen, um ein stabiles Regelspannungssignal zu erzeugen, vergeht bei 9 MHz theoretisch eine Zeitspanne von nur 1,1µs. Im Gegensatz dazu braucht die Ansprechzeit einer NF-gesteuerten Regelung bei 1 kHz Überlagerungsfrequenz schon 10ms.



### 3. Das SSB/CW/AM-ZF-Teil

#### 3.1 Erste ZF-Verstärkerstufe

An die erste ZF-Verstärkerstufe eines Empfängers werden besonders hohe Anforderungen in bezug auf Empfindlichkeit und Linearität gestellt. Da im HF-Eingangsteil im Interesse eines hohen  $IP_3$  nur minimale Verstärkung stattfindet, beeinflussen Rauschzahl und Verstärkung des ersten ZF-Verstärkers die Gesamtrauschzahl des Systems. Weiterhin muß die erste Stufe des ZF-Verstärkers regelbar sein, da Eingangspegel von bis zu +10dBm (10mW) linear verarbeitet werden sollen.

Der Einsatz eines regelbaren DG-MOS FET's scheidet bei diesen Anforderungen von vornherein aus. DG-MOS-FET's erzeugen im abgeregelten Zustand durch Reduzierung ihres Drainstroms starke In-Band-Intermodulationsverzerrungen. Diese Verzerrungen äußern sich als Klirrfaktor im demodulierten NF-Signal und das Signal hört sich gepreßt und hart an. Als ein Richtwert sollten bei sämtlichen Eingangssignalen bis herauf zu +10dBm alle IM-Verzerrungen innerhalb der ZF noch um 40dBc unterdrückt sein, woraus ein NF-Klirrfaktor von 1% resultiert.

Regelbare Video ZF-Verstärker IC's, wie der oft eingesetzten MC1350, sind ebenfalls eine schlechte Wahl, sie haben nichtlineare Regelkurven, geringe IM-Festigkeit und rauschen besonders im abgeregelten Zustand sehr stark.

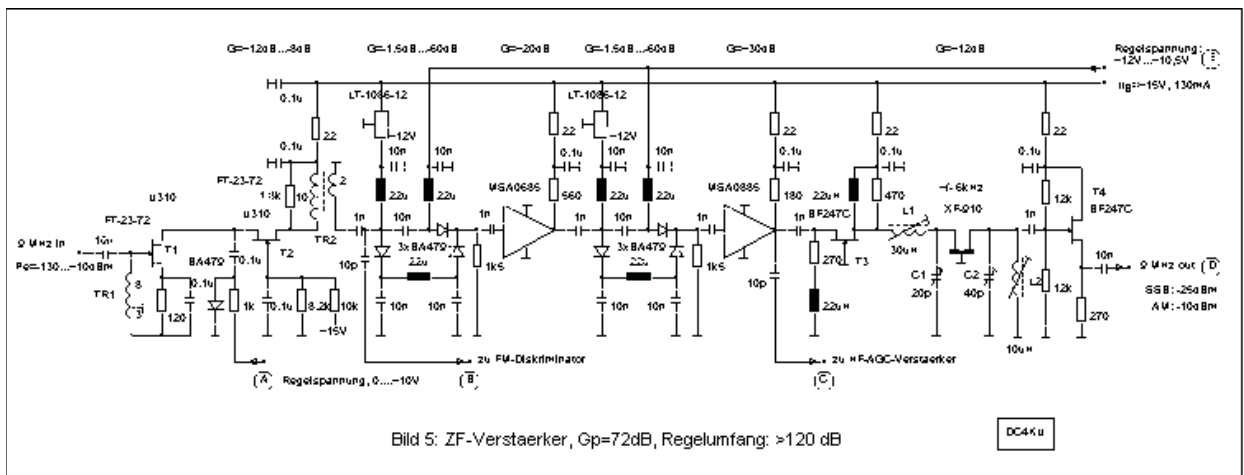


Bild 5: ZF-Verstärker,  $G_p=72\text{dB}$ , Regelumfang:  $>120\text{ dB}$

Der Eingang des ZF-Verstärkers (**Bild 5**) wurde mit einer Kaskoden-FET-Schaltung aufgebaut. Sie hat sehr gute Eigenschaften in bezug auf Rauschen, Verstärkung, Stabilität und Linearität. Die Schaltung enthält zwei FET's wovon der erste in empfindlicher Source-Schaltung und der zweite in großsignalfester Drain-Schaltung arbeitet. Die Verstärkung der Kaskode wird durch die Steilheit der Source-Schaltung bestimmt und beträgt mit einem Drain-Widerstand von  $1,8\text{ k}\Omega$  im Musteraufbau  $12\text{ dB}$ . Mit einem Source-Widerstand von  $120\ \Omega$  stellt sich ein gemeinsamer ID von ca.  $12\text{ mA}$  ein. Die Rauschzahl der Schaltung liegt bei  $0,8\text{ dB}$ . Mit den angegebenen Ferrit-Breitbandübertragern und Wickeldaten liegen Eingangs- und Ausgangswiderstand der Kaskode nahe bei  $50\ \Omega$ , das Eingangs-VSWR beträgt  $1,25$  und die Bandbreite  $0,1$  bis  $80\text{ MHz}$ .

Die verwendete Kaskodenschaltung erreicht einen  $IP_3$  von  $>20\text{ dBm}$ , auch im abgeregelten Zustand. Den gemessenen  $IP_3$  der Kaskodenschaltung gibt **Bild 6.2** (Mitte) wieder. Zwei Eingangssignale  $P_e$  von jeweils  $-6\text{ dBm}$  lassen am Ausgang des Verstärkers  $IM_3$ -Produkte mit  $55\text{ dBc}$  Abstand entstehen.

Daraus folgt ein Intercept-Point dritter Ordnung von:

$$IP_3 = \Delta IM_3/2 + P_e = (55\text{ dBc}/2) - 6\text{ dBm} = 21,5\text{ dBm}.$$

Die Regelung der Kaskodenschaltung übernimmt eine Pin-Diode, BA479, zwischen Drain von T1 und Gate von T2, die ihren Durchgangswiderstand in Abhängigkeit des eingepreßten Regelstroms verändert (**Bild 7**). Bei  $0\text{ mA}$  Regelstrom ist die Pin-Diode hochohmig ( $>10\text{ k}\Omega$ ) und beeinflusst die Verstärkung nicht. Bei  $10\text{ mA}$  Diodenstrom sinkt ihr Widerstand auf etwa  $5\ \Omega$  ab und die maximale Dämpfung der Stufe ist erreicht. Die Arbeitspunkte beider FET's werden durch den Regelvorgang nicht verändert. Der Regelumfang der Schaltung beträgt  $25\text{ dB}$ .

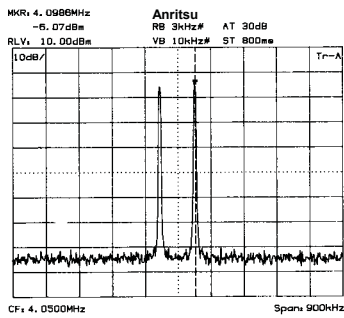


Bild 6.1 Zweitton-Eingangssignal

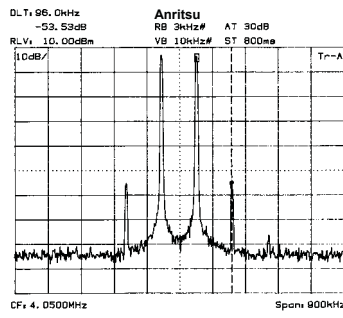


Bild 6.2 Ausgangssignal mit IM3-Verzerrungen

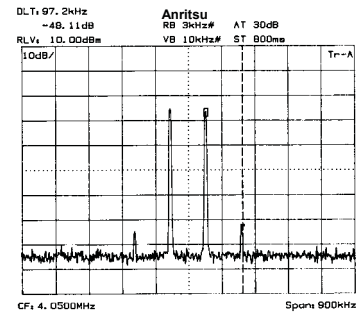


Bild 6.3 Ausgangssignal bei voller Abregelung

### Bild 6: Großsignalverhalten (IM3) der ersten ZF-Verstärker-Stufe

Die Regelung der Kaskodenschaltung übernimmt eine Pin-Diode, BA479, zwischen Drain von T1 und Gate von T2, die ihren Durchgangswiderstand in Abhängigkeit des eingprägten Regelstroms verändert (**Bild 7**). Bei 0 mA Regelstrom ist die Pin-Diode hochohmig ( $>10 \text{ k}\Omega$ ) und beeinflusst die Verstärkung nicht. Bei 10 mA Diodenstrom sinkt ihr Widerstand auf etwa  $5 \Omega$  ab und die maximale Dämpfung der Stufe ist erreicht. Die Arbeitspunkte beider FET's werden durch den Regelvorgang nicht verändert. Der Regelumfang der Schaltung beträgt 25 dB.

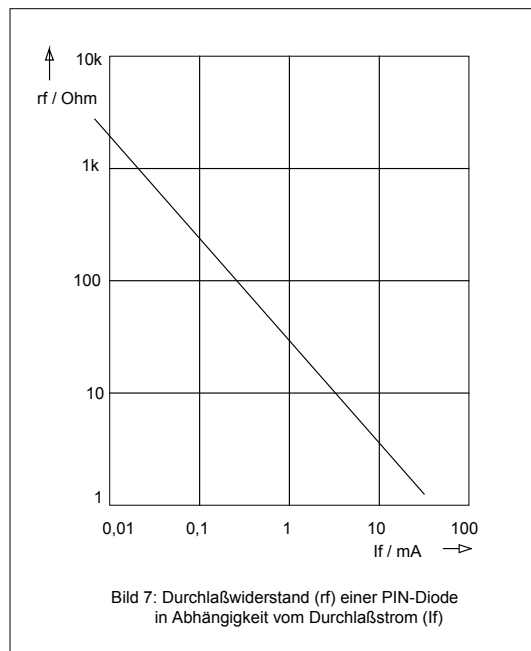


Bild 7: Durchlaßwiderstand ( $r_f$ ) einer PIN-Diode in Abhängigkeit vom Durchlaßstrom ( $I_f$ )

### 3.2 Die weiteren Verstärker- und Regelstufen

Der ersten Verstärkerstufe folgt ein mit drei PIN-Dioden in Pi-Schaltung aufgebautes, stufenlos regelbares Dämpfungsglied. Bei einer Regelspannung von +12 V (Leerlauf) beträgt die Durchgangsdämpfung nur 1,2 dB. Die maximale Dämpfung von 60 dB wird bei ca. +10,5 V Regelspannung und ca. 8 mA Stromspeisung erreicht (**Bild 8**). Durch entsprechende Beschaltung ist der Ein- und Ausgangswiderstand des stellbaren Dämpfungsglieds nahe bei  $50 \Omega$ . Messungen ergaben ein ausgezeichnetes  $IM_3$ -Verhalten von 30 dBm ohne Regelung und 25 dBm im abgeregelten Zustand, woraus sich eine Regelsteilheit von ungefähr 60 dB/V ergibt.

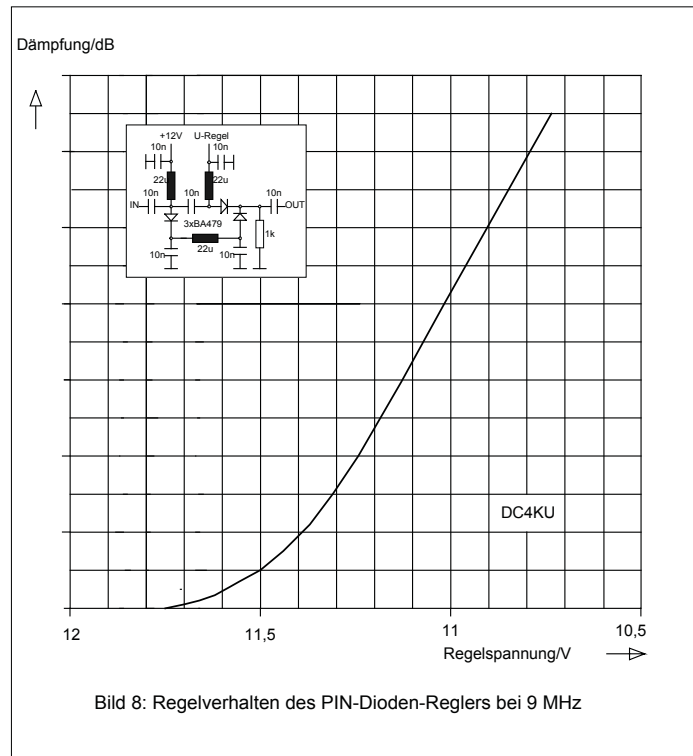


Bild 8: Regelverhalten des PIN-Dioden-Reglers bei 9 MHz

Dem Pin-Dioden-Dämpfungsglied folgt ein integrierter Breitband-Verstärker MSA0685 mit 20 dB Leistungsverstärkung und einer Rauschzahl von 2,8 dB. Am Eingang dieses MMIC's liegen bei +10dBm ZF-Eingangspegel und voller Abregelung der Vorstufen maximal -65 dBm an, wodurch eine lineare Verstärkung in jedem Fall gewährleistet ist. Der MSA0685 besitzt einen  $IP_3$  von +15 dBm (bezogen auf den Ausgang).

Diesem Verstärker folgt ein weiteres PIN-Dioden-Dämpfungsglied und diesem ein MSA0885 mit 30dB Verstärkung.

Bevor das Signal dem Produktdetektor zugeführt wird, muß es vom Breitbandrauschen, welches die Verstärker im Bereich 100kHz bis 80 MHz erzeugen, befreit werden. Würde es an den AM-Hüllkurvenvergleichsrichter gelangen, dann wäre dessen Arbeitsweise stark beeinträchtigt. Auf den SSB-Produkt-Detektor hat das Breitbandrauschen weniger Einfluß, denn ein solcher Demodulator setzt breitbandige Rauschsignale in Signale um, die oberhalb des Hörbereichs liegen und deshalb leicht auszufiltern sind, ohne daß das NF-Signal verschlechtert wird. Zur Breitband-Rauschunterdrückung dient ein einfaches 9 MHz-Quarz-Dual (Noise Filter) der Bandbreite +/-6kHz zwischen T3 und T4. Genau genommen, müßten für alle vorkommenden ZF-Bandbreiten entsprechende Noise Filter verwendet werden. Aus Kostengründen wurde darauf verzichtet. Wer nur auf SSB arbeitet, sollte ein 2,4 kHz-Filter verwenden. T3 transformiert das Signal mit Hilfe des Serienkreises L1 und C1 von 470  $\Omega$  auf 6 k $\Omega$ , der Eingangsimpedanz des 2-Pol-Filters im Durchlaßbereich. Am Ausgang des Filters wird L2 und C2 auf Parallelresonanz abgeglichen und das ZF-Signal an Source von T4 niederohmig ausgekoppelt. Der ZF-Verstärker-Zug besitzt eine Gesamtverstärkung von 72 dB und ein Regelumfang von >120dB.

### 3.3 Frequenzgang des ZF-Verstärkers bis zum Demodulator

Das gemessene Rausch-Spektrum am Ausgang des ZF-Verstärkers (Center Frequency: 9 MHz, Span: 100kHz, Resolution Bandwidth: 1kHz) zeigt **Bild 9**. Deutlich zu erkennen, ist die Filterformkurve mit ihrer Durchlaßbandbreite von +/- 6kHz um die ZF-Mittenfrequenz von 9 MHz. In der Mitte des Filters ist ein Signal zu erkennen. Dieses Signal wurde mit einem Pegel von -130 dBm (0,07  $\mu$ V) an den Eingang des ZF-Verstärkers gelegt und erscheint mit einem Signal/Rauschabstand von 12 dB am Ausgang der ZF. Damit dürfte die oft gehörte Behauptung, daß breitbandige Verstärkung in ZF-Teilen die Empfindlichkeit verschlechtert, widerlegt sein.



Das Grundrauschen im Durchlaßbereich des Filters beträgt bei 1kHz-Auflösungsbandbreite des Spektrumanalysators  $-70$  dBm. Damit läßt sich Rauschzahl des ZF-Verstärkers überschlägig berechnen:  
 Empfindlichkeit = Rauschleistung – Verstärkung =  $-70$  dBm –  $72$  dB =  $-142$  dBm/1kHz Bandbreite  
 Bezogen auf 1 Hz-Rauschbandbreite:  $-142$  dBm/1kHz  $-30$  dB =  $-172$  dBm/Hz  
 Rauschzahl des ZF-Verstärkers =  $-174$  dBm/Hz –  $-172$  dBm/Hz =  $2$  dB  
 Wobei  $-174$  dBm/Hz als Bezug das Grundrauschen eines 50-Ohm-Widerstandes in 1-Hz-Rauschbandbreite bei Zimmertemperatur darstellt.  
 Hinweis: Bei der Berechnung, wurde die Auflösungsbandbreite ( $-3$ dB) des Spektrumanalysators der Rauschbandbreite von 1kHz gleichgesetzt.

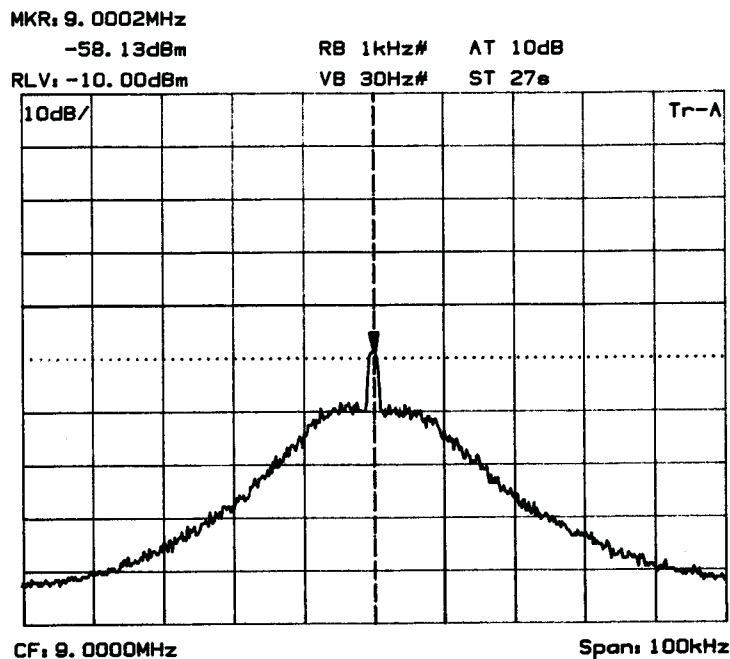


Bild 9: Rauschspektrum am Ausgang des ZF-Verstärkers mit einem CW-Eingangssignal von  $-130$  dBm

#### 4. Regelspannungserzeugung für CW/SSB-Signale

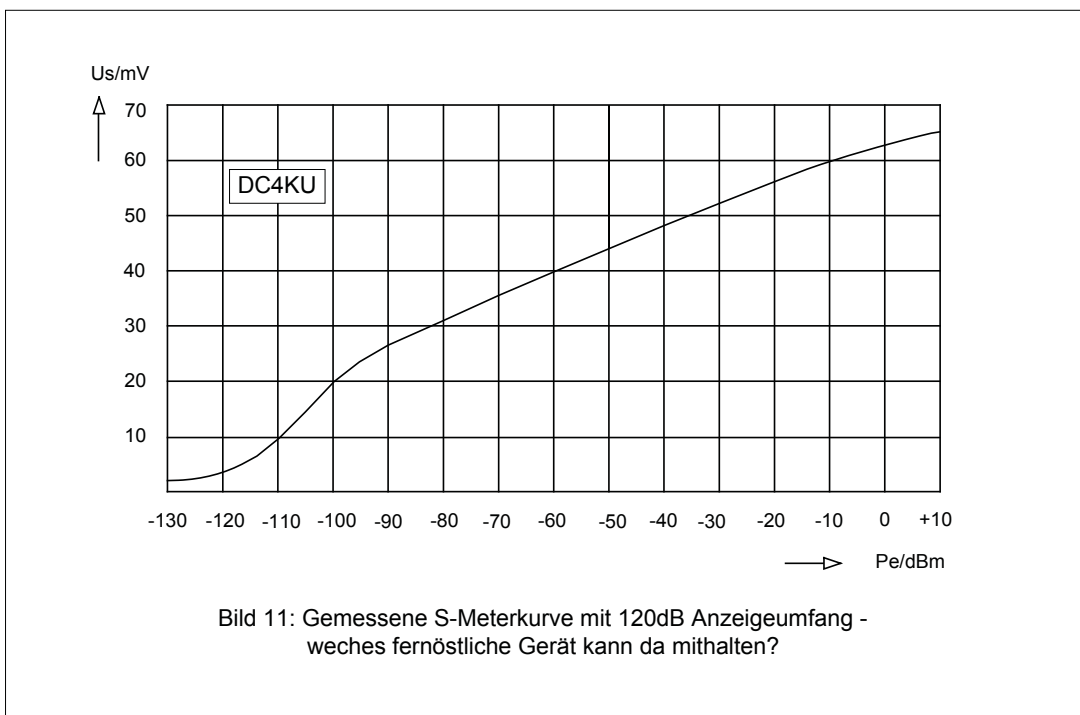
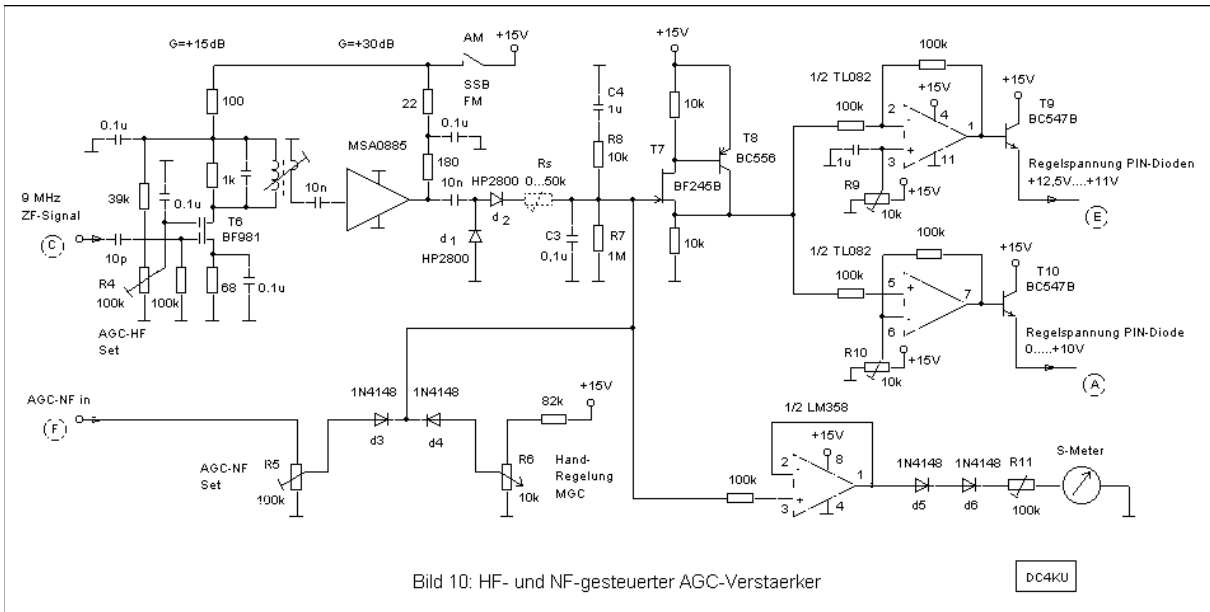
Zur Gewinnung der ZF-Regelspannung (AGC), zweigt das breitbandige ZF-Signal hinter dem zweiten MMIC auf einen gesonderten Regelspannungsverstärker ab, der zur besseren Abschirmung in einem separaten Gehäuse untergebracht ist (**Bild 10**). Ein DG-MOS FET und ein MSA0885 verstärken das ZF-Signal nochmals um  $45$  dB. Der Drain-Schwingkreis von T6 ist mit  $1$  k $\Omega$  bedämpft, so daß sich eine  $3$ -dB-Bandbreite von ca.  $\pm 2$  MHz ergibt. Das um insgesamt  $98$  dB verstärkte ZF-Signal wird vom Ausgang des MSA0885 den Spannungsverdoppler-Gleichrichtern d1,d2 niederohmig zugeführt.

Auch ohne Eingangssignal entsteht am RC-Glied C3//R7 schon eine mittlere Richtspannung von ca.  $+0,6$  Volt, verursacht durch den hohen Pegel des ZF-Grundrauschens. Dadurch arbeiten die Gleichrichterdiode schon im Ruhezustand in B-Betrieb und müssen zur Empfindlichkeitssteigerung nicht vorgespannt werden. Das gleichgerichtete ZF-Signal wird an das hochohmige Gate von T7 weitergeleitet, der zur Linearisierung seiner Kennlinie in starker Gegenkopplung mit T8 arbeitet und das Regelsignal am Source-Anschluß bei einer mittleren Gleichspannung von  $+7$  V abgibt. T8 dient lediglich als sehr hochohmiger, spannungsgesteuerter Widerstand. Vom T8 Sourceanschluß werden zwei OP's angesteuert, deren Ausgänge mit den Trimmern R9 und R10 auf die erforderlichen Regelspannungseinsätze der PIN-Dioden-Regler eingestellt werden. Das Ausgangssignal des oberen TL082, wird im Ruhezustand auf  $+12$  V, das des unteren LT082 auf  $0$  Volt Ausgangsspannung eingestellt. Das Regelsignal für die erste ZF-Stufe kann auf einen verzögerten Einsatz, z.B. ab  $-100$  dBm, eingestellt werden und erreicht eine maximale Regelspannung von ca.  $10$  V. Das AGC-Signal für die PIN-Dioden Pi-Glieder braucht aufgrund der hohen Regelsteierheit keine Gleichspannungsverstärkung, der obere

TL082 arbeitet deshalb mit einer Spannungsverstärkung  $V_u=1$ . Die Regelspannungen werden mit Emitterfolgern T9, T10 niederohmig ausgekoppelt.

Das S-Meter-Signal wird direkt vom Ausgang des Demodulators dem nicht-invertierenden, hochohmigen Eingang eines LM358 zugeführt, der ebenfalls mit  $V_u=1$  arbeitet. Mit R11 wird der Endauschlag des Zeigerinstruments auf +10dBm ZF-Eingangspiegel eingestellt. **Bild 11** zeigt die Meßkurve des S-Meters über einem dynamischen Anzeigebereich von 120dB. Das kleinste verwertbare S-Meter Signal liegt bei -110dBm ( $0,7\mu V$ ).

Die „Handregelung“ erfolgt mit dem Poti R8, durch Spannungsänderung in positiver Richtung über d4 auf das Gate von T7.



#### 4.1 Regelzeiten bei CW/SSB

Die Ansprechzeit der Regelung, d.h. die Geschwindigkeit in der eine Regelspannung bei Eintreffen eines Signals aufgebaut werden kann, ist abhängig von der Systemgesamtverstärkung, der ZF-Bandbreit, der Regelzeitkonstante – wesentlich beeinflusst durch den Speicherkondensator C3 – und der Ausgangsimpedanz des ZF-Regelspannungstreibers. Nach Eintreffen der ersten ZF-Signalamplituden am Diodengleichrichter, lädt sich C3 auf den Spitzenspannungswert des Signals auf. Fällt das Nutzsignal ab, muß die Verstärkung mehr oder minder wieder ansteigen. Mit  $R7 = 1\text{ M}\Omega$  und  $C3 = 0,1\mu\text{F}$  beträgt die Anstiegszeit 100 ms. ( $\tau = R \cdot C$ ). Für sehr kurze Signale und Knackstörungen, welche die Regelung ansprechen lassen, ist dieses relativ schnelle Aufregeln zweckmäßig. Ein zweites RC-Glied, bestehend aus R8 und C4, lädt sich zeitverzögert auf. Erst bei einem längeren Signaldurchgang lädt sich C4 vollständig auf, um sich nach einem Pegelabfall langsam, innerhalb von einer Sekunde über R7 zu entladen. Vergrößert man C4, verlängert sich entsprechend die Abfallzeit. Hierdurch wird eine einfache, sogenannte „Hängeregelung“ für SSB/CW realisiert.

Durch Änderung der RC-Glieder, Schalten von Kondensatoren und/oder Widerständen sind den Möglichkeiten einer individuellen Einstellung des Regelverhaltens fast keine Grenzen gesetzt.

**Bild 12** zeigt das mit einem Digitalspeicher-Scope gemessene Regelverhalten mit  $C3 = 1\mu\text{F}$  und  $R7 = 1\text{M}\Omega$ . Bei einem Signalsprung von Null auf  $-80\text{ dBm}$ , erreicht die Regelspannung innerhalb von  $200\mu\text{s}$  ihren Sollwert. Bei einem Sprung von Null auf  $-40\text{ dBm}$  benötigt die Regelschleife nur noch  $100\mu\text{s}$ . Deutlich ist zu erkennen, daß in beiden Kurvenzügen kein Überschwingen auftritt. Verkleinert man C3 auf  $0,1\mu\text{F}$ , beschleunigt sich die Anstiegszeit um den Faktor 10.

Die Anstiegs- und Abfallzeiten des AGC-Signals bei mehreren, aufeinander folgenden HF-Eingangssignalen werden in **Bild 13** dargestellt. Die Eingangssignale haben jeweils einen Pegel von  $P_e = -30\text{ dBm}$  und werden als Bezug in Form ihrer Hüllkurve im unteren Teil des Bildschirms mit dargestellt.

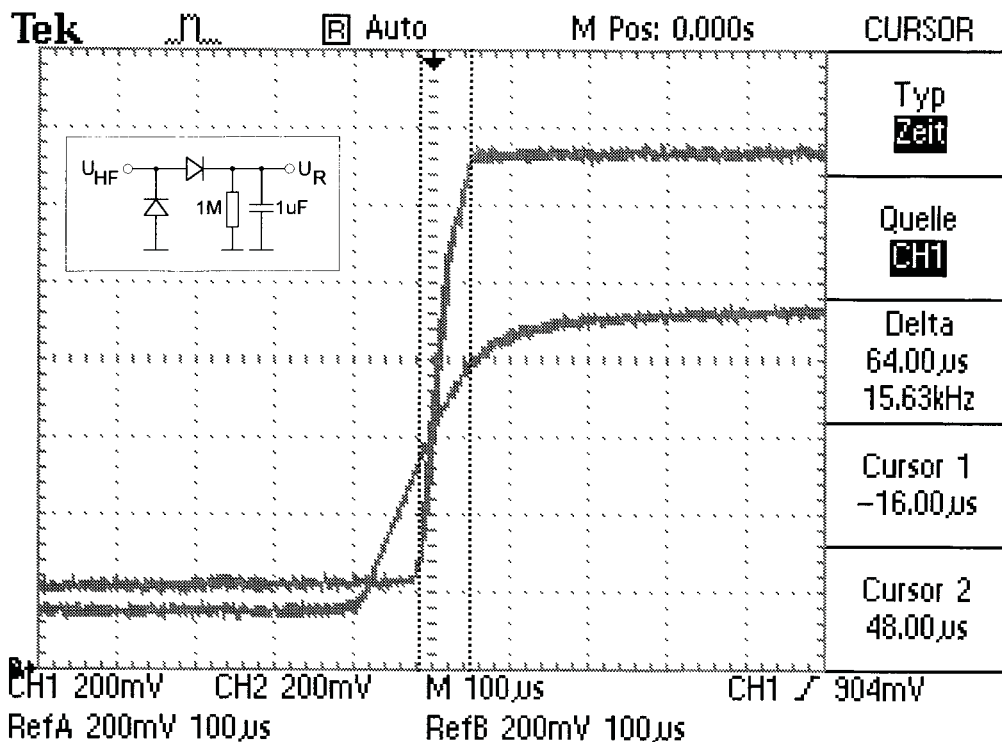
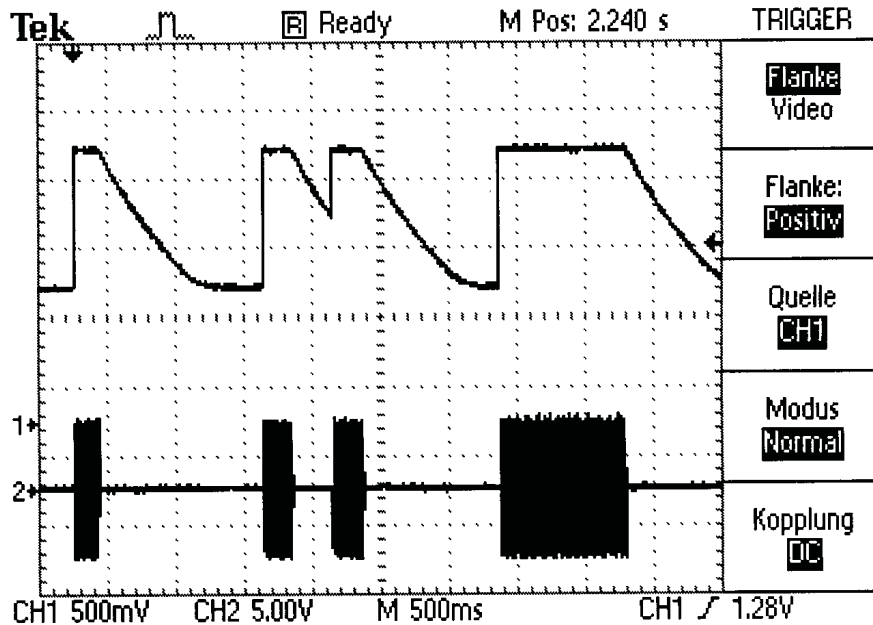


Bild 12: Regelanstiegszeit bei einem Pegelsprung von  $-130\text{ dBm}$  auf  $-80\text{ dBm}$  und  $-40\text{ dBm}$



**Bild 13. Anstiegs- und Abfallzeiten der HF-Regelung**

Innerhalb des ZF-Zugs bis hin zur Regelspannungserzeugung befinden sich keine selektive, schmalbandige Filter. Das ist wichtig für eine schnelle Ansprechzeit des Systems. Schmalbandige Filter verursachen eine Zeitverzögerung zwischen Filtereingang und Filterausgang. Sind solche Filter in der AGC-Schleife eingebaut, verschlechtern sie das transiente Verhalten des Systems und verursachen eine Regel-Totzeit, die sich in Überschwingen äußert. Nur wenn die Bandbreite des ZF-Zugs sehr viel größer ist, als die der Quarzfilter im HF-Eingangsteil, ist die Regelung in der Lage, den Einschwingvorgängen der Quarzfilter zu folgen. Im beschriebenen Konzept wird die Ansprechzeit der AGC lediglich durch die Kapazitäten und Induktivitäten (Siebglieder) an den PIN-Dioden begrenzt.

#### 4.2 Austastung von Störimpulsen

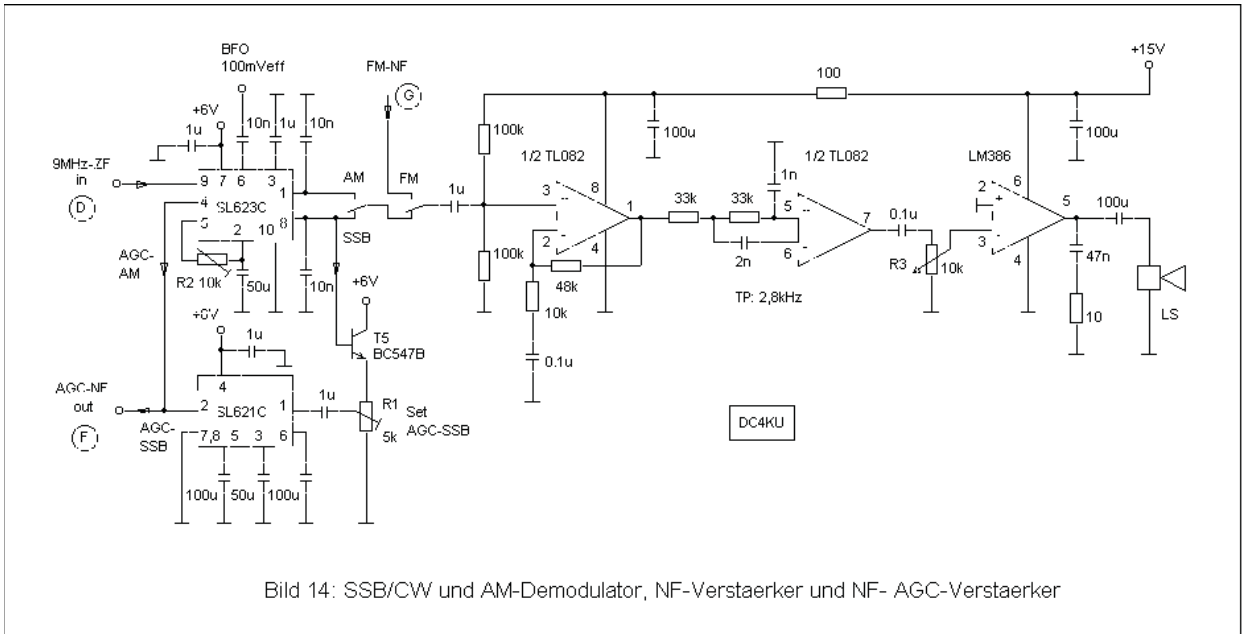
Eine der Hauptursachen für schlechten Empfang bei vielen Empfängern sind die sog. "zivilisationsbedingten Störungen", wie z.B. KFZ-Zündstörungen, die von der Antenne aufgenommen werden. Solche Störungen (Impulse Noise) treten im allgemeinen in Form sehr schmaler Impulse mit hoher Amplitude auf, die ein Quarzfilter zum „Klingeln“ bringen. Wegen der hohen Güte der Filterquarze, schwingt das Filter relativ langsam aus, wodurch die an sich kurzen Störungen unverhältnismäßig stark von einigen  $\mu\text{s}$  auf einige ms verlängert werden und das gewünschte Nutzsignal überdecken. Einzelne Störimpulse lassen die Regelung ansprechen und erscheinen nicht mehr als Knackstörung am LautsprecherAusgang. Gleichzeitig können sie dadurch schwache Nutzsignale zuregeln und deren Empfang einschränken.

Durch Einfügen eines Widerstand  $R_s$  (im Schaltbild 10 gestrichelt gezeichnet) zwischen Demodulatorausgang und RC-Glied, kann die AGC-Ansprechzeit künstlich so verlängert werden, so daß einzelne Störimpulse die AGC weniger oder gar nicht mehr ansprechen lassen.

Aus diesen Betrachtungen läßt sich erkennen, daß auch eine schnelle Regelung nicht die Wirkung einer „echten Störaustastung“ besitzen kann. Ein „Störaustaster“ muß die Störimpulse abfangen und austasten, bevor sie vom Mischer kommend das Quarzfilter erreichen. In einem späteren Bericht wird dieses Thema behandelt werden.

## 5. CW/SSB- und AM- Demodulator, NF-Verstärker und Hängeregung

Das Schaltbild des SSB/CW/AM-Demodulators, des NF-Verstärkers und eines (optionalen) Bausteins zur Erzeugung einer sehr effektiven „SSB/CW-Hängeregung“ gibt **Bild 14** wieder. Die Baugruppe befindet sich zusammen mit einem SSB-Modulator ebenfalls in einem Weißblechgehäuse der Abmessung 145x35x30mm.



Das vom Breitbandrauschen befreite ZF-Signal wird dem Eingang eines SL623C zugeführt. Dieser Baustein verfügt über einen einfach balancierten SSB/CW-Demodulator, einen AM-Hüllkurven-Detektor und einem integrierten AM-Regelspannungsverstärker. Wer den AM-Betrieb nicht braucht, kann man anstelle des SL623C auch ein SL640Coder NE612 einsetzen..

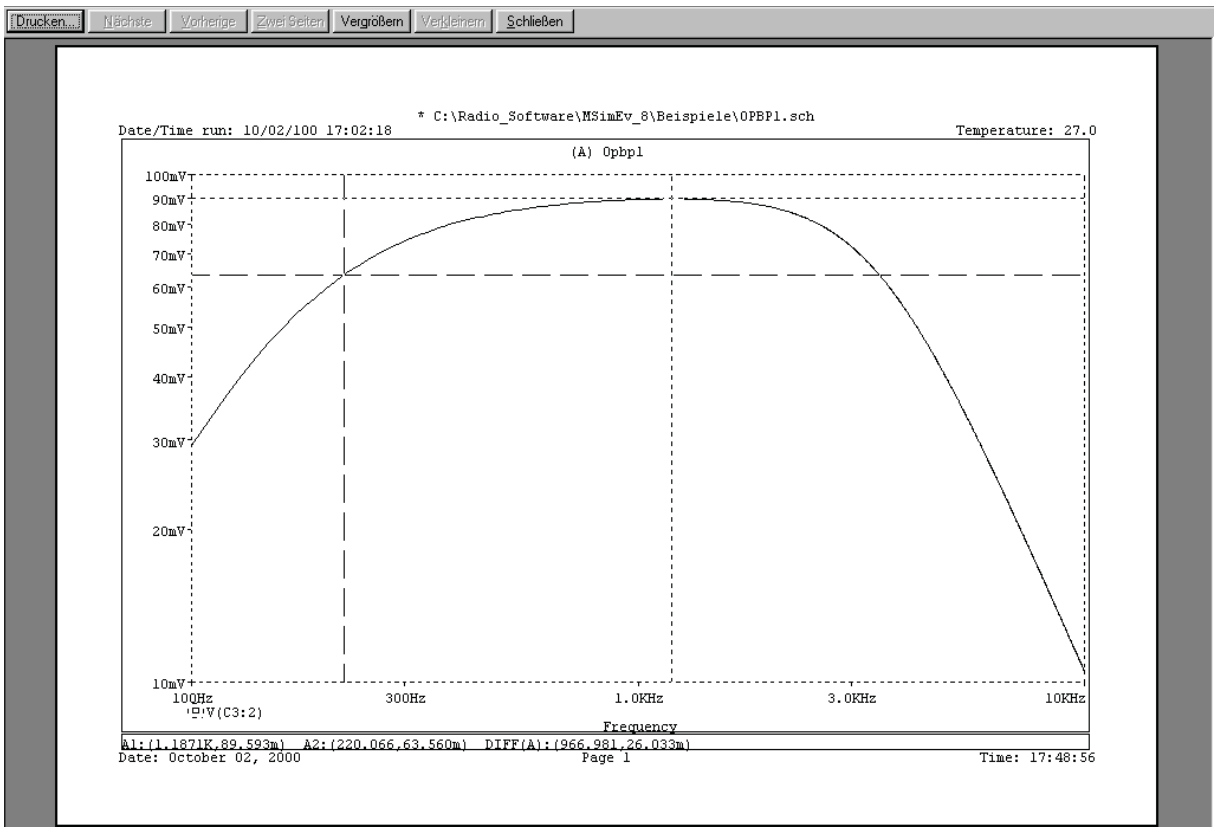
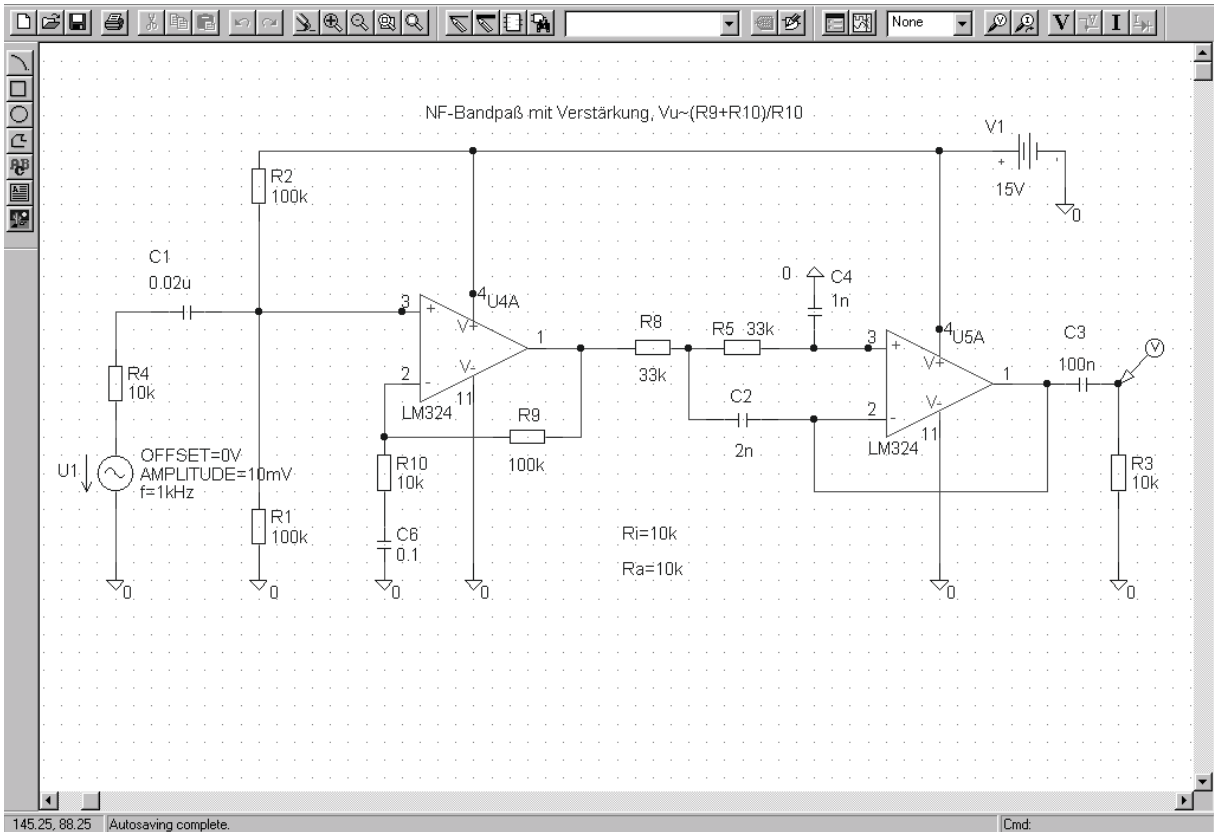
Zur Demodulation von AM-Signalen wird der BFO abgeschaltet und das demodulierte AM-Signal an Pin 1 des SL623C abgegriffen. Ein AM-Signal mit  $125\text{mV}_{\text{eff}}$  Trägersignal, 80% Modulation und 1kHz Modulationsfrequenz erzeugt ein demoduliertes NF-Signal von  $55\text{mV}_{\text{eff}}$ .

Bei AM liefert der Hüllkurven-Detektor an Pin 4 zusätzlich ein von der Trägeramplitude gesteuertes AGC-Regelsignal von 0 bis 4,6 Volt. R2 wird so eingestellt, daß bei  $125\text{mV}_{\text{eff}}$  Trägersignal 2 Volt Regelspannung an Pin 4 anstehen. Das AM-ACG-Signal wird über R5 in Bild 10 und der Entkoppeldiode d3 dem Gate von T7 als Regelspannung direkt zugeführt. Damit bei Auftreten eines Signals die viel schnellere und empfindlichere SSB-Regelung nicht einschreitet, wird bei AM-Betrieb der HF-Regelspannungsverstärker von der Versorgungsspannung getrennt, ist also inaktiv.

Bei SSB-Betrieb wird über Pin 6 das BFO-Signal mit  $50\text{-}100\text{mV}_{\text{eff}}$  eingespeist und an Pin 8 das NF-Signal ausgekoppelt. Das NF-Ausgangssignal muß zwischen den beiden Detektoren umgeschaltet werden. Ein SSB-Signal mit  $20\text{mV}_{\text{eff}}$  an Pin 9 erzeugt ein NF-Ausgangssignal von ca.  $30\text{mV}_{\text{eff}}$ .

*Hinweis: Besonders muß darauf geachtet werden, daß das BFO-Signal nicht über irgendwelche Umwege an den Eingang des ZF-Verstärkers gelangt. Es würde verstärkt und vom HF-Regelverstärker wie ein HF-Eingangssignal behandelt werden und die Regelung ansprechen lassen. Auf gute Abschirmung und kurze Verbindung zwischen BFO-Signal und Produktdetektor muß geachtet werden.*

Dem Ausgang der Detektoren folgt ein aktives NF-Bandpaßfilter mit etwa 5-facher Spannungsverstärkung. **Bild 15** zeigt die Schaltung und den Frequenzgang des NF-Bandpasses, entwickelt mit der weit verbreiteten CAD-Software P-SPICE. Ein nachfolgender LM386 verstärkt das NF-Signal auf Lautsprecherpegel.



Seite 1  
Bild 15: Simulation des NF-Verstärkers und Bandpassfilters mit PSpice



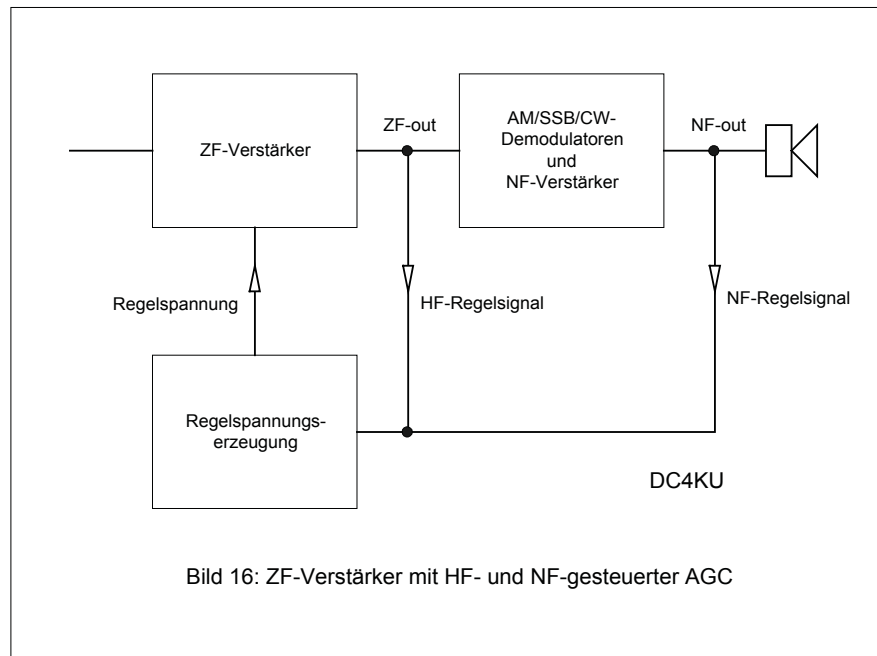
### 5.1 Hängeregulung

Nun zur optionalen Hängeregulung für CW/SSB, sozusagen dem „Sahnehäubchen“ der Schaltung. Hierzu wird der integrierte Regelspannungsgenerator SL621C verwendet, der ursprünglich als NF-gesteuerter AGC-Generator für CW/SSB-Receiver entwickelt wurde. Wird ausschließlich der SL621C zur Regelspannungserzeugung bei SSB-Empfang verwendet, entstehen die unter [2.] beschriebenen Probleme. Deswegen wird der Baustein in meinem Konzept lediglich zur Erzeugung der verzögernd abfallenden Regelspannung benutzt.

Der SL623C gewinnt die Regelspannung aus der zwischen 7mV und 11mV liegenden NF-Spannung und gibt sie an Pin 2 als gleichgerichtete Regelspannung zwischen 0 und 4,6 Volt ab. Die Regel-Ausgänge von SL621C und SL623C sind, wenn sie außer Betrieb sind, hochohmig, so daß man beide gleichzeitig an die Regelleitung anschließen kann, ohne daß sie sich gegenseitig beeinflussen.

Funktion des SL621C: Das Regelsignal wird bei Auftreten eines Eingangssignals innerhalb von 20 mS aufgebaut und folgt langsamen Feldstärkeänderungen (Schwundregelung). Die Schaltung speichert jedoch den letzten Regelspannungswert, wenn das Eingangssignal plötzlich zu Null wird (Sprechpausen), bis zum erneuten Wiedereintreffen des Signals. Überschreitet die Pause aber einen bestimmten Wert, so geht die Regelspannung schlagartig auf Null zurück.

Das NF-gesteuerte AGC-Signal wird über R5 in Bild 10 und der Entkoppeldiode d3 dem Gate von T7 zugeführt. Mit R5 wird der Einsatz der NF-Regelung so eingestellt, daß die NF-Regelspannung am Gate von T7 einen etwas höheren Wert erreicht, als die der HF-Regelspannung. Bei Eintreffen eines Eingangssignals, baut sich der HF-gesteuerte Regelkreis sehr viel schneller auf, als der NF-Regelkreis. Die NF-gesteuerte Regelung erreicht erst nach ca. 20mS den erforderliche Spannungswert und übernimmt dann die Steuerung des Systems. **Der ZF-Verstärker arbeitet jetzt mit kombinierter HF- und NF-gesteuerten Regelung nach Bild 16.**



Verwendet man den SL621C wie Beschrieben zur „Hängeregulung“, kann das zeitverzögernde RC-Glied R8/C4 in Bild 10 entfallen. Eine sehr wichtige Funktion des SL621C ist das zuvor erwähnte Ausregeln von Schwund bis zu 20dB/s. Das Regelsignal folgt also Feldstärkeschwankungen (Fading). Wenn dagegen das Eingangssignal schneller fällt oder – wie in Sprechpausen – ganz ausbleibt, verbleibt die

Regelspannung zunächst auf ihrem letzten Wert, um erst nach einer definierten Haltezeit schnell abzufallen. Die Haltezeit der Hängeregulung wird durch C3 bestimmt, mit 100uF ergibt sich eine Sekunde. Die interne Triggerung des SL621C ist so bemessen, daß bei kurzen Signalen oder Pulsstörungen die Haltefunktion nicht anspricht.

**Bild 17** zeigt das Regelverhalten mit aktivierter Hängeregulung über einen Zeitraum von 10 Sekunden. Kurze Unterbrechungen des Eingangssignals werden von der Hängeregulung komplett ausgeglichen. Wenn das HF-Eingangssignal aber länger als 1 Sekunde ausbleibt, geht die NF-AGC-Spannung schnell auf 0 Volt zurück. Der kurze Störimpuls nach ca. 8 Sekunden wird allein durch die HF-Regelung ausgeregelt. Die Funktion der Schwundregelung verdeutlicht **Bild 18**. Das Eingangssignal springt zunächst von Null auf  $-55\text{dBm}$ , sinkt über einen Zeitraum von 3 Sek. langsam auf  $-75\text{dBm}$  und wächst wieder an auf  $-65\text{dBm}$ . Die Regelspannung folgt diesem Schwund.

Das Abhören von SSB-Sprachsignalen mit solchen Regeleigenschaften, ist – verglichen mit einfachen Regeleinrichtungen – ein besonderer Genuß.

In **Bild 19** wurde die resultierende NF-Spannung ( $U_a$ ) am Ausgang des Produktdetektors in Abhängigkeit vom ZF-Eingangspegel ( $P_e$ ) aufgetragen. Die Regelung beginnt bei  $-110\text{dBm}$  ( $0,7\mu\text{V}$ ) und regelt bis  $+10\text{dBm}$  ( $0,7\text{V}$ ) auf nahezu konstante NF-Ausgangsspannung von  $7\text{mV}$ . Bei Eingangspegeln von  $-90$  bis  $+10\text{dBm}$  ändert sich die NF-Ausgangsspannung um weniger als  $3\text{dB}$ .

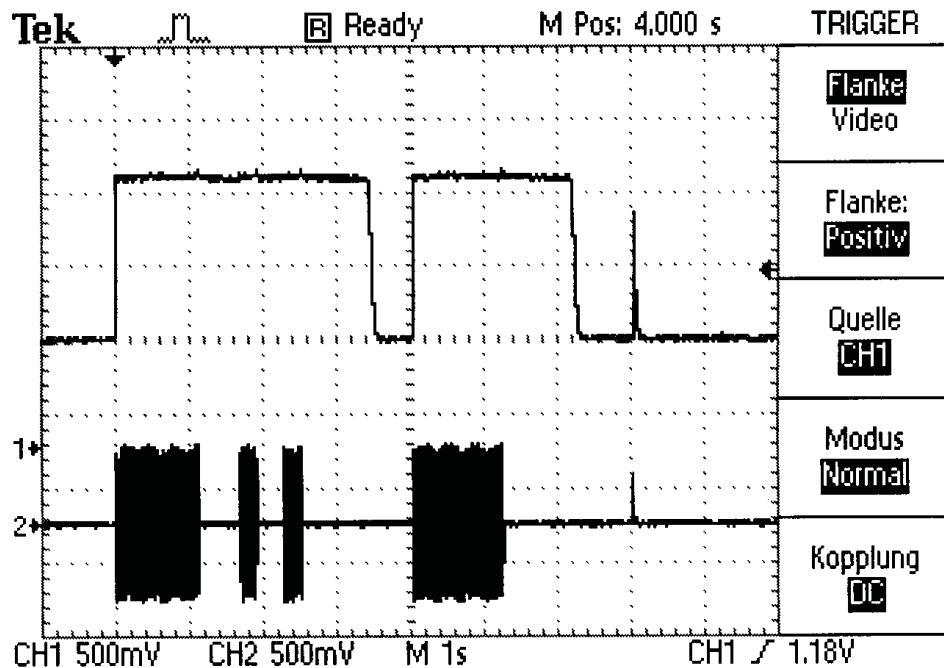


Bild 17: SSB-Regelverhalten mit Hängeregulung (oberer Kurvenzug) bei intermittierenden Eingangssignalen von jeweils  $-50\text{dBm}$  Pegel

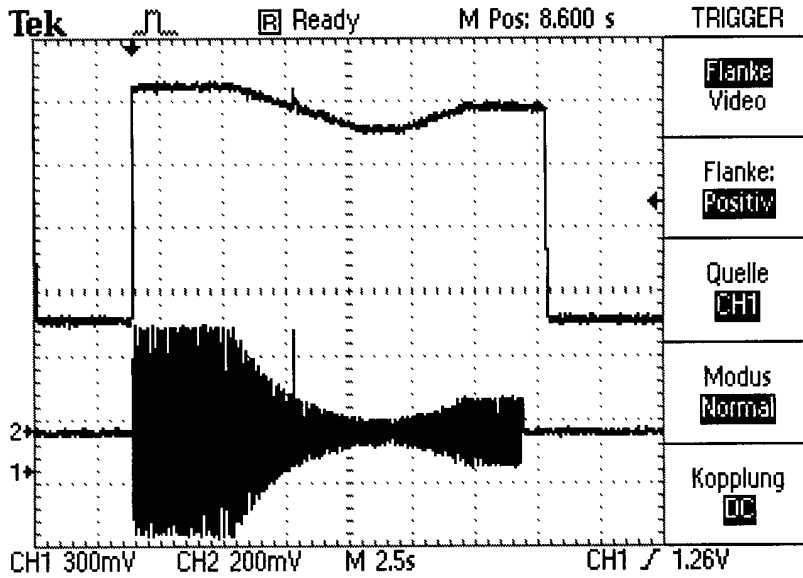


Bild18: Aktive Schwundregelung im SSB-Regelkreis

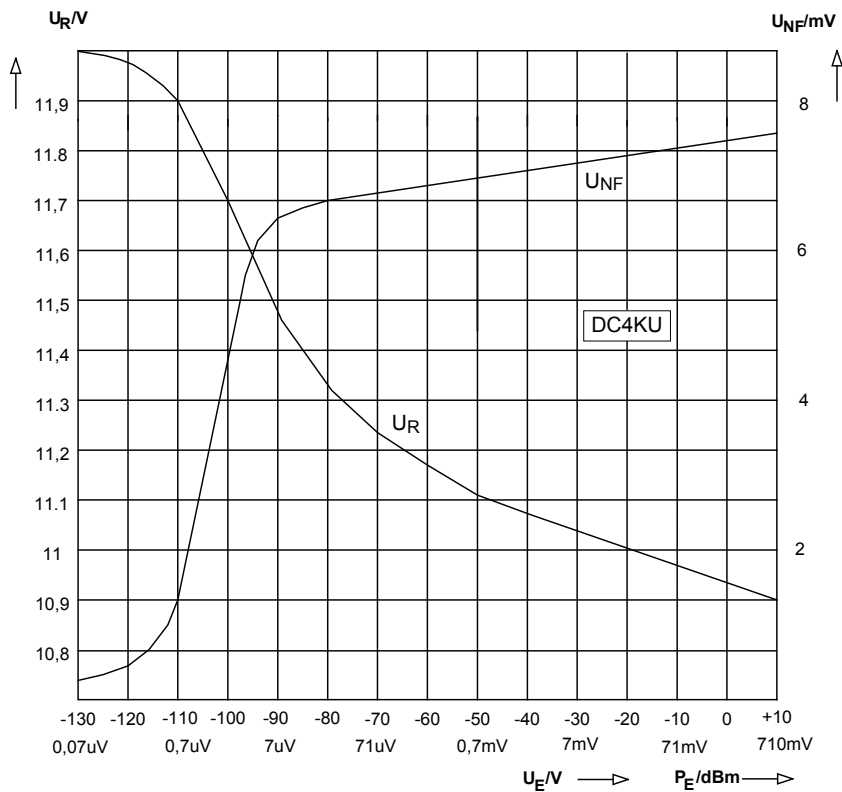
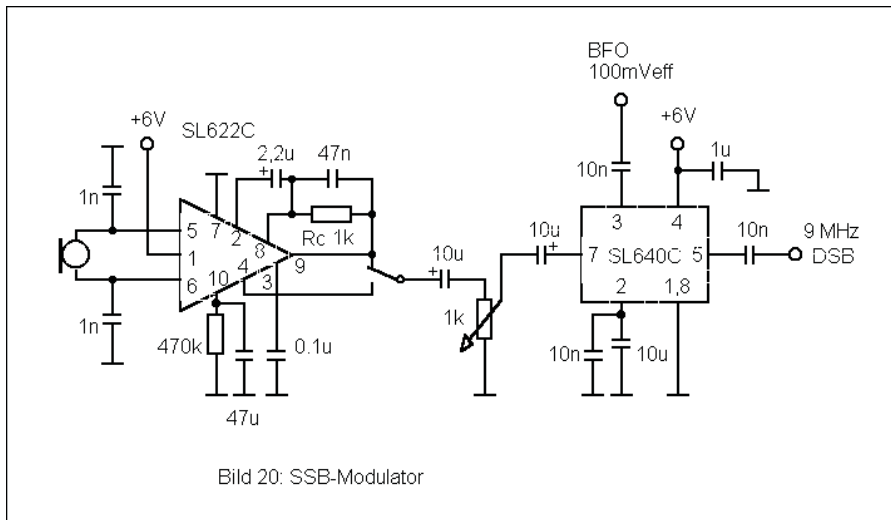


Bild 19: Die Ausgangsspannung  $U_{NF}$  und die Regelspannung  $U_R$  als Funktion der Eingangsleistung  $P_E$  bzw. der Eingangsspannung  $U_E$  über einen Dynamikbereich von 140dB

## 6. SSB-Modulator

Im Gehäuse des Demodulators und NF-Verstärkers war noch genügend Platz für einen SSB-Modulator, welcher ebenfalls mit Plessey IC's aufgebaut wurde (**Bild 20**). Das NF-Eingangssignal durchläuft zunächst einen Vorverstärker, dessen automatische Verstärkungsregelung (AGC) für ein nahezu konstantes Modulationssignal sorgt – unabhängig vom NF-Eingangssignal beziehungsweise vom Besprechungszustand des Mikrofons. Eine in den SL622 eingebaute Verstärkungsregelung mit kurzer Ansprech- und relativ langer Abfallzeit sorgt für eine fast konstante Ausgangsamplitude von 100mVeff, bei einem Eingangsspegebereich von nahezu 60 dB (**Bild 21**)



$R_c$  bestimmt den Einsatzpunkt der automatischen Verstärkungsregelung für das Mikrofonsignal und auch den Dynamikbereich. Mit  $R_c = 1k\Omega$  sind die entsprechenden Werte 1mV und 40dB. Alternativ kann an Pin 4 auch das nicht-geregelte, verstärkte NF-Signal entnommen werden.

Der Ausgang des SL622 passiert einen Lautstärkereger und wird mit dem Eingang eines doppelt-symmetrischen Modulators SL640C verbunden, der außerdem mit einem BFO-Trägersignal von 9,0015 MHz oder 8,9985 MHz angesteuert wird. (Anstelle des SL 640C kann auch ein NE602 o.a. eingesetzt werden.) Im Sendebetrieb werden alle Stufen des ZF-Verstärker abgeschaltet. Am Ausgang des SL640C tritt ein DSB-Signal auf, also ein Zweiseitenbandsignal mit unterdrücktem Träger nach **Bild 22**. Der max. Ausgangspegel der DSB-Signale beträgt  $-25$  dBm.

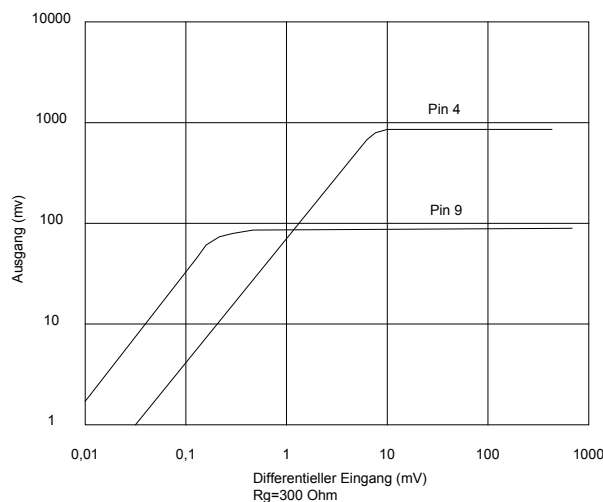


Bild 21: Verstärkungskurve des geregelten- und nicht-geregelten Mikrofonverstärkers

Es wird dem 9-MHz-Filter im HF-Eingangsteil zugeführt, welches ein Seitenband und alle Nebenwellen wegfiltert und nur das gewünschte als Einseitenband (SSB) durchläßt. Die Schirmbildaufnahme des Spektrumanalysators zeigt das DSB-Signal mit folgenden Meßwerten: Modulationsfrequenz: 1,4 kHz, Oberwellenunterdrückung: 45 dB, Trägerunterdrückung: 35 dB, Amplituden der DSB-Signale: -28 dBm.

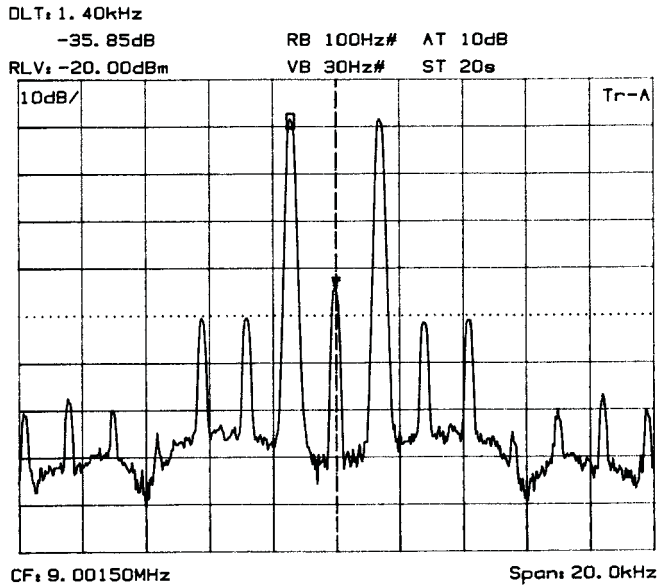


Bild 22: DSB-Signal des SSB-Modulators

7. FM-ZF-Teil

Der FM-ZF-Verstärker (Bild23) wurde im Gehäuse des HF-Regelspannungsverstärkers mit untergebracht. Das FM-Ssignal wird im ZF-Zug hinter der ersten Verstärkerstufe ausgekoppelt und dem DG-MOS FET (T11) zugeführt, der das Signal um etwa 15 dB verstärkt.

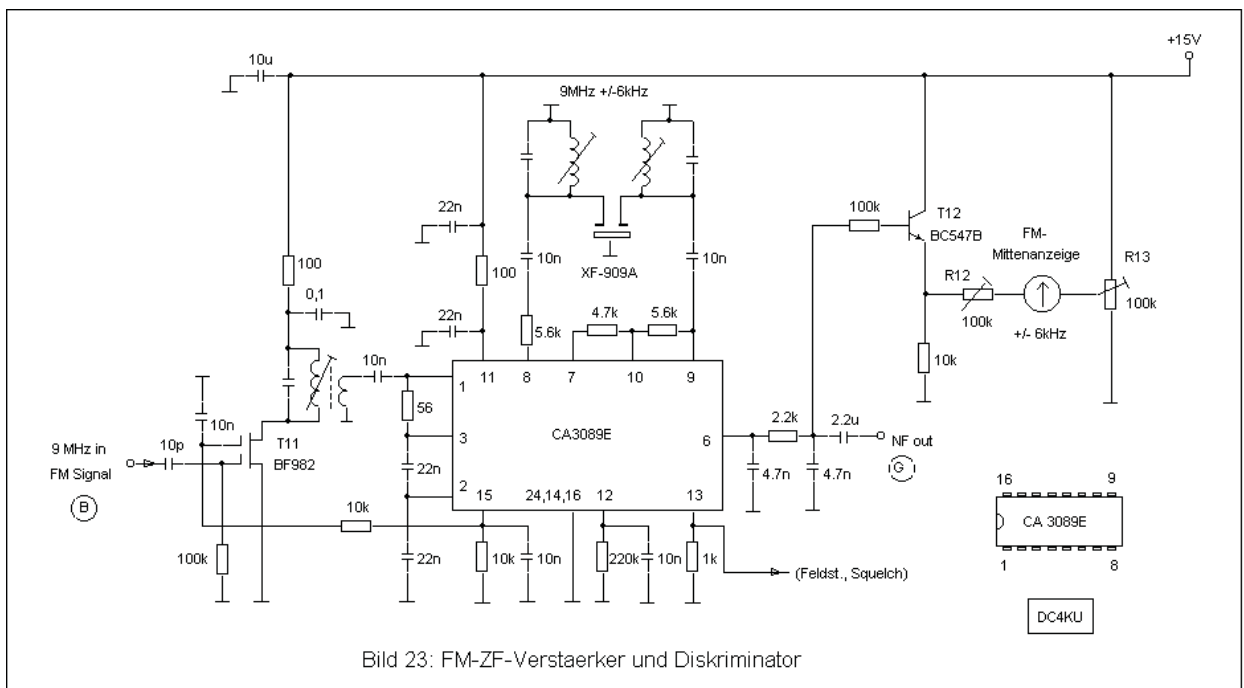
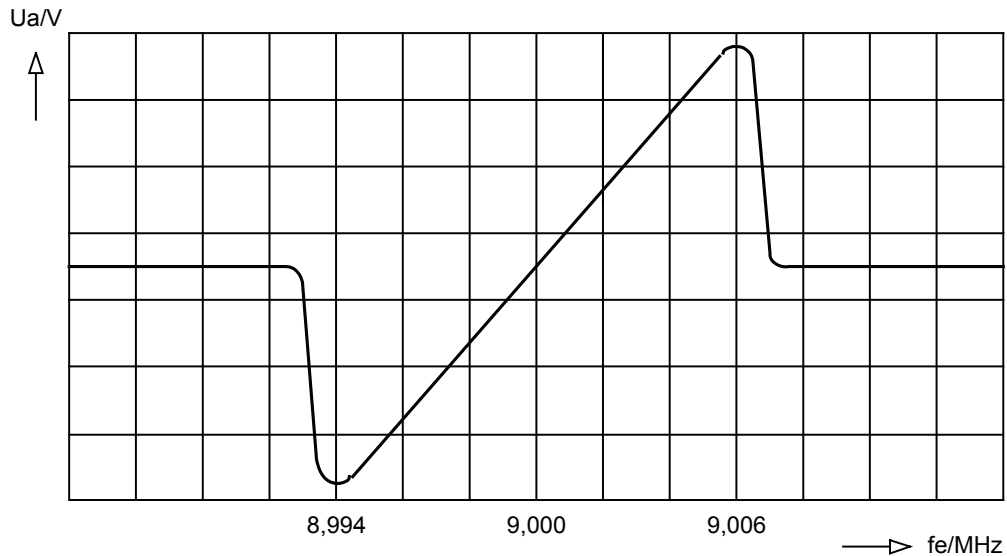


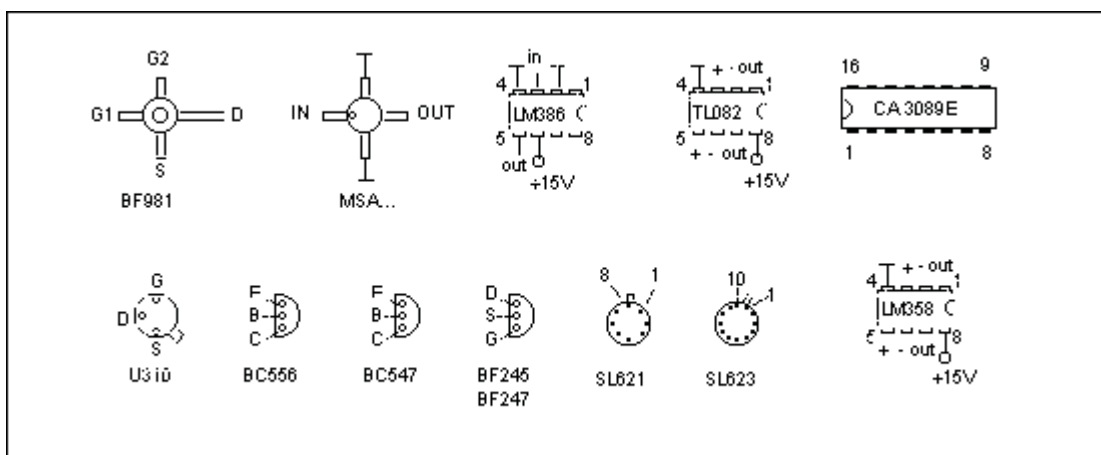
Bild 23: FM-ZF-Verstärker und Diskriminator

Der Ausgang von T11 steuert den ZF-Verstärker/Demodulator CA3089 niederohmig an. Der Demodulator des CA3089 stellt einen Quarzdiskriminator dar, der als frequenz- bzw. phasenbestimmendes Glied ein monolithischer Quarz-Dual in Verbindung mit zwei Schwingkreisen benutzt. Der Vorteil des Quarzdiskriminators liegt in seiner hohen Schwingkreisgüte und damit Steilheit der Demodulatorkennlinie, so daß zur Demodulation nicht auf eine tiefere Frequenz (455kHz) herunter gemischt werden muß. Die beiden Diskriminatorkreise werden wechselseitig auf geringste Verzerrung, d.h. auf beste Symmetrie und Linearität abgeglichen. Die resultierende Demodulatorkennlinie ist in **Bild 24** abgebildet. Eine FM-Mitte-Anzeige wird aus dem überlagerten DC-Pegel des NF-Ausgangssignals entnommen und einem Zeigerinstrument mit Mittenanzeige (+/- 6kHz) zugeführt.



**Bild 24: Phasenkurve der Quadratur-Demodulation mit +/- 6 kHz Höckerabstand**

Pin 15 gibt eine Regelspannung für T11 ab, die von nominell +4V auf 0V bei 50mV Eingangsspannung absinkt. Der Regelspannungskreis für SSB/AM und die daraus abgeleitete S-Meter-Anzeige bleibt während der Betriebsart FM eingeschaltet. Der zusätzliche Feldstärkeausgang des CA3089 (Pin 13) wird nicht weiter verwendet.



**Bauteile**



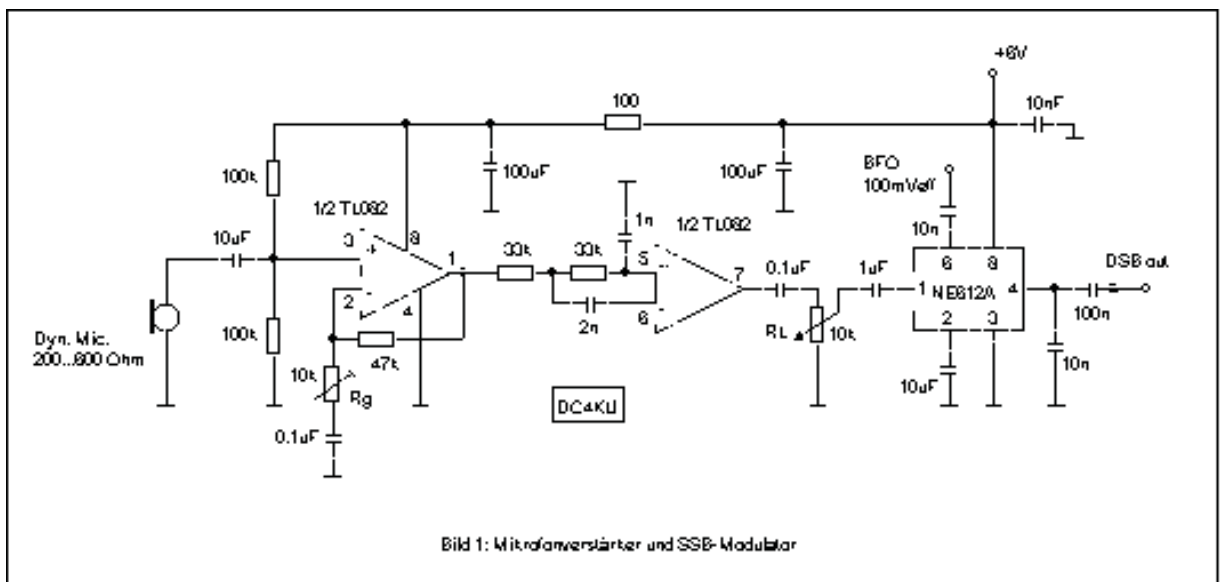
## Ergänzungen:

### Ersatzschaltungen für Bild 14 und Bild 20

Die Schaltung des SSB-ZF-Demodulators, der SSB-Hängeregulierung und des SSB-ZF-Modulators wurden mit Plessey IC's der Serie SL 600 aufgebaut. Für alle OM's, die solche IC's nicht haben oder beschaffen können, wurden nachfolgende, gleichwertige Ersatzschaltungen mit handelsüblichen IC's entwickelt.

#### 1. Mikrofonverstärker und SSB-Modulator

Das Mikrofonsignal (**Bild 1**) wird von einem TL082 verstärkt und auf eine NF-Bandbreite von 300-2800 Hz begrenzt. Mit dem Regler  $R_g$  und voll aufgedrehtem Regler  $R_L$  wird die NF-Ausgangsspannung auf max.  $1V_{ss}$  eingestellt und dem Eingang des Mixers NE612 zugeführt. An Pin 6 des NE612 wird das BFO-Signal mit ca.  $100mV_{eff}$  eingespeist. Das DSB-Signal steht am Ausgang (Pin4) zur Verfügung.



#### 2. SSB-Demodulator und NF-Verstärker

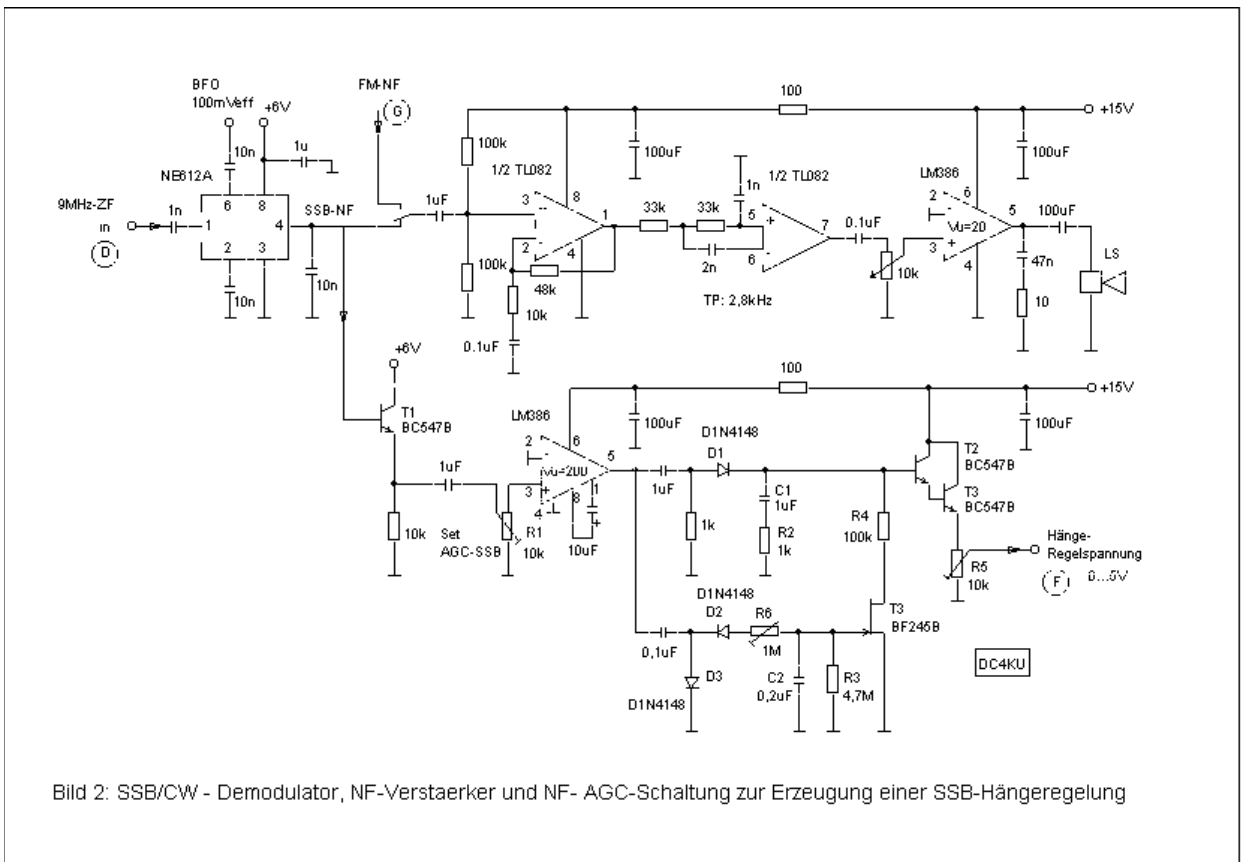
Als SSB-Demodulator wird ebenfalls ein NE612 eingesetzt (**Bild 2**). Das niederohmige ZF-Ausgangssignal wird dem Eingang des NE612 direkt über Pin 1 zugeführt. Die oft verwendete Aufwärtstransformation im Eingang des SL612 ist weder erforderlich noch zweckmäßig. Das an Pin 6 eingespeiste BFO-Signal an sollte  $100mV_{eff}$  nicht überschreiten. Am Ausgang des Produktdetektors (Pin 4) steht das NF-Signal zur Verfügung. Mit Hilfe eines TL082 wird das NF-Signal verstärkt, in seiner Bandbreite auf 300-2800 Hz begrenzt und dem Eingang des NF-Ausgangsverstärkers LM386 zugeleitet, der mit einer Spannungsverstärkung von  $V_u=20$  arbeitet.

##### 2.1 Die Hängeregulierung für SSB/CW

Die SSB-Hängeregulierung wird aus dem NF-Signal erzeugt. Dazu wird das NF-Ausgangssignal des Produktdetektors dem Eingang eines weiteren LM386 zugeführt, der mit einer Spannungsverstärkung von  $V_u=200$  arbeitet. Der Ausgang des LM386 steuert wiederum zwei getrennte Gleichrichterschaltungen an, welche unterschiedliche Richtspannungen erzeugen.

D1 erzeugt positive Halbwellen, die von C1 zu einer positiven Richtspannung geglättet werden. Dieser Spannungswert liegt am Eingang des Darlington-Transistors T2,T3 an und wird vom Emitter T3 über das Poti R5 als Regelspannung abgegriffen. Damit die Regelspannung bei einem Signaleinfall nicht überschwingt, wird die Aufladung von C1 durch den Serienwiderstand R2 verlangsamt. Der

Eingangswiderstand des Darlington-Transistors ist sehr hoch, so daß die momentane Ladung von C1 nicht abfließen kann.



Parallel dazu produziert die Spannungsverdoppler-Schaltung D3, D4 in Verbindung mit C2 eine sehr hohe negative Richtspannung. Schon bei einer NF-Spannung von 40mVss (entsprechend einem ZF-Eingangssignal von  $-100\text{dBm}$ ) am Ausgang des Produktdetektors wird eine Richtspannung von  $-6\text{ Volt}$  im geschlossenen Regelkreis erzeugt (**Bild 3**). Diese negative Spannung wird dem Gate des FET's T3 zugeführt. Ab einer Gate-Source-Spannung von ca.  $-4\text{ Volt}$  wird die Abschnürspannung (Pinch-off-Spannung) des FET's erreicht. In diesem Zustand ist der Widerstand zwischen Drain und Source sehr hochohmig, so daß sich C1 nicht über R4 entladen kann. Fällt das NF-Signal ab, entlädt sich die negative Spannung an C2 langsam über R3. Wenn die Spannung dann nach ca. einer Sekunde die Abschnürspannung des FET's bei  $-4\text{V}$  unterschreitet, wird der Drain-Source-Widerstand schlagartig niederohmig und C1 entlädt sich schnell über R4 und die volle ZF-Verstärkung kehrt zurück. Durch Vergrößern oder Verkleinern von R3 kann die Haltezeit der SSB-Hängeregelung verändert werden.

Mit dem Poti R1 wird die Empfindlichkeit und der Einsatzpunkt der Hängeregelung eingestellt, z.B. auf einen Einsatz ab  $-100\text{dBm}$  ZF-Verstärker-Eingangsspegel. Mit R5 wird die Ausgangsspannung der NF-gesteuerten Regelung im Zusammenspiel mit der HF-gesteuerten AGC festgelegt. R5 wird so eingestellt, daß bei einem eintreffenden Signal die Spannung des NF-gesteuerten Regelkreises etwas höher liegt, als die des HF-gesteuerten Regelkreises. Damit wird sicher gestellt, daß der NF-Regelkreis im eingeschwungenen Zustand die Steuerung des gesamten Regelkreises übernimmt.

Damit die Hängeregelung bei kurzen HF-Störsignalen (Knackstörungen) nicht anspricht, wird die Aufladung von C2 mittels R6 (nomineller Wert ca.  $250\text{ kOhm}$ ) verzögert. Kurze Signale können dadurch C2 nicht aufladen, so daß die Abschnürspannung des FET's nicht erreicht wird und bei kurzen Signalen die Entladung von C1 schnell über R4 stattfindet. Durch Variation von R6 kann eine individuelle Einstellung der verzögert einsetzenden Hängeregelung vorgenommen werden.

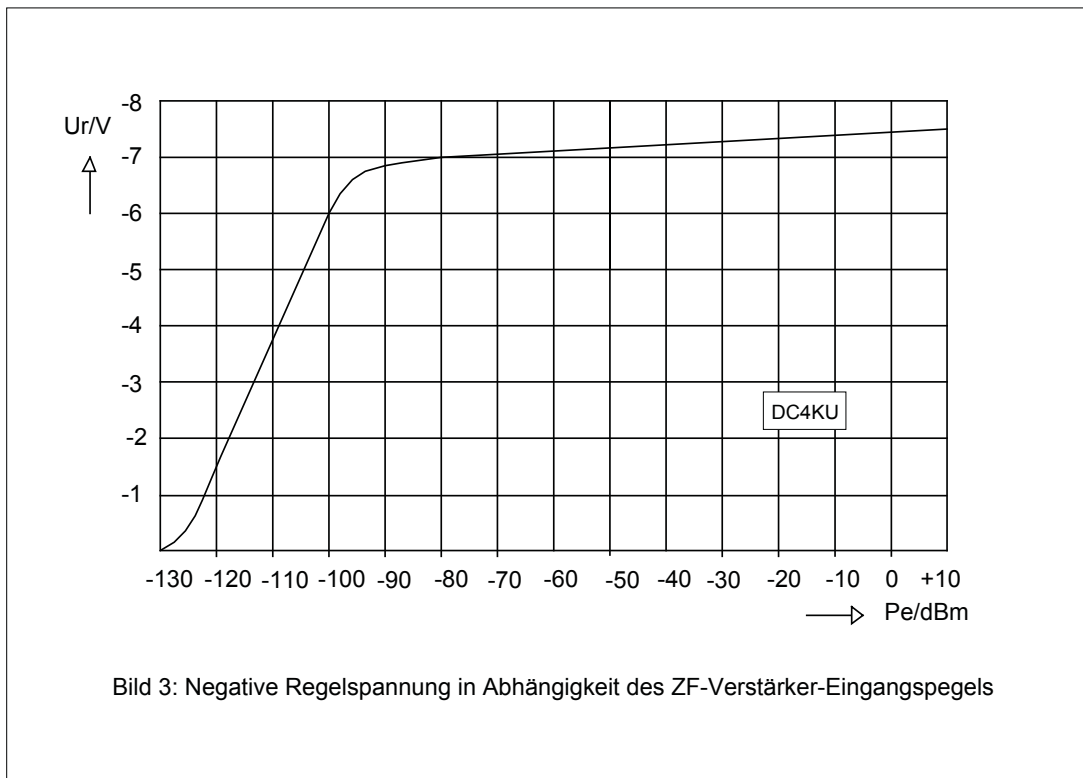
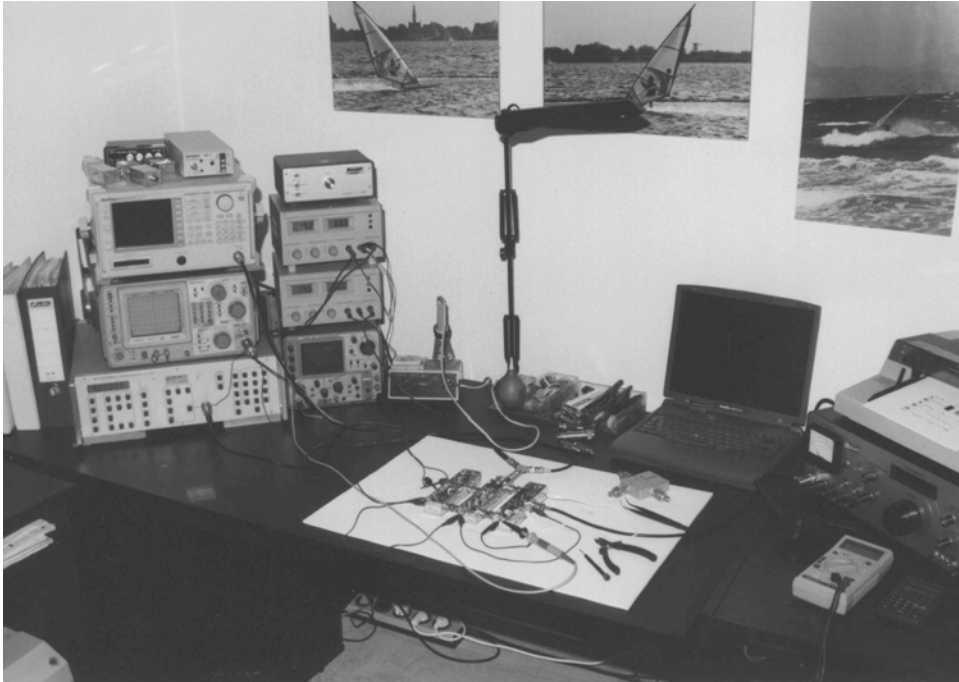


Bild 3: Negative Regelspannung in Abhängigkeit des ZF-Verstärker-Eingangspiegels

#### Literatur:

- Springer, Tietze/Schenk, Halbleiter-Schaltungstechnik, 11. Auflage, April 1999  
 ARRL, Radio Frequency Design, 1996, W. Hayward, W7ZOI  
 ARRL, Solid State Design, Ausgabe 1986  
 Franzis Verlag, Professionelle Elektronik, Arbeitsbuch für den HF-Techniker, 1986, Eric Red  
 UKW-Berichte 2/70, AM-Demodulation mit Silizium-Halbleitern, S. 75-77, D. E. Schmitzer, DJ4BG  
 UKW-Berichte 2/87, Elektronisch schaltbare Dämpfungsglieder, S.87-101, A. Claar, DF9CP  
 UKW-Berichte 1/82, ZF-Teil für 2m-Empfänger und Nachsetzer, S.238-251, F. Krug, DJ3RV  
 UKW-Berichte 1/92, SSB-Tranceiver für 50 MHz, S. 51-61, W. Schneider, DJ8ES  
 UKW-Berichte 4/82, Mini-SSB-Tranceiver für das 2-m-Band, S. 211-216, Gerd Otto, DC6HL  
 UKW-Berichte 1/91, Gleichrichtung kleiner Wechselspannungen mit Halbleiterdioden, S. 43-49, D. Burchard  
 UKW-Berichte 3/98, 4-Band-QRP-Kurwellentranceiver, S. 145-159, W. Schneider  
 UKW-Berichte 1/99, SSB/CW-Tranceiver für 144 MHz, W. Schneider  
 CQ-DL 8,9/99, Mehrband-SSB/CW-Tranceiver, S. 654-657, S. 736-738, P.Zenker  
 CQ-DL 5/91, Messung nichtlinearer Verzerrungen, S. 183-185, W. Schnorrenberg  
 CQ-DL 4/93, Messung kritischer Spezifikationen eines Empfängers, S. 128-130, W. Schnorrenberg  
 CQ-DL 3/93, Homemade-KW-Tranceiver mit hochliegender ZF, S. 162-167, W. Schnorrenberg  
 CQ-DL 7/2000, S. 482-485 und 8/2000 S. 578-579, Großsignalfestes und empfindliches HF-Eingangsteil, W. Schnorrenberg



Radio Shack von DC4KU

**W. Schnorrenberg**  
**Juni 2000**