Herrn Prof Creuwe

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG
BERLIN-CHARLOTTENBURG

Technischer Bericht Nr. 53

Ein Eichstand zur Eichung von seismischen Erschütterungsaufnehmern

cand. ing. P. PRASS

H 53

Berlin
1961

1. Einleitung

Die Eichung von seismischen Erschütterungsaufnehmern ist ein Problem, das bis heute noch nicht befriedigend gelöst ist. Es gibt jedoch bereits einige Anlagen, auf denen Eichungen von Schwingungsaufnehmern durchgeführt werden, und auch die Abteilung Mechanik des Heinrich-Hertz-Instituts benötigte schon seit langem eine Eichanlage, die es - wenn auch nur in einem beschränkten Frequenzbereich - gestattet, seismische Schwingungsaufnehmer zu eichen oder in ihrer Eichung zu überprüfen.

Mit ausreichender Genauigkeit kann das nur auf einem System durchgeführt werden, das durch die Anbringung des zu eichenden Aufnehmers nicht wesentlich in seiner definierten Schwingungsform gestört wird. Die schwingende Masse der Eicheinrichtung muß also möglichst groß gegenüber der Masse des zu eichenden Aufnehmers sein.

Aus diesem Grunde wurde auf einen elektrodynamischen Schwingtisch zurückgegriffen, wie ihn H. Köhler beschrieben hat /1/. Da ein Exemplar dieses Schwingtisches nach Köhler bereits vorhanden war, mußte noch ein geeigneter Kraftverstärker erstellt werden, der zum Antrieb des Schwingtisches brauchbar ist.

1.1 Anforderungen, die an eine Eichanlage für seismische Aufnehmer zu stellen sind.

Im folgenden sind die Bedingungen angegeben, denen eine derartige Eichanlage genügen muß:

1. Die Tischplatte soll an allen Stellen die gleiche Amplitude haben.
2. Die Tischplatte soll an allen Stellen in nur einer, definierten Richtung schwingen.
3. Der Klirrfaktor der Beschleunigung der Tischplatte soll kleiner als 5 % sein; die Klirrfaktoren der Geschwindigkeit und des Weges liegen im allgemeinen unter dem der Beschleunigung.
4. Die Tischplatte soll frei von Störschwingungen sein.

Bei Einhaltung dieser Bedingungen ist ein Schwingtisch für Kalibrierzwecke geeignet. Bei einem Schwingtisch für industrielle Zwecke (z.B. Schüttelprüfungen) sind die Anforderungen naturgemäß beträchtlich geringer.

Wie die Messungen an der fertigen Eicheinrichtung ergeben haben, sind die erwähnten Anforderungen weitgehend erfüllt, so daß mit dieser Anlage Eichungen mit hoher Genauigkeit möglich sind.

2. Beschreibung des Eichstandes

Vor der Behandlung wesentlicher Einzelheiten soll zunächst ein Ueberblick über die Eichanlage gegeben werden.

2.1 Der Schwingtisch

Wie schon erwähnt, handelt es sich um einen Schwingtisch, wie ihn H. Köhler in der Zeitschrift für technische Physik /1/ beschrieben hat. Im Prinzip ähnelt der Schwingtisch einem Lautsprechersystem mit waagerecht aufgehängter, ebener Membran (Bild 1). Zur Erzeugung des Gleichfeldes dient ein Elektromagnet. In das erzeugte Magnet-Gleichfeld ragt eine Tauchspule hinein, die durch eine dünne Stahlmembran zentriert und gehalten wird. Eine Streuung des Gleichfeldes wird vermindert durch eine Eisenscheibe, die die Tauchspule abdeckt. Um die zu eichenden Aufnehmer aus dem etwa noch verbleibenden Restgleichfeld herauszuheben, ist über der Eisenscheibe noch ein versteifter Aluminiumtopf angebracht, dessen nach oben zeigender Boden plan gedreht ist und Gewindebuchsen zum Anschrauben der zu eichenden Aufnehmer enthält. Die Tauchspule wird mit einem Wechselstrom bestimmter Frequenz und Leistung gespeist und bewirkt die vertikalen Schwingungen der Tischplatte.

Zur Dämpfung der vom Boden auf den Schwingtisch übertragenen Störschwingungen ist der gesamte Tisch auf Federn mit einstellbarer Dämpfung gelagert; die Eigenfrequenz dieser Aufhängung liegt bei etwa 2 Hz.

Die Eigenfrequenz der durch die Membran aufgehängten Tischplatte liegt im unbelasteten Zustand bei 96 Hz, die Resonanz-

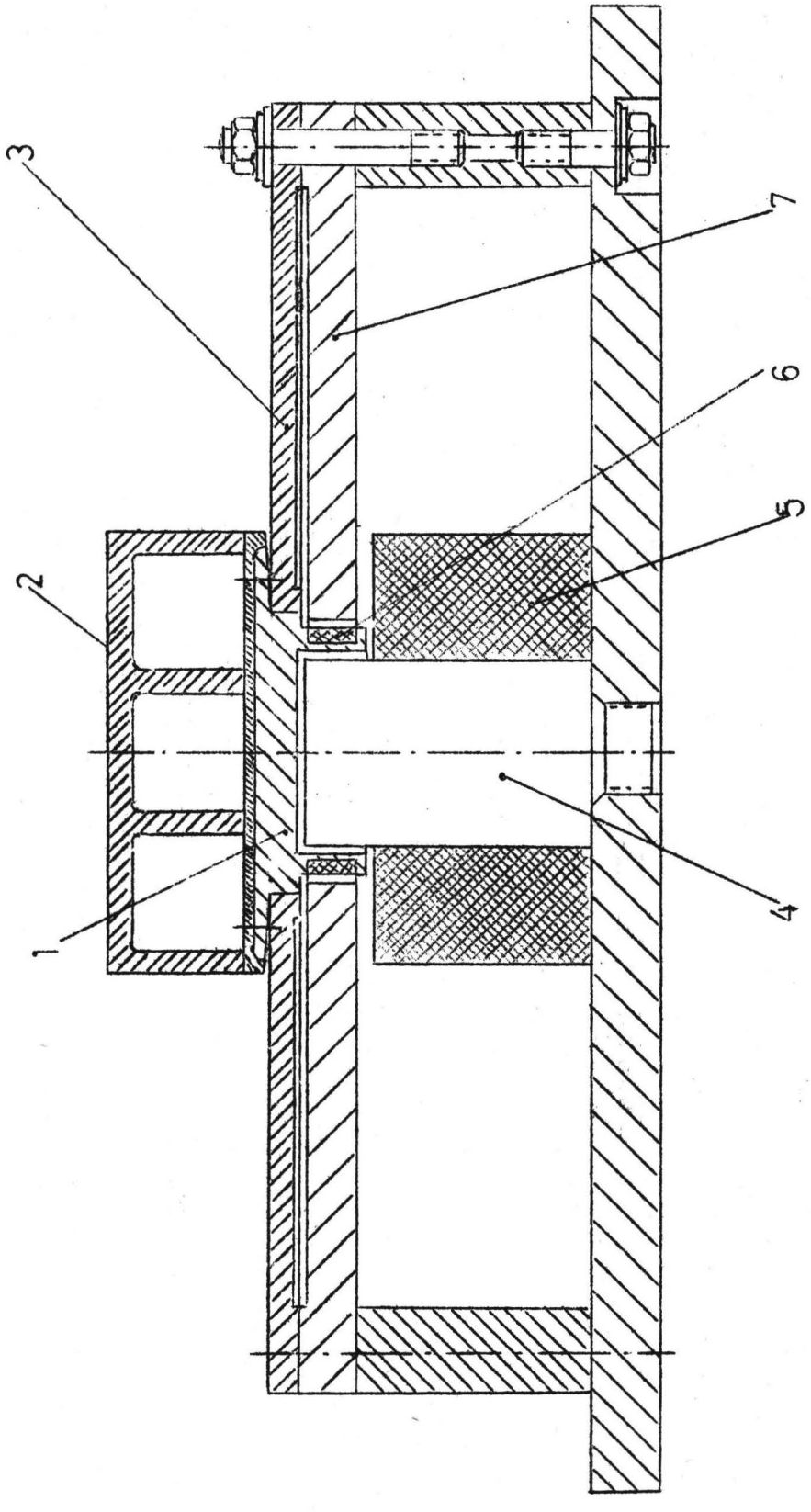


Bild 1: Schnitt durch den Schwingtisch.
1 Tauchspulenhalter;
2 Tischplatte;
3 Membran;
4 Magnetkern,
5 Gleichfeld-Spule;
6 Tauchspule;
7 Platte für den magnetischen Rückschluß

überhöhung (bezogen auf den Weg der Tischplatte) ist etwa 20-fach (26 dB). Um die Bedingung 2 (der Tisch soll nur in einer, definierten Richtung schwingen) zu erfüllen, wird der Schwingtisch ebenso wie bei Köhler unterhalb seiner Eigenfrequenz (unterkritisch) betrieben. Dies hat jedoch den Nachteil, daß die im Anregungsstrom enthaltenen Oberwellen auf die Eigenfrequenz der durch die Membran gestützten Tischplatte fallen können; in der Tischbewegung wird dann die betreffende Oberwelle sehr stark (entsprechend der Resonanzüberhöhung) hervorgehoben, und der Klirrfaktor der Tischbewegung beträgt an diesen Punkten ein Vielfaches des Klirrfaktors des Tauchspulstromes. Betrachtet man nicht den Weg, sondern die Geschwindigkeit oder die Beschleunigung der Tischplatte, dann muß der Klirrfaktor des Weges noch mit der Ordnungszahl der Oberwelle bzw. dem Quadrat der Ordnungszahl derjenigen Oberwelle, die auf eine Eigenfrequenz fällt, multipliziert werden, wenn man den Klirrfaktor der Geschwindigkeit bzw. der Beschleunigung erhalten will. Auf diese Weise kommt man trotz sauberen Tauchspulenstromes schnell zu völlig indiskutablen Klirrfaktoren, und zur Einhaltung der Bedingung, daß der Klirrfaktor der Beschleunigung kleiner als 5 % sein soll, bedarf es besonderer Maßnahmen.

Als wirksames Mittel zur Verminderung des Klirrfaktors der mechanischen Bewegung kann man diese Bewegung mit einem Schwingungsaufnehmer in elektrische Schwingungen verwandeln und diese elektrischen Schwingungen als kombinierte mechanisch-elektrische Gegenkopplung dem Verstärker zuführen. Auf diese Weise war es möglich, mit Ausnahme der Frequenz von 86 Hz den Klirrfaktor der Beschleunigung kleiner als 5 % zu halten (siehe 6.).

2.2 Elektronische Einrichtungen

Bild 2 zeigt das Blockschaltbild der Eichanlage, Bild 3 eine Ansicht des Schwingtisches und der zugehörigen elektrischen Einrichtung.

2.21 Der Antrieb des Schwingtisches

Die Tauchspule des Tisches wird von einem verzerrungsarmen Verstärker gespeist. Sinusgenerator und Kraftverstärker

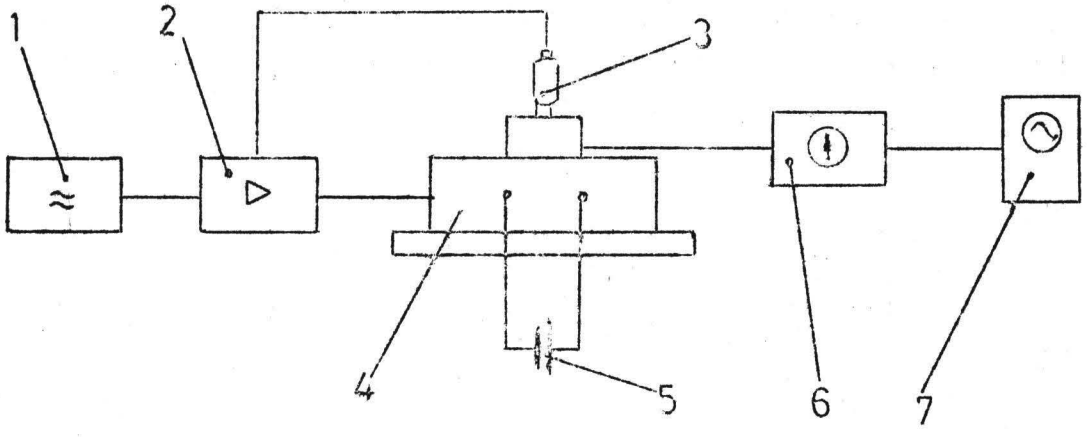


Bild 2 Blockschaltbild der Eichanlage

1. Sinusoszillator, 2. Kraftverstärker, 3. Gegenkopplungsaufnehmer, 4. Schwingtisch, 5. Batterie zur Gleichfeld-Erzeugung, 6. Trägerfrequenzmeßbrücke, die zusammen mit einem in den Tisch eingebauten Verlagerungsaufnehmer die Messung der Tischamplituden gestattet, 7. Katodenstrahloszillograph

Bild 3 Ansicht des Eichstandes.

Links der auf Federn gelagerte Schwingtisch, auf dessen Tischplatte der Gegenkopplungsgeber befestigt ist. Rechts davon das Verstärkergestell. Es enthält den Verstärker und das zugehörige Netzgerät; ein dritter Einschub ist zur Aufnahme einer Amplitudenregeleinrichtung bestimmt. Auf dem Verstärkergestell stehen der Sinusgenerator und die Dehnungsmeßbrücke, die an den Oszillographen angeschlossen ist. Das auf dem Oszillographen sichtbare Bild zeigt eine statische Auslenkung der Tischmembran an (Im Falle einer Aufnehmereichung kommen noch der zu eichende Aufnehmer und ein Röhrenvoltmeter hinzu).

haben bei einer Leistungsabgabe von etwa 70 W an 4 Ω im Frequenzbereich 20 bis 100 Hz zusammen einen Klirrfaktor, der unter 0,2 % liegt.

Auf der Tischplatte kann ein seismischer Aufnehmer angebracht werden, dessen Ausgangsspannung dem Verstärker zur mechanisch-elektrischen Gegenkopplung zugeführt werden kann.

2.22 Prinzip der Amplitudenmessung

In den Tisch ist organisch ein Philips-Verlagerungsaufnehmer vom Typ PR 9310 eingebaut, der die Bewegung der schwingenden Membran gegen den magnetischen Kern, also das Unterteil des Tisches, mißt. Solange man mit der Membranfrequenz weit genug von der Aufhängungsfrequenz des Tisches (2 Hz) entfernt ist, schwingen Oberteil (Membran mit Aufbauten) und Unterteil des Tisches annähernd gegenphasig (Näheres in Abschnitt 4).Der eingebaute Aufnehmer mißt also relativ zwischen Ober- und Unterteil einen Weg, der größer als die Absolutbewegung der Membran ist; die gemessenen Werte müssen daher noch in dem Sinne korrigiert werden, daß von der Anzeige des eingebauten Aufnehmers ein bestimmter Prozentsatz subtrahiert wird. Dieser Prozentsatz wird in der vorliegenden Arbeit als "Korrekturfaktor" bezeichnet; Bild 9 zeigt seine Abhängigkeit von der Frequenz, und seine Messung wird unter Punkt 4.3 beschrieben.

3. Die elektrische Einrichtung zum Antrieb des Schwingtisches

3.0 Allgemeines

Die elektrische Einrichtung für den Antrieb des Schwingtisches umfaßt die Erzeugung des magnetischen Gleichfeldes und den Verstärker zur Speisung der Tauchspule mit Wechselstrom.

Es wurde bereits erwähnt, daß die Erzeugung des magnetischen Gleichfeldes, in das die Tauchspule hineinragt, nach dem elektrodynamischen Prinzip erfolgt. Die Feldspule ist um den Kern des Tischunterteils angeordnet und nimmt bei einer angelegten Spannung von 110 V_ etwa 3,3 A auf; im Luftspalt erhält man damit eine Induktion von ca. 6500 Gauß. Leider ist der fließende Strom trotz konstant gehaltener Spannung nicht konstant: Die durch den Strom hervorgerufene Erwärmung der Feldspule läßt deren Widerstand ansteigen, so daß als Folge davon der Strom und damit auch das Magnetfeld etwas abnehmen.

An dieser Stelle muß daran erinnert werden, daß ein nicht unbeträchtlicher Teil der magnetischen Kraftlinien sich über die an der Membran angebrachte Eisenscheibe schließt. Beim Einschalten des Magnetfeldes wird deshalb die Eisenscheibe und damit die Membran um einen gewissen Betrag (es handelt sich um etwa 100 µ) vom Magnetfeld angezogen. Läßt dieses Magnetfeld infolge des oben beschriebenen Zyklus' (Strom-Wärme-Widerstandserhöhung-weniger Strom) nach, so bewegt sich die Tischplatte allmählich in Richtung auf diejenige Ruhelage, die sie ohne Magnetfeld einnehmen würde, zurück. Das bedeutet, daß sich der Nullpunkt des zur Messung der Tischbewegung eingebauten Verlagerungsaufnehmers verschiebt. Dieser Umstand muß bei der Eichung von Schwingungsaufnehmern berücksichtigt werden; der Effekt würde sich durch eine Feldregelung auf konstanten Strom vermeiden lassen.

Die Tauchspule wird mit einem Sinusstrom geringen Klirrfaktors gespeist. Außer einem Verstärker mit genügend kleinem Klirrfaktor ist dazu auch ein Sinusoszillator mit kleinem Klirrfaktor erforderlich. Der hier verwendete Oszillator (Fabrikat Krohn-Hite) kann Sinusspannungen von 0,001 bis 100000 Hz abgeben; im Bereich zwischen etwa 4 Hz und 10 kHz ist der Klirrfaktor der abgegebenen Spannung kleiner als 0,1 %; die Frequenzgenauigkeit ist 1 % absolut.

Da die Eigenfrequenz der Tischaufhängung bei etwa 2 Hz liegt, wurde die untere Grenzfrequenz, mit der der Tisch betrieben werden soll, auf ungefähr 5 Hz festgelegt. Die obere Frequenzgrenze der gesamten Anlage ist dadurch gegeben, daß der Tisch möglichst nicht oberhalb seiner ersten Membraneigenfrequenz betrieben werden soll, sie liegt daher bei etwa 100 Hz. Mit Ausnahme der Piezo-Schwingungsaufnehmer liegen die Eigenfrequenzen der meist gebräuchlichen Schwingungsaufnehmer in dem Bereich zwischen 5 und 100 Hz, so daß mit diesem Intervall die besonders interessanten Frequenzbereiche der seismischen Schwingungsaufnehmer erfaßt sind.

3.1 Zusammenstellung der Forderungen, denen der Kraftverstärker genügen muß

3.11 Die Ausgangsleistung des Kraftverstärkers

Die Ausgangsleistung des Kraftverstärkers wird durch die Leistung festgelegt, die die Tauchspule im Dauerbetrieb ohne unzulässige Erwärmung aufnehmen kann. Diese Grenze wird bei etwa 60 W erreicht. Deshalb wurde der Verstärker für eine Gegentakt-AB-Endstufe mit 2 x EL 156 ausgelegt; damit steht eine Gesamtleistung von 130 W zur Verfügung. Berücksichtigt man die im Ausgangsübertrager auftretenden Verluste, so bleibt noch eine ausreichende Reserve übrig, und bei einer Ausnutzung der Endstufe mit 60 W läßt sich der erwünschte kleine Klirrfaktor gerade noch erzielen.

3.12 Frequenzbereich des Kraftverstärkers

Die untere Frequenzgrenze des Verstärkers muß bei 5 Hz oder besser noch darunter liegen, damit die tiefen Frequenzen, bei denen der Tisch noch brauchbar ist, auch ausgenutzt werden können. Die obere Frequenzgrenze muß mindestens bei 100 Hz liegen, ein größerer Frequenzbereich wäre im Interesse einer universellen Anwendbarkeit des Verstärkers erwünscht.

Bei diesen Betrachtungen wurde in etwa schon vorausgesetzt, daß die Endstufe mit einem Ausgangsübertrager ausgerüstet werden soll. Es bestünde auch die Möglichkeit, die Endstufe direkt anzukoppeln und eventuell sogar einen Gleichstromverstärker zu verwenden. Dabei hätten sich jedoch sehr viel größere Schwierigkeiten ergeben, als es ohnehin schon der Fall war: Die Anwendung der unbedingt erforderlichen elektrischen Gegenkopplung zur Verminderung des Klirrfaktors wäre erschwert worden; in jedem Falle wäre auch eine Drift der Endstufe eingetreten, die die Tischplatte und damit auch den eingebauten Wegaufnehmer in unkontrollierbarer Weise aus ihren Ruhelagen ausgelenkt hätte. Unter diesen Umständen ist die Verwendung einer Endstufe mit Ausgangstransformator doch ein sicherer Weg, und dieser Weg wurde schließlich auch beschritten.

3.13 Klirrfaktor des Kraftverstärkers

Hier lautet die Forderung, daß der Klirrfaktor des Verstärkers so niedrig wie möglich sein soll. Um jedoch den Aufwand in erträglichen Grenzen zu halten, muß man fordern, daß der Klirrfaktor des Verstärkers in der gleichen Größe wie der des Sinusoszillators liegt, also bei etwa 0,1 %.

Es zeigte sich beim Bau des Verstärkers, daß es nicht das gleiche ist, ob der Strom oder die Spannung diesen kleinen Klirrfaktor haben. Infolge des in der Umgebung der Tauchspule vorhandenen Eisens stimmen nämlich der Klirrfaktor des Stromes und der der Spannung nicht überein. Als es durch eine Spannungsgegenkopplung gelungen war, den Klirrfaktor der Spannung auf etwa 0,1 % abzusenken, zeigte der Strom infolge der Eisenverzerrungen einen Klirrfaktor von etwa 0,6 %. Dieser Klirrfaktor war in seiner Größe fast unabhängig von der Eisenmenge, die in das Tauchspulenfeld gebracht wurde; ein dünner Schraubenzieher oder ein starkes Stück Rundeisen ergaben jeweils etwa 0,6 % Klirrfaktor im Strom.

Da die auf die Tauchspule ausgeübte Kraft dem in ihr fließenden Strom proportional ist, muß deshalb gefordert werden, daß der Klirrfaktor des Stromes (mit Hilfe einer Stromgegenkopplung) auf etwa 0,1 % gesenkt wird.

3.2 Die Verwirklichung der gestellten Forderungen

Unter den in 3.1 angeführten Forderungen läßt sich der geringe Klirrfaktor nur schwer erreichen; deshalb wird im folgenden die Erzielung eines genügend kleinen Klirrfaktors ausführlich behandelt.

Die Fragen der Ausgangsleistung und des Frequenzbereiches sind reine Dimensionierungsprobleme; es werden heute NF-Verstärker mit Leistungen von einigen hundert Kilowatt gebaut. Das von diesen Verstärkern übertragene Frequenzband wird durch den jeweiligen Ausgangstransformator begrenzt. Bei großem Aufwand, d.h. mit großen Kernen, hoher Windungszahl (verringert die Magnetkerninduktion) und verschachtelter Wicklung (setzt die Streuinduktivitäten herab und die obere Frequenzgrenze herauf) kann ein sehr breites Frequenzband übertragen werden.

3.21 Gegenkopplung zur Erzielung eines genügend kleinen Klirrfaktors

Der geforderte kleine Klirrfaktor läßt sich auf zweierlei Weise erreichen.

Von der einen Möglichkeit machte H. Köhler bei der Erstausführung des Schwingtisches Gebrauch. Mit Hilfe elektrischer Siebketten, die dem Verstärker nachgeschaltet waren, senkte er den Klirrfaktor so weit ab, bis er nicht mehr störte. Der Aufwand war nicht unbeträchtlich, mussten doch ganze 50 W diese Siebmittel passieren.

Die andere Möglichkeit besteht in der Verwendung einer entsprechend hohen Gegenkopplung. Es wurde bereits gezeigt, daß es wesentlich darauf ankommt, daß der Strom einen kleinen Klirrfaktor hat. Da die Endstufe ohne Gegenkopplung etwa 3 % Klirrfaktor hat und ein Klirrfaktor von 0,1 % erzielt werden soll, muß man eine etwa 30-fache Gegenkopplung veranschlagen. Zusätzlich kann man dann noch von einer "mechanischen" Gegenkopplung Gebrauch machen, bei der die Tischbewegung durch einen Schwingungsaufnehmer in elektrische Signale umgewandelt und diese dem Verstärker als Gegenkopplungsspannung zugeführt werden. Diese mechanische Gegenkopplung wurde hier besonders deshalb erforderlich, weil offenbar das Magnetgleichfeld nicht ausreichend homogen ist und dadurch zur Vergrößerung des Klirrfaktors der mechanischen Bewegung beiträgt.

Den beiden genannten Gegenkopplungsarten sind jedoch gewisse Grenzen gesetzt, die durch die Instabilitäten des entstehenden Regelkreises gegeben sind.

Bei Benutzung der mechanischen Gegenkopplung muß man bedenken, daß bei Resonanz sich die Phasenlage des erregten Schwingers um 180° ändert. Bringt man also auf der Tischplatte einen seismischen Aufnehmer an, der zur Erzeugung einer Gegenkopplungsspannung benutzt wird, dann wird sich die Phasenlage dieser Spannung im Resonanzgebiet des Tisches um 180° ändern. Da der Tisch jetzt scheinbar gedämpft ist, geht diese Phasenänderung zwar erst allmählich mit steigender Frequenz vor sich, im wesentlichen wird aber doch aus einer z.B. unterhalb von 96 Hz (Resonanzfrequenz der Membran) vorhandenen Gegenkopplung eine

Mitkopplung bei höheren Frequenzen; um ein Schwingen des Systems zu vermeiden, darf man also den Rückkopplungsfaktor nicht zu groß machen. Genau der gleiche Vorgang spielt sich übrigens bei der Eigenfrequenz des verwendeten Gegenkopplungsaufnehmers ab, im Falle des hier verwendeten seismischen Aufnehmers PR 9260 von Philips also bei etwa 12 Hz. Da dieser Aufnehmer jedoch unterhalb seiner Eigenfrequenz einen steilen Abfall des Uebertragungsfaktors hat, kann man die "Schleifenverstärkung" (siehe 3.22) unter 1 halten, und es kommt nicht zur Selbsterregung.

3.22 Gegenkopplung und Stabilität

Auch durch Einführung der elektrischen Gegenkopplung entsteht ein Regelkreis, der sich unter Umständen zu Eigenschwingungen erregen kann. Dies erkennt man aus der Formel für die Verstärkung des gegengekoppelten Verstärkers:

$$V' = \frac{V}{1 - KV} \qquad (1)$$

Der Term KV wird darin als "Schleifenverstärkung" bezeichnet (V = Verstärkung des nicht gegengekoppelten Verstärkers; K = Rückkopplungsfaktor; V' = Verstärkung des gegengekoppelten Verstärkers). Als Kriterium für die Stabilität dieses Regelkreises sagt das Strecker-Nyquist-Theorem aus:

> Ein Regelkreis ist stabil, wenn seine Ortskurve der Schleifenverstärkung KV, in Richtung steigender Frequenzen durchlaufen, den Punkt 1 nicht umschliesst.

Nun läßt sich die Schleifenverstärkung meßtechnisch nur schwer erfassen; es gibt jedoch eine andere Möglichkeit, die Stabilität eines Regelkreises vor Schliessung der Gegenkopplungsschleife zu prüfen.

Die Tatsache, daß $KV = 1$ wird, läßt in Gl. (1) den Nenner zu Null und die Verstärkung des gegengekoppelten Verstärkers unendlich werden, dh. es tritt Selbsterregung auf.

Für die - hier zur Diskussion stehende - Gegenkopplung muß KV negativ, die zurückgeführte Spannung also gegenüber der Ver-

stärkereingangsspannung um 180° gedreht sein. Wenn man nun verhindert, daß die Phasendrehung der Schleife weitere 180° erreicht, solange $|K\,\mathfrak{B}| > 1$, dann kann der Nenner in Gl. (1) nicht zu Null werden und keine Selbsterregung auftreten. Es kommt deshalb darauf an, zu prüfen, bei welchen Frequenzen zusätzliche 180° Phasendrehung erreicht sind und ob bei diesen Frequenzen (es handelt sich um eine obere und eine untere) der Betrag der Schleifenverstärkung $|K\,\mathfrak{B}| < 1$ ist.

Diese Fragen lassen sich mit dem von Bode berechneten Zusammenhang zwischen Amplituden- und Phasengang bei Netzwerken minimaler Phasendrehung beantworten. Für diese Netzwerke gilt nach Bode (siehe z.B. /2/) die Formel

$$B_c = \frac{\pi}{12}\left(\frac{dA}{d\mu}\right)_c + \frac{1}{6\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left[\left(\frac{dA}{d\mu}\right) - \left(\frac{dA}{d\mu}\right)_c\right] \ln \operatorname{Cotg}\frac{|\mu|}{2}\, d\mu \qquad (2)$$

Darin ist

B_c [°] = Phasenverschiebung bei der Frequenz f_c

$\frac{dA}{d\mu}$ [dB/Oktave] = Abfall des Uebertragungsmaßes

$\mu = \ln \frac{f}{f_c}$; f ist die laufende Frequenz und f_c die Frequenz, für die B_c bestimmt werden soll.

Index c bedeutet, daß der Wert dieses Ausdruckes für $f = f_c$ zu nehmen ist.

$\ln \operatorname{Cotg}\frac{|\mu|}{2}$ stellt den Realteil von $\ln \operatorname{Cotg}\frac{\mu}{2}$ dar (für negative μ ist $\ln \operatorname{Cotg}\frac{\mu}{2}$ komplex).

Danach entspricht einem Abfall des Uebertragungsmaßes von 10 dB/Oktave eine Phasendrehung von 150° plus einem Zusatzphasenwinkel. Der Zusatzausdruck in Gl. (2) ist im allgemeinen nicht so groß, daß bei einem Abfall von 10 dB/Oktave bereits die 180°-Grenze erreicht oder überschritten wird. Solange man nicht über einen direkt anzeigenden Phasenmesser verfügt, kann man auf diese Weise die Phasendrehung der Schleife mit ausreichender Genauigkeit kontrollieren.

Zur Kontrolle der Phasendrehung trennt man das Rückkopplungsnetzwerk an der Stelle vom Verstärker ab, wo es die Gegenkopp-

lungsspannung einer der Vorstufen zuführen soll und belastet die aufgetrennten Punkte mit den Scheinwiderständen, mit denen sie nach dem Schliessen der Schleife auch belastet werden würden, Hinter dem Rückkopplungsnetzwerk misst man dann den Frequenzgang der Verstärkung, dabei muß darauf geachtet werden, daß der Eingangswiderstand des Voltmeters den Scheinwiderstand der Schleife an diesem Punkt nicht nennenswert beeinflusst. Innerhalb eines bestimmten Bereiches darf dann der Abfall des Uebertragungsmaßes nicht größer als 10 dB/Oktave sein.

Zur Bestimmung dieses Bereiches, in dem der Abfall des Uebertragungsmaßes die Grenze von 10 dB/Oktave nicht überschreiten darf, muß man wissen, wie stark der Verstärker gegengekoppelt werden soll.

Ist der Gegenkopplungsgrad $a = \left|\frac{k}{v}\right|_{max} = \left|1 - (kv)_{max}\right|$, so darf die Zusatzphasendrehung der Schleifenverstärkung nicht gleich 180° (oder der Verstärkungsabfall sicherheitshalber nicht größer als 10 dB/Oktave) werden, solange $|kv|_f > \frac{|kv|_{max}}{a}$ ist ($|kv|_f$ = Betrag der Schleifenverstärkung bei der betrachteten Frequenz im nicht gegengekoppelten Verstärker; $|kv|_{max}$ = Maximaler Betrag der Schleifenverstärkung im nicht gegengekoppelten Verstärker); um ein Schwingen mit Sicherheit zu vermeiden, wird man noch eine Sicherheitszone von einer weiteren Oktave vorsehen, in der der Abfall nicht größer als 10 dB/Oktave ist.

Weitere Möglichkeiten, insbesondere darüber, wie man in dem Gebiet, wo die Schleifenverstärkung $kv = 1$ wird, die zugehörige Phasendrehung unter 150° halten kann, um wirklich absolut stabile Verstärker zu erhalten, finden sich in der angezogenen Literatur.

Es war auf die beschriebene Weise möglich, den Verstärker über 5 Stufen und den Ausgangstransformator mit ca. 30 dB gegenzukoppeln, ohne daß Selbsterregung auftrat.

3.221 Die Erzielung eines mit 10 dB/Oktave abfallenden Frequenzganges

Bei der Untersuchung der Wege, einen mit 10 dB/Oktave abfallenden Frequenzgang zu erzielen, muß man zunächst die ohnehin im Verstärker vorhandenen frequenzabhängigen Glieder be-

rücksichtigen.

Nach tiefen Frequenzen zu schneiden die Koppelungs-RC-Glieder zwischen den Röhrenstufen das Frequenzband pro Einzelglied mit 6 dB/Oktave ab. Zwei derartige Glieder, die die gleiche Grenzfrequenz haben, würden also bereits einen Abfall mit 12 dB/Oktave und damit 180° Phasendrehung liefern. Die gleichen Verhältnisse liegen sinngemäß an der oberen Frequenzgrenze, die durch Streukapazitäten und sonstige Kapazitäten parallel zu den Anodenwiderständen festgelegt wird, vor. Zwei Stufen können die Phase also auch an der oberen Frequenzgrenze um 180° drehen. Hinzu kommt noch der Ausgangstransformator, dessen Abfall im Uebertragungsmaß an der oberen und unteren Grenze ebenfalls mit 6 dB/Oktave, in Sonderfällen (siehe /2/) mit 12 dB/Oktave veranschlagt werden muß.

Um einen mit 10 dB/Oktave abfallenden Frequenzgang zu realisieren, ist es zweckmäßig, den Verstärker zunächst in seinem Frequenzgang so gerade wie möglich zu halten. Dann bemißt man einen Koppelkondensator an der unteren Frequenzgrenze so, daß man - bei einem im übrigen geradlinigen Verstärker - bei tiefen Frequenzen ein mit 6 dB/Oktave abfallendes Uebertragungsmaß erhält. Analog verfährt man an der oberen Frequenzgrenze, so daß man danach einen Verstärker hat, der oberhalb einer gewissen Frequenz und unterhalb einer anderen Grenzfrequenz jeweils mit 6 dB/Oktave in seinem Uebertragungsmaß abfällt.

Nun kann man bei hohen und bei tiefen Frequenzen solche Glieder in den Verstärkerzug einfügen, daß man weitere 4 dB/Oktave Abfall erhält. Allerdings gibt es keine einfachen Schaltelemente, die von einer bestimmten Frequenzgrenze ab einen mit 4 dB/Oktave abfallenden Frequenzgang haben, so daß man die mit 6 dB/Oktave abfallenden Glieder zu Gliedern mit 10 dB/Oktave abfallender Charakteristik ergänzen könnte. Deshalb muß man mehrere Netzwerke mit einem Abfall von 4 dB/Oktave vorsehen, die in ihren Grenzfrequenzen etwas versetzt sind, weil man einen solchen Abfall nur in einem eng begrenzten Frequenzbereich erzielen kann.

In Bild 4 sind einige Möglichkeiten angedeutet, wie sich ein mit 4 dB/Oktave abfallendes Uebertragungsmaß erreichen läßt.In

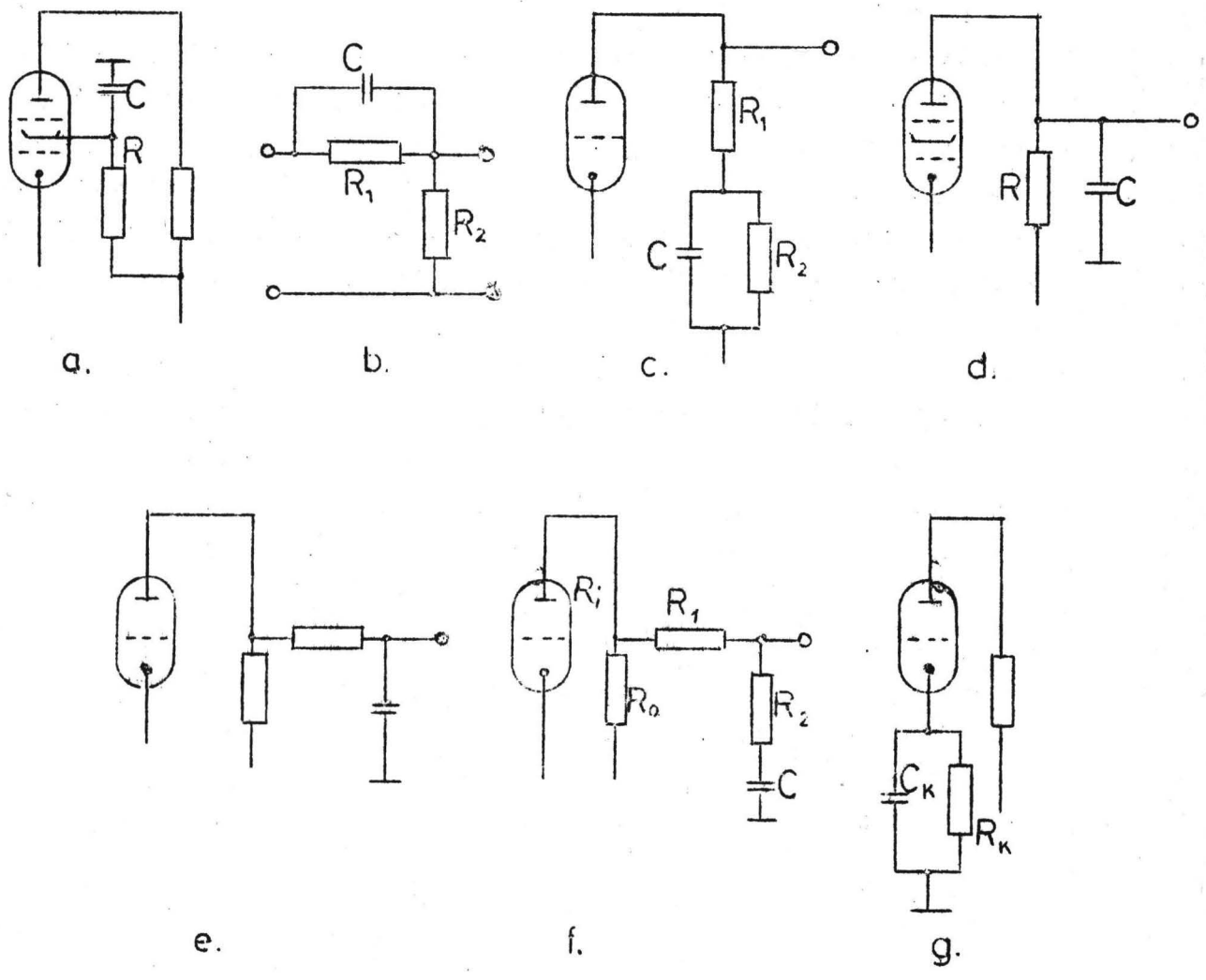


Bild 4: Schaltungen zur kontrollierten Frequenzgangbeeinflussung

der Nähe der Grenzfrequenz der Schirmgitterkombination RC einer Pentode (Bild 4a) ergibt sich ein etwa mit 4 dB/Oktave abfallender Frequenzgang; Bild 4b zeigt eine weitere Möglichkeit, die tiefen Frequenzen mit Steilheiten zwischen 0 und 6 dB/Oktave abfallen zu lassen. Stellt sich bei tiefen Frequenzen ein zu starker Abfall des Uebertragungsmaßes ein, dann kann man diesen Frequenzbereich durch eine Schaltung nach Bild 4c etwas in der Verstärkung anheben.

Bild 4c leitet gleichzeitig über auf das Problem der Frequenzgangbeschneidung mit 4 dB/Oktave bei hohen Frequenzen, denn mit steigender Frequenz verringert sich in der Schaltung nach Bild 4c die Verstärkung; die Steilheit des Abfalles ist abhängig vom Verhältnis R_1 zu R_2 und kann bis zu 6 dB/Oktave erreichen. Bild 4d zeigt eine Möglichkeit, die hohen Frequenzen mit einer Steilheit von 6 dB/Oktave absinken zu lassen; bei einer Pentode

ist wegen ihres hohen Innenwiderstandes die Grenzfrequenz im wesentlichen durch R und C bestimmt, wohingegen bei einer Triode, wenn man deren Innenwiderstand nicht wie beispielsweise in Bild 4e scheinbar erhöht, hauptsächlich ihr Innenwiderstand R_i und C für die Grenzfrequenz maßgeblich sind. Bild 4f weist auf einen Weg hin, das Uebertragungsmaß bei hohen Frequenzen mit 4 dB/Oktave zu vermindern .Die Steilheit des Abfalles kann zwischen 0 und 6 dB/Oktave liegen und ist eine Funktion des Verhältnisses von $(R_i // R_a + R_1)$ zu R_2.

Für den Fall, daß der Frequenzgang bei hohen Frequenzen stärker als mit 10 dB/Oktave abfällt, kann man dem mit einer Schaltung nach Bild 4g etwas entgegenwirken. Durch geeignete Bemessung von R_k und C_k kann man die Verstärkung bei hohen Frequenzen mit etwa 3...6 dB/Oktave anheben oder auch bei tiefen Frequenzen absenken. Daß diese Steilheit nicht besonders hoch ist, liegt daran, daß der Gegenkopplungsfaktor durch Fortlassen des Katodenkondensators nur etwa 6 dB (Trioden)bis 10 dB (Pentoden) beträgt.

3.23 Praktische Probleme der Gegenkopplung

Es ist bekannt, daß Gegenkopplungen nur dann verzerrungsmindernd wirken, wenn die Röhren in dem Verstärkerzug nicht übersteuert werden. Das muß man unbedingt beachten, wenn man einen Verstärker mit kontrolliertem Frequenzabfall konstruiert.

Zu wiederholten Malen wurde bisher vorausgesetzt, daß die den Frequenzgang beeinflussenden Glieder in den Verstärkerzug eingebaut werden. Dabei steht scheinbar der Möglichkeit nichts im Wege, diese Glieder auch in das Rückkopplungsnetzwerk einzuschleifen, da es für die Fragen der Stabilität gleichgültig ist, wo die einzelnen Glieder zur Erzielung eines bestimmten Frequenzganges der Schleifenverstärkung angebracht werden.

Es ist nun zwar tatsächlich so, daß diese Fragen für die Stabilität belanglos sind, doch erhält der Verstärker durch die Gegenkopplung charakteristische Eigenschaften, für die es nicht gleichgültig ist, ob die den Frequenzgang beeinflussenden Glieder sich im Verstärkerzug oder in der Rückkopplungs-

schleife befinden.

Aufschluß darüber gibt die Formel für die Verstärkung des rückgekoppelten Verstärkers (Gl. (1)). Nimmt man an, daß (wie es bei dem hier behandelten Verstärker der Fall ist) $|k\,V| \gg 1$, so kann man 1 gegen $k\,V$ vernachlässigen, und man erhält für den stark gegengekoppelten Verstärker die Gleichung

$$V' = \frac{1}{-k} \qquad (3)$$

V', die Verstärkung des gegengekoppelten Verstärkers, ist damit nur noch vom Frequenzgang des Gegenkopplungsnetzwerkes abhängig. Befinden sich die den Frequenzgang beeinflussenden Glieder im Rückkopplungsnetzwerk, dann hat der gegengekoppelte Verstärker also einen dazu inversen Frequenzgang. Da das Uebertragungsmaß der hohen und tiefen Frequenzen in der Schleife mit 10 dB/Oktave abnehmen soll, würde also V' in Gl. (3) in einem gewissen Bereich mit 10 dB/Oktave zunehmen, der Verstärker also trotz konstanter Eingangsspannung bald unzulässig übersteuert werden.

Aus diesem Grunde ist es üblich, die den Frequenzgang beeinflussenden Glieder in den Verstärkerzug zu legen. Dann gleicht die Gegenkopplung den mit 10 dB/Oktave wachsenden Abfall des Uebertragungsmaßes in einem gewissen Frequenzbereich aus, wobei die Gegenkopplung allerdings immer geringer wird. Dies führt zu dem erwünschten geradlinigen Frequenzgang trotz abnehmender Gegenkopplung.

Die Tatsache, daß die Gesamtverstärkung des gegengekoppelten Verstärkers konstant ist, obwohl im Verstärker Glieder vorhanden sind, die mit fallender bzw. steigender Frequenz die Verstärkung zu vermindern suchen, führt zu einer wichtigen Folgerung.

Soll die Verstärkung nämlich konstant sein, so muß - wenn man einmal annimmt, daß der Ausgangstransformator ideal ist - die Wechselspannung am Gitter der Endröhren ebenfalls konstant sein. Weiterhin sei angenommen, daß die vor der Phasenumkehrstufe liegende Stufe die hohen Frequenzen mit 10 dB/Oktave abschneidet. Die Phasenumkehrstufe hat im allgemeinen die Verstärkung 1:1; sollen die Gitter der Endstufe also eine von der

Frequenz unabhängige Spannung erhalten (dafür sorgt die Gegenkopplung), so heißt dies, daß die Stufe, die die hohen Frequenzen mit 10 dB/Oktave abschneidet, eine ebenfalls konstante Spannung abgibt. Dies kann nur dadurch geschehen, daß ihre Steuerspannung mit 10 dB/Oktave zunimmt. Werden auf diese Weise 30 dB an Verstärkungsverlust dieser den Frequenzgang beschneidenden Stufe wieder wettgemacht, so bedeutet dies, daß die Stufe davor eine um 30 dB höhere Ausgangsspannung, als sie dem normalen Betrieb entspricht, unverzerrt abgeben muß. Die den Frequenzgang beeinflussenden Glieder müssen also in solchen Verstärkerstufen angebracht werden, wo die Wechselspannungen noch sehr klein sind.

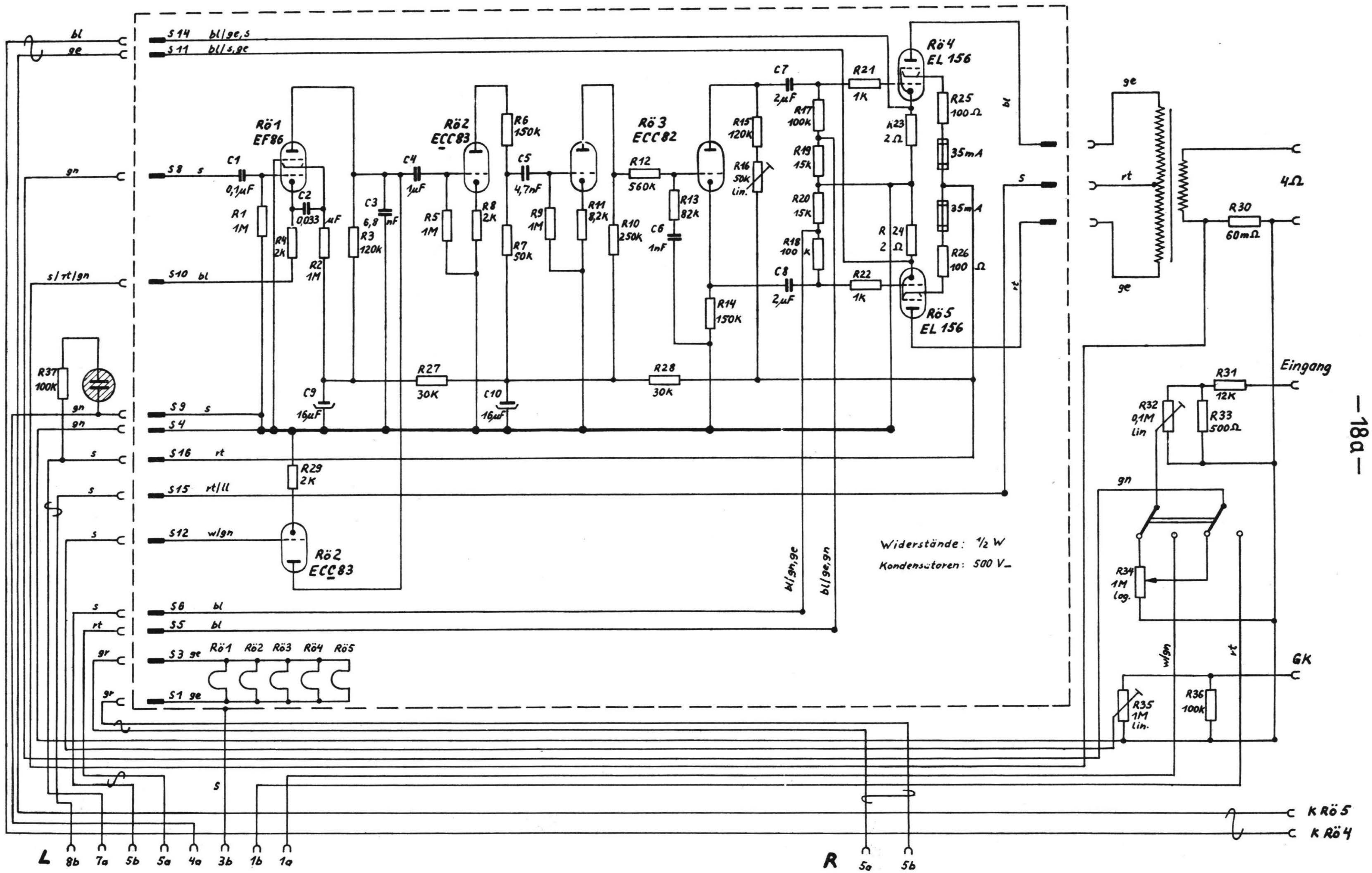
Die rechnerische Erfassung dieser Verhältnisse ist nur überschlägig erforderlich, jedoch ist eine Prüfung am fertigen Verstärker empfehlenswert. Zu diesem Zweck trennt man die Rückkopplungsschleife auf und steuert den Verstärker bei der Frequenz, wo er die größte Verstärkung V_{max} hat, aus. Dann muß sich die Endstufe auch bei der Frequenz noch unverzerrt aussteuern lassen, wo der Betrag der Verstärkung $V_f = \frac{V_{max}}{a}$ ist ($a = |1-(\beta V)_{max}|$ = Gegenkopplungsfaktor). Ist dies der Fall, dann kann die beschriebene Uebersteuerung beim gegengekoppelten Verstärker nicht eintreten.

3.3 Schaltung des Verstärkers

Im folgenden sei kurz die Schaltung des Verstärkers erläutert.

Gleich am Eingang liegt der Vorregler R 32; die Generatorspannung wird hier so heruntergeteilt, daß sich bei voll aufgedrehtem Generator Vollaussteuerung des Verstärkers ergibt. Bei Regelung von Hand kann die Spannung in diesem Bereich mit R34 verändert werden; eine automatische Regelung - z.B. mit einem Regelgenerator von Brüel u. Kjaer - ist möglich. In diesem Falle wird R 34 abgeschaltet.

Nach der Amplitudeneinstellung wird die Eingangsspannung dem Verstärker zugeführt. Die Schirmgitterkombination R 2, C 2 der EF 86 (Rö 1) bewirkt einen Verstärkungsabfall von etwa 4 dB/Oktave im Bereich unter 20 Hz; die Gesamtdämpfung der Schirmgitterkombination beträgt 10 dB. Zusammen mit der Gitterkombi-



Schaltung des Kraftverstärkers

Anschlüsse läßt sich auf diese Weise eine Gegenkopplung erzielen, die von der mechanischen Bewegung des Tisches abgeleitet ist und wie eine geschwindigkeitsproportionale Dämpfung (im Falle eines PR 9260) wirkt. Ueber ein System der Röhre Rö 2 wird diese Gegenkopplungsspannung in den Verstärkerzug eingeschleift.

3.4 Frequenzgang des Verstärkers

Bild 5 zeigt den Frequenzgang des nicht gegengekoppelten Verstärkers. Man erkennt den oberhalb und unterhalb von ca. 50 Hz mit etwa 10 dB/Oktave abfallenden Frequenzgang, der eine

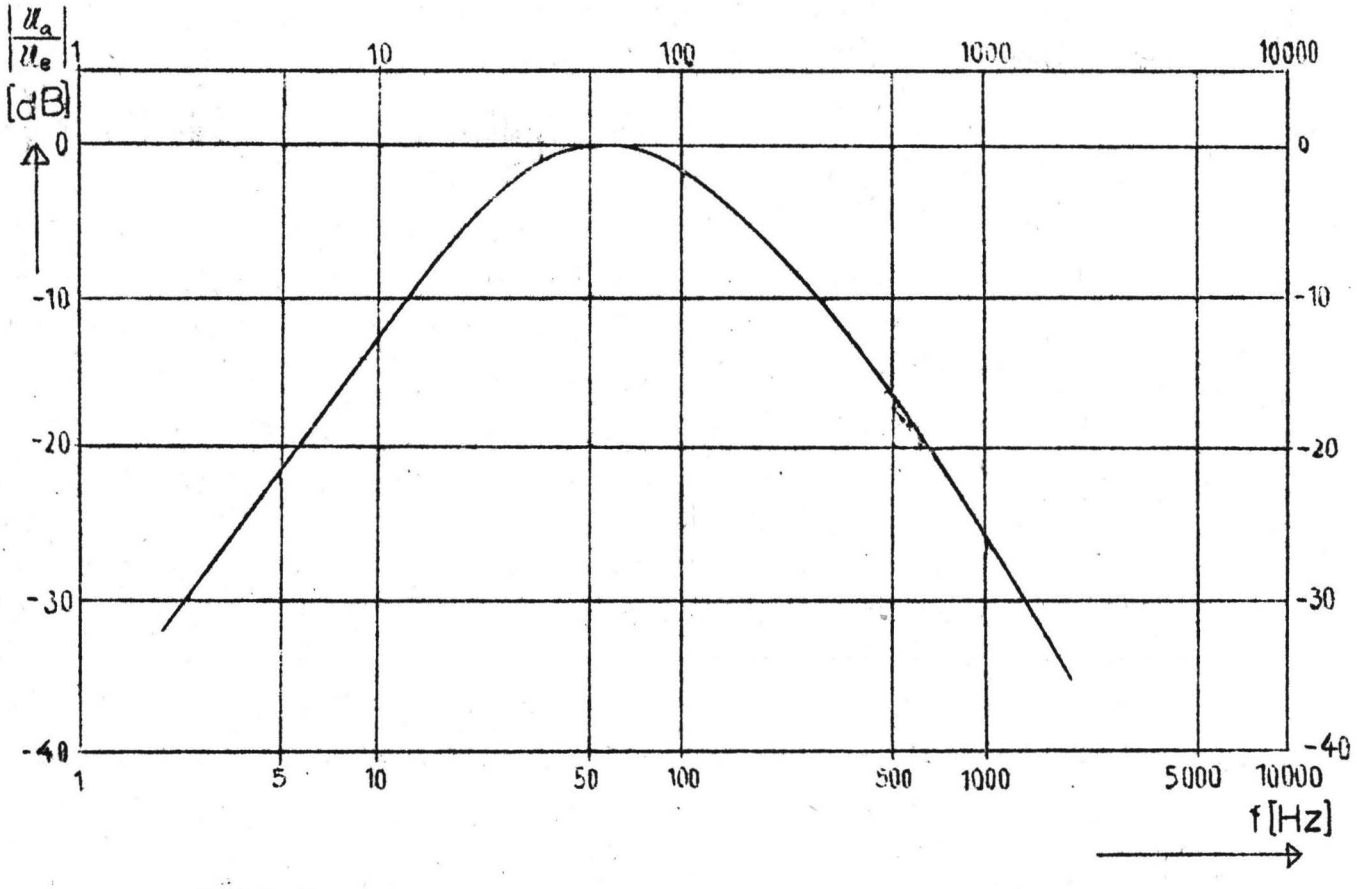


Bild 5: Frequenzgang des nicht gegengekoppelten Verstärkers

stabile Gegenkopplung ermöglicht. Der Frequenzgang des gegengekoppelten Verstärkers ist aus Bild 6 ersichtlich. Durch die Gegenkopplung erweitert sich der linear ± 3 dB übertragene Frequenzbereich auf etwa 2...1 700 Hz.

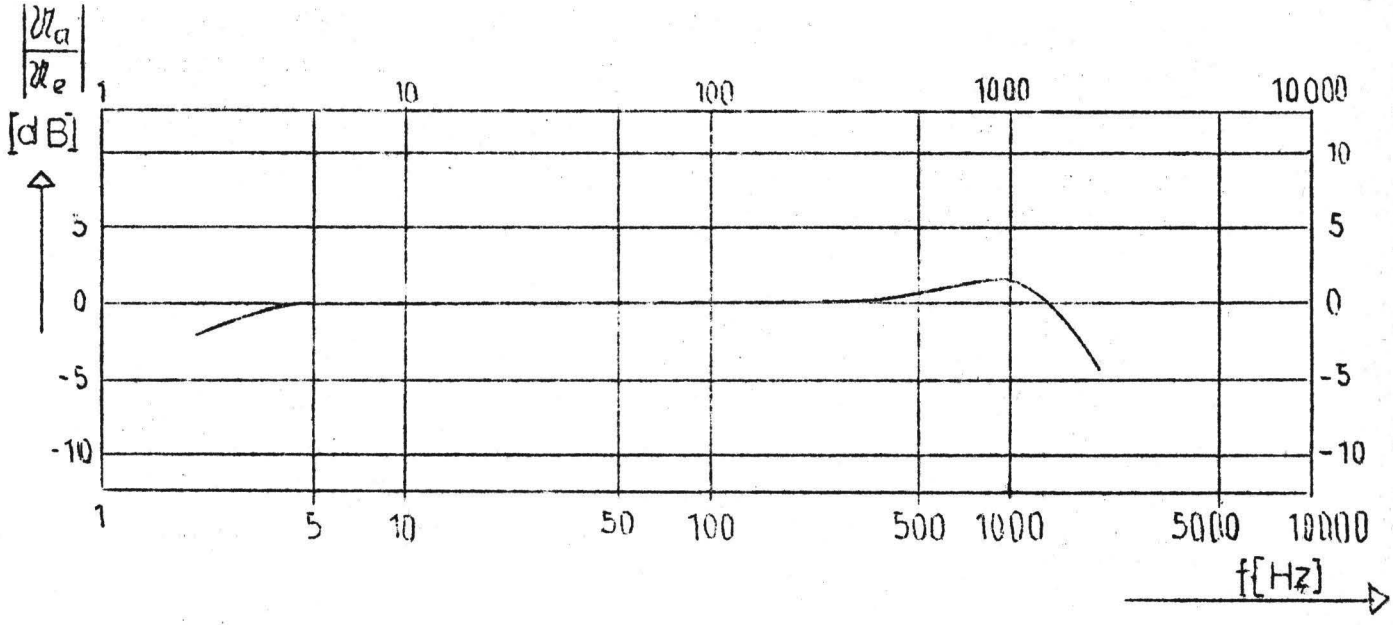


Bild 6: Frequenzgang des gegengekoppelten Verstärkers

3.5 Mechanischer Aufbau des Verstärkers

Der gesamte Verstärker ist als Einschub konstruiert. Dadurch läßt er sich erforderlichenfalls gegen einen Verstärker mit anderen Eigenschaften austauschen. Der im Schaltbild umstrichelte Teil, der eigentliche Verstärker, ist als Baueinheit zusammengefaßt und im Einschub federnd aufgehängt. Dadurch wird die Mikrofonie verringert und der Verstärker gegen mechanische Stöße unempfindlicher.

3.6 Technische Daten des Verstärkers

Bevor eine Zusammenstellung der technischen Daten gegeben wird, seien die einzelnen Punkte etwas erläutert.

3.61 Ausgangsleistung

Da die maximale Induktion im Ausgangsübertrager durch eine hohe Windungszahl desselben herabgesetzt werden mußte, hat die Primärseite des Uebertragers (Anode-Anode) einen Gleichstromwiderstand von etwa 900 Ω. 10 % der Nutzleistung gehen dadurch auf der Primärseite verloren, weitere 10 % Verluste resultieren aus dem Gleichstromwiderstand der Sekundärwicklung. Außerdem bewirkt der primäre Gleichstromwiderstand einen Abfall der Anodengleichspannung bei Vollast, so daß auf der Primärseite ohnehin keine 130 W zur Verfügung stehen. Zieht man nun

noch die Ummagnetisierungsverluste des Ausgangstransformators in Betracht, dann ist es erklärlich, daß die Uebersteuerungsgrenze des Verstärkers bei etwa 70 W abgegebener Leistung liegt. Unter 50 W sind die Verzerrungen im interessierenden Bereich (20 bis 100 Hz) kleiner als 0,1 %.

3.62 Ausnutzbarer Frequenzbereich

Der ausnutzbare Frequenzbereich des Verstärkers ist durch seinen Klirrfaktor gegeben. Kritisch in Bezug auf den Klirranteil ist dabei der Bereich um die Membraneigenfrequenzen. Die Oberwellen des Verstärkerstromes, die in diese Bereiche fallen, müssen scharf unterdrückt werden, da sie in der Bewegung des Tisches durch die Resonanzüberhöhung herausgehoben werden.

Unter diesen Voraussetzungen kann man den Frequenzbereich des Verstärkers mit 5 bis 100 Hz angeben, wobei die untere Frequenzgrenze durch die mit der Induktion im Ausgangsübertrager ansteigenden Verzerrungen gegeben ist.

Die (ziemlich niedrige) obere Grenzfrequenz wird durch die Streuinduktivität des Ausgangstransformators bedingt. Die Primärinduktivität des Ausgangstransformators schwankt in Abhängigkeit von der angelegten Spannung zwischen 2 700 und 18 000 Hy, die auf die Primärseite bezogene Streuinduktivität zwischen 140 und 900 Hy. Bei der gewählten AB-Einstellung werden die Wicklungshälften abwechselnd von halbsinusförmigen Stromimpulsen durchflossen. Diese Impulse fliessen auch durch die Streuinduktivitäten; ihr plötzliches Ein- und Ausschalten bewirkt ein Ein- und Ausschwingen der Streuinduktivitäten, die zusammen mit den Streukapazitäten resonanzfähige Schwingkreise bilden. Bei tiefen Frequenzen ist davon noch nichts zu bemerken, da das "Schalten" der Endröhren infolge der niedrigen Frequenz langsamer vor sich geht und die Uebergänge in der Praxis nicht so scharf sind. Zwar sind die Uebergänge auch bei höheren Frequenzen (ab 100 Hz) nicht schärfer, dafür hat jedoch jetzt die Schaltzeit erheblich abgenommen, und die erwähnten Resonanzkreise schwingen jetzt merklich ein und aus. Dadurch und durch die abnehmende Gegenkopplung steigt der Klirrfaktor bei Frequenzen über 100 Hz wieder an, so daß die

obere Grenze für einwandfreien Betrieb bei 100 Hz liegt.

3.63 Gegenkopplung und Klirrfaktor des Verstärkers

Bei einer Belastung mit 4 Ω ergibt sich eine Gegenkopplung von etwa 29 dB bei einer Sicherheit von 8...10 dB gegen Rückkopplungsschwingungen. Die Gegenkopplungsspannung wird an einem Widerstand von 60 mΩ (R 30) abgegriffen.

Im interessierenden Bereich des Verstärkers - also im Bereich der ersten Membranresonanzfrequenz des Tisches - soll eine möglichst scharfe Unterdrückung der unerwünschten Oberwellen erfolgen. Bild 7 zeigt den Klirrfaktor des Verstärkers für Vollaussteuerung. Beschränkt man sich auf einen Leistungsentzug von

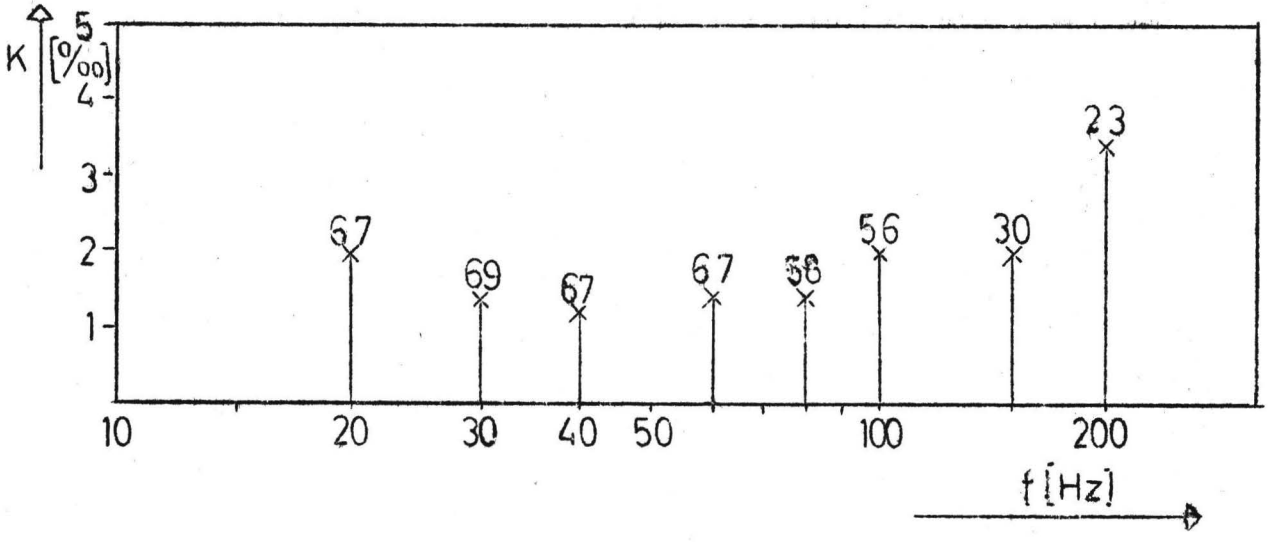


Bild 7 Klirrfaktor K des Verstärkers in Abhängigkeit von der Frequenz, gemessen bei Abschluß des Verstärkers mit 4 Ω und Aussteuerung bis zur Uebersteuerungsgrenze. Die den Meßpunkten zugeordneten Zahlen geben die jeweilige Ausgangsleistung [W] des Verstärkers an (Ansteuerung des Verstärkers mit dem Krohn-Hite-Sinusoszillator).

50 W, dann liegt der Klirrfaktor im Bereich 20 bis 100 Hz unter 0,1 %.

Unterhalb von 20 Hz nimmt der Klirrfaktor zu; da die Oberwellen in diesem Fall nicht auf die Membraneigenfrequenz fallen, kann man ein Ansteigen des Klirrfaktors in Kauf nehmen.

3.64 Zusammenstellung der technischen Daten des Verstärkers

Ausgangsleistung:	50 W an 4 Ω
Klirrfaktor:	Kleiner als 0,1 % im Bereich 20...100Hz
Frequenzbereich:	5 bis 100 Hz bei 50 W
Gegenkopplung:	Stromgegenkopplung, 29 dB (28-fach) bei Belastung mit 4 Ω
Eingangswiderstand:	Ca. 12 kΩ
Benötigte Eingangsspannung:	Minimal 200 mV, justiert auf 10 V
Fremdspannungsabstand:	Ca. 70 dB
Eingangswiderstand des GK-Einganges:	Ca. 100 kΩ

4. Eichung der Amplituden-Meßeinrichtung

4.0 Allgemeines

Zur Messung der Amplitude der Tischplatte ist in den Schwingtisch ein Verlagerungsaufnehmer PR 9310 der Fa.Philips eingebaut; er mißt die Bewegung zwischen Oberteil (Tischplatte) und Unterteil (Magnetkern) des Schwingtisches (da die in Betracht kommenden Betriebsfrequenzen des Tisches weit unter der Längsresonanz der Tischaufbauten zwischen Befestigungspunkt des Verlagerungsaufnehmers und der Tischplatte liegen, sind die gemessenen Amplituden mit den Amplituden der Tischplatte identisch). Um aus der Relativbewegung zwischen Ober- und Unterteil die Absolutbewegung der Tischplatte zu bestimmen, muß man zunächst den Schwingungszustand des Tisches betrachten.

In Bild 8 ist ein Prinzipbild vom Tischaufbau gezeigt. Die Membran mit ihrer verteilten sowie der in ihrer Mitte angebrachten Masse wird als masselose Feder mit der Federkonstante c_2 und der Dämpfung 2 r_2 aufgefaßt, ihre schwingende Masse sei in m_2 konzentriert (dieses Ersatzbild ist unterhalb der ersten Membraneigenfrequenz zulässig). Die Membranmasse stützt sich über c_2 und 2 r_2 auf das Unterteil mit der wesentlich größeren Masse m_1. Die durch c_2 und 2 r_2 gekoppelten Massen bilden den Schwingtisch. Dieser ist durch die an m_1 angreifende Feder c_1 mit der Dämpfung 2 r_1 auf dem Fußboden gelagert.

Die durch die Tauchspule erzeugte Kraft wirkt gegensinnig auf m_1 und m_2. Damit findet man die Differentialgleichungen der Bewegung für die Massen m_1 und m_2 zu

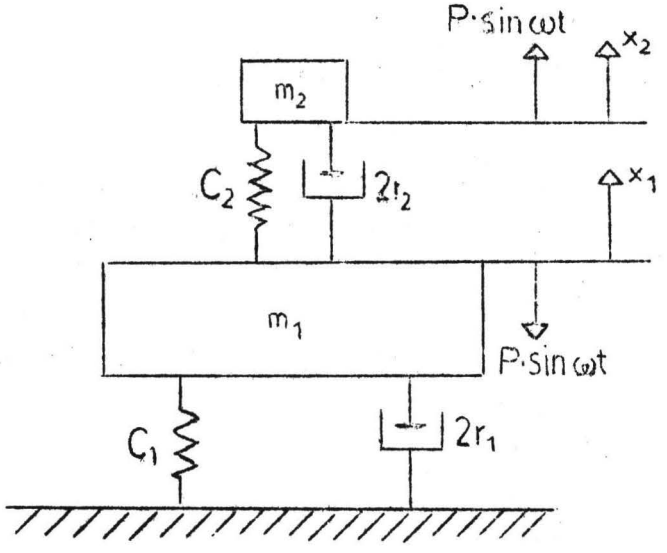


Bild 8: Ersatzbild für den Schwingtisch

$$m_2\ddot{x}_2 + 2r_2(\dot{x}_2-\dot{x}_1) + c_2(x_2-x_1) = P \sin \omega t \qquad (4a)$$

$$m_1\ddot{x}_1 + 2r_1\dot{x}_1 + c_1x_1 - 2r_2(\dot{x}_2-\dot{x}_1) - c_2(x_2-x_1) = -P \sin \omega t \qquad (4b)$$

Der in den Tisch eingebaute Aufnehmer mißt die Größe $x_2 - x_1 = z$; für eine Messung leicht zugänglich ist ferner die Amplitude x_1; sie kann durch eine Relativmessung zwischen dem Tischunterteil und dem Fußboden ermittelt werden. Führt man die Größe z in die Gleichungen (4) ein, so erhält man

$$m_2\ddot{z} + m_2\ddot{x}_1 + 2r_2\dot{z} + c_2z = P \sin \omega t \qquad (5a)$$

$$m_1\ddot{x}_1 + 2r_1\dot{x}_1 + c_1x_1 - 2r_2\dot{z} - c_2z = -P \sin \omega t \qquad (5b)$$

Addiert man zu z phasenrichtig die Amplitude x_1, so kann man die Absolutbewegung von m_2, der Tischplatte, bestimmen.

Es liegt der Gedanke nahe, daß die beiden Massen wie bei einem Tonpilz mit einer Phasenverschiebung von 180° schwingen. Diese Annahme kann man durch die Berechnung der Phasenwinkel, mit denen die Massen m_1 und m_2 relativ zur anregenden Kraft schwingen, überprüfen.

Die Auflösung der Gleichungen (5) liefert folgende Ausdrücke für die Phasenwinkel:

$$\operatorname{tg}\varphi_{x_1} = \frac{2D_2\eta(1-H^2)+2D_1H(1-\eta^2)}{\varkappa H^2\eta^2+4D_1D_2H\eta+(H^2-1)(1-\eta^2)} \tag{6a}$$

$$\operatorname{tg}\varphi_z = \frac{2D_2\eta\left[4D_1^2H^2+(1-H^2)^2\right]+2\varkappa D_1H^3\eta^2}{\varkappa(1-H^2)H^2\eta^2-(1-\eta^2)\left[4D_1^2H^2+(1-H^2)^2\right]} \tag{6b}$$

Darin sind die variablen Größen in normierter Darstellung enthalten; es bedeuten

$$\Omega_o = \sqrt{\frac{c_1}{m_1+m_2}} = 2\pi F_o$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{c_2}{m_2}} = 2\pi f_o$$

$$D_1 = \frac{r_1}{(m_1+m_2)\Omega_o}$$

$$D_2 = \frac{r_2}{m_2\omega_o}$$

$$\varkappa = \frac{m_2}{m_1+m_2}$$

$$H = \frac{\omega}{\Omega_o} = \frac{f}{F_o}$$

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_o} = \frac{f}{f_o} \quad ; \; \omega = \text{laufende Frequenz}$$

Aus den Gleichungen (6) folgt, daß der Phasenwinkel $\Delta\varphi = \varphi_z - \varphi_{x_1}$ bei fehlender Dämpfung r_1 (entspricht $D_1 = 0$) und $H > 1$ $\Delta\varphi = 180^\circ$ beträgt. Da $x_2 = z + x_1$, bedeutet dies, daß die für x_1 gemessenen Werte von z subtrahiert werden müssen, wenn man die Absolutbewegung x_2 der Tischplatte erhalten will.

Bei Anwesenheit der Dämpfung r_1 ändern sich die Verhältnisse: Die Phasenverschiebung beträgt jetzt nicht mehr 180°, sondern sie ist etwas geringer. Für den hier behandelten Schwingtisch ergaben Messungen folgende Daten:

$D_1 = 0{,}02$; $\Omega_0 = 12{,}56\ s^{-1}$ (entspricht 2 Hz); $D_2 = 0{,}7$ (mit "mechanischer" Gegenkopplung, die wie eine natürliche Dämpfung wirkt); $\omega_0 \approx 604\ s^{-1}$ (entspricht 96 Hz).

In Abhängigkeit von der Verstimmung H erhält man daraus mit den Gleichungen (6) die in Tabelle 1 angegebenen Werte (das Massenverhältnis $\varkappa$ wurde zu 0,1 angenommen).

	φ [°]	$\frac{X_2'}{X_2}$	F [%]
H = 1	90	0,895525	- 10,4475
H = 1,5	177,295	0,99986	- 0,014
H = 2,5	178,909	0,99998	- 0,002

Tabelle 1. Zur Bestimmung der Absolutbewegung der Masse m_2 in Bild 8. $H = \frac{f}{F_0}$; $\Delta\varphi$ = Phasenwinkel zwischen m_1 und m_2; X_2 = Amplitude der Masse m_2, wenn z und x_1 phasenrichtig addiert werden; X_2' = (Falsche) Amplitude der Masse m_2, die sich ergibt, wenn x_1 von z betragsmäßig subtrahiert wird; F = Größe des prozentualen Fehlers, wenn man X_2' statt X_2 benutzt; es gilt $F = \frac{X_2'-X_2}{X_2}.100$ [%].

Für größere Werte von H nähert sich danach der Winkel $\Delta\varphi$ immer mehr 180°. Es ist also die Annahme zulässig, daß die Massen m_1 und m_2 für $H > 2$ gegenphasig schwingen, und man erhält die Amplitude der Absolutbewegung, X_2, indem man von der Amplitude Z die für x_1 gemessene Amplitude abzieht.

Der Fehler, der auf diese Weise entsteht, ist sehr gering. Zu seiner Berechnung sei angenommen, daß $x_2 = X_2 \sin(\omega t+\varnothing)$, $z = Z \sin(\omega t+\varphi_z)$, $x_1 = X_1 \sin(\omega t+\varphi_{x_1})$ ist. Nimmt man auf die von 180° abweichende Phasenverschiebung zwischen z und x_1 keine Rücksicht, dann erhält man für X_2 den (falschen) Wert $X_2' = Z - X_1$. Der exakte Wert für x_2 ist

$$x_2 = Z.\sin(\omega t+\varphi_z) + X_1 \sin(\omega t+\varphi_{x_1}) = X_2 \sin(\omega t+\varnothing)$$

Darin ist

$$X_2 = \sqrt{Z^2 + X_1^2 + 2ZX_1 \cos(\varphi_z-\varphi_{x_1})}$$

Setzt man die Größe $\frac{X_1}{Z} = k$, so erhält man für das Verhältnis des falschen Wertes zum richtigen Wert den Ausdruck

$$\frac{X_2'}{X_2} = \frac{1-k}{\sqrt{1 + k^2 + 2k \cos(\varphi_z - \varphi_{x_1})}}$$

Im vorliegenden Fall ist $k \approx 0{,}1$, so daß sich für $\frac{X_2'}{X_2}$ die in Tabelle 1 eingetragenen Werte ergeben. Damit ist der Nachweis erbracht, daß es zulässig ist, von der Amplitude Z, die von dem in den Schwingtisch eingebauten Aufnehmer gemessen wird, die Amplitude X_1 abzuziehen, um die Absolutbewegung X_2 der Tischplatte zu ermitteln.

Die zur Bestimmung der Amplitude X_2 erforderlichen Messungen teilen sich daher auf in:

a. Messung der Relativbewegung der Tischplatte gegen das Unterteil (Magnetkern) des Tisches.

b. Messung der Relativbewegung des Unterteils gegen einen Fixpunkt.

Die Subtraktion beider Meßwerte liefert die Absolutbewegung der Tischplatte. Man kann mit einer Messung auskommen, wenn man die Gegenbewegung des Unterteils (erfaßt durch Messung b.) einmalig bestimmt und als Korrekturfaktor in die unter a. durchgeführten Messungen eingehen läßt. Es gilt $X_2 = Z(1-k)$.

4.1 Die Eichung des in den Schwingtisch eingebauten Wegaufnehmers

Der Verlagerungsaufnehmer wird in Verbindung mit einer Dehnungsmeßbrücke betrieben. Beim Anschluß des Aufnehmers an die Brücke muß darauf geachtet werden, daß sich der Kern des Verlagerungsaufnehmers in seiner elektrischen Nullage befindet; nur in diesem Falle ergibt eine definierte Auslenkung des Aufnehmerkernes in beiden Richtungen den gleichen Ausschlag am Meßbrückeninstrument.

Der Aufnehmer wird vor dem Einbau in den Tisch mit einem Feindehnungsmesser statisch geeicht, nachdem man den elektrischen Nullpunkt exakt eingestellt hat. Zur Eichung wird die Brückenspeisespannung so eingestellt, daß der Instrumentenausschlag

mit der tatsächlichen Verschiebung des Aufnehmerkernes übereinstimmt.

Jetzt wird der Verlagerungsaufnehmer in den Schwingtisch eingebaut, ohne daß die Einstellung der Meßbrücke verändert wird. Der Aufnehmer muß so eingebaut werden, daß die Brücke bei unveränderter Einstellung und unter Betriebsbedingungen des Tisches, also eingeschaltetem Magnetfeld und mittlerer Belastung der Tischplatte, wieder abgeglichen ist. Nach erfolgtem Abgleich hat man es erreicht, daß der Aufnehmer im Betriebsfall in seinem elektrischen Nullpunkt arbeitet. Da die Brücke kurz vorher geeicht wurde, können die unter a. angegebenen Messungen nun mit größter Genauigkeit durchgeführt werden.

Es kann allerdings vorkommen, daß sich wegen schwankender Netzspannungen, Röhrenalterungen usw. die Eichung verschiebt. Daher ist es zweckmäßig, nach einer einmaligen Eichung des eingebauten Aufnehmers die Tischplatte statisch zu belasten und die dadurch hervorgerufene Durchbiegung der Membran zu messen. Mit diesem Meßwert läßt sich dann die Brücke jederzeit nacheichen. Bei dem vorhandenen Schwingtisch ergab eine Belastung der Tischplatte mit 5 kg eine Durchbiegung von 3,1 µ.

Bei dieser Art der Nacheichung muß man sich darauf verlassen, daß die Federkonstante der Membran zeitlich konstant ist, eine Voraussetzung, die - insbesondere bei annähernd konstanter Temperatur - ohne Zweifel erfüllt ist.

4.2 Meßverfahren zur Messung der Tischamplitude

Die Messung der Tischschwingungen wird mit Hilfe des vom Verlagerungsaufnehmer sekundärseitig abgegebenen modulierten Trägers durchgeführt. Im abgeglichenen Zustand der Meßbrücke ist der Zeigerausschlag Null, und der von der Brücke abgegebene modulierte Träger hat die Form einer Zweiseitenbandmodulation mit unterdrücktem Träger. Zur Bestimmung der Schwingamplitude wird durch Verstimmen des Brückeneinganges dieser Modulation mit unterdrücktem Träger soviel Trägerspannung zugesetzt, daß aus der Zweiseitenbandmodulation mit unterdrücktem Träger eine Zweiseitenbandmodulation mit einem Modulationsgrad von 100 % wird. Die Erreichung eines 100 %igen Modulationsgrades kann

man sehr genau auf einem Oszillographen erkennen. Dabei zeigt das Meßbrückeninstrument einen Ausschlag, der der Größe des zugesetzten Trägers und damit der Spitzenamplitude der zu messenden Schwingung entspricht.

4.3 Bestimmung des Korrekturfaktors

Zur Ermittlung der absoluten Tischbewegung ist noch die unter b. genannte Messung erforderlich. Diese Messung wurde in Abhängigkeit von der Frequenz für zwei verschiedene Tischbelastungen (0 und 5 kg) durchgeführt; die Ergebnisse zeigt Bild 9.

Als Festpunkt, gegen den die Schwingungen des Tischunterteils zu messen sind, wurde der Fußboden, eine ca. 0,75 m starke Betondecke, benutzt. Die Bewegung wurde ebenfalls mit einem Verlagerungsaufnehmer PR 9310 gemessen. Es kommt dabei nur darauf an, das Verhältnis der unter a. und b. gemessenen Schwingungen zu ermitteln. Deshalb wurden beide Aufnehmer abwechselnd an die gleiche Brücke angeschlossen und die am Demodulationsausgang stehende Spannung mit einem Röhrenvoltmeter (Philips GM 6012) gemessen, Die beiden Spannungen sind ein Maß für die Amplituden der beiden Bewegungen; eine etwaige Frequenzabhängigkeit der Brücke und des Röhrenvoltmeters geht nicht in die Messung ein. Nachteilig für die Meßgenauigkeit sind lediglich Linearitätsfehler der Meßbrücke; eine weitere Fehlerquelle ist das Röhrenvoltmeter, bei dem verschiedene Meßbereiche benutzt werden müssen.

Man muß bei diesen Eichmessungen berücksichtigen, daß die verwendete Brücke nur auf einen Aufnehmer, in diesem Falle auf den in den Tisch eingebauten, geeicht ist. Mit dem erwähnten Feindehnungsmesser muß deshalb für den unteren Aufnehmer noch ein Korrekturfaktor ermittelt und berücksichtigtwerden, weil nicht alle Aufnehmer die gleiche Empfindlichkeit haben.

Die bei der Messung in Erscheinung tretenden langsamen Schwingungen des Tisches gegen den Boden (der über dem Fußboden federnd aufgehängte Tisch bildet ein seismisches System) wurden durch einen Hochpass unterdrückt; die Messungen konnten bis herab zu 6 Hz durchgeführt werden.

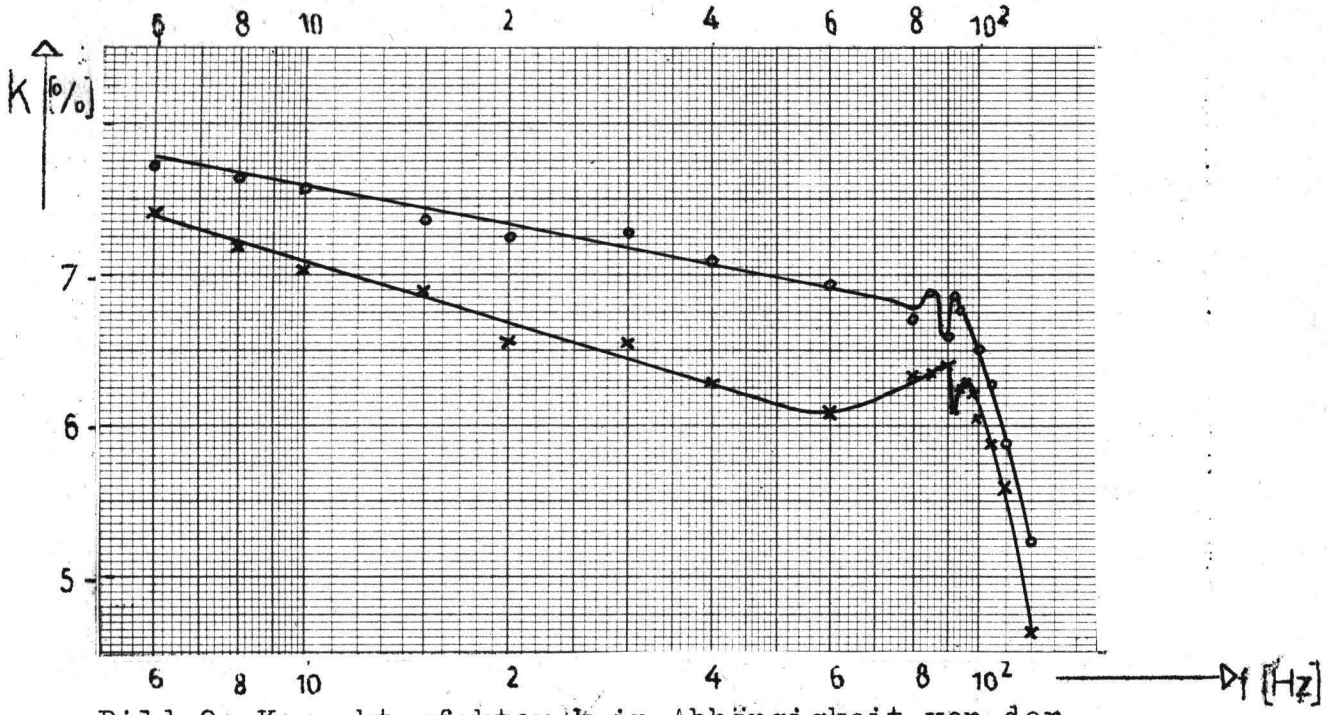


Bild 9: Korrekturfaktor k in Abhängigkeit von der Frequenz (Es ist $X_2 = Z(1-k)$)

x Tisch ohne Belastung
o Tisch mit 5 kg belastet

5. Die Eichung von seismischen Schwingungsaufnehmern

Der zu eichende seismische Aufnehmer wird auf der Tischplatte befestigt und der Tisch zu Schwingungen definierter Frequenz angeregt. Die Amplitude des Tisches wird wie unter 4.2 bestimmt und der Korrekturfaktor (Bild 9) berücksichtigt. Mit einem geeigneten Röhrenvoltmeter wird dabei die vom Aufnehmer abgegebene Wechselspannung gemessen. Das Verfahren wird für jede Meßfrequenz durchgeführt.

Diese Art der Messung ist zwar ausreichend genau (es gehen im wesentlichen die Fehler des Röhrenvoltmeters ein; zur Zeit liegt die Unsicherheit bei $\pm$ 5 %, aber doch sehr umständlich. Man kann das Verfahren vereinfachen, wenn man auf diese Weise ein für alle Mal einen Geber eicht und ihn danach als Normal benutzt. Dazu muß sichergestellt sein, daß der Geber nicht zu stark altert, und eine Ueberprüfung seiner **Eichung muß in gewissen Zeitabständen** vorgenommen werden. Bei der Eichung dieses Normals kann man einen Aufwand treiben, wie er bei der Eichung mehrerer Aufnehmer unmöglich zu realisieren ist.

Zwar wurde auf dieser Anlage noch kein Normal geeicht; es läßt sich jedoch abschätzen, daß sich ein solches Normal mit einer

Genauigkeit von 1 bis 2 % absolut herstellen läßt. Führt man die Eichung weiterer Aufnehmer in einem Vergleichsverfahren mit dem Normal durch, indem die Spannung desjenigen Aufnehmers, der die größere Spannung abgibt, durch genau geeichte Widerstände (Eichleitung) so heruntergeteilt wird, daß sie genau gleich der vom anderen Aufnehmer abgegebenen Spannung ist, dann fällt bei diesen Nacheichungen jede Ungenauigkeit des verwendeten Röhrenvoltmeters heraus, und die auf diese Weise geeichten Aufnehmer liegen bei sorgfältiger Arbeit in ihrer Genauigkeit besser als 2,5 %.

6. Technische Daten des Schwingtisches

Bild 10 zeigt die Absolutbewegung der Tischplatte bei Vollaussteuerung des Verstärkers. Das Absinken der erzielbaren Am-

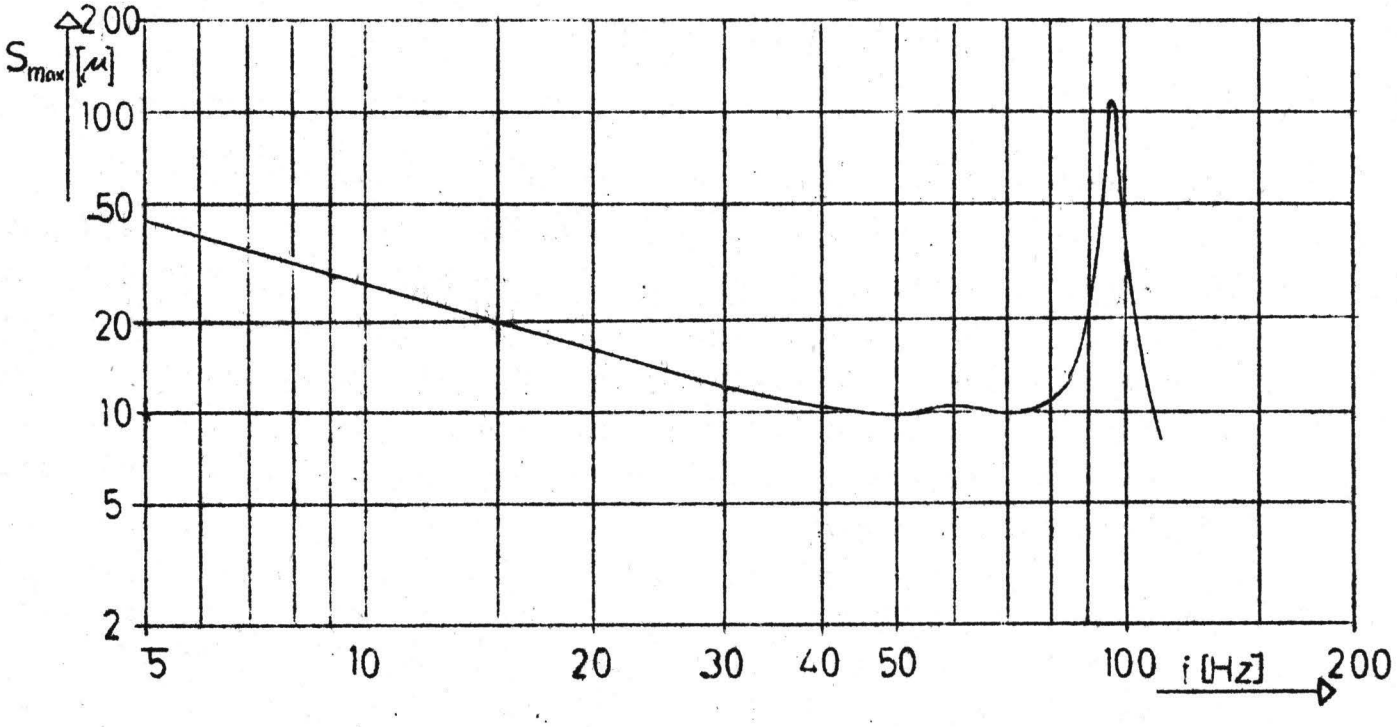


Bild 10: Größtwerte (s_{max}) der Wegamplituden, die sich auf dem Eichstand erreichen lassen

plituden bei steigender Frequenz ist durch den frequenzabhängigen Scheinwiderstand der Tauchspule bedingt. Bei höheren Frequenzen überlagert sich diesem Amplitudenabfall die Resonanzüberhöhung der Tischmembran. Bei etwa 60 Hz ist eine kleinere Resonanzüberhöhung vorhanden; die Ursache dafür liegt in der Art der Ankopplung der Tischplatte an die Tauchspule. Bei der derzeitigen Genauigkeit des Eichstandes (5 %) stört diese Resonanz nicht; wird jedoch später eine höhere Genauigkeit ange-

strebt, dann muß diese Resonanzstelle beseitigt werden.

Die Resonanzkurven des Tisches sind in Bild 11 dargestellt. Kurve a ergibt sich bei Speisung der Tauchspule mit konstantem Strom; auch hier ist bei 60 Hz eine kleine Resonanzüberhöhung feststellbar.

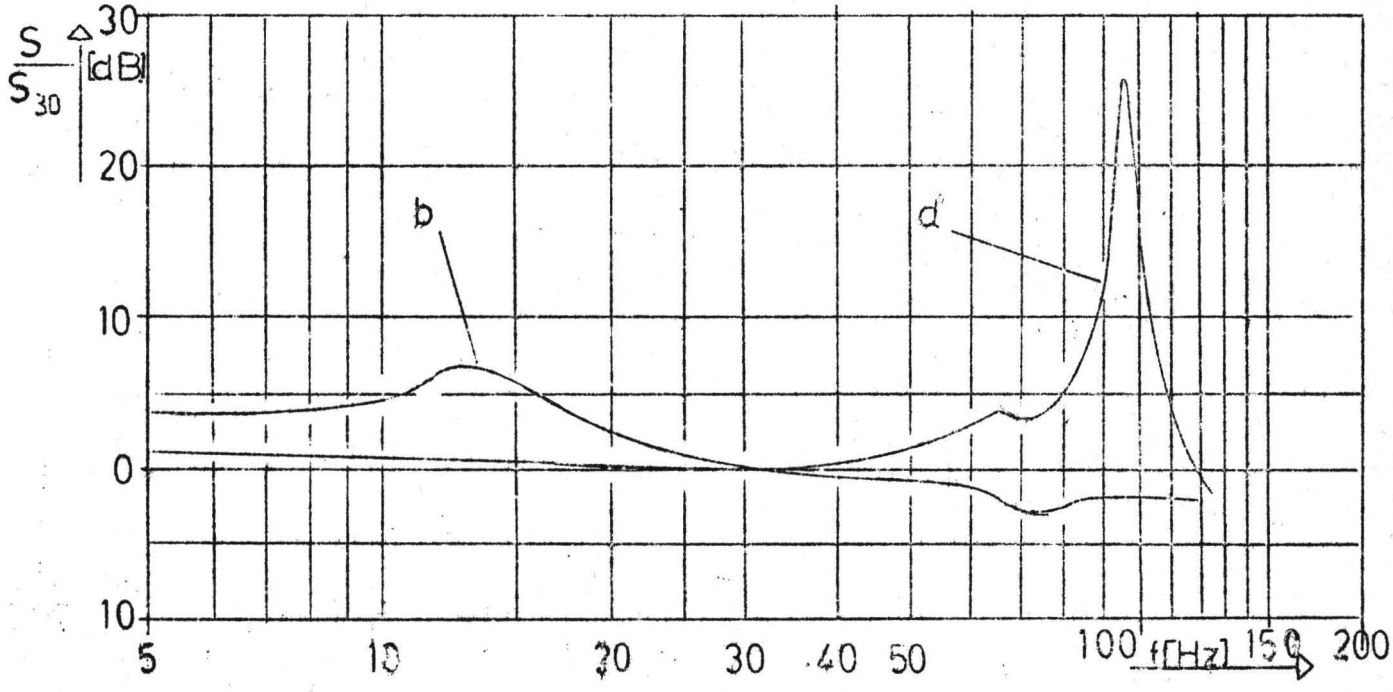


Bild 11: Resonanzkurven des Schwingtisches, bezogen auf die Wegamplitude für f = 30 Hz. 20 dB entsprechen einem Wegamplituden-Verhältnis von 10:1.
Kurve a: Resonanzkurve des ungedämpften Tisches
Kurve b: Resonanzkurve des durch "mechanische" Gegenkopplung gedämpften Tisches

Kurve b in Bild 11 zeigt die Charakteristik der Tischplatte bei voller mechanisch-elektrischer Gegenkopplung und frequenzunabhängiger Eingangsspannung des Verstärkers. Der Anstieg bei 13 Hz ist durch das Umschlagen der Phase des benutzten Gegenkopplungsaufnehmers (Philips PR 9260) bedingt (siehe 3.21). Die Resonanzüberhöhung der Membran ist verschwunden, und es liegt etwa aperiodische Dämpfung vor.

Bei der Prüfung, ob die Amplituden auf der Tischplatte überall den gleichen Wert haben, ergaben sich im Frequenzbereich bis 100 Hz, bezogen auf den Mittelwert der Messungen, Abweichungen von maximal $\pm$ 2 %. Die Abweichungen sind zum Teil darauf zurückzuführen, daß die Tischplatte bei der Durchführung dieser Messungen unsymmetrisch belastet wurde.

Die Größe der Horizontalschwingungen der Tischplatte, die diese trotz vertikaler Anregungskraft ausführt, ließ sich nicht exakt bestimmen, da kein Erschütterungsaufnehmer mit der erforderlichen hohen Richtungsselektivität vorhanden war. Aus Vergleichsmessungen mit mehreren Aufnehmern läßt sich jedoch abschätzen, daß der Anteil der Horizontalschwingungen kleiner als 1 bis 2 % der Vertikalschwingungen sein muß.

Der Klirrfaktor der Tischgeschwindigkeit ist in Bild 12 dargestellt. Mit Ausnahme eines engen Frequenzbereiches um 86 Hz liegt er zwischen 0,5 und 1,5 %. Da im Klirranteil die dritte

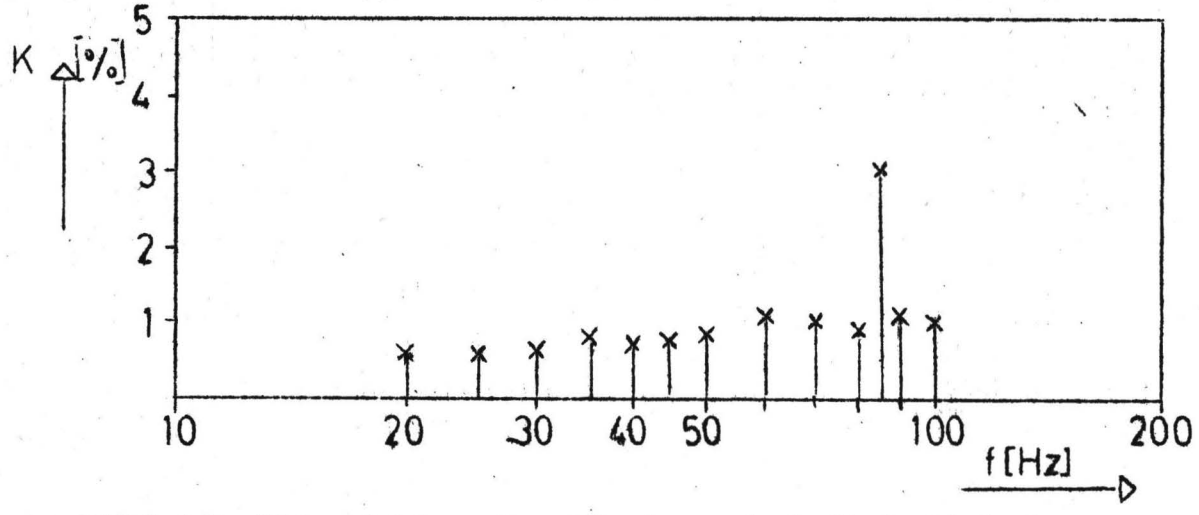


Bild 12: Klirrfaktor der Tischgeschwindigkeit bei voller Aussteuerung des Verstärkers

Harmonischeam stärksten vertreten ist, liegt der Klirrfaktor der Beschleunigung unter 5 %. Der hohe Klirrfaktor bei 86 Hz hat seine Ursache in einer bei 173 Hz liegenden Resonanzfrequenz der Tischplatte; die zweite Harmonischewird dadurch besonders stark hervorgehoben. Im ausgenutzten Frequenzbereich ist dies die einzige Frequenz, bei der der Klirrfaktor der Beschleunigung (er beträgt bei 86 Hz 6 %) die angegebene Grenze von 5 % übersteigt.

Die Dämpfung der vom Fußboden auf die Tischplatte übertragenen Störschwingungen wurde mit einem seismischen Erschütterungsaufnehmer PR 9260 (Philips) gemessen. Die Erschütterungen werden hauptsächlich durch Fahrzeugverkehr hervorgerufen. Das Verhältnis der Erschütterungen auf dem Fußboden zu den gleichzeitig auf der Tischplatte gemessenen Erschütterungen wurde zu etwa 8:1 bestimmt, die Bodenschwingungen werden also mit einer Dämpfung von ca. 18 dB auf die Tischplatte übertragen.

Das Verhältnis der Geschwindigkeitsamplituden aller Störschwingungen zur Geschwindigkeitsamplitude einer 70 Hz-Schwingung, die der Tisch bei voll ausgesteuertem Verstärker ausführt, beträgt 1:2200 (gemessen mit Philips PR 9260). Damit ergibt sich auf der Tischplatte ein Störabstand von ca. 67 dB.

L i t e r a t u r

/1/ H. Köhler — "Ein neuer Schütteltisch zur Eichung und Prüfung hochempfindlicher Erschütterungsmesser"
Zeitschrift für technische Physik, Band 22 (1941), Nr. 9, Seite 209-215.

/2/ Terman — "Radio Engineers' Handbook"
McGraw-Hill, New York and London 1943