

Götz Corinth

Gestaltung der Eingangsstufe hochwertiger Mikrofonverstärker

Unter den Niederfrequenzverstärkern nimmt die Eingangsstufe der Mikrofonverstärker eine besondere Stellung ein. An sie werden besondere Ansprüche bezüglich Störfreiheit und Linearität gestellt; was hier an Übertragungsqualität verloren geht, ist auch durch noch so hochwertige Mikrofone und Schallaufzeichnungsgeräte kaum zu verbessern.

Es sollen nun einige grundsätzliche Probleme und Überlegungen zum Entwurf von hochwertigen Mikrofonverstärker-Eingangsstufen diskutiert werden:

Mikrofone mit einem breiten und gut geebneten Übertragungsbereich haben ein sehr kleines Übertragungsmaß, sie geben nur sehr kleine Spannungen bei den üblicherweise vorkommenden Schallintensitäten bzw. Schalldrücken ab.

Eine weitere wichtige Kenngröße ist ihr elektrischer Innenwiderstand -oder fast noch wichtiger- der zulässige Lastwiderstand, der durch den Eingang des nachfolgenden Mikrofonverstärkers gebildet wird. Man müßte eigentlich bei strenger Betrachtungsweise noch den Wellenwiderstand des Anschlußkabels berücksichtigen, dieser ist aber bei den üblichen Kabellängen zu vernachlässigen.

In der professionellen deutschen Studioteknik (die für die nachfolgenden Überlegungen den Rahmen abstecken soll) haben sich bestimmte Normwerte für elektrische und elektroakustische Daten von Mikrofonen herausgebildet. Sie liegen auch den im "Richtlinienheft ARD/ZDF" aufgestellten Forderungen zugrunde. Davon werden einige in der Tabelle 1 aufgeführt.

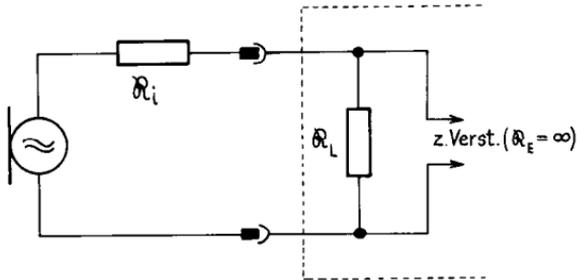
Insgesamt sind die genannten Ansprüche außerordentlich streng.

1. Mikrofonbezugspegel:
-64 dB unter 0,775 V eff
2. Eingangswiderstand:
muß so groß sein, daß sich die Verstärkung bei Quellwiderständen zwischen 0 und 250 Ω um höchstens 2 dB ändert.
3. Frequenzgang:
60...10 000 Hz \pm 1 dB
40...15 000 Hz + 1/-3 dB
bei 15 Hz -12 dB
bis 40 kHz stetiger Abfall auf -20 dB, dieser Pegelwert darf von 40 kHz bis 1 MHz nicht mehr überschritten werden. Diese Meßwerte dürfen für Quellwiderstandswerte von 0...250 Ω nicht aus dem Toleranzbereich fallen.
4. Hochfrequenzfestigkeit:
Eine HF-Spannung von 300 mV_{eff}, die zu 70 % mit 1 kHz amplitudenmoduliert ist, wird an die kurzgeschlossenen Eingangsbuchsen und Null angelegt. Dabei darf sich der Geräuschpegel um max. 3 dB erhöhen. (Über den Quellwiderstand des HF-Generators werden jedoch keine Angaben gemacht.)
5. Unsymmetriedämpfung:
 \geq 60 dB bei 15 kHz
6. Geräuschpegel:
Hier wird eine Grenz-Betriebskennlinie zugrundegelegt, welche die am Ausgang des Verstärkers bzw. Verstärkerzuges zulässige Geräuschspannung in Abhängigkeit von der vorhandenen Verstärkung darstellt. Sie ermöglicht die Berechnung der auf den Eingang bezogenen Geräuschspannung.

Tabelle 1

Auszug aus den Pflichtenheftbedingungen von ARD/ZDF
für Mikrofonverstärker

Die möglichen Maßnahmen zur Erfüllung dieser Qualitätskriterien widersprechen sich teilweise, so daß man auf Kompromißlösungen angewiesen ist. Im folgenden sollen hierzu einige Überlegungen angestellt werden:

Eingangswiderstand (vgl. Abb. 1)Abb. 1

Schematische Darstellung der Betriebsbedingungen für ein Mikrofon bei Anschluß an einen Verstärker. R_i ist der Innenwiderstand des Mikrofons, R_L der durch den Verstärkereingang gebildete Lastwiderstand.

Die in Tabelle 1 unter 2) genannte Forderung bedingt eine "Spannungsanpassung", bei welcher die Quelle Mikrofon nicht nennenswert belastet wird. Für die "Energiebilanz", die letzten Endes über den aktuellen Störabstand entscheidet, ist diese ungünstiger als die in der Fernsprechtechnik häufig benutzte "Leistungsanpassung", bei der Quell- und Lastwiderstand gleiche Werte haben. Im Studiobereich mit der hier geforderten Breitbandübertragung ist es aber kaum möglich, beide Widerstände im Real- und Imaginärteil gleich zu machen.

Die "Stromanpassung" (nahezu unendlich kleiner Lastwiderstand, verwendet bei manchen ausländischen Geräten) setzt eine Quelle mit quasireellem Innenwiderstand voraus, da sonst ganz erhebliche Frequenzbandverfälschungen entstehen. Von vielen Mikrofonen wird aber diese Bedingung nicht ausreichend erfüllt.

Geräuschspannung

Die durch thermodynamische Vorgänge an dem vorgegebenen Quellwiderstand von 200 Ohm entstehende Rauschspannung dient als

Orientierungspunkt für die sog. "Grenz-Betriebskennlinie"
(vgl. Abb. 2).

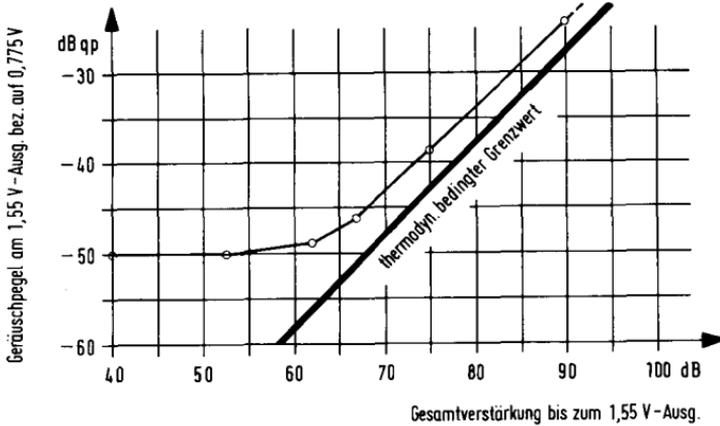


Abb. 2

Grenz-Betriebskennlinie nach ARD/ZDF-Pflichtenheft für Tonregieanlagen. Mit ihrer Hilfe kann unter Kenntnis der Gesamtverstärkung einer Anlage die auf den mit 200 Ohm abgeschlossenen Eingang bezogene Geräuschspannung (bzw. der Geräuschpegel) bestimmt werden.

Allgemein ergibt sich für die an einem gegebenen Widerstand R bei Zimmertemperatur durch die thermische Molekularbewegung entstehende Rauschspannung:

$$U_{\text{rausch}} (\mu\text{V}_{\text{eff}}) = 0,13 \sqrt{R \text{ (kOhm)} \cdot \Delta f \text{ (kHz)}}$$

Setzt man in diese Näherungsformel übliche Werte ein (200 Ohm, 40...15 000 Hz, so ergibt sich eine Rauschspannung von ca. 7,12 μV_{eff} .

In der Elektroakustik ist es häufig üblich, Geräuschspannungen über ein Ohrkurvenfilter zu messen (hierfür gibt es internationale Normen, vgl. Abb. 3) und außerdem den Spitzenwert der Störspannungen zu bestimmen, da so kurzzeitige Störungen, wie z.B. Knacke u.ä. besser ermittelt und bezüglich ihrer Lästigkeit beurteilt werden können.

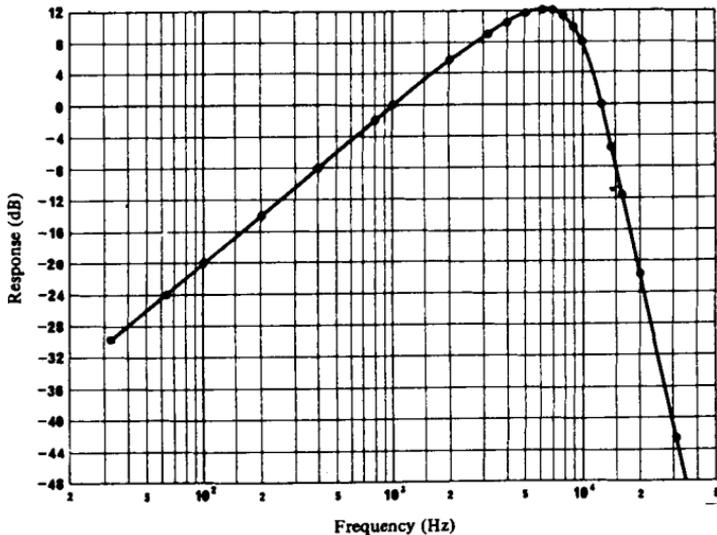


Abb. 3

Bewertungskurve des Ohrkurvenfilters zur Messung von Geräuschspannungen und -pegeln nach DIN 45 405 bzw. CCIR Rec. 468-4

Durch Integration unter dieser Filterkurve und Ermittlung des Scheitelwertes erhält man für die im obigen Beispiel angegebenen Widerstands- und Frequenzbereichswerte eine Geräuschspannung von ca. $1 \mu\text{V}_{\text{SS}}$, diese liegt bei -118 dB gegenüber einem Bezugspegel von $0\text{dB}/0,775 \text{ V}$.

Diese Rauschspannungen stellen also Grenzwerte dar, die unter Raumtemperaturbedingungen nicht unterschritten werden können. Das Pflichtenheft von ARD/ZDF läßt aber nur eine Erhöhung dieser Beträge um 5 dB max. zu. Wie kann dies erreicht werden ?

Betrachtet man zunächst den übersichtlichsten Fall: Verstärkung durch einen FET oder eine Röhre; also verstärkende Bauelemente, die als nahezu ideale Spannungsverstärker innerhalb des interessierenden Frequenzbereiches einen sehr hohen Eingangswiderstand haben:

Bei direkter Ankopplung des Mikrofons an die Steuerelektrode (Gate bzw. Gitter, vgl. Abb. 4) wird das Mikrophon elektrisch nicht belastet, das Eigenrauschen von FET oder Röhre addiert sich (geometrisch !) zu der Rauschspannung des 200 Ohm-Quellwiderstandes. In der Praxis ist dieser Anteil gegenüber dem Transistor- bzw. Röhrenrauschen vernachlässigbar, die Verhältnisse sind also sehr ungünstig.

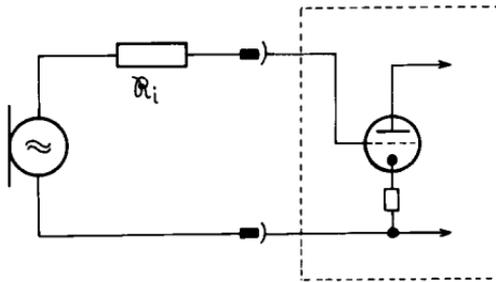


Abb. 4

Direkte Ankopplung des Mikrofons an ein Verstärkungselement sehr hohen Eingangswiderstandes ($R_L \rightarrow \infty$)

Eine erhebliche Verbesserung ist durch die Einschaltung eines Übertragers möglich. Bei dessen Dimensionierung ist zunächst

der nach Pflichtenheft zulässige Minimalwert des Eingangswiderstandes (940 Ohm) wichtig. Gibt man das Übersetzungsverhältnis vor, so ergibt sich für die Übersetzung der Widerstände:

$$\dot{U} = \sqrt{\frac{R_{\text{sek}}}{R_{\text{prim}}}}$$

unter der Voraussetzung, daß der Übertrager verlustfrei und seine Wicklungen ideal fest verkoppelt sind.

Die Spannungsübersetzung ist dabei bekanntlich:

$$\dot{U} = \frac{U_{\text{sek}}}{U_{\text{prim}}}$$

Abb. 5 stellt den Fall schematisch dar.

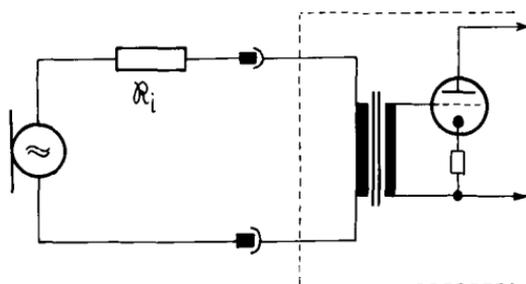


Abb. 5

Betriebsfall mit Eingangsübertrager zwischen Mikrofon und verstärkendem Element hohen Eingangswiderstandes

Man wird dabei \dot{U} möglichst hoch wählen, um der ersten Verstärkerstufe eine Eingangsspannung anzubieten, die so hoch wie möglich über der Rauschspannung der ersten Stufe liegt, damit diese nur einen geringen Anteil der Gesamtrauschspannung ausmacht. Mit der Nutzspannung erhöht sich allerdings auch das

vom Eingangsabschluß herrührende thermische Rauschen. Der minimal zulässige Eingangswiderstand bedingt für tiefe Frequenzen eine ausreichende Primärinduktivität und für hohe eine kleine Sekundärwicklungskapazität des Übertragers. (Die letztere erscheint ja um \dot{U}^2 vergrößert auf der Primärseite!). Zusammen mit der Streuinduktivität bildet sie einen Schwingkreis, der bei ungünstiger Dimensionierung den Frequenzgang durch Ausbildung von Resonanzstellen sehr beeinträchtigen kann. Der Kupferwiderstand sollte besonders bei der Primärwicklung klein gehalten werden, da er seinen Rauschanteil zu dem des Quellwiderstandes addiert.

Die Herstellung dieser Übertrager ist nicht einfach, auch macht die Erfüllung der scharfen Symmetriebedingung noch zusätzliche Probleme bei der Konstruktion. Oft sind vielkammerige Scheibenwicklungen und ähnliche Kunstgriffe nicht zu umgehen, die sich erheblich auf die Kosten auswirken.

Schwerer überschaubarer werden die Vorgaben für den Übertrager, wenn die nachfolgende Eingangsstufe keinen extrem hohen Eingangswiderstand hat, wie dies ja bei bipolaren Transistoren der Fall ist (diese sind ja vom Prinzip her "Stromverstärker"). In Abb.6 wird das Prinzip einer solchen Schaltung gezeigt.

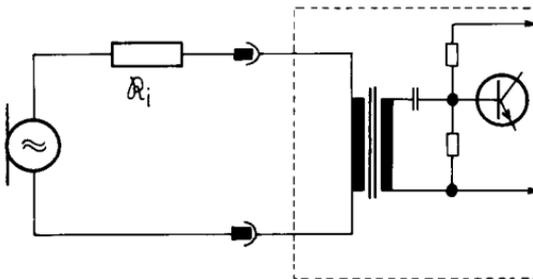


Abb. 6

Bei der Betrachtung der Rauschquellen und der optimalen Anpassung ist hier auf das Spannungs- und Stromrauschen Rücksicht zu nehmen.

Mit Hilfe der in Abb. 7 dargestellten Meßschaltung wurde untersucht, welches Übersetzungsverhältnis des Eingangsübertragers einen optimalen Rauschabstand erbringt.

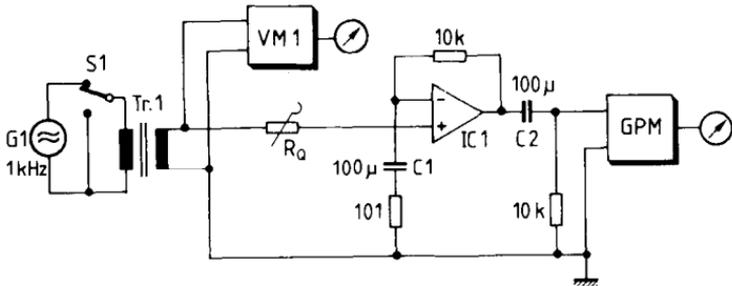


Abb. 7

Meßschaltung zur Ermittlung des günstigsten Übersetzungsverhältnisses bzw. Quellwiderstandes für eine mit bipolaren Transistoren bestückte Eingangsstufe bzw. einen FET-OpAmp. Prinzip: R_Q simuliert den vom Verstärker "gesehenen" Innenwiderstand der Signalquelle. Der genormte Quellwiderstand von 200 Ohm wird durch das angenommene Übersetzungsverhältnis auf die "Sekundärseite" transformiert und hier durch R_Q nachgebildet. Durch Verändern der Spannung des NF-Generators G 1 wird die dem betreffenden Übersetzungsverhältnis entsprechende "Sekundärspannung" eingestellt (Kontrolle durch VM 1), und auf den nicht invertierenden Eingang von IC 1 gegeben. An dessen Ausgang wird mit dem Geräuschpegelmesser GPM der sich beim Umschalten von S 1 ergebende Rauschabstand gemessen.

Tr. 1 macht den Ausgang von G 1 extrem niederohmig. IC 1 ist ein selektierter NE 5534 bzw. ein TL 071.

Die Ergebnisse einer solchen Meßreihe sind in Abb. 8 dargestellt, dabei ist zu beachten, daß ein "idealer" Übertrager ohne Verluste angenommen wurde.

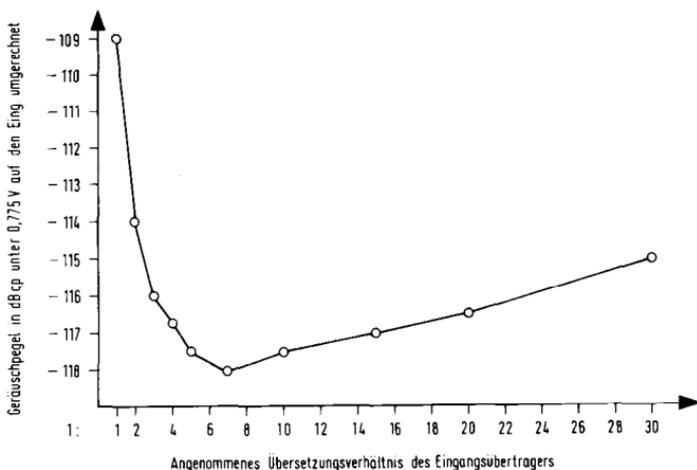


Abb. 8

Abhängigkeit der auf den Eingang bezogenen Geräuschspannung eines Mikrofonverstärkers (mit bipolaren Transistoren) vom Übersetzungsverhältnis des Eingangsübertragers. Quellimpedanz war konstant 200 Ohm.

Man sieht, daß bei einem \dot{U} von 1 : 7 / 1 : 10 das theoretische Rauschminimum erreicht wird. In der Praxis wird man wohl wegen der Aussteuerungsreserve und den Kupferwiderständen $\dot{U} = 1 : 7$ wählen. Die nachfolgende Verstärkerstufe "sieht" dann einen Quellwiderstand von 9 800 Ohm, wenn die Primärseite normgemäß mit 200 Ohm abgeschlossen ist.

Da das Eigenrauschen des bipolaren Eingangstransistors einen Stromanteil hat, war zu vermuten, daß bei Kurzschließen des Eingangs die Rauschspannung nicht in gleichem Maße wie bei FET oder

bei der Röhrenstufe zurückgehen wird. Hierzu wurde eine weitere Versuchsreihe - auch mit realen, also verlustbehafteten Übertragern - durchgeführt. Die Ergebnisse zeigt Abb. 9.

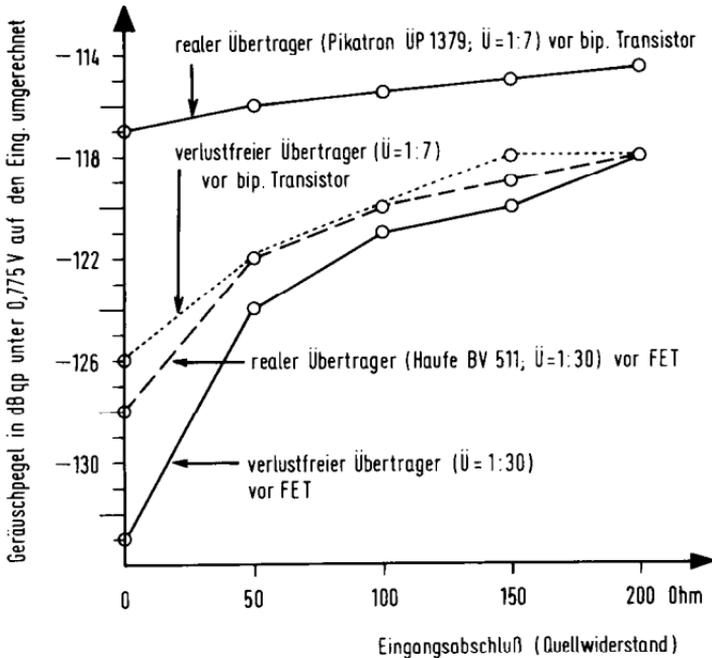


Abb. 9

Abhängigkeit der auf den Eingang bezogenen Geräuschspannung vom Innenwiderstand der Signalquelle (Bereich 0...200 Ohm). Die Werte für "verlustfreie ideale Übertrager" sind nach dem bei Abb. 7 beschriebenen Verfahren bestimmt. Man beachte den Rückgang bei abnehmendem Quellwiderstand im Falle des FET mit hoch übersetztem Übertrager und den Einfluß der Verluste bei den "realen" Transformatoren.

Zusammenfassend kann man also sagen:

Beim FET- oder röhrenbestückten Mikrofonverstärker verwendet man zweckmäßig einen Eingangsübertrager mit hohem Übersetzungsverhältnis (1 : 20 oder höher), dieser muß allerdings dann sehr sorgfältig durchkonstruiert sein. Vor allem ist auf eine kapazitätsarme Sekundärwicklung zu achten.

Bei diesem Prinzip verringert sich die Rauschspannung mit abnehmendem Quellwiderstand.

Bei den Verstärkern mit bipolaren Eingangstransistoren ist der Rauschabstand nur für einen ganz bestimmten Quellwiderstand optimal. (Die Möglichkeit, innerhalb gewisser Grenzen seinen Wert durch Verändern des Collectorstromes am ersten Transistor zu beeinflussen, ist im allgemeinen nur bei "diskreter Technik" möglich). Die Verluste und Kupferwiderstände des Übertragers müssen hier besonders klein gehalten werden, da sie den Rauschabstand ganz erheblich beeinflussen. Dafür sind die Wickelkapazitäten bei den generell hier niedrigeren Übersetzungsverhältnissen nicht so kritisch wie im ersten Falle.

Mit der Gestaltung des Einganges unmittelbar verknüpft ist die Auslegung des Pegeldiagrammes - also die stufenweise und zusätzlich stufenlose Änderung der Verstärkung bis herab zu 0 dB. Wird nun ein hohes Übersetzungsverhältnis des Eingangsübertragers gewählt, so erreicht man natürlich eher die Übersteuerungsgrenze der Eingangsstufe als mit niedrigeren Werten von \bar{U} . Es müssen also mehr Stufen des Eingangsspannungsteilers vor dem Übertrager geplant werden, dies bringt unter Umständen Probleme mit der Symmetrie und Erdpotentialfreiheit, da sich Spannungsteiler mit Teilverhältnissen $> 50 : 1$ (34 dB) kaum "erdfrei" und auch noch gleichzeitig hochsymmetrisch realisieren lassen.

Die optimale Lösung besteht dann im Einsatz zweier Übertrager mit verschiedenem \bar{U} und mehreren Abgriffen der Sekundärwicklungen. Bei günstiger Auslegung kann auf Eingangsspannungsteiler dann völlig verzichtet werden, und die Symmetrie bleibt stets voll erhalten, da beide Primärwicklungen einzeln abgeglichen werden können. (vgl. Abb. 10).

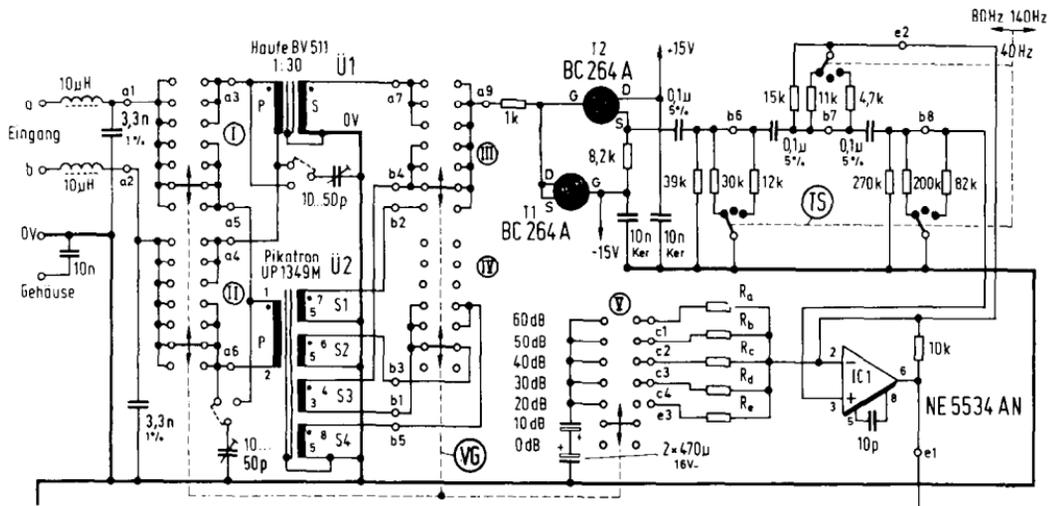


Abb. 10

Schaltungsauszug eines Universal-Studioverstärkers für höchste Rauschfreiheit. Zu beachten sind die beiden einzeln symmetrierten Eingangsübertrager, deren Sekundärwicklungen je nach Stellung des Verstärkungsumschalters "VG" an die Eingangsstufe angelegt werden.

Hochfrequenzfestigkeit

Erst eine ausreichende Sicherheit des Verstärkers gegen Hochfrequenzeinstreuungen ermöglicht bei vielen Betriebsfällen eine ausreichende Störfreiheit (Beispiel: Nähe von Sendern, Lichteffektgeräte usw.)

Hierzu gibt es eine Pflichtenheftforderung (nach den Erfahrungen des Autors wird sie von den wenigsten Industriergeräten eingehalten...). Zwei prinzipielle Wege können bei der Erfüllung helfen:

- 1) Verhinderung des Eindringens von HF in den Verstärker
- 2) Verhinderung störender Auswirkungen eingedrungener HF

Für 1) sind vor allem konstruktive Maßnahmen wichtig: entsprechende Ausgestaltung des Gehäuses und der Verdrahtung, richtige Erdung und Nullung. Hinzu kommen die Siebglieder an den Ein- und Ausgängen und an der Stromversorgung. Dabei ist sehr darauf zu achten, daß durch sie nicht die übrigen Eigenschaften der Anlage verschlechtert werden.

Zu den am schwierigsten zu beseitigenden Störungen gehören nach eigenen Erfahrungen Brummeffekte, die durch Einstreuung und Demodulation eines TV-Bildträgers entstehen. Man erkennt sie am besten durch einen mitlaufenden Fernsehempfänger an der Korrelation zwischen Brummänderung und Bildänderung. Hier hilft dann nur noch ein korrekt HF-mäßig geschirmter und verdrosselter Aufbau - auch in einem Gerät der NF-Technik.

Ist jedoch HF in den Verstärker eingedrungen, so können ihre störenden Auswirkungen durch Vermeidung von demodulierenden Nichtlinearitäten im Signalweg vermindert werden. Also Vorsicht mit Schutzdioden, im ungünstigen Arbeitspunkt betriebenen Transistoren und ähnlichen Dingen !

Literatur kann beim Verfasser angefordert werden.