Herrn Dr. Jupfer

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG
BERLIN-CHARLOTTENBURG

# Technischer Bericht Nr. 23

## Aufbau eines 24-Kanal-Frequenzgruppenfilters für den akustischen Frequenzbereich (20 Hz – 15 kHz)

Dipl.-Ing. R. FISCHER

1 9 5 8

Technischer Bericht Nr. 23

# Aufbau eines 24-Kanal-Frequenzgruppenfilters für den akustischen Frequenzbereich (20 Hz - 15 kHz)


## Zusammenfassung

Es wird ein Gruppenfilter aus 24 parallelgeschalteten Einzelbandpässen mit von 0 ... 60 dB regelbarer Durchlassdämpfung beschrieben, das den Hörbereich von 20 Hz ... 15 kHz in die sogenannten Frequenzgruppen unterteilt, die den Kopplungsbreiten auf der Basilarmembran entsprechen.

Es folgen Schaltung und Daten der benötigten Zusatzgeräte (2 röhrenstabilisierte Netzgeräte, Eingangsverstärker). Das Gerät wurde zuerst im Institut für Nachrichtentechnik an der Technischen Hochschule Stuttgart entwickelt und dann mit einigen Aenderungen und neuem konstruktivem Aufbau, vor allem der Anzeigemechanik, hier für das Heinrich-Hertz-Institut, Abt. Technische Akustik, gebaut.



Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung

Der Bearbeiter
gez: R. Fischer
(Dipl.-Ing. R. Fischer)

Der Abteilungsleiter
gez: L. Cremer
(Prof. Dr.-Ing. L. Cremer)

Der Institutsdirektor
gez: Gundlach
(Prof. Dr.-Ing. F.W. Gundlach)


Berlin-Charlottenburg, den 24.11.1958

## 1. Anforderung an das Gerät:

Es galt ein Mehrfach-Filter zu entwickeln, das ein beliebiges Geräusch in seine spektralen Anteile zu zerlegen gestattet. Die Filterbreiten sollten für die gehörphysiologischen Untersuchungen möglichst dem Ohr angepasst sein.

Es ist vorgesehen, dass:

a) die einzelnen Filter getrennt voneinander und gleichzeitig verwendet werden können,

b) die Filtereingänge rückwirkungsfrei parallelgeschaltet und die spektralen Anteile des Geräusches an den Einzelausgängen durch Instrumente oder eine Braunsche Röhre angezeigt werden können (Geräuschspektrograf),

c) die Filterkanäle bei parallelliegenden Eingängen unabhängig voneinander in ihrer Dämpfung geregelt werden können, bevor sie durch ein Entkopplungsnetzwerk wieder zusammengefasst werden. Dadurch lassen sich beliebige Dämpfungsverläufe über der Frequenz einstellen.

## 2. Die ohrgemässe Frequenzskala:

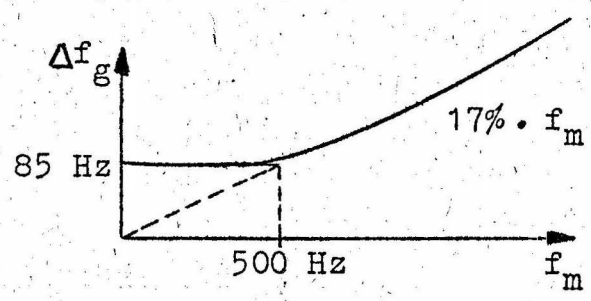
Zur Untersuchung eines Geräuschspektrums wurden bisher vorwiegend Oktav- und Terzfilter verwendet. Diese Intervalle sind vom Ohr her gesehen willkürlich. Deshalb versuchte man, eine dem Ohr angemessene Frequenzeinteilung der Kanäle zu finden. Es gibt verschiedene Möglichkeiten diese ohrgemässe Frequenzskala zu bestimmen:

### 2.1 Die Frequenzgruppe ($\Delta$ fg):

Als die Frequenzskala des Ohres kennzeichnende Grösse lässt sich sehr genau die vom FELDTKELLER und ZWICKER eingeführte "Frequenzgruppe" angeben. Dieses Frequenzintervall tritt vor allem bei der Lautstärkebildung in ganz charakteristischer Weise auf. Spektrale Anteile eines beliebigen Geräusches werden vom Ohr innerhalb einer Frequenzgruppe zu einem gemeinsamen Effektivwert zusammengefasst und dann als Teillautheit bewertet. Bei Anteilen in verschiedenen Frequenz-

gruppen addieren sich diese einzelnen Teillautheiten zur Gesamtlautheit. Die Frequenzgruppen sind unterhalb 500 Hz etwa 80 - 100 Hz breit und oberhalb 500 Hz etwa 17 % der jeweiligen Mittenfrequenz. Sie sind pegelunabhängig und nur in ihrer Breite bestimmt, haben also keine festgelegten Grenzen. Ihnen entspricht auf der Basilarmembran jeweils eine konstante "Kopplungsbreite" von 1,3 mm.

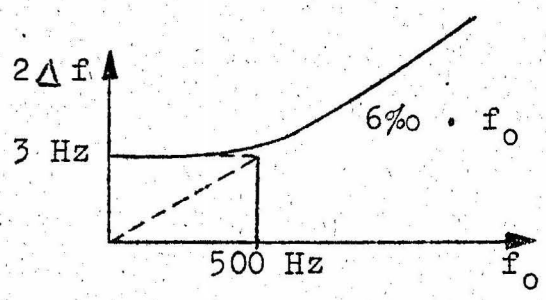
vgl. auch Abb. 1

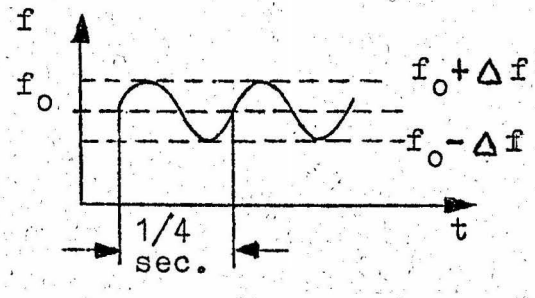



2.2 Die Tonhöhenunterschiedsschwellen:

Einem, bis auf einen pegelabhängigen Faktor ähnlichen Funktionsverlauf erhalten wir, wenn wir die Frequenzmodulationsschwellen (sie entsprechen den kleinsten eben hörbaren Tonhöhenänderungen) über der Frequenz auftragen.

Die vom FELDTKELLER - ZWICKER ermittelten Werte für L ≈80 dB bei einer Modulationsfrequenz von 4 Hz:




2.3 Die melodische Tonhöhenempfindung:

STEVENS, VOLKMANN, NEWMANN, FELDTKELLER und andere untersuchten noch eine weitere Eigenart unserer Tonhöhenempfindung: Wenn wir unserem Ohr harmonische Intervalle (z.B. eine Terz) bei verschiedenen Frequenzen darbieten, empfinden wir die Ter-

zen bei höheren Frequenzen "melodisch enger" als bei tiefen; lassen wir eine Versuchsperson bei verschiedenen Tonhöhem gleiche "melodische Intervalle" angeben, so zeigt sich, dass diese Intervalle stets eine gleiche Anzahl von Tonhöhenunterschiedsstufen einschliessen. Eine so gewonnene "melodische Tonhöhenempfindungsskala" (mel-Skala) über der Frequenz ergibt also wieder denselben Funktionsverlauf wie 2.1 und 2,2, lässt sich allerdings nur wesentlich ungenauer als diese angeben. Als Einheit wurde das "mel" von FELDTKELLER so gewählt, dass es bei tiefen Frequenzem dem Hz entspricht. Etwas abweichend davon definieren STEVENS und andere 1000 Hz ≙ 1000 me

2.4 Ort der Haupterregung auf der Basilarmembran:

Ordnen wir jeder Erregerfrequenz den Ort auf der Basilarmembran zu, an dem die maximale Auslenkung bzw. Erregung der Sinneszellen erfolgt, dann zeigt sich folgendes interessante Ergebnis: Die unter 2.1,2.2 und 2.3 gefundenen Frequenzbereiche entsprechen jeweils gleich breiten Abschnitten auf der Basilarmembran auf ihrer ganzen Länge. Da die Nervenzellen gleichmässig im Abstand von etwa 9 µ auf der Basilarmembran verteilt sind, scheint dieses Ergebnis sehr einleuchtend.

Wir können also schematisch folgende Beziehungen angeben:

Gesamte Basilarmembranlänge ≙

| | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 24 | Freq.-Gruppen | ≙ | 850 | Tonh.-Stufen | ≙ | 2400 | mel | ≙ | 3500 | Zellen | ≙ | 32 | mm |
| 1 | " | ≙ | 35 | " | ≙ | 90 | " | ≙ | 146 | " | ≙ | 1,3 | " |
| | | | 1 | " | ≙ | 2,5 | " | ≙ | 4,2 | " | ≙ | 37 | µ |
| | | | | | | | | | 1 | " | ≙ | 9 | µ |

Die Zuordnung der Ortskoordinate z auf der Basilarmembran zu der Erregerfrequenz wurde vom STEVENS und DAVIS, STEINBERG und BEKESY auf Grund anatomischer Befunde angegeben. Naturgemäss sind diese Werte ziemlich ungenau. Es wurde deshalb zur genauen Festlegung der in Abb. (1) angegebene Funktiom $\zeta$ (f) die Untersuchungen 2.1 und 2.2 benutzt.

Es erscheint nun zweckmässig, die so ermittelte Frequenzskala der Kanaleinteilung unseres Mehrfach-Filters zu Grunde zu legen. Als Kanalbreite verwenden wir die Frequenzgruppe. Das Filter umfasst dann für den Frequenzbereich vom

20 Hz - 15 kHz 24 Kanäle, die allerdings im Gegensatz zu unserem Ohr feste Grenzfrequenzen besitzen (vgl. Abb. 1).

Wir haben damit sicher die für gehörphysiologische und -psychologische Untersuchungen - vor allem durch die Wahl der Filterbreiten für Lautstärkeuntersuchungen - günstigsten Filter gewählt.

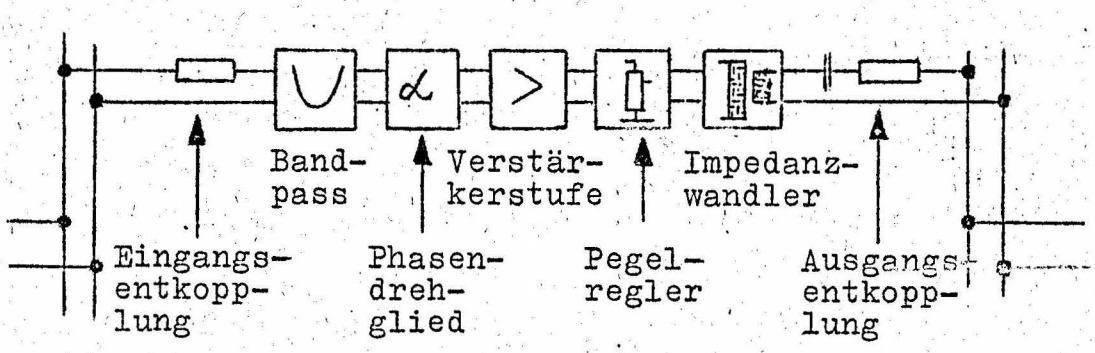
## 3. Beschreibung des Gesamtgerätes:

### 3.1 Filter:

#### 3.11 Konzeption des Gerätes:

Die 24 Einzelfilter und der Ausgang des gesamten Gerätes sind für den in der Nachrichtentechnik üblichen Abschlusswiderstand R = 600 Ω ausgelegt. Um mit der Ausgangsspannung genügend über den Störpegel zu kommen, hat jeder Kanal eine Verstärkerstufe. Die Pegelregelung führen wir mit einem Eichspannungsteiler durch, der im Anodenkreis dieser Röhrenstufe liegt. Wir verwenden dafür einen Stufenschalter mit Stufen von je 5 dB und 60 dB Gesamtregelbereich. Ferner wird mit einem Potentiometer noch eine Feinregelung von 0 ... 6 dB erreicht. Hinter der Pegelregelung folgt eine Katodenstufe als Impedanzwandler. Die Ausgänge sind dann über einen Entkopplungswiderstand und Kondensator parallelgeschaltet. Um die Dämpfungsverzerrungen der parallelgeschalteten Filter in der Umgebung ihrer Grenzfrequenzen zu kompensieren, schalten wir jedem Filter eim phasendrehendes Glied nach.

Damit ergibt sich folgende Blockschaltung des Filters:

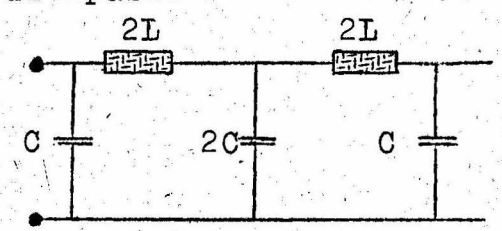


3.12 Die Bandpass-Glieder:

Als Filtereinheiten wählen wir Bandpass-Grundglieder in π-Schaltung. Der damit erreichbare Dämpfungsanstieg an den Flanken von etwa 22 dB in der Mitte der Nachbargruppe und ~40 dB in der zweiten Gruppe dürfte für die meisten Messungen ausreichen. Steilere Flanken würden einen wesentlich grösseren Aufwand erfordern und könnten sich nur für den ersten Anstieg auswirken, da die Weitabselektiom durch die begrenzte Uebersprechdämpfung des Gesamtaufbaus gegeben ist. Auch lässt sich hierbei noch ohne grössere Schwierigkeiten der Gesamtdämpfungsverlauf bei den anstossenden Grenzfrequenzen durch Phasendrehung der angrenzenden Kanäle gegeneinander auf etwa ± 1 dB glätten. Die π-Schaltung erlaubt es, die Spule im Ausgangsquerzweig als Symmetrieübertrager auszuführen und das Phasendrehglied in der Art einer RC-Brücke anzuschliessen. Die günstigste Anpassung an den Abschlusswiderstand R = 600 Ω ergibt sich bei einem Filterwellenwiderstand des π-Gliedes $Z_\pi = 0{,}8\ R = 480\ \Omega$.

Für den Kanal 1 verwenden wir eine 2-gliedrige Tiefpasskette.

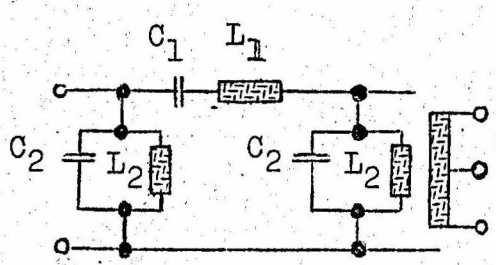
Tiefpass:




$$L = \frac{Z}{\omega_g} = \frac{480\ \text{sec.}}{2\pi \cdot 110} = 0{,}695\ \text{H}$$

$$C = \frac{1}{Z\omega_g} = 3{,}01\ \mu\text{F}$$

Bandpass (für Kanal 2...24)




$$L_1 = 2Z \frac{1}{\omega_{g2} - \omega_{g1}}$$

$$L_2 = Z \frac{\omega_{g2} - \omega_{g1}}{\omega_{g2} \cdot \omega_{g1}}$$

$$C_1 = \frac{1}{2Z} \frac{\omega_{g2} - \omega_{g1}}{\omega_{g2} \cdot \omega_{g1}}$$

$$C_2 = \frac{1}{Z} \frac{1}{\omega_{g2} - \omega_{g1}}$$

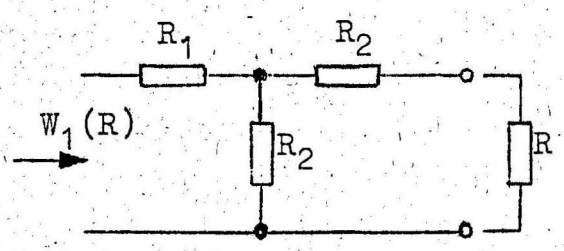
| Kanal Nr. | $f_{g1}$ (Hz) | $f_{g2}$ (Hz) | $L_1$ H | $C_1$ nF | $L_2$ mH | $C_2$ µF |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 20 | 110 | 1,390 | - | - | 3,01 |
| 2 | 110 | 200 | 1,700 | 678,0 | 313,0 | 3,68 |
| 3 | 200 | 295 | 1,605 | 267,0 | 123,0 | 3,48 |
| 4 | 295 | 395 | 1,530 | 141,7 | 65,6 | 3,33 |
| 5 | 395 | 503 | 1,415 | 90,5 | 41,5 | 3,06 |
| 6 | 503 | 625 | 1,274 | 64,25 | 29,3 | 2,72 |
| 7 | 625 | 755 | 1,160 | 45,7 | 21,45 | 2,55 |
| 8 | 755 | 900 | 1,055 | 35,3 | 16,30 | 2,29 |
| 9 | 900 | 1060 | 0,955 | 27,9 | 12,85 | 2,07 |
| 10 | 1060 | 1250 | 0,806 | 23,7 | 10,95 | 1,75 |
| 11 | 1250 | 1460 | 0,728 | 19,05 | 8,78 | 1,58 |
| 12 | 1460 | 1700 | 0,635 | 16,08 | 7,40 | 1,38 |
| 13 | 1700 | 1970 | 0,567 | 13,34 | 6,17 | 1,23 |
| 14 | 1970 | 2290 | 0,476 | 11,80 | 5,43 | 1,035 |
| 15 | 2290 | 2670 | 0,402 | 10,30 | 4,75 | 0,873 |
| 16 | 2670 | 3120 | 0,339 | 8,96 | 4,13 | 0,736 |
| 17 | 3120 | 3680 | 0,273 | 8,08 | 3,73 | 0,593 |
| 18 | 3680 | 4360 | 0,225 | 7,03 | 3,24 | 0,488 |
| 19 | 4360 | 5200 | 0,182 | 6,15 | 2,83 | 0,395 |
| 20 | 5200 | 6200 | 0,153 | 5,15 | 2,37 | 0,332 |
| 21 | 6200 | 7500 | 0,117 | 4,64 | 2,13 | 0,255 |
| 22 | 7500 | 9300 | 0,0849 | 4,28 | 1,97 | 0,184 |
| 23 | 9300 | 11700 | 0,0636 | 3,66 | 1,68 | 0,138 |
| 24 | 11700 | 15000 | 0,0463 | 3,12 | 1,43 | 0,101 |

In dieser Tabelle sind die Grenzfrequenzen der einzelnen Kanäle und die elektrischen Daten der Filterelemente zusammengestellt.

Für die Längskapazitäten $C_1$ wurden in der Regel Styroflex-, teilweise hochwertige Papierkondensatoren (Wima, Sicatrop) mit einer Güte $Q \approx 150 \ldots 2000$ verwendet, für die erheblich

grösseren Kapazitäten im Querzweig MP- und Papierkondensatoren ($Q > 120$). Um das Streufeld und die Verluste der Spulen klein zu halten, wurden Ferrit-Topfkerne verwendet:
Für die grösseren Spulen Philips Ferroxcube Topfkerne III B 4, für die kleineren Siemens Siferrit-Schalenkeren 1300 N 23, ein verlustarmes Spezial-Kernmaterial. Die Kerne sind der Verluste wegen alle geschert (AL-Werte von 350... 600 $nH/_{wdg}{}^2$).

Die Grunddämpfung der einzelnen Filter ist durch die Verluste in den Schaltelementen bedingt. Es wurde deshalb versucht, die Güte Q besonders der Spulen für alle Filter in ihrem jeweiligen Durchlassbereich ungefähr gleich zu machen. Dies erfordert für die tieferen Frequenzen wesentlich grössere Kernabmessungen. Trotzdem streuen natürlich die Grunddämpfungen noch. Der genaue Dämpfungsabgleich wurde dann mit einem symmetrischen T-Glied vorgenommen:




Es muss seim $W_1(R) = R$
Damit erhalten wir:

$$R_1 = R \operatorname{tg} \frac{a}{2}$$

$$R_2 = R \frac{1}{\sin a}$$

(a= geforderte Zusatzdämpfung im Neper)

3.13 Eingangswiderstand der Filterschaltung:

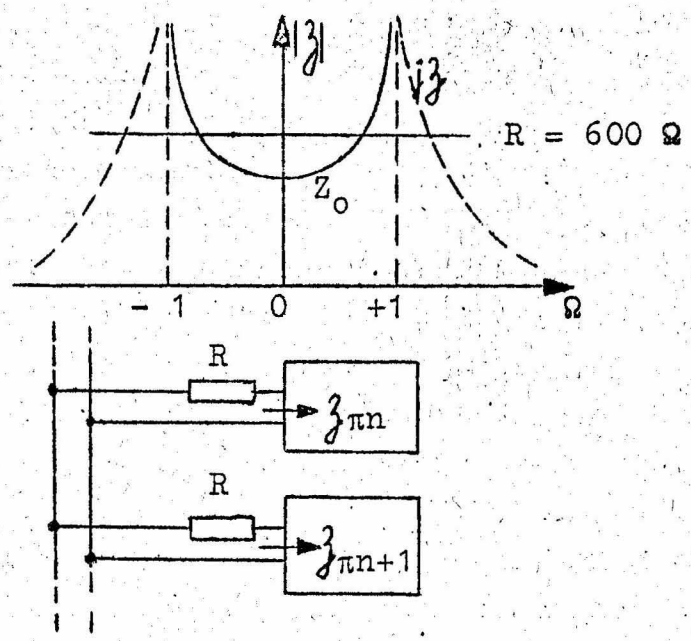
Mit der normierten Frequenz $\Omega = \frac{\omega}{\omega_g}$ beim Tiefpass und

$$\Omega = \frac{\omega_o}{\omega_{g2} - \omega_{g1}} \left( \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \quad \text{wobei} \quad \omega_o = \sqrt{\omega_{g1} \cdot \omega_{g2}}, \text{ beim}$$

Bandpass können wir den Eingangswellenwiderstand eines π-Gliedes in der Form

$$\mathfrak{Z}_\pi = Z_o \frac{1}{\sqrt{1 - \Omega^2}}$$

angeben. Für $\Omega > 1$ und $\Omega < -1$ wird er negativ imaginär und |3| strebt schnell gegen Null. Das Filter kann also im Sperrbereich angenähert durch einen Kurzschluss ersetzt werden.



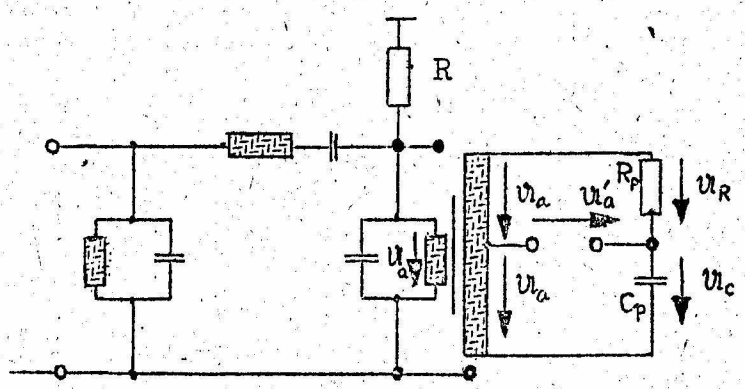

Denkt man sich am gemeinsamen Eingang des Gruppenfilters eine sinusförmige Spannung angelegt, so arbeitet immer nur ein Filter im Durchlassbereich; alle anderen 23 im Sperrbereich arbeitenden Filter, die über den Vorwiderstand R = 600 Ω parallelgeschaltet sind, bilden einen Kurzschluss. Als Eingangswiderstand $R_p$ der gesamten Parallelschaltung messen wir also:

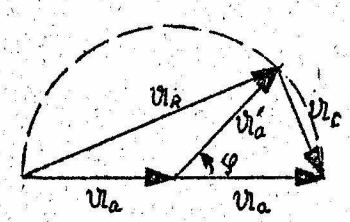
$$R_p \approx \frac{R}{24} = \frac{600\ \Omega}{24} = 25\ \Omega$$

3.14 Ebnung der Dämpfungsverzerrungen der parallelgeschalteten Filter mit anstossenden Grenzfrequenzen.

Der einfache Aufbau und die damit zusammenhängende geringe Flankensteilheit der Kanalfilter bringt es mit sich, dass jede Frequenz am Eingang der parallelliegenden Kanäle vom mehreren Filtern gleichzeitig durchgelassen wird. Bei der Bandmittenfrequenz eines Kanals betragen die Ausgangsspannungen der beiden angrenzenden Kanäle immer noch angenähert 10 % der Spannung in Bandmitte; bei einer Grenzfrequenz sind die Ausgangsspannungen der beiden anstossenden Kanalfilter erst auf 80 % abgesunken, ihre Phasenwinkel sind entgegengesetzt gleich. Diese zwei oder drei Teilspannungen addieren sich nach Betrag und Phase am Ausgang der Kanaleinheiten. Da die

Filterausgänge entkoppelt sind und die Zusammenführung erst nach einer Röhrenstufe frequenzunabhängigen Innenwiderstandes erfogt, der bei allen Kanälen gleich ist, dürfen wir die für jede Frequenz ermittelten zusammengehörigen Teilspannungen einfach geometrisch addieren. Hierbei ergeben sich Dämpfungsschwankungen des Frequenzganges von etwa $\Delta a_B = 3{,}5 \ldots 4$ dB, die sich bei den einzelnen Grenzfrequenzen periodisch wiederholen. Diese Dämpfungsverzerrungen lassen sich durch definierte Phasendrehungen der einzelnen Filterausgangsspannungen gegeneinander wesentlich vermindern. Eine günstige Lösung einer Phasendrehung bei konstanter Amplitude lässt sich nach Art des RC-Phasenschiebers aufbauen. Wir versehen die Spule im Ausgangsquerzweig des Filters mit einer zusätzlichen symmetrischen Differentialwicklung. Zwischen der Wicklungsmittenanzapfung und einer RC-Reihenkombination lässt sich eine Spannung $u_a$ konstanter Amplitude und frequenzabhängiger, aber für ein schmales Filter im Durchlassbereich etwa gleichbleibender Phase abgreifen.




$$\arccos \frac{R_p^2 - \left(\frac{1}{\omega C_p}\right)^2}{R_p^2 + \left(\frac{1}{\omega C_p}\right)^2} = \varphi(\mathfrak{U}_a, \mathfrak{U}_a')$$

Drehen wir nun die Ausgangsspannung jeder Kanaleinheit gegenüber der nächstunteren um + 160 ... 180 Grad, so vermindern

sich die Dämpfungsverzerrungen erheblich. Meistens genügt bereits eine Drehung um 180 Grad, also ein einfaches Umpolen, um $\Delta a_B$ auf etwa 1,2 dB zu erniedrigen. In Abb. 4 ist die ursprüngliche Dämpfungskurve gestrichelt, der Dämpfungsverlauf nach der Phasenkorrektur ausgezogen, eingezeichnet. Bei den tiefsten Frequenzen ist der Abgleich schwieriger durchzuführem, da die relativen Breiten der Filter stark ansteigem. $\varphi$ ist also für einen Kanal keineswegs mehr konstant. $\Delta a_B$ wird hier maximal 5 dB gross, doch dürfte diese eine Unstetigkeit unterhalb 200 Hz bei der praktischen Verwendung des Gerätes kaum stören.

3.15 Verstärkerstufe, Pegelregelung, Impedanzwandler:

Um die Erwärmung des Gerätes, besonders der Filter möglichst klein zu halten, sind Verstärkerstufe und Anodenbasisstufe mit einer Doppeltriode ECC 82 bestückt. Sie braucht nur die halbe Leistung der ECC 40; die ECC 81 und ECC 83 scheiden wegen zu geringem Aussteuerbereich aus. Im Anodenkreis der ersten Stufe liegt der Eichteiler, ein Stufenschalter mit 5 dB-Stufen und 60 dB Regelbereich. Sein Eingangswiderstand beträgt 40 kΩ. Dadurch erhalten wir bequem zu realisierende Teilwiderstände, bei denen die Parallelkapazitäten noch nicht stören. Das Potentiometer P mit 500 kΩ dient zur Pegelfeinregelung mit 6 dB Pegelbereich. Damit können abweichende Verstärkungen der Einzelkanäle ausgeglichen werden, und es lassen sich damit bestimmte Dämpfungsverläufe genau einstellen. Neben dieser dB-Stufung wurde eine zweite Schaltebene für eine später noch zu bestimmende Stufenteilung eingebaut. Diese kann durch eine Ziehtaste an der Chassisrückseite umgeschaltet werden. Es ist daran gedacht, hier eventuell eine Lautheitsfunktion für Lautstärkenmessungen nachzubilden.

Das zweite Triodensystem der ECC 82 wird in Anodenbasisschaltung betrieben. Der Eichteiler wird damit leistungslos abgegriffen und die Spannung über den Katodenwiderstand niederohmig mit $R_i \approx 500\ \Omega$ dem sekundären Paralleladditionsnetzwerk zugeführt. Die Trennkondensatoren $C_4$ sind für alle Kanäle gleich gross. Würde man sie für jeden Kanal nach dessen Grenzfrequenz bemessen, wäre der Widerstand der

Parallelschaltung für tiefe Frequenzen stark kapazitiv. Es ist $1/\omega C_4 < R_p$; für $R_6 = 15\ k\Omega$ wird also der Ausgangswiderstand der gesamten Parallelschaltung $R_{ges.} = 15\ k\Omega/24 \approx 600\ \Omega$, der in der Nachrichtentechnik übliche Anpassungswiderstand. Die Gesamtschaltung der Kanaleinheit zeigt Abb. 5.

3.16 Der mechanische Aufbau des Filters und die Anzeigemechanik:

Für den Aufbau des Gerätes waren im wesentlichen zwei Gesichtspunkte massgebend:

a) Die einzelnen Kanaleinheiten mit Filter, Verstärker, Pegelregler usw. sollten als gleichartige Baugruppen mit eigenem Chassis ausgeführt werden. Nur so ist ein übersichtlicher Aufbau und eine rationelle Serienfertigung möglich. Das Chassis dient zugleich als Abschirmung zu den Nachbarkanälen.

b) Die eingestellten Dämpfungswerte der einzelnen Kanäle sollten in einer gemeinsamen Skala zusammengefasst, und als Dämpfungsverlauf a(f) über der Abszisse im Frequenzgruppenmasstab abzulesen sein.

Da eine Baugruppe eine Mindestbreite von 50 mm beansprucht, wurden die Chassis in 2 Etagen im Gehäuse angeordnet. Das Gehäuse wird also innen insgesamt etwa 600 mm breit. Die Chassis sitzen in alternierender Reihe oben und unten, so dass sich für die in der Mitte angebrachte Skala eine fortlaufende Frequenzeinteilung der Abszisse ergibt. Auf der jeweils zugehörigen Ordinate bewegt sich ein Schleppzeiger, der über ein Skalenseil und Antriebsrad mit dem Eichteiler des jeweiligen Kanals verbunden ist und in Stufen vom 5 dB zu 5 dB weitergeschaltet werden kann. Die Dämpfungswerte vom max 60 dB sind nach unten aufgetragen, so dass die von den Zeigern gebildete Stufenfunktion unmittelbar die Durchlasskurve angibt ( vgl. Abb. 9 und 10).

Neben dem Schalthebel des Eichteilers sind für jeden Kanal ein kleiner Drehknopf zur Pegelfeinregelung mit rot markiertem Nullpunkt und 3 Buchsenpaare an der Frontplatte zugänglich. Buchsenpaar 1 führt direkt zum Bandpassglied-Eingang, Buchsen-

paar 2 zum -Ausgang. Der Kanalausgang hinter dem Kanalverstärker und der Pegelregelung ist über Buchsenpaar 3 geschleift. Wird ein Filter oder ein ganzer Kanal einzeln betrieben, so trennen die mit einem Wechselkontakt ausgerüsteten Buchsen diesen Kanal zwangsläufig von dem Eingangs- und Ausgangsparallelnetzwerk ab.

Der gemeinsame Eingang für alle Kanäle liegt vorn auf der linken Koaxialbuchse, der Ausgang auf der rechten. Die Stromversorgung wird mit einem getrennten Mehrfachkabel mit Stecker an der Rückwand zugeführt (Abb. 9).

## 3.2 Eingangsverstärker

Der Eingangsverstärker soll das ankommende Geräuschspektrum regelbar verstärken und an den niederohmigen Eingang des Gruppenfilters anpassen. Der Gesamteingangswiderstand der parallelgeschalteten Einzelfilter ist im übertragenen Frequenzbereich ungefähr reell und beträgt etwa 25 Ω.

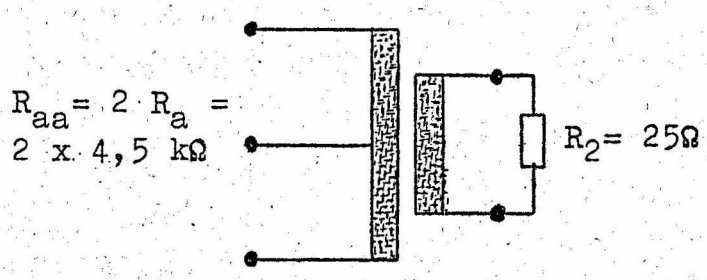
Die Filter selbst können mit 10 $V_{eff}$ weissem Rauschen, bezogen auf das Frequenzband von 30 Hz ... 15 kHz ausgesteuert werden, ohne dass die zulässige Magnetisierung der Ferritspulen überschritten wird. Weisses Rauschen ist bekanntlich ein Gemisch aller Amplituden und Frequenzen mit gleichmässig spektraler Verteilung (Leistung/Hz). Dass ein Spannungsimpuls grösser als 3,5 $U_{eff}$ erscheint, ist mit der Wahrscheinlichkeit 1:1000 gegeben. Weisses Rauschen wird also bestimmt hinreichend verzerrungsfrei übertragen, wenn die 3,5-fache Effektivspannung noch nicht verzerrt wird.

Mit diesen Angaben liegt im wesentlichen die Bemessung des Verstärkers fest. Zur höchsten zulässigen Aussteuerung der Filter wäre also eine Sprechleistung von

$$N_{spr} = \frac{\hat{u}^2}{2\ R_a} \approx 25\ W$$

notwendig (für $\hat{u} \approx 3{,}5 \cdot u_{eff\ zul}$). Es erwies sich jedoch zweckmässiger, die Sprechleistung auf 8 - 10 Watt zu beschränken und unter Umständen die Spannung am Filterausgang nochmals zu verstärken. Hier muss in der Regel ohnehin eine Impedanzwandlung und Verstärkung für einen Lautsprecher oder

ähnliches erfolgen. Der Verstärker wurde als 3-stufiger Gegentaktverstärker in üblicher Art ausgeführt. Um den Klirrfaktor und die Dynamikverzerrungen möglichst niedrig zu halten, wurden die beiden Endröhren EL 84 in Gegentakt- A-Schaltung betrieben. Mit dem gemeinsamen Katodenwiderstand $R_k$ = 100 Ω zur Erzeugung der negativen Gittervorspannung ergibt sich folgender Arbeitspunkt für die EL 84:
$U_A$ = 230 V, $I_A$ = 42 mA, $U_g$ = -7,7 V. Der Ausgangsübertrager transformiert den sec. Belastungswiderstand von 25 Ω auf den benötigten Arbeitswiderstand $R_a$ = 4,5 kΩ der Endröhren. Damit erhalten wir ein Gesamtübersetzungsverhältnis (ohne Berücksichtigung der Wicklungsverluste):




$$ü = \sqrt{\frac{2\ R_a}{R_2}} = 19$$

Die Hauptinduktivität und, bei gegebenem Streufaktor, die Windungskapazität mussten so gewählt werden, dass im gesamten Uebertragungsbereich der Frequenzgang Schwankungen < ± 1 dB aufweist. Aus dieser Bedingung erhalten wir für die untere Grenzfrequenz $f_u$ = 20 Hz eine Primärinduktitität $L_1$ = 72 H.

Die obere Grenzfrequenz wird durch die Streuresonanz bestimmt. Um sie soweit wie möglich nach hohen Frequenzen zu verschieben, wurde sowohl die Streuinduktivität als auch die Wicklungskapazität durch eine "parallelunterteilte" Sekundarwicklung gleichzeitig niedrig gehalten.

Als Blechschnitt wurde Dynamoblech IV verwendet, das bei einer Induktiom von 6 KG einen Eigenklirrfaktor kleiner als 5 % besitzt. Damit ergibt sich für die Kerngrösse der handelsübliche Schnitt

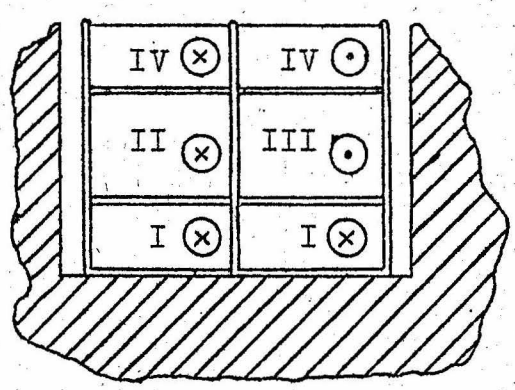
und als Windungszahlen: $w_2$ = 284 Wdg
$w_1$ = 5400 Wdg

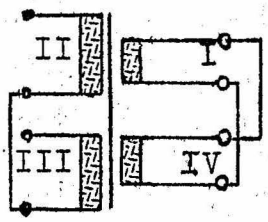
Uebertragerdaten:

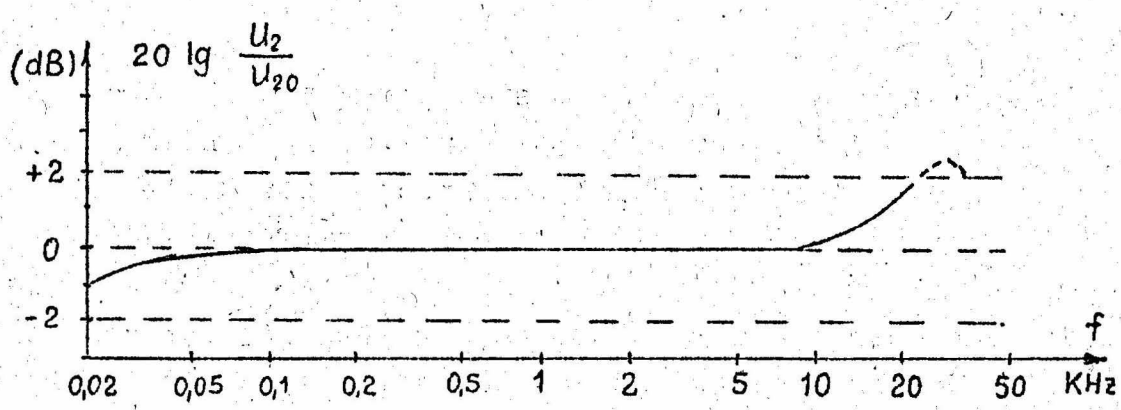
| | | |
|---|---|---|
| Kern: | Werkstoff | D IV |
| | Form | M 85 b |
| | Blechdicke | 0,35 mm |
| | Kerngewicht | 1,7 kg |

Spulenkörper: M 85 b, zwei Kammern

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| Wicklungen: | I | 0,4 | CuL | 2 x 142 Wdg | 3,25Ω + 3,21Ω |
| | II | 0,14 | CuL | 2700 Wdg | 595Ω |
| | III | 0,14 | CuL | 2700 Wdg links gewickelt | 592Ω |
| | IV | 0,5 | CuL | 2 x 142 Wdg | 2,56Ω + 2,5Ω |

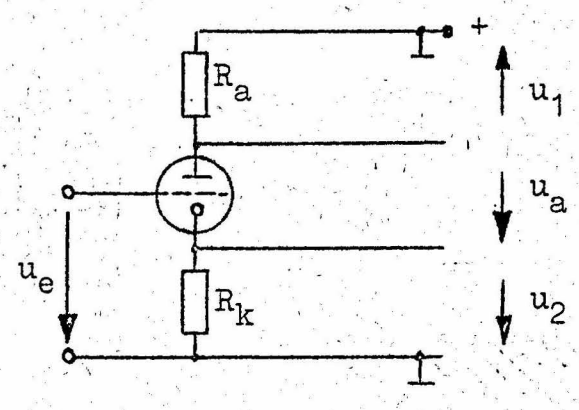


Zum gegenphasigen Aussteuern der beiden Endröhren verwenden wir eine Phasenumkehrstufe. Den geringsten Aufwand erfordert hierfür die sogenannte Katodynschaltung, die ausserdem eine galvanische Kopplung mit der Vorstufe zulässt, da ihre Katode gleichspannungsmässig auf einem hohen Potential liegt.

Die beiden Ausgangsspannungen sind nur dann symmetrisch, wenn Katoden- und Anodenwiderstand einander genau gleich sind. Ihr Betrag ist durch den maximal zulässigen Phasenwinkelfehler begrenzt, der durch die unvermeidlichen Röhrenkapazitäten verursacht wird. Für $\Delta\varphi < \pm 5^{\circ}$ ergab sich $R_a = R_k \leqq 50\ k\Omega$.




Für diese Stufe wurde ein System einer ECC 83 verwendet und das zweite Triodensystem als Vorstufe. Bei ihrer Bemessung müssen die Gleichpotentiale an Anode I auf Gitter II abgestimmt sein, um galvanisch ankoppeln zu können. Um den Einfluss der Anodenkapazität klein zu halten, wurde ein Teil des Anodenwiderstandes $R_a = 500\ k\Omega$ der Vorstufe für den Wechselstrom überbrückt. Auf der Katodenseite kann mit dem Potentiometer $P = 500\ \Omega$ die Gegenkopplung und damit die Verstärkung fein geregelt werden. Eine grobe Verstärkungsregelung in Stufen von 5 dB über 60 dB erfolgt mit dem Spannungsteiler am Verstärkereingang. Der zusätzliche Gitterableitwiderstand von 500 kΩ verhindert Umschaltgeräusche durch den Stufenschalter. Die weitere Gegenkopplung vom Uebertragerausgang auf

die Vorstufe soll hauptsächlich den Klirrfaktor des Uebertragers vermindern.

In der Mitte des Uebertragungsbereiches wurde am Verstärker folgender Klirrfaktor gemessen:
Bei einer sinusförmigen Ausgangsspannung vom

$u_a$ = 12 V 1,4 %
$u_a$ = 11 V 1 %
$u_a$ = 10 V 0,8 %

Gesamtspannungsverstärkung + 25 dB.

Zur Pegelüberwachung wurde ein Aussteuerungs-Kontrollinstrument (Abb. 6) eingebaut, das bei einer Ausgangsspannung $u_a$ > 12 V am Verstärker Uebersteuerung anzeigt.

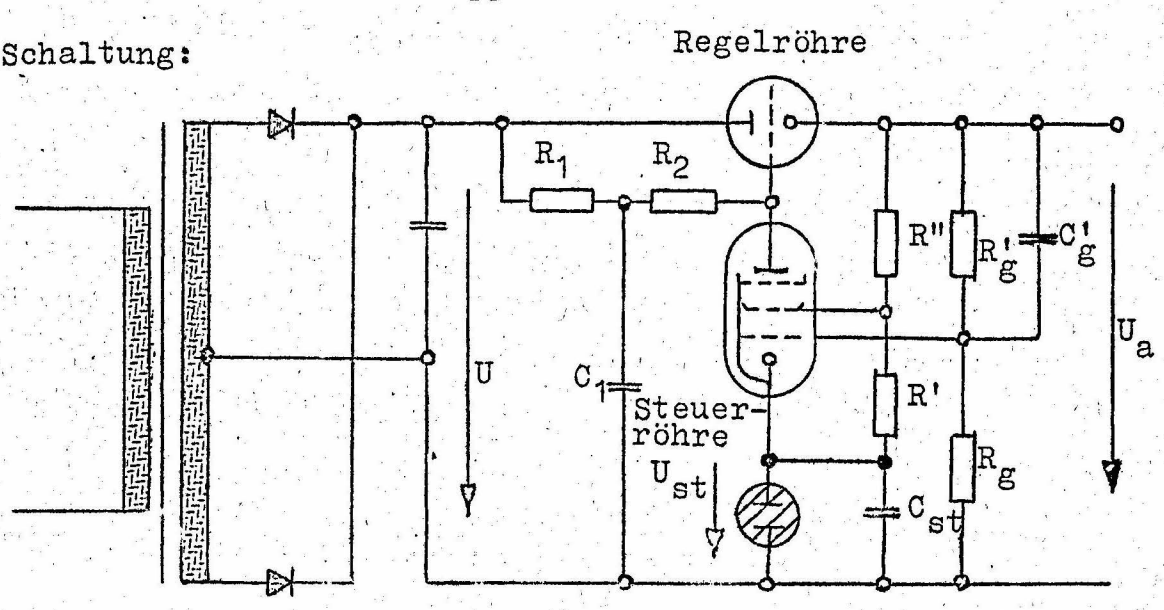
## 3.3 Stromversorgung

Die grossen Dämpfungen durch die Paralleladditionsnetzwerke und die zusätzlich einschaltbaren Pegelregler bedingen Gesamtdämpfungen über den ganzen Stromkreis bis etwa 120 dB. Um ein Ueberkoppeln weitgehend zu verhindern, mussten deshalb:

a) Die Stromversorgung für Verstärker und Filter vollständig getrennt werden.

b) Beide Netzgeräte durch Röhren stabilisiert werden. Dadurch wird das Gerät gegen Netzspannungsschwankungen unempfindlich, der Netzbrumm wird stark vermindert und durch den geringen Innenwiderstand wird ein Netzkoppeln verhindert.

Schaltung:



Wirkungsweise:

Die zu stabilisierende Spannung $U_a$ bestimmt zusammen mit der Stabilisatorspannung $U_{st}$ die Spannung zwischen Gitter 1 und Katode der Steuerröhre. Mit einer Abweichung der Spannung $U_a$ vom Sollwert ändert sich also die Gitterspannung und damit der Anodenstrom der Steuerröhre; dies bewirkt, dass sich die Gitterspannung und damit der Innenwiderstand der Regelröhre ändert: Eine Erhöhung der Spannung $U_a$ bewirkt eine grössere Gitterspannung der Steuerröhre, es wächst also der Anodenstrom der Steuerröhre. Damit sinkt aber die Gitterspannung der Regelröhre ab, d.h., ihr Innenwiderstand wächst und die Spannung $U_a$ wird kleiner.

Um bei rascher Aenderung von $U_a$ die volle Spannungsschwankung $\Delta U_a$ auf das Gitter 1 der Steuerröhre zu bekommen, wurde $R'_g$ mit $C'_g$ überbrückt. Die Kapazität $C_{st}$ gleicht Spannungsschwankungen des Stabilisators aus. Für die Regelung ist es günstig, wenn die Steuerröhre mit grosser Verstärkung arbeitet; dies bedeutet, dass wir den Aussenwiderstand $R_2$ sehr gross wählen müssen. Mit dem Siebglied $R_1$, $C_1$ wird die Anodenspannung für die Steuerröhre geglättet.

Die Schaltungen sind in der üblichen Art ausgeführt. Beim Netzgerät des Eingangsverstärkers wurde jedoch das Längsrohr mit einem Widerstand R = 2,5 kΩ überbrückt; dadurch genügt eine PL 81 als Regelröhre. Die Parallelschaltung des Längswiderstandes und der Röhre kann in einem Kennlinienfeld geringer Regelsteilheit zusammengefasst werden. Zum Ausgleich wird die Regelverstärkung durch die EF 80 vergrössert.

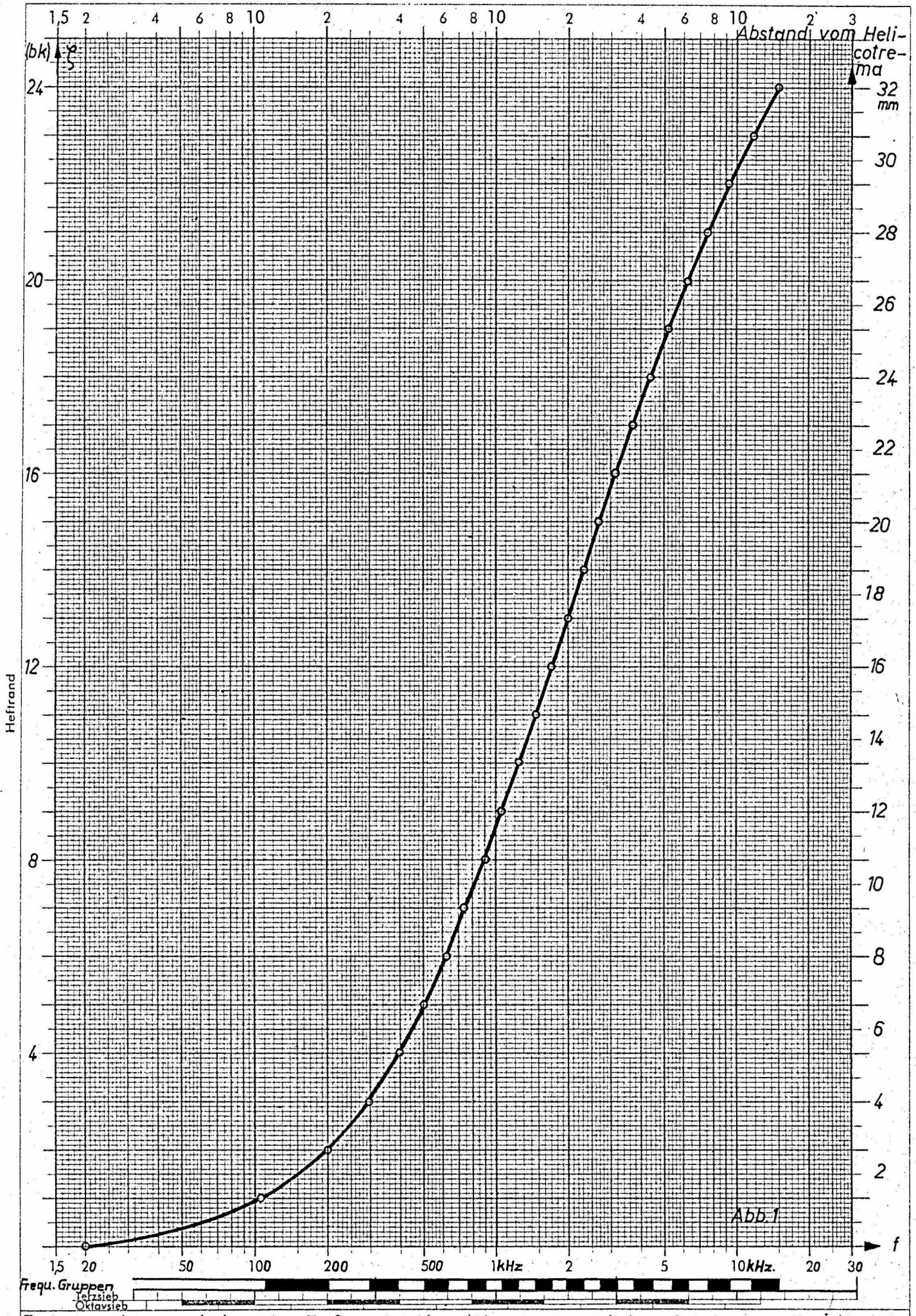
Die genauen Daten sind den Schaltbildern Abb. 7 und Abb. 8 zu entnehmen.

Für den Leistungsverstärker wurde eine maximale Brummspannung von 25 mV zugelassen, beim Netzgerät des Filters $u_{Br} < 10$ mV. Primäre Spannungsschwankungen im Bereich vom 200 V - 235 V sind zulässig. Bei 198 V ziehen die PL 81 Gitterstrom, bei einer Netzspannung vom 235 V sind sie mit 10 W belastet.

3.4 Mechanischer Aufbau.

Um die Filter möglichst vor Temperaturschwankungen und magnetischen Feldern der Netztrafos und -Drosseln zu schützen, wurde der Eingangsleistungsverstärker und die beiden röhrenstabilisierten Netzgeräte für Filter und Verstärker in einer vom Filter getrennten Baueinheit untergebracht (Abb. 10,1; 10,2). Der Steckanschluss für die Stromversorgung des Filters ist hinter dem Chassis des Netzteils 1 auf der rechten Verstärkerseite angebracht. Diese Spannungen liegen gleichzeitig auf den 6 Buchsen an der Verstärkerfrontplatte (2 x 6,3 V = rot; Masse = schwarz; 250 V = blau) für Prüfzwecke. Das Filternetzgerät kann unabhängig vom Eingangsverstärker, der ja ein eigenes Netzgerät besitzt, betrieben werden. Der Verstärkereingang liegt auf der oberen, der Verstärkerausgang auf der unteren Koaxialbuchse. Rechts davon sitzt der Spannungsteiler für den Eingang und darunter das Potentiometer zur Regelung der Gegenkopplung. Der Nullpegel des Aussteuerungsmessers kann durch eine Potentiometerschraube unter dem Instrument verändert werden.

Wir sind Herrn Prof. FELDTKELLER für die freundliche Ueberlassung der Daten des in Stuttgart entwickelten Filters zu grossem Dank verpflichtet.




Zusammenhang zwischen der Frequenz f eines Sinustones und dem Ort der von ihm hervorgerufenen Maximalerregung.

ξ=Entfernung vom Helicotrema; 1bk≙1,3mm, die einer Frequenzgruppe entsprechende Kopplungsbreite.

Logarithmisches Frequenzkurvenpapier für den Hörbereich. Eine Zehnerpotenz entspricht auf der Abszisse 50 mm (Oktave 15 mm, Terz 5 mm) Ordinate: mm-Teilung

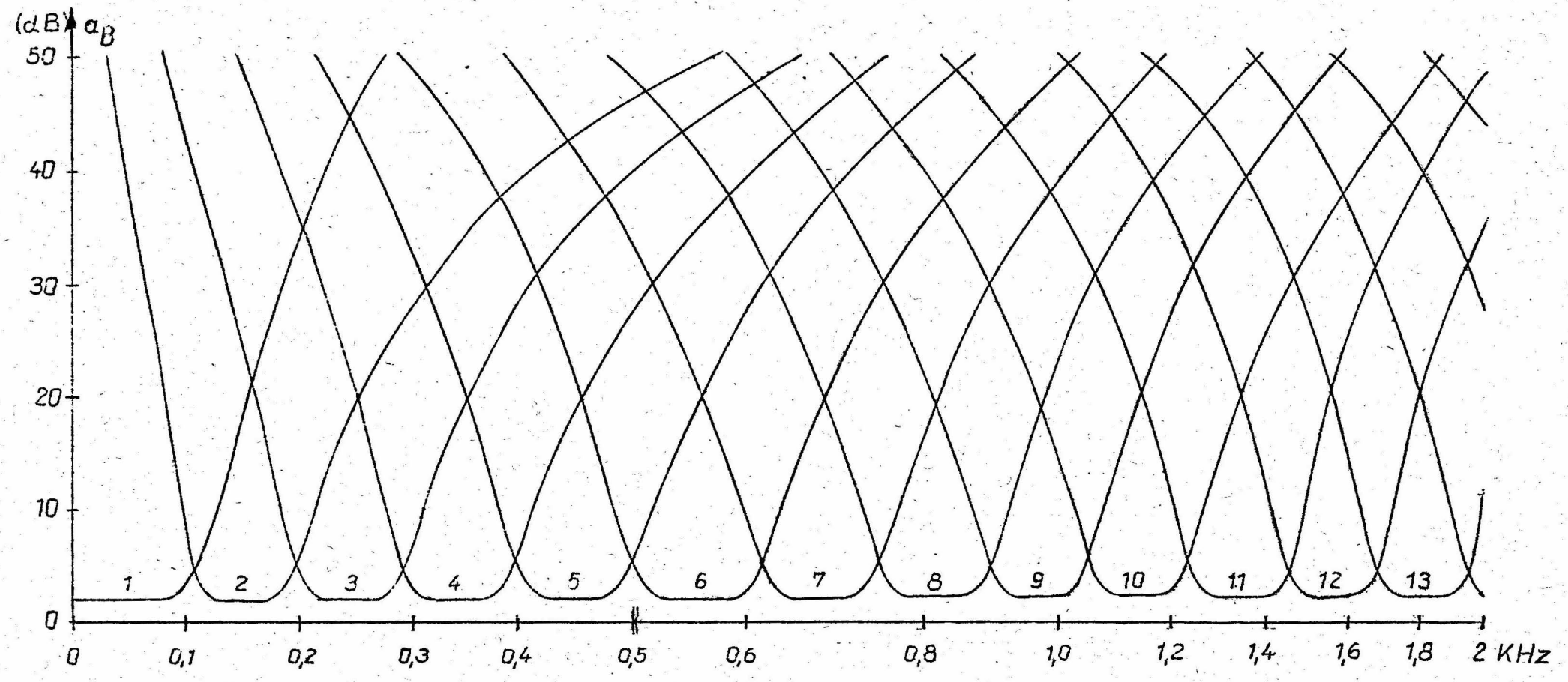
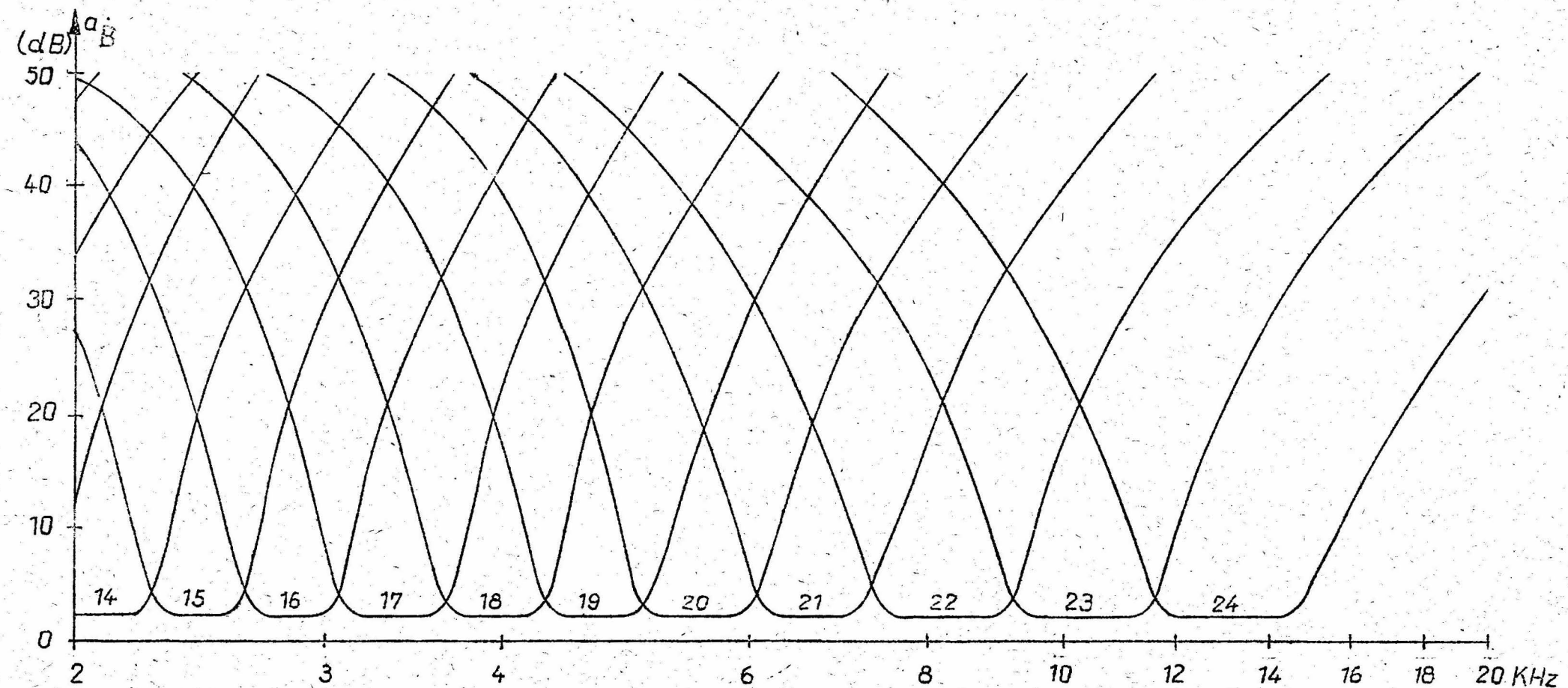


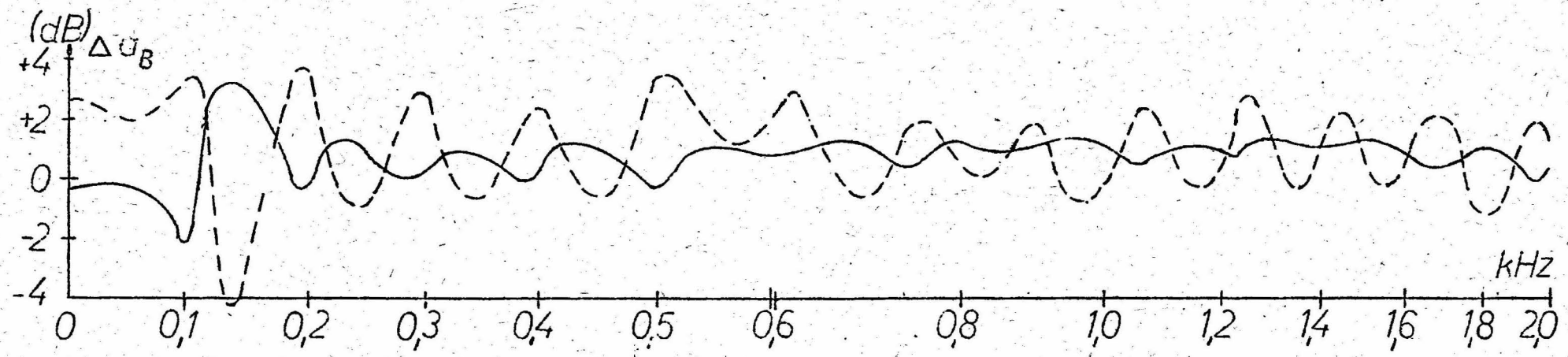

Abb. 2

Betriebsdämpfungen der Einzelfilter I




Betriebsdämpfungen der Einzelfilter II

Abb. 3



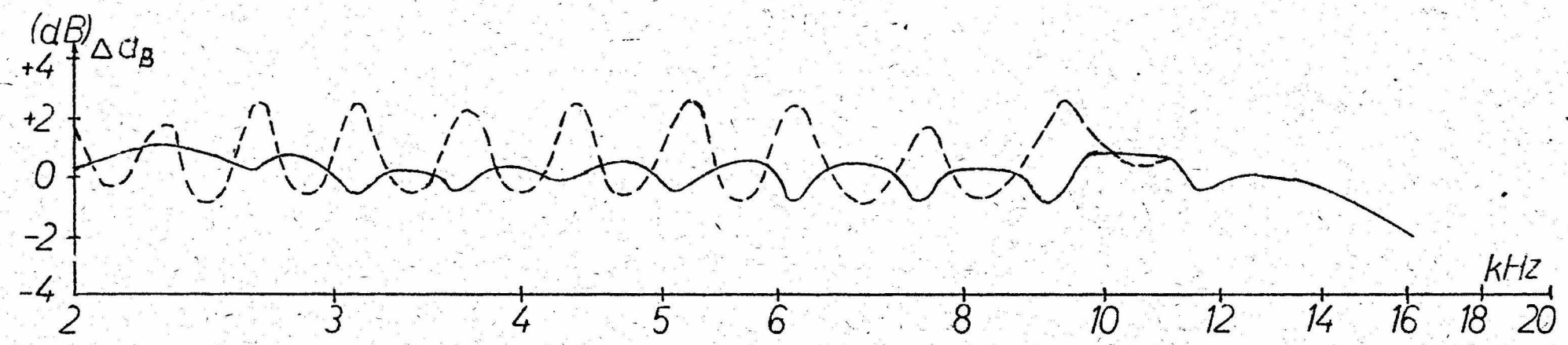
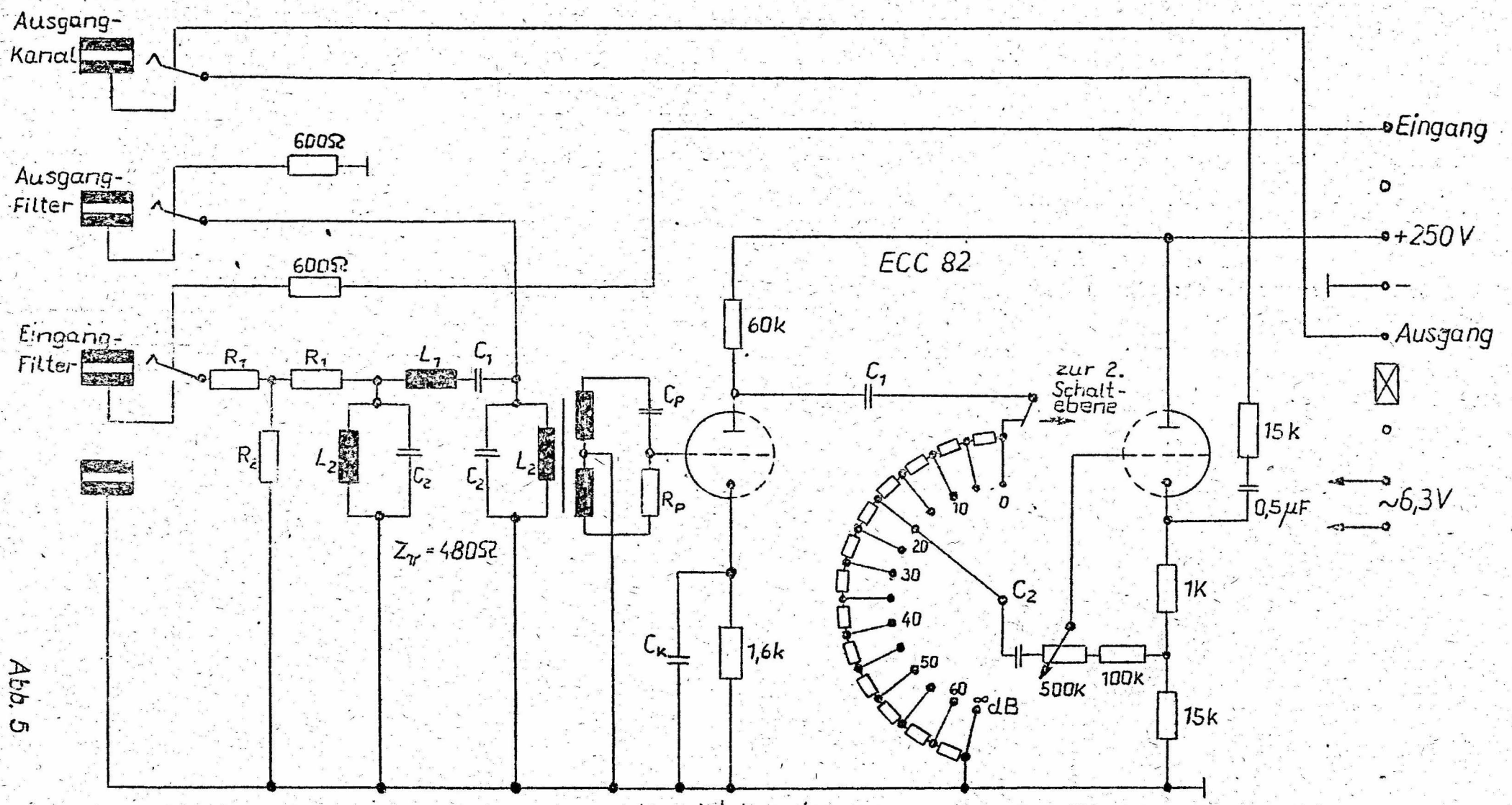




Abb.4

Gesamtdämpfungsverlauf bei ebenem Durchlaßbereich

- - - - ohne Phasenkorrektur

——— mit Phasenkorrektur




Kanaleinheit im Frequenzgruppenfilter

Abb. 5

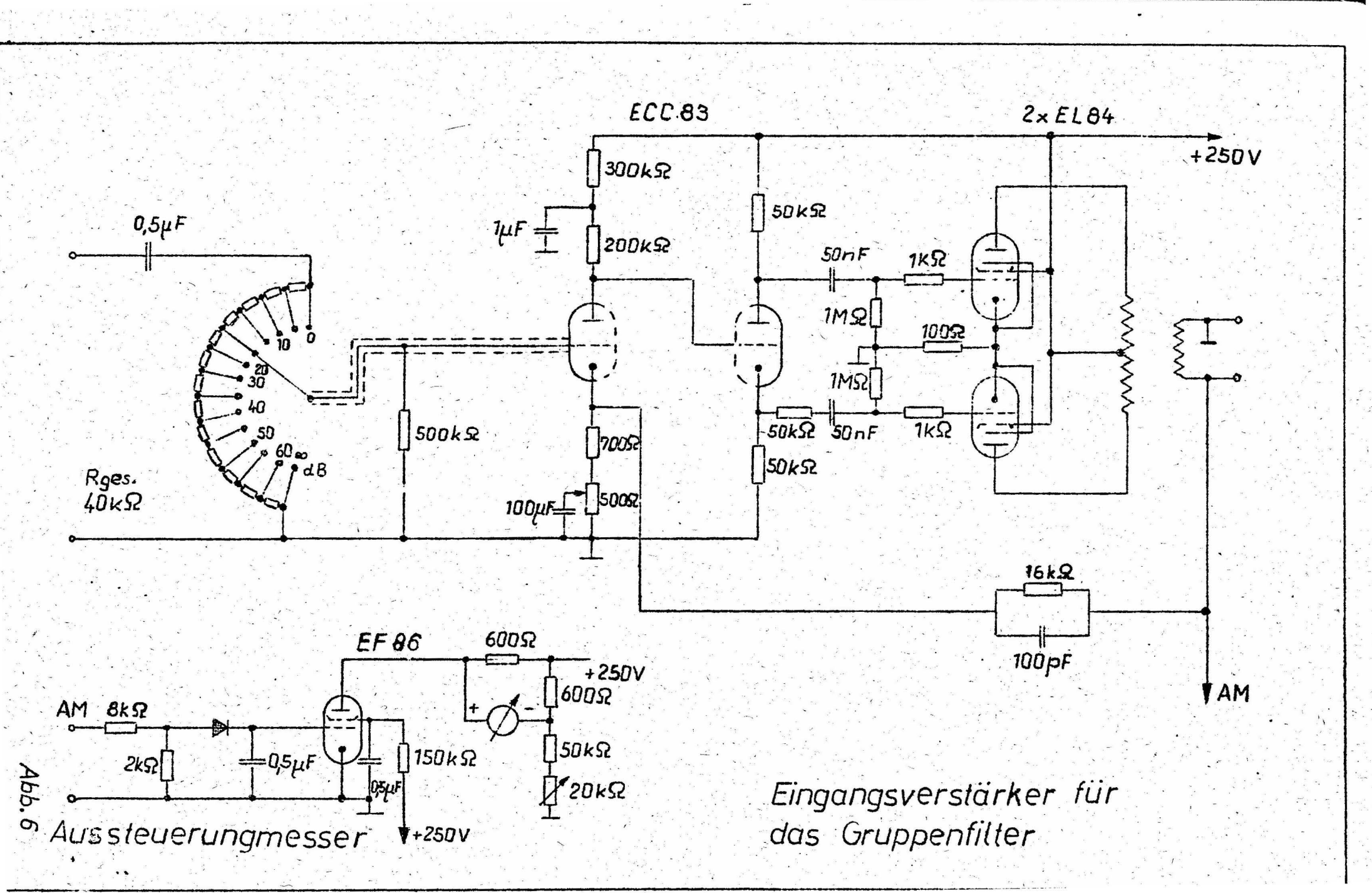



Abb. 6 Aussteuerungmesser

Eingangsverstärker für das Gruppenfilter

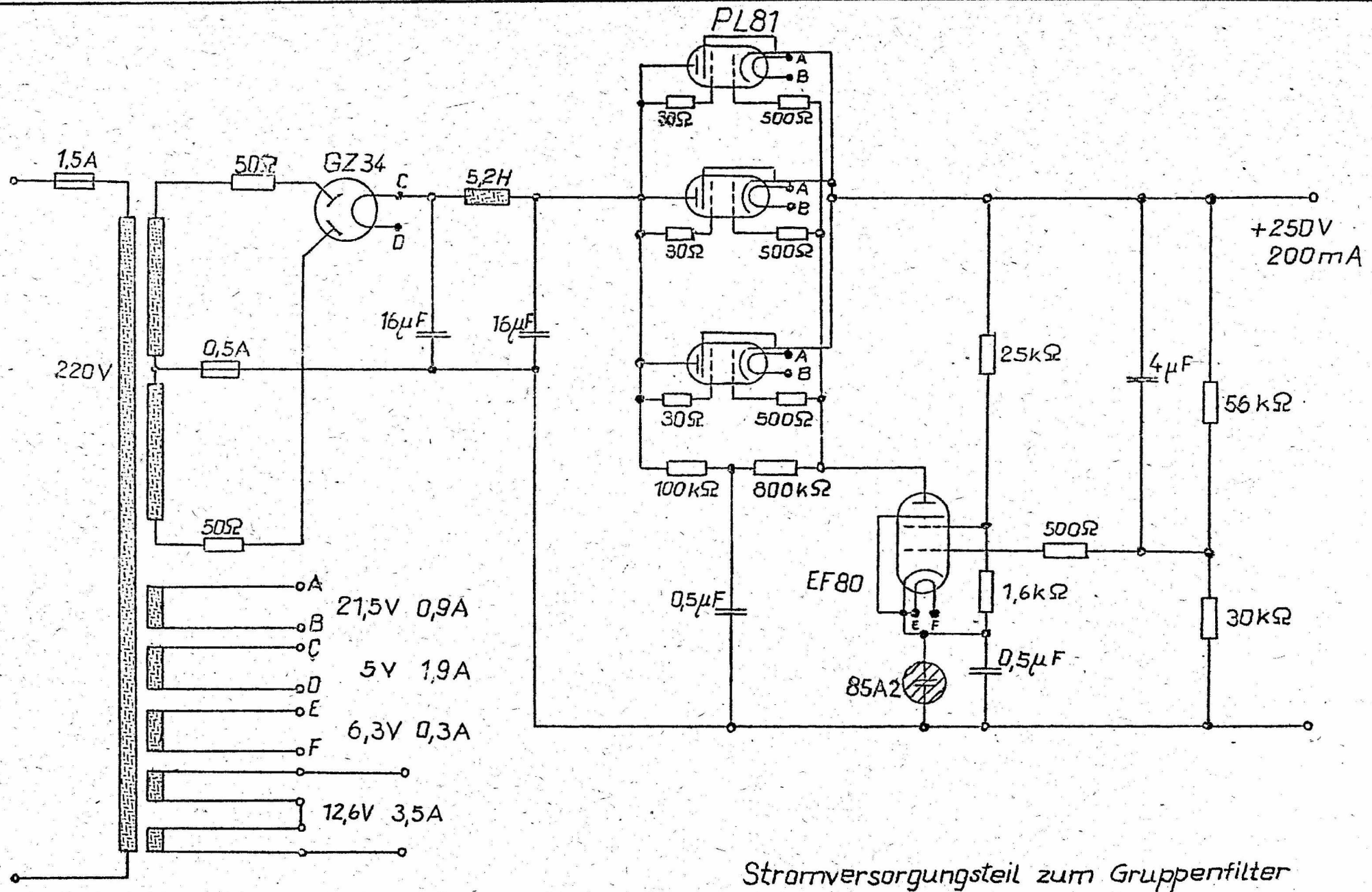



Abb. 7

Stromversorgungsteil zum Gruppenfilter

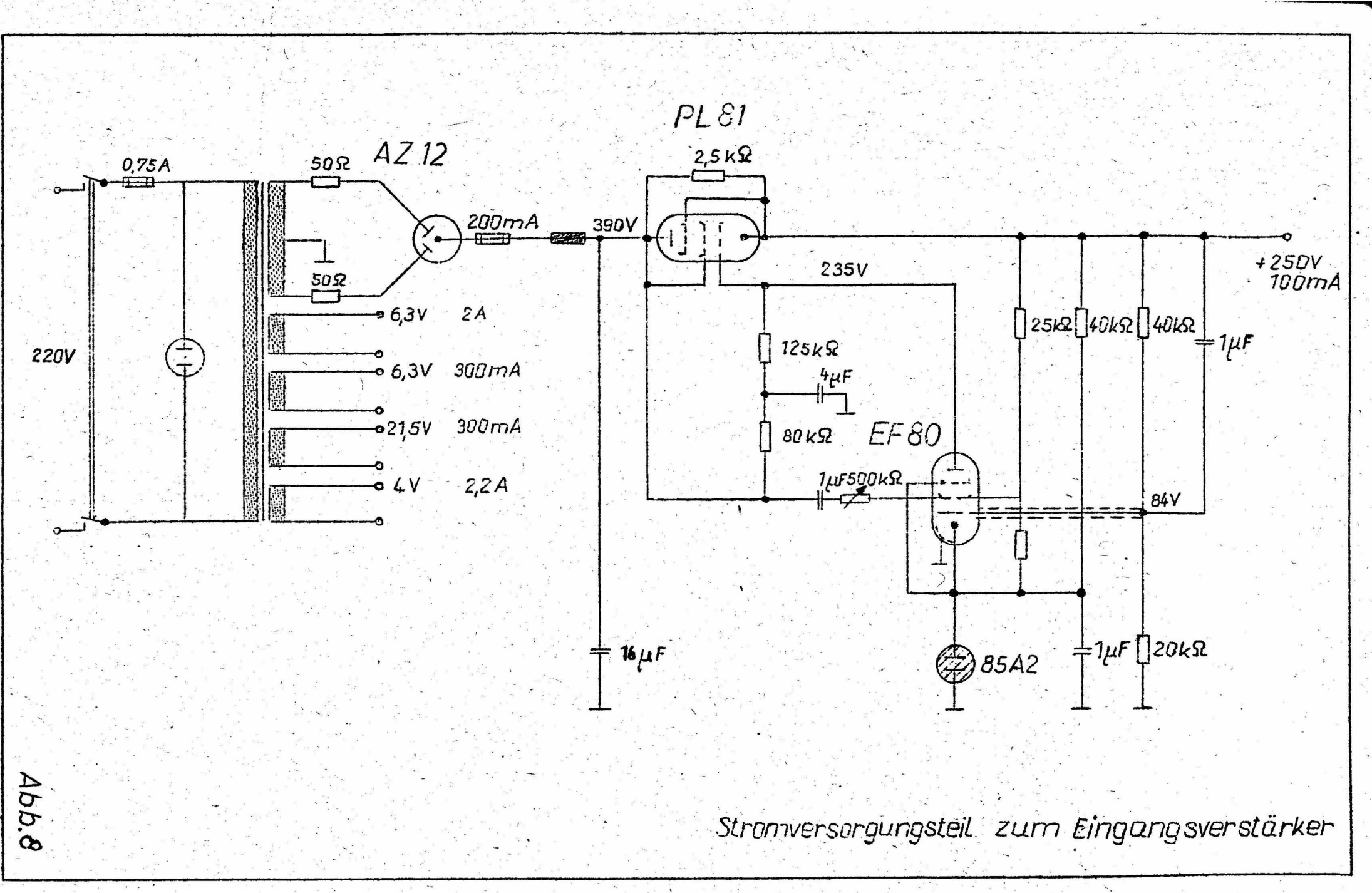
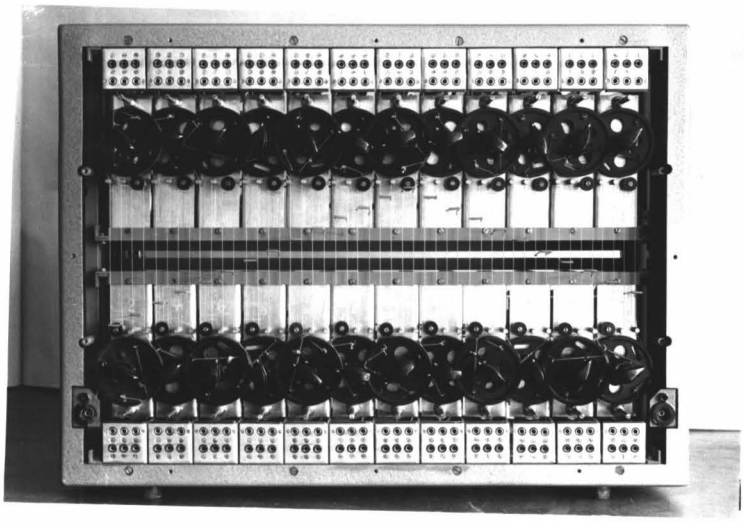
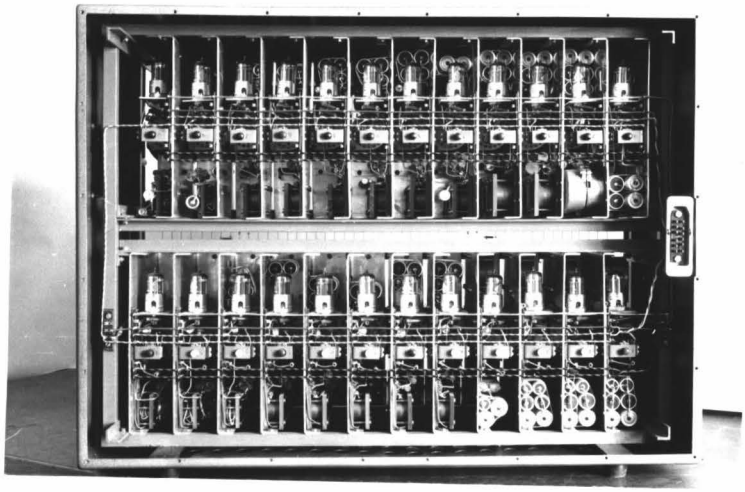



Abb.8

Stromversorgungsteil zum Eingangsverstärker





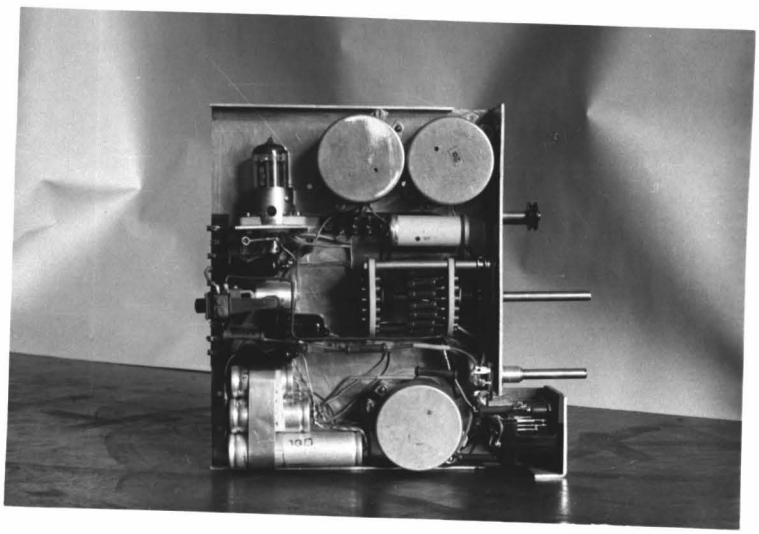
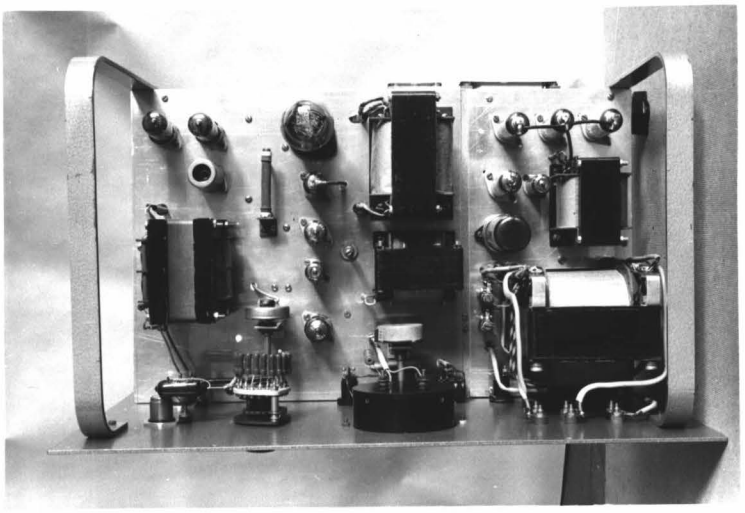


Abb. 9



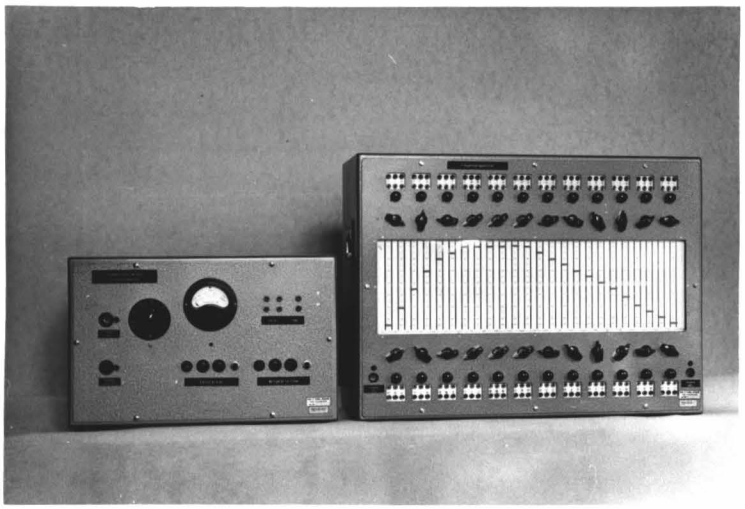


Abb. 10