

50.05.0139

0140

0141

ITT Standard
8027 Zürich, Postfach
Brandschenkestrasse 178
Telefon 051 364255

Zweifach NF-Verstärker TBA 931

Zusammenfassung

Für die Anwendung im NF-Sektor wurde von Intermetall ein monolithisch integrierter Zweifach-Verstärker TBA 931 in Bipolartechnik entwickelt. Durch günstiges Rauschverhalten, geringe Abhängigkeit der Verstärkung von Versorgungsspannung und Umgebungstemperatur, sowie Kurzschlussfestigkeit des Ausgangs ist der TBA 931 sehr gut für die Anwendung in hochwertigen Hi-Fi-Stereogeräten, besonders Tonbandgeräten und Plattenspielern mit magnetischem Tonabnehmer, geeignet. Die Spannungsversorgung kann sowohl symmetrisch als auch unsymmetrisch erfolgen. Der relativ geringe Aufwand an externen Bauelementen macht den TBA 931 auch von der Kostenseite für Neuentwicklungen interessant.

1. Einleitung
2. 1. Eigenschaften und elektrische Daten
2. 2. Schaltungsbeschreibung, Verstärker und Schutzschaltung
2. 3. Kristall, Auslegung und Technologie
3. 1. Prinzipschaltung TBA 931 als NF-Verstärker
3. 2. Praktische Anwendung, RIAA-Schaltung
- 3.3. - Zusatz von Studer -
4. Schlussbetrachtung
5. Schrifttum: 1) Hans R. Cazenind
Circuit Design for Integrated Electronics
2) H. Mielke, R. Sydow
Stereo-Entzerrer-Verstärker mit Si-Planar-Transistoren für magnetische Tonabnehmer

6. Zeichnungen, Foto

Tab.	1	Daten
Bild	1	Kristallfoto
"	2	Innenschaltung
"	3	Schutzschaltung
"	4	Prinzipschaltung als NF-Verstärker
"	5	Frequenzgang durch Gegenkopplung
"	6	RIAA-Schaltung
"	7	RIAA-Kurve
"	8	maximale Ausgangs-Spannung

Zweifach NF-Verstärker TBA 931

1. Einleitung

Die ständig weiterschreitende Entwicklung von NF-Verstärkern, insbesondere in der Tonbandgeräte-, Heimstudio- und Stereo-Technik, führt zu der Forderung nach qualitativ hochwertigen und räumlich möglichst kleinen Bauelementen. Ein neues Bauteil, das diese Forderungen erfüllt, ist der monolithisch integrierte Zweifach-NF-Verstärker TBA 931 von Intermetall.

2. 1. Eigenschaften und elektrische Daten

Mit der integrierten Schaltung TBA 931 sind optimale Rauscheigenschaften, geringe Abhängigkeit der Verstärkung von der Versorgungsspannung, hohe Gleichtaktunterdrückung, hoher Ausgangsspannungshub bei kleinem Ausgangswiderstand und gute Werte der Übersprechdämpfung realisiert. Eine eingebaute Sicherheitsschaltung macht die Ausgangsstufe kurzschlussfest.

Tab. 1 zeigt die wichtigsten Kenn- u. Grenzwerte des TBA 931. Der TBA 931 ist im TD 116 Dual-in-Line Kunststoffgehäuse aufgebaut. Er wird in drei Gruppen, nach dem Rauschmass selektiert, geliefert.

TBA 931-1	F < 6	dB
TBA 931-2	F < 3	dB
TBA 931-3	F < 1,5	dB

2. 2. Schaltungsbeschreibung, Verstärker und Schutzschaltung

Bild 2 zeigt die Innenschaltung des TBA 931. Die beiden Verstärker sind symmetrisch zur Diodenkette angeordnet. Diese Art der Anordnung ergibt hohe Werte der Übersprechdämpfung über den gesamten Frequenzbereich. Jeder Verstärker hat einen symmetrischen Eingang, einen asymmetrischen Ausgang und besteht aus drei spannungsverstärkenden Stufen und einer Gegentakt-Ausgangsstufe mit einer Schutzschaltung zur Ausgangsstrombegrenzung.

Der Eingangsdifferenzverstärker besteht aus den Transistoren T1 und T2 und der Konstantstromquelle T3, der Basisstrom für den Transistor T3 wird der gemeinsamen Diodenkette entnommen. Der Kollektorstrom der Transistoren T1 und T2 ist so gewählt, dass sich in Verbindung mit der speziellen Technologie sehr günstige Rauschwerte ergeben. Das verstärkte Signal wird symmetrisch den Transistoren T4 und T5 eines zweiten Differenzverstärkers zugeführt. Diese Transistoren werden aus der Konstantstromquelle T6, die ihren Basisstrom eben-

falls aus der gemeinsamen Diodenkette erhält, gespeist. Der Einsatz von Konstantstromquellen an Stelle von hochohmigen Emitterwiderständen in den Differenzverstärkern, ermöglicht eine hohe Gleichtaktunterdrückung.

Am Widerstand R6 wird das weiter verstärkte Signal asymmetrisch abgenommen und der aus den Transistoren T7 und T8 gebildeten Lin-Kombination zugeführt.

Die Wahl dieser Schaltungsanordnung hat technologische Gründe. PNP-Transistoren werden bei der angewandten Diffusionstechnik im Gegensatz zu den vertikalen NPN-Transistoren lateral¹⁾ ausgelegt. Diese Technik hat zur Folge, daß die PNP-Transistoren kleinere Stromverstärkungswerte haben. Diesen Nachteil gleicht man mit der Zusammenschaltung von PNP- und NPN-Transistoren zur Lin-Schaltung aus. Vereinfacht dargestellt dient der PNP-Transistor nur der Pegelumsetzung, während die Stromverstärkung im NPN-Transistor erfolgt. -

In dieser Lin-Kombination erfolgt die Pegelumsetzung, eine weitere Spannungsverstärkung und das Anpassen an die Endstufe.

Die Endstufe besteht aus den Transistoren T9, T10, T11 und ist in Quasi-Komplementär-Technik ausgeführt. Die Lin-Kombination aus den Transistoren T10 und T11 wirkt hier ebenfalls wie ein PNP-Transistor. Die Dioden D7 und D8 dienen der Arbeitspunkteinstellung für den AB-Betrieb der Endstufe. Diese Betriebsart vermeidet störende Übernahmeverzerrungen, und die Endstufe ist über

den gesamten Arbeitsbereich weitgehend linear. Insgesamt ergibt sich so ein sehr kleiner Klirrfaktor, selbst beim rein theoretischen Betrieb der integrierten Schaltung ohne Gegenkopplung. Zum Schutz der Endstufe dient der Transistor T12. Beim Kurzschluß des Ausgangs, der sowohl nach $+U_B$ als auch nach $-U_B$ möglich ist, wird die Endstufe ausreichend vor Überlastung geschützt. Die Schutzschaltung zeigt Bild 3. Erfolgt ein Kurzschluß nach $-U_B$, so steigt durch den erhöhten Ausgangsstrom die Spannung am Widerstand R10 so weit an, bis der Transistor T12 leitend wird. Über den Transistor T12 fließt nun so viel Kollektorstrom vom Transistor T7 direkt zum Ausgang, daß der Basisstrom der Transistoren T8 und T9 gerade so groß ist, um den Emitter- und damit Ausgangsstrom durch den Transistor T9 nicht über den zulässigen Wert ansteigen zu lassen. Beim Kurzschluß des Ausgangs nach $+U_B$ wird die Basis-Kollektor-Strecke des Schutztransistors T12 leitend. Der Transistor T8 wird weiter aufgesteuert und läßt den Strom über die Dioden D7, D8 und den Widerstand R9 ansteigen. Damit steigt das Potential an der Basis des Transistors T10 in Richtung $+U_B$ und begrenzt damit den Basisstrom des Transistors T11 und folglich den Ausgangsstrom auf den zulässigen Wert. Da die Arbeitspunkte der Schaltung durch Diodenspannungen bestimmt und die Differenzverstärkerstufen aus Konstantstromquellen gespeist werden, ist die Schaltung gegen-

über Schwankungen der Versorgungsspannung und Temperatureinflüssen weitgehend unempfindlich und die Verstärkung über einen weiten Bereich konstant.

2. 3. Kristall, Auslegung und Technologie

Bild 1 zeigt eine Aufnahme des Kristalls, auf der der symmetrische Aufbau der Schaltung zu erkennen ist. Die Kristallgrösse beträgt 1,65 mm x 1,7 mm. Auffallend sind die in Zirkulargeometrie ausgelegten Eingangsstufen am unteren Bildrand und die grossflächigen Ausgangstransistoren oben. Die Forderung nach guten Rauscheigenschaften fordert ausser der speziellen Geometrie der Eingangstransistoren eine besondere Diffusionstechnik.

3. 1. Prinzipschaltung, TBA 931 als NF-Verstärker

Bild 4 zeigt die Prinzipschaltung für die Anwendung des TBA 931 als NF-Verstärker. Die Stromversorgung erfolgt in diesem Fall über ein Plus-Minus-Netzteil mit geerdetem Mittelpunkt. Diese Schaltungsart hat den Vorteil, dass der Steuergenerator einseitig mit Masse verbunden sein kann, Basisspannungsteiler-Widerstände und der Koppel-Kondensator entfallen. Eine Frequenzkompensation kann wie im Bild 4 gezeigt (loading compensation), oder auch wie gestrichelt ungezeichnet (feedback compensation) erfolgen. Für die Spannungsverstärkung V einer solchen Schaltung gilt (Frequenzkompensation nicht berücksichtigt):

$$V \approx \frac{R_N}{R_1} ,$$

für die praktische Anwendung ist der gesamte Verstärkungsbereich von $V=1$ bis V_0 nutzbar.

Der Frequenzgang der Gesamtschaltung ist beliebig einzustellen. Das kann mit einem Kondensator bis hin zu einem komplexen Netzwerk erfolgen. Wichtig ist, dass stets ein Gleichstromweg vom Ausgang zum - Eingang des Verstärkers, zum Einstellen des Gleichstrom- Arbeitspunktes vorhanden ist. Die prinzipielle Funktion zeigt Bild 5.

3. 2. Praktische Anwendung, RIAA-Schaltung

Bei hochwertigen magnetischen Tonabnehmern muss die Schallplatten-Schneidkennlinie entzerrt werden. Durch Addieren der Schneid- und Entzerrerkennlinie, die spiegelbildlich verlaufen, wird ein linearer Frequenzgang erreicht. Der Frequenzgang ist durch die RIAA-Norm festgelegt und entspricht der DIN 45546 und DIN 45547²⁾.

Im Bild 6 ist ein praktischer Anwendungsfall gezeigt. Das Beeinflussen des Frequenzganges erfolgt hier mit Hilfe der Widerstände R2, R3 und den Kondensatoren C2, C3. Der resultierende Frequenzgang entspricht der RIAA-Entzerrerkurve und ist im Bild 7 dargestellt. Die Kurve zeigt die Verstärkung V als Funktion der Frequenz. Für die Frequenz nahe Null ist die Verstärkung durch das Verhältnis der Widerstände R_N/R_1 bestimmt. Mit steigender Frequenz ist zunächst die Impedanz von R3 und C2 für die Gegenkopplung wirksam. Im Bereich um 1 kHz bestimmt die Impedanz von C2 in Serie mit der Impedanz der Parallelschaltung C3, R3 die Verstärkung. Mit weiter steigender Frequenz ist hauptsächlich die Impedanz von C3, R3 für den Grad der Gegenkopplung wirksam. Die Impedanz von C3, R2, C2 bestimmt bei hohen Frequenzen die Verstärkung.

In der Schaltung nach Bild 6 wird mit TBA 931-3 ein Störabstand gegenüber dem Eigenrauschen, be-

zogen auf eine Eingangsspannung von $U_E = 2 \text{ mV}$, von 63 dB erreicht. Die maximale Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Frequenz in der Schaltung nach Bild 6 zeigt Bild 8.

3.3. Zusatz von Studer

4. Schlußbetrachtung

Die vorstehende Beschreibung zeigt die günstigen Eigenschaften und die einfache Anwendungsmöglichkeit der integrierten Schaltung TBA 931. Die Anwendung ist jedoch nicht auf den Niederfrequenz-Sektor beschränkt. Der Einsatz kann auch in anderen Elektronikbereichen erfolgen, wie z.B. für Steuer- und Regelschaltungen (stabilisierte Netzgeräte, Relaisreiber, Anzeigeverstärker usw.).

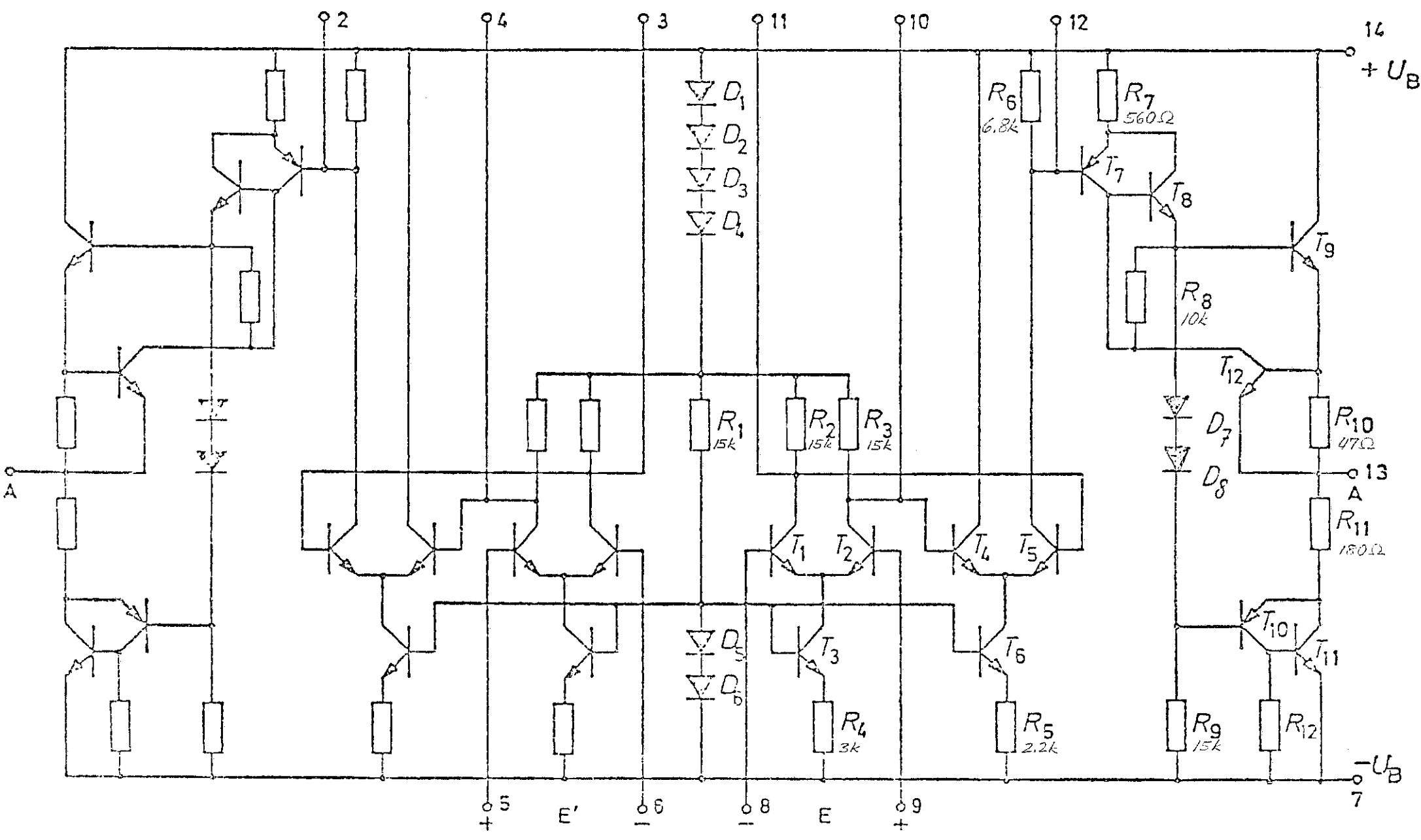
Kennwerte

Versorgungsspannung	U_B	24	V
Stromaufnahme (ohne Aussteuerung)	I_B	8	mA
Leerlaufverstärkung	V_G	> 76	dB
Grenzfrequenz	f_{3dB}	> 150	kHz
Eingangs-Widerstand	r_E	50	k Ω
Ausgangs-Widerstand	r_A	200	Ω
Übersprechdämpfung	α_U	60	dB
Ausgangsspannung	U_{Ass}	16	V
Klirrfaktor ($V= 40dB, R_L = 1k\Omega$)	K	< 0,15%	

Grenzwerte

Versorgungsspannung	U_B	25 V
Gleichtakt-Eingangs-Spannung	U_E	$-U_B \dots +U_B$
Differenz-Eingangs-Spannung	U_D	+ 6 V
Umgebungstemperatur-Bereich	T_U	0...70°C

Tab. 1



DUAL OPERATIONAL AMPLIFIER

The TBA 931 is a monolithic integrated circuit, consisting of two identical amplifiers. It is specially suitable for audio applications (stereo pre-amplifier) and as industrial dual operational amplifier.

Special features are:

- very low noise figure
- low distortion
- continuous short circuit protection
- no latch up
- large output voltage swing
- usable as unity gain amplifier

QUICK REFERENCE DATA					
Supply voltage	V_S	nom.	± 12 V		
Voltage gain	G_V	typ.	15000		
Open loop frequency response	B	min.	150 KHz		
	version	1	2	3	
Broadband noise figure		6	3	1,5	dB
Output noise voltage (RIAA)		400	250	125	μ V rms

Package outline 14 lead plastic dual in-line (type A) See page.

PHILIPS

RATINGS Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltages

Positive supply voltage	V_p	max.	13 18	V
Negative supply voltage	$-V_N$	max.	13 18	V
Differential input voltages	V_{5-6} } V_{8-9} }	max.	± 5	V
Common mode input voltage 1)	V_i	max.	± 15	V
<u>Power dissipation</u>	P_{tot}	max.	400	mW
<u>Output short circuit duration</u> 2)	t	max.	∞	

Temperatures

Operating ambient temperature	T_{amb}	0 to +70	$^{\circ}C$
Storage temperature	T_{stg}	-55 to 125	$^{\circ}C$

1) For supply voltages less than ± 15 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

2) For one amplifier if short circuited to either supply or for both amplifiers together if short circuited to ground.

CHARACTERISTICS (each amplifier) at $V_P = 12\text{ V}$; $-V_N = 12\text{ V}$; $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$

<u>Large signal voltage gain</u> ; ($V_O = \pm 5\text{ V}$)	G_V	$> 6'500$ typ. $15'000$ $< 50'000$	
<u>Input offset voltage</u> ; $R_S < 250\ \Omega$	V_{io}	typ. $1,0$ $< 6,0$	mV mV
<u>Input bias current</u>	I_i	typ. 300 < 1000	nA nA
<u>Input offset current</u>	I_{io}	typ. 100 < 500	nA nA
<u>Common mode rejection ratio</u> ; $R_S < 10\text{ k}\Omega$	CMRR	> 70 typ. 100	dB dB
<u>Input voltage range</u>	V_i	typ. $\pm 9,0$	V
<u>Supply voltage rejection ratio</u> ; $R_S < 10\text{ k}\Omega$	SVRR	typ. 50	$\mu\text{V/V}$
<u>Peak output voltage swing</u> at $R_L = 1\text{ k}\Omega$ (fig. 1)	V_{OM}	> 8	V
<u>Power dissipation</u> ; (both amplifiers) $V_O = 0, I_O = 0$	P_{tot}	typ. 160 < 240	mW mW
<u>Slew rate</u> (unity-gain)		typ. 1	V/ μs
<u>Broadband noise figure</u> (fig. 1) ($R_S = 10\ \text{k}\Omega$; $B = 10\ \text{Hz}$ to $10\ \text{kHz}$)	TBA 931/1 TBA 931/2 TBA 931/3	< 6 < 3 $< 1,5$	dB dB dB
<u>Output noise voltages</u> (fig. 2) (equalization RIAA; $B = 10\ \text{Hz}$ to $10\ \text{kHz}$)	TBA 931/1 TBA 931/2 TBA 931/3	< 400 < 250 < 125	μV μV μV

Channel separation (Fig. 3)

(B = 100 Hz to 20 kHz)

typ. 70 dB

Open loop frequency response

> 150 kHz

Distortion

(gain 60 dB, $V_O = 5 V_{RMS}$, 1 kHz)

< 1,5 %

Fig. 1

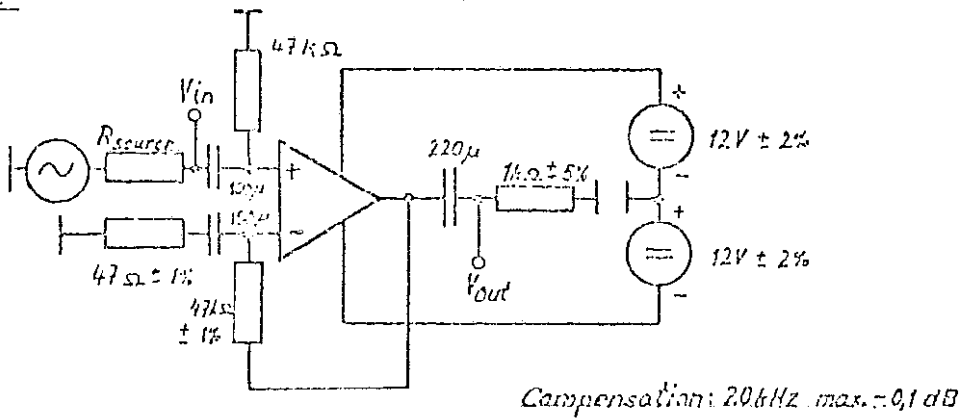


Fig. 2

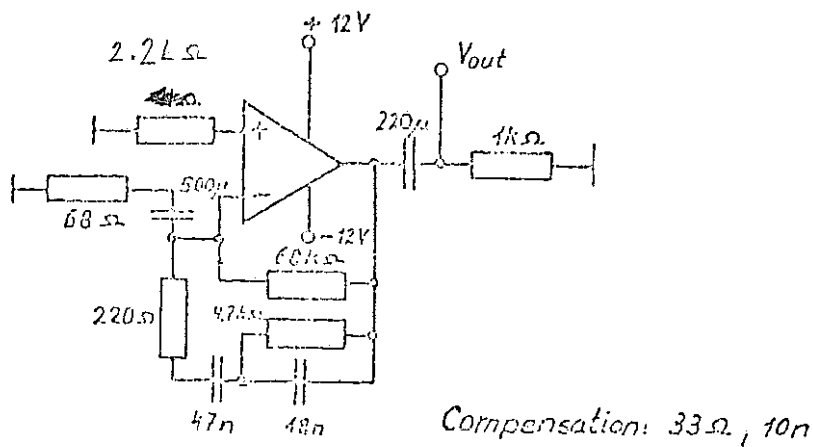
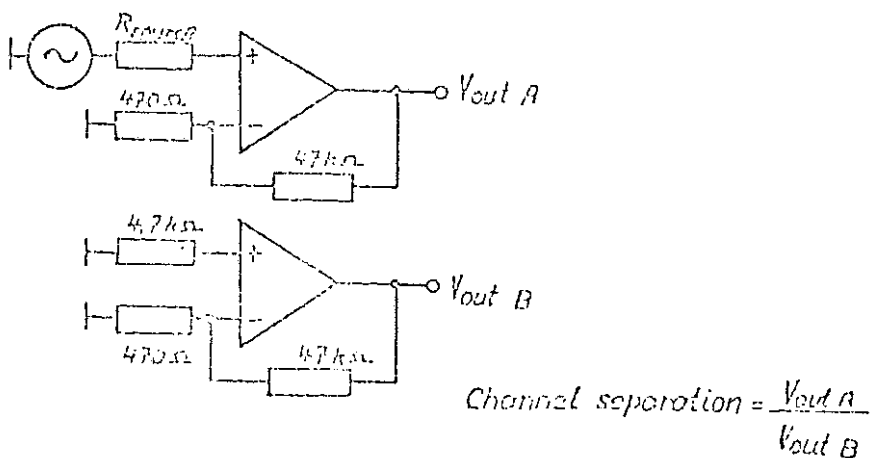


Fig. 3



CIRCUIT DIAGRAM

