

An den HF-Eingang des Mischers sind die beiden Oszillatoren über Widerstände zur Entkopplung angeschlossen. Die beiden Oszillatoren sind steckbar, um sie der jeweiligen ZF-Lage anpassen zu können. Aus dem Mischprodukt wird der NF-Anteil mit R40-C40 herausgefiltert und in B40-B50 verstärkt. Der Tiefpaß am Ausgang von B50 besteht aus dem Potentiometer R125 auf der Oszillatorplatte und C52. Mit dem Potentiometer kann die NF-Bandbreite und damit die Markenbreite verringert werden.

Der folgende Komparator B60 trennt das Nutzsignal von Rauschen, Ober- und Nebenwellen. B60II invertiert und verarbeitet den negativen Anteil des Nutzsignals, B60I den positiven. Beide Signale werden mit GL60 und GL70 zusammengeführt.

Das Monoflop B75 wird mit der fallenden Flanke getriggert, es dient zum Auffüllen der Lücken im Signal, die durch die Nulldurchgänge und die Komparatorschwellen verursacht werden. Dadurch wird das Markensignal geglättet, nur bei Schwebungsnull wird eine Austastlücke sichtbar.

Markensignal und verzögertes Signal werden über die Dioden GL75-GL78 zusammen dem Ausgangsverstärker B80 zugeführt. Damit zwischen Impulsmarken und Strichmarken umgeschaltet werden kann, sind T80 und T90 eingefügt, die von den Drucktasten Markenart (7) bedient werden. Gleichzeitig sperren sie das Markensignal, gesteuert durch T95, während das Bild ausgetastet ist. T70 dient zur Leuchtfleckunterdrückung. Wird das Gerät ausgeschaltet, bricht die +24-V-Versorgung schneller zusammen. T70 schaltet durch und schließt damit das ausklingende Markensignal kurz. T100 stabilisiert die positive Schaltspannung für den Diodenumschalter. Spannungsschwankungen, die an R1 (und R4) auftreten und aus dem Eingang in den Meßkopf SWOB5-Z3 zurückgespeist werden könnten, werden dadurch unterdrückt.

Die Stromversorgung wird mit T105 (+15 V) und T110 (-15 V) geregelt, die Versorgung für das Monoflop wird durch eine Z-Diode GL114 stabilisiert.

#### 4.5. Anzeigeverstärker

##### 4.5.1. Logarithmischer Anzeigeverstärker-Einschub SWOB-E1

(Siehe Stromlauf 333.5610 S)

Der logarithmische Anzeigeverstärker muß Richtspannungen zwischen ca. 0,3  $\mu$ V und rund 1,4 V verarbeiten. Um bei diesen hohen Anforderungen trotzdem relativ einfache Logarithmierer verwenden zu können, werden zwei Signalwege verwendet; der erste verarbeitet den HF-Pegelbereich von 170  $\mu$ V bis 20 mV, der zweite ist von 20 mV bis 1 V wirksam. (Pegelangaben gelten bei Verwendung der Meßköpfe SWOB5-Z1 und -Z3.) Je nach HF-Spannung wird entweder der erste oder zweite Zweig auf das Sichtteil durchgeschaltet.

Im Bereich unter 20 mV verläuft die Richtkennlinie der Meßdiode quadratisch, so daß vor dem Logarithmieren keinerlei Linearisierungsmaßnahmen notwendig sind. Die Ausgangsspannung der Logarith-



mierstufe erscheint lediglich mit dem Faktor 2 multipliziert gegenüber dem Fall, daß derselbe Logarithmierer mit einem (gedachten) linearen Gleichrichter angesteuert würde. Um dieses Verhalten zu erreichen, braucht die logarithmierte Spannung z.B. nur mit einem Spannungsteiler halbiert werden. Hier wird dieser Faktor bei der Weiterverstärkung berücksichtigt.

Da der Diodenkennlinie zwischen 20 mV und ca. 500 mV kein konstanter Exponent zugeordnet werden kann - er variiert stetig von 2 nach 1 - und ab 500 mV lineare Spitzengleichrichtung stattfindet, wird im zweiten Signalweg die Richtkennlinie mit Hilfe eines Regelverstärkers linearisiert.

#### 4.5.1.1. Signalweg I (für HF-Spannungen <20 mV)

Unter Signalweg I wird der Signalfluß von Anschluß 6 an BU701 (Meßspannung I) bis zum Meßpunkt MP6 (Eingang I des Spannungsdiskriminators) verstanden.

##### a) Vorverstärker mit Klemmstufe

B701 verstärkt die vom Meßgleichrichter über BU701 gelieferte Meßspannung I etwa 450fach<sup>1</sup>. Die Verstärkung wird bestimmt von R700 und R710, sowie dem Trimpotentiometer "Verstärkungseinstellung" im Meßkopf. Dieses Potentiometer dient zum Ausgleich der Exemplarstreuungen der Meßdioden. Es wird bei jedem Meßkopf so justiert, daß bei 20 mV HF 2 V<sup>2</sup> an der Brücke BR702 liegen.

R709 begrenzt mit GL702 die Ausgangsspannung von B701 auf 10 V, um die nachfolgenden Stufen B702 und B703 vor Übersteuerung zu schützen. Das Tiefpaßfilter R712-R713-C711-C712 beschränkt die Bandbreite der Vorstufe auf ca. 7 kHz. Somit werden Störspannungen aus der Vertikalablenkung (Rastersinus ca. 50 kHz) und dem Hochspannungsgenerator (ca. 40 kHz) des Grundgerätes vom Logarithmierer ferngehalten.

Zur automatischen HF-Störspannungsunterdrückung und zur Eliminierung der Offsetspannung und -drift des B701 bildet C708 mit B703 und dem Analogschalter B702IV eine Klemmstufe. Die prinzipielle Anordnung ist in Bild 4-1 dargestellt.

<sup>1</sup> 225fach beim SW085-E3-Anzeigeverstärker

<sup>2</sup> 1V beim SW085-E3-Anzeigeverstärker

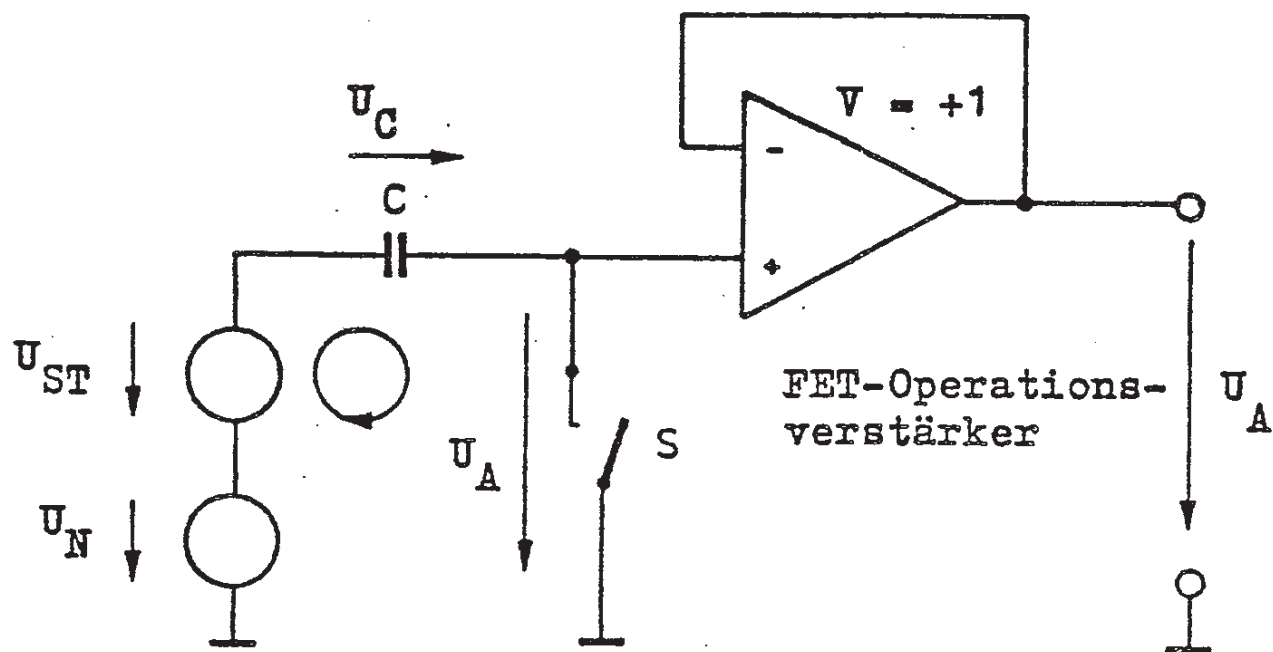


Bild 4-1 Grundsätzliche Anordnung einer Klemmstufe

$U_N$  sei die vom Meßgleichrichter stammende und verstärkte Nutzs-  
spannung, also das Abbild der Wobbelkurve. Da die HF während des  
Rücklaufes des Wobbelgenerators abgeschaltet wird, tritt  $U_N$  nur im  
Vorlauf auf.  $U_{ST}$  ist die Störspannung, die sich im allgemeinen aus  
der verstärkten Richtspannung einer Störschwingung, wie sie z.B.  
bei Meßobjekten mit eingebautem Oszillator auftritt (Empfänger-  
mischer o.ä.) und der Offsetspannung des Vorverstärkers zusamen-  
setzt. Im Gegensatz zu  $U_N$  ist  $U_{ST}$  auch im Rücklauf vorhanden.

Während (eines Teiles) des Rücklaufes ist  $S$  geschlossen. Da  $U_N = 0$   
ist, lädt sich  $C$  auf  $U_{ST}$  auf:  $U_C = U_{ST}$ . Betrachtet man die Span-  
nungen in Bild 4-1 während des Vorlaufs ( $S$  geöffnet), so ergibt  
sich:

$$\bigcirc -U_{ST} - U_N + U_C + U_A = 0$$

$$U_A = U_N - U_C + U_{ST}$$

wegen  $U_C = U_{ST}$

$$U_A = U_N - U_{ST} + U_{ST}$$

$$U_A = U_N$$

Mit Hilfe der Spannung des Kondensators  $C$  ist  $U_{ST}$  unwirksam gewor-  
den. Die folgende Stufe muß einen sehr hohen Eingangswiderstand  
besitzen, damit der Kondensator bei geöffnetem Schalter nicht ent-

laden wird. Das Klemmen ist natürlich nur sinnvoll, solange sich  $U_{ST}$  im Vorlauf nicht wesentlich ändert. Geht man davon aus, daß HF-Störungen von Meßobjekten amplitudenstabil sind oder nur langsamen Schwankungen unterliegen, so ist es vor allem die Offsetspannungsdrift, die dieses Verfahren stören könnte. Der langsamste Vorlauf dauert beim SWOB 5 jedoch nur 2 s; während dieser Zeit ändert der verwendete Operationsverstärker seine Offsetspannung praktisch nicht. Bei Betrieb der Option "Langsamer Schreiberablauf" - der Vorlauf ist dabei auf ca. 30 s verlängert - wird ein Klemmtakt beibehalten, dessen Pulsperiode 35/7 ms beträgt. Auch hier wird also spätestens alle 35 ms ein Nullabgleich durchgeführt.

C708 entspricht dem Kondensator C, B702IV dem Schalter S in Bild 4-1. B702IV wird in der Mitte des Rücklaufs geschlossen; die Schließzeit beträgt  $0,3 t_{\text{Rücklauf}}$  (siehe auch Impulsdiagramm im Stromlauf 333.5610 S). R709, R712 und R713 bilden einen Vorwiderstand für das Laden des Kondensators C708 während der Klemmphase. Wegen der großen Zeitkonstante dieses RC-Gliedes hat das Rauschen des Vorverstärkers keinen Einfluß auf die Genauigkeit der Kompensation der Störspannungen.

#### Begrenzer:

Die NF-Spannung muß bei einer HF-Spannung größer als 20 mV vor dem Logarithmiereingang begrenzt werden, damit die Übernahmeschaltung (Abschnitt 4.5.1.3.) wirksam werden kann. Mit dem Widerstandsteiler R714-R704-R728-R727 ist die Schwelle (ca. +7,5 V) festgelegt. Übersteigt die Ausgangsspannung von B703 die Schwelle, sperrt die Diode GL710. Mit dem Teiler R715-R718 ist eine zweite Schwellenspannung (zusammen mit der Diodenspannung ca. +2 V) eingebaut. Vergrößert man die HF-Spannung und damit auch die NF-Spannung, so öffnet GL711, schaltet den Teiler hinzu und bedämpft das NF-Signal um ca. 2 dB. Dies bewirkt bei ansteigendem Signalpegel einen weichen Übergang vom Signalweg I auf den Signalweg II. Da die NF-Spannung am Klemmstufenausgang (B702) bei 170 V nur ca. 134  $\mu$ V beträgt, würde die Offsetspannungsdrift von B703 über den zulässigen Temperaturbereich Fehlspannungen in der Größenordnung des Signals verursachen. Diese Drift wird mit Hilfe der Analogschalter B702I...III und C710 eliminiert.

Während der Klemmphase im Rücklauf (B702IV geschlossen) öffnet B702I, während B702II und B702III schließen. Dadurch liegt der Eingang von B703 an Masse, so daß am Ausgang seine Offsetspannung anliegt. C710 wird auf diese Spannung geladen. Im Vorlauf ist nur B702I geschlossen; dadurch liegt C710 in Reihe mit C708 und dem Eingang von B703 und ist so gepolt, daß die Offsetspannung des Spannungsfolgers von der Signalspannung subtrahiert wird.

Die Steuerspannungen für die Analogschalter B702I...IV werden auf dem NF-Motherboard mit Hilfe von Komparatoren und einer Steuerlogik aus dem Ablaufsägezahn und Taktsignalen der Hubablaufsteuerung gewonnen und über die Anschlüsse a11 und b11 der Einschubplatine zugeführt. Ihre Pegel und ihre zeitliche Lage sind dem Impulsdiagramm auf Stromlauf 333.5610 S zu entnehmen.

b) Logarithmierer I

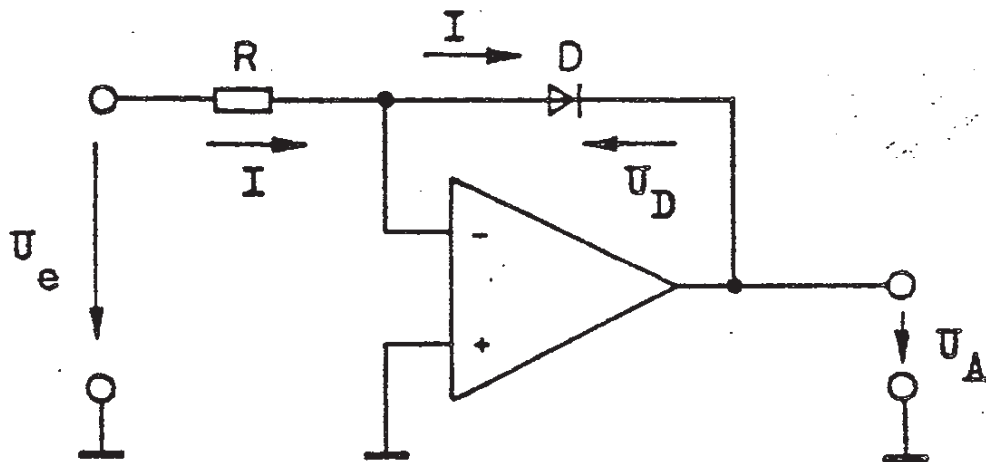


Bild 4-2 Prinzip des Logarithmierers

Die grundsätzliche Funktion des Logarithmierers zeigt Bild 4-2. An der Diode D liegt direkt die Ausgangsspannung  $U_A$ . Da zwischen  $U_D = U_A$  und  $I$  ein logarithmischer Zusammenhang besteht und  $I$  der Eingangsspannung  $U_e$  proportional ist, existiert auch ein logarithmischer Zusammenhang zwischen  $U_A$  und  $U_e$ .

Den Elementen in Bild 4-2 entsprechen R704-R728, T710I (als Diode geschaltet) und B704 (Operationsverstärker).

Da der Logarithmierer rund 84 dB zu verarbeiten hat, sind im Rücklauf Maßnahmen zur Beseitigung der Offsetdrift des Operationsverstärkers B704 und des Temperaturganges der Logarithmierdiode T710I notwendig.



Der Schalt-FET T707 trennt im Rücklauf den Logarithmierer von der Signalquelle. Während der ersten Rücklaufhälfte (genaue Zeiten siehe Diagramm im Stromlauf) schaltet T706 einen Referenzstrom (abgleichbar mit R735 "Linearität I", siehe auch Abgleichanweisung im Abschnitt 5.) an den Eingang von B704; gleichzeitig legt T709 den Integrator B705 an den Ausgang. Über die Integratorspannung (MP3) verstellt sich der Arbeitspunkt des Logarithmierers solange, bis die Spannung am invertierenden Eingang (2) des Integrators zu Null wird. Bei richtiger Stellung von R735 (siehe Trimmplan) wird die Offsetspannung von B704 kompensiert. C715 hält die Regelspannung an MP3 während des Vorlaufes aufrecht.

In der zweiten Hälfte des Rücklaufes wird der Ausgangspegel im Übernahmepunkt zum Signalweg II festgelegt. Andernfalls würde er wegen des Temperaturganges von T710I driften.

T705 speist dazu einen Strom in den Eingang des Logarithmierers, der der Aussteuerung bei 20 mV HF entspricht. Gleichzeitig schaltet T708 eine Gleichspannung an den Ausgang der Logarithmierstufe (MP4), die dem bei 20 mV HF geforderten Wert entspricht. Weicht die Ausgangsspannung von B704 davon ab, so lädt sich C717 auf diese Spannungsdifferenz und übernimmt die Potentialverschiebung in Richtung Sollwert. C717 und T708 bilden also eine Klemmschaltung, wie unter a) beschrieben.

Die Referenzspannung an der Source von T708 ist abhängig der Temperatur eines Kompensationsheißleiters im Meßkopf, um den Temperaturgang des Meßdiode auszugleichen.

Da der Logarithmierer bei kleinen Pegeln eine große Verstärkung besitzt (die Verstärkung nimmt bei abnehmender Aussteuerung zu), würde die Rauschspannung ohne GL708 große positive Spannungsspitzen hervorrufen. Eventuell vorhandene HF-Restspannungen (je nach Wobbelfrequenzbereich) werden mit R746 und C716 unterdrückt.

Die Klemmschaltung C717-T708 erfordert eine nachfolgende Stufe mit hohem Eingangswiderstand. Diese Voraussetzung erfüllt B706. Dieser Operationsverstärker verstärkt das Signal rund 17fach und steuert B707 (der Umschaltstufe zugehörig) an.

Die Schalt-FET's der Logarithmierstufe erhalten ihre Steuerspannungen (wie der Analogschalter B702 der Klemmstufe des Vorverstärkers) vom NF-Motherboard. Die benötigten Signale werden über a10, b10 und b11 zugeführt.

#### 4.5.1.2. Signalweg II (für HF-Spannungen $>20$ mV)

Signalweg II beginnt an BU701 und endet bei MP12.

##### a) Referenz-Regelschleife

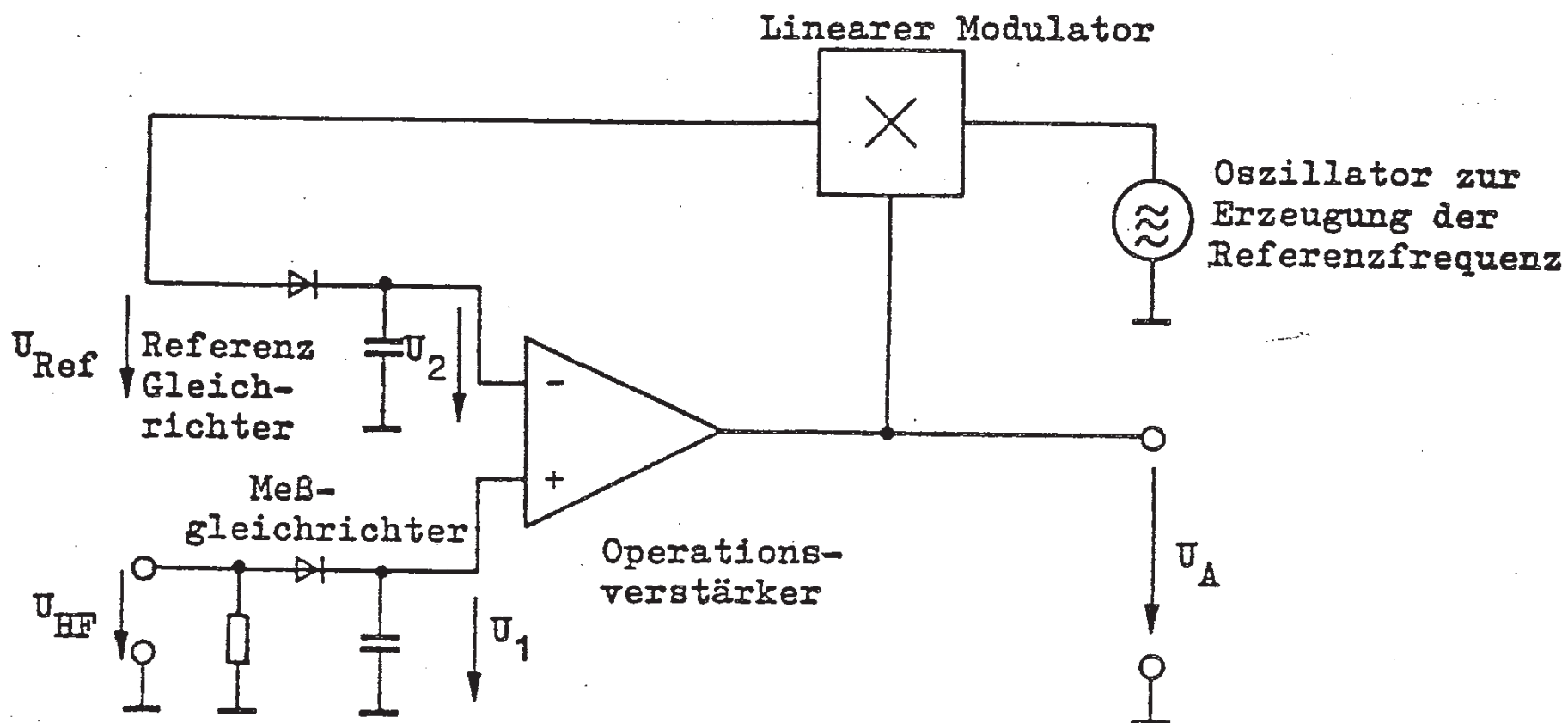


Bild 4-3 Prinzip der Referenz-Regelschleife

Diese Regelschleife stellt einen linearen Zusammenhang zwischen der HF-Spannung  $U_{HF}$  und der Gleichspannung  $U_A$  her; sie linearisiert also den Meßgleichrichter.

Bild 4-3 zeigt eine Operationsverstärkerschaltung, bei der das übliche Gegenkopplungsnetzwerk durch eine Reihenschaltung eines Modulators mit linearer Kennlinie und eines Gleichrichters mit gleicher Richtkennlinie wie der des Meßgleichrichters ersetzt ist. Der Modulator erhält eine Hilfsschwingung von einem Oszillator. Diese wird in der Amplitude mit  $U_A$  moduliert.  $U_A$  wird also in eine proportionale Wechselspannung umgesetzt. Der Referenzgleichrichter bildet daraus wieder eine Gleichspannung  $U_2$ .

Der Operationsverstärker erhält bei gegebener HF-Spannung  $U_{HF}$  am nichtinvertierenden Eingang die Gleichspannung  $U_1$ . Er stellt nun seine Ausgangsspannung  $U_A$  solange, bis der Referenzgleichrichter eine gleichgroße Richtspannung  $U_2$  abgibt. Da die Gleichrichter gleiche Kennlinien besitzen, ist nun  $U_{HF} = U_{Ref}$ . Da  $U_{Ref}$  proportional  $U_A$  ist, ist auch  $U_{HF}$  proportional  $U_A$ ; es besteht also ein linearer Zusammenhang zwischen  $U_{HF}$  und  $U_A$ .  $U_A$  kann nun direkt einen Logarithmierer steuern.

Der Meßspannung II im Stromlauf entspricht  $U_1$  in Bild 4-3. Sie wird über einen abgleichbaren Spannungsteiler im Meßkopf dem Meßgleichrichter entnommen. Mit diesem Trimpotentiometer werden die Richtkennlinien von Meß- und Referenzgleichrichter aufeinander eingestellt (siehe Trimmplan im Abschnitt 5.).



Über BU701/7 gelangt die Meßspannung II auf die Eingangsstufe T711. Diese besitzt eine Spannungsverstärkung von 1 und entkoppelt den Meßgleichrichter von der Klemmschaltung C720-T714. Der Regelverstärker ist B711 (entspricht dem Operationsverstärker in Bild 4-3). Dieser ist zur Frequenzgangkompensation mit R758-R763-C723 beschaltet. R799 begrenzt die Verstärkung. T713 schließt den Ausgang zur Verhinderung von Störungen während der ersten Hälfte des Rücklaufs kurz. Die Spannung am MP8 entspricht der Spannung  $U_A$  in Bild 4-3. Sie wird über BR705 dem Logarithmierer II und dem Gegenkopplungszweig zugeführt.

Während der zweiten Hälfte des Rücklaufs wird der Offset von B711 durch eine Klemmschaltung reduziert. Da die HF während des Rücklaufs, ebenso wie die 300-kHz-Referenzfrequenz, ausgetastet ist, wird vom Meßkopf keine Signalspannung geliefert. MP7 liegt also immer auf demselben Potential, die Referenz-Richtspannung (Lötunkt 1) ist Null. Besitzt B711 eine Offsetspannung, so wird diese vom Ausgang auf den Eingang von B712 geleitet. B712 bildet zusammen mit T721 einen voll gegengekoppelten Verstärker ( $V = 1$ ), dessen Offset vernachlässigt werden kann. Fehlspannungen, von B711 verursacht, treten also am Emitter von T721 invertiert auf. Am Teiler R2759-R2760 werden sie abgegriffen und mit T714, der während der zweiten Hälfte des Rücklaufs geöffnet ist, auf den nichtinvertierenden Eingang von B711 sowie auf den Kondensator C720 zurückgeführt. C720 lädt sich gegen MP7 solange auf, bis die Ausgangsspannung von B711 bis auf die bleibende Regelabweichung (bedingt durch die endliche Verstärkung von B711) abgesunken ist. Öffnet T714, so verbleibt in C720 eine Spannung, die dem Offset von B711 entgegengesetzt ist.

In Ergänzung zu Bild 4-3 ist vor dem Modulator ein Polaritätsbegrenzer eingefügt. Dieser ist ein mit B712-GL751-GL752-T721 realisierter aktiver Gleichrichter. Ohne Polaritätsbegrenzer könnte die Regelschleife instabil werden, da über den Referenzgleichrichter betragsbildend gegengekoppelt wird.

Ein Zerkacker mit den FET's T722 und T723 dient als Modulator. Der Hilfsoszillator auf dem NF-Motherboard steuert die FET's mit zwei Rechtecksignalen von ca. 300 kHz gegenphasig so an, daß zum Umschaltpunkt jeweils beide leiten. Die Maßnahme unterdrückt störende Nadelimpulse durch die Oszillatorflanken. Dem gleichen Zweck dient das RC-Glied R2760-R2759-C760. Der Tiefpaß C761-C762-L701 formt die zerhackte Gleichspannung in ein Sinussignal um. Es wird mit B713 verstärkt und über BU701/2 auf den Referenzgleichrichter im Meßkopf gegeben. Die dort gewonnene Hilfsgleichspannung steuert über BU701/4 und den Spannungsteiler R757-R759 den invertierenden Eingang von B711 (entspricht  $U_2$  in Bild 4-3).

#### b) Logarithmierer II

Der Logarithmierer II funktioniert prinzipiell wie der Logarithmierer I. Die entsprechenden Elemente zu Bild 4-2 sind R766-R768-B714-T710II (als Diode verwendet). Gleichzeitig bildet R766-C734 einen Tiefpaß mit dem Signaleile, die von der 300-kHz-Referenz stammen, abgefiltert werden.

Da nur rund 34 dB Dynamikumfang zu verarbeiten sind, kann auf einen automatischen Offsetspannungsabgleich verzichtet werden.



GL724 begrenzt die Ausgangsspannung in positiver Richtung. Das RC-Glied R780-C726 paßt den Logarithmiererfrequenzgang an den der Regelschleife an.

T716 trennt im Rücklauf den Logarithmierer von der Schleife. Der Umschaltpunkt bei 20 mV HF wird auch hier mit Hilfe eines Referenzstromes über T717 und der Klemmschaltung C730-T718 festgelegt. Näheres zur Funktion ist der Beschreibung des Logarithmierers I zu entnehmen. B716 verstärkt das logarithmierte Signal etwa um den Faktor 34. Die äquivalente Stufe B706 im Signalweg I verstärkt nur genau halb soviel. So wird der quadratische Verlauf im unteren Bereich des Meßgleichrichters berücksichtigt.

#### 4.5.1.3. Übernahmeschaltung und Ausgangsstufe

##### a) Spannungsdiskriminator

Zur Umschaltung vom Signalweg I nach II dient ein Spannungsdiskriminator. Die Funktion geht aus Bild 4-4 hervor.

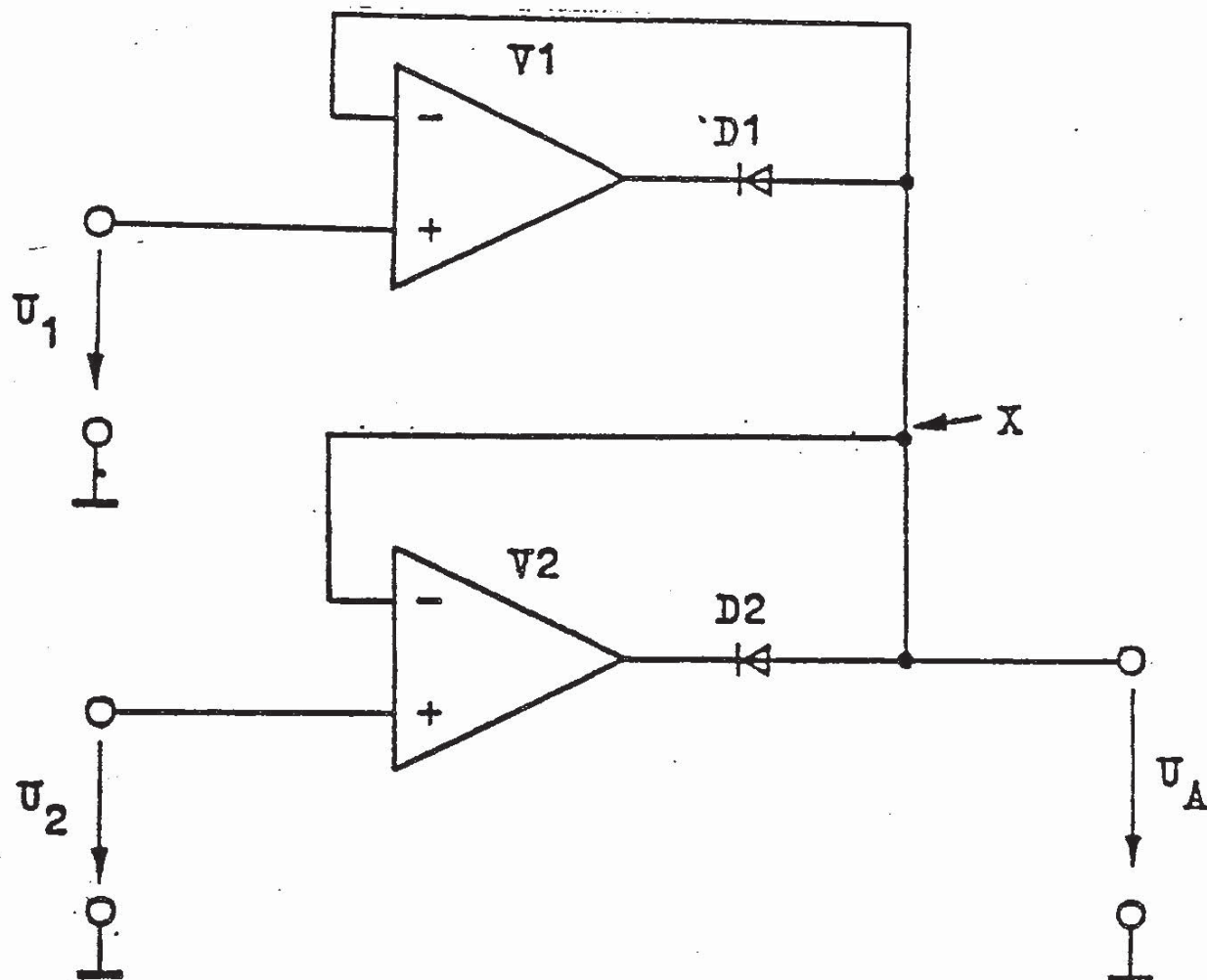


Bild 4-4 Spannungsdiskriminator

Sind die Stufen bei X getrennt, so entspricht die Ausgangsspannung jeweils der Eingangsspannung. Es sei nun  $U_1$  negativer als  $U_2$ . Verbindet man bei X die Ausgänge, so ist das Potential der Kathode von D2 positiver als an der Anode; also sperrt D2.

Da die Spannung am invertierenden Eingang von V2 negativer als am nichtinvertierenden ist, geht sein Ausgang an die positive Aussteuergrenze, wodurch D2 noch weiter ins Sperrgebiet gesteuert wird. Am gemeinsamen Ausgang erscheint also nur  $U_1$ .

V1 und V2 sind durch B707 und B717 realisiert, den Dioden D1 und D2 entsprechen GL714 und GL734. GL713 und GL733 verhindern, daß die Operationsverstärker in die Sättigung gesteuert werden können. Eine verzögerte Übernahme wäre die Folge.

Vergrößert man den Pegel, so arbeitet der Signalweg I exakt logarithmisch, bis er die erste Begrenzerschwelle erreicht hat. Zwischen erster und zweiter Begrenzerschwelle ist der logarithmische Maßstab um etwa 10 % verringert, d.h. eine in Wirklichkeit stetige Flanke zeigt einen Knick. Der veränderte Maßstab bedeutet eine etwas zu kleine Signalspannung. Der Signalweg II arbeitet jedoch in diesem Bereich exakt. Sein Ausgangssignal ist etwas größer, es wird übernommen und zur Anzeige gebracht. Verringert man den Pegel wieder, so wird der Signalweg II so lange verwendet, bis dessen Spannung auf Grund von Nichtlinearitäten kleiner als die des Signalweges I ist. Schaltungsbedingt kann die Ausgangsspannung des Signalweges II nicht beliebig klein werden und damit immer unter dem Ausgang des Signalweges I liegen. Deshalb wurde der Komparator B718 eingebaut. Unterschreitet das Ausgangssignal des Signalweges I die Komparatorschwelle, so sperrt B718 den Schalt-FET T719. Die Ausgangsspannung von B716 strebt dadurch in die positive Richtung und liegt damit zuverlässig unter dem Signal des Signalweges I.

b) Endverstärker und Horizontallinie

Mit R790 wird die Amplitude des wieder zusammengesetzten NF-Signales justiert. Der Kompensationsheißleiter R793 gleicht mit Hilfe des Widerstandsnetzwerkes R794-R796-R798 die temperaturabhängigen Maßstabfaktoren der Logarithmierer aus.

Der Ausgangsverstärker B721 bereitet das NF-Signal zum Ansteuern eines NF-Kanals des Grundgerätes auf. Seine Verstärkung wird entsprechend dem Darstellungsbereich von 10, 20, 40, 60 oder 80 dB pro Bildhöhe geändert, indem die Gegenkopplungswiderstände R2701...R2705 mit S701III (20) umgeschaltet werden. Dem invertierenden Eingang wird eine Offsetspannung über R2710 zur Bildlageverschiebung eingespeist. Sie ist mit R702I (19 im Bild 2-16) einstellbar und wird mit den Widerständen R2711...R2714, die mit S701II umgeschaltet werden, dem jeweiligen Darstellungsbereich angepaßt. Werden ~~80~~<sup>100</sup> dB dargestellt, ist eine Lageverschiebung nicht möglich.

Die gleiche Offsetspannung wird über R2731 der Horizontalliniennstufe B722 zugeführt, da das Meßsignal und die Pegellinie immer die gleiche Lage zueinander aufweisen müssen. Die Verstärkung wird wie bei der NF-Ausgangsstufe dem Darstellungsbereich angepaßt (Widerstände R2721...R2725, schaltbar mit S701I). Zur Anpassung an das Grundgerät wird B722 über R2730 mit einer weiteren Offsetspannung beaufschlagt. Sie ist mit R2728 einstellbar (Abschnitt 5.).

Das Zehngangpotentiometer R701 (17) mit Skalenknopf erlaubt das Einstellen der Horizontallinie. Der Abgleich des Einstellbereiches erfolgt mit R2736 (Abschnitt 5.).

Befindet sich das Potentiometer R702II (19) am rechten Anschlag, so ist die Horizontallinie geeicht ( $0 \text{ dB} \pm 1 \text{ V}$ ). Der mit R702II gekuppelte Drehschalter S702 steht dabei in der



Stellung CAL. (wie im Stromlauf 333.5610 S dargestellt). Dreht man R702II aus der Raststellung nach links, wird S702 auf UNCAL. gestellt. Dieser Zustand wird durch die Leuchtdiode GL701 signalisiert. Mit R702II kann nun die 0-dB-Lage der Pegellinie um ca. 12 dB nach kleineren Werten (0 dB = ca. 316 mV) verschoben werden.

Schaltet man mit S701 (20) den Einschub ab, so werden die Schalt-FET's T707 und T716 über GL715 gesperrt. Gleichzeitig wird der invertierende Eingang von B721 über R2706 mit -15 V, der von B722 über R2720 mit +15 V beaufschlagt, wodurch die Ausgangsspannungen unter dem unteren bzw. oberhalb des oberen Bildrandes zu liegen kommen.

Über GL730 wird das logarithmierte NF-Signal für die automatische Ablaufsteuerung ausgekoppelt. Diese verlangsamt den Ablauf bei steil abfallenden Flanken des Meßobjektes.

#### 4.5.2. Linearer Anzeigeverstärker-Einschub SWOB5-E2 (Hierzu Stromlauf 333.5010 S)

Über BU601 MESSKOPF (25 im Bild 2-16) wird dem linearen Anzeigeverstärker die Richtspannung eines Kopfes SWOB5-Z1, -Z2, -Z3 oder des Aktivdemodulators SWOB5-Z4 zugeführt. Die BNC-Buchse BU602 NF (26) ist ein NF-Eingang zum Anschluß des Tastkopfes SWOB3-Z oder eines Meßobjektes mit eingebautem Gleichrichter.

Mit S601 (24) werden die beiden Eingänge angewählt. Die Betriebsart bei den einzelnen Schaltstellungen und die Bedeutung der Symbole geht aus nachfolgender Tabelle hervor:

Symbol	Bedeutung
AUS	Lin.-Einschub aus
+	positive Eingangsspannung an BU602 (26) lenkt nach oben aus
-	positive Eingangsspannung an BU602 (26) lenkt nach unten aus
+	wie +, mit HF-Störsignalunterdrückung
-	wie -, mit HF-Störsignalunterdrückung
=	Anzeige der Meßkopfspannung (BU601, 25)
	wie =, mit HF-Störsignalunterdrückung

Jedem Eingang ist eine eigene Schaltebene des Schalters S601 zugeordnet; S601I ist BU602, S601II ist BU601 zugehörig. Diese räumliche Trennung verhindert ein Übersprechen zwischen den Eingängen. S601III verbindet den gewünschten Eingang mit der Eingangsstufe. Um Störungen durch Masseschleifen zu verhindern, werden die Bezugsleitungen der Meßeingänge über S601IV dem schwebenden Massepotential des Anzeigeverstärkers zugeführt. Die Verbindung zur Masse des Grundgerätes stellen die RC-Glieder R605-C605 bzw.