

HEINRICH·HERTZ·INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG
BERLIN·CHARLOTTENBURG

Technischer Bericht Nr. 109

Ein Vergleich zwischen dem 2- und dem 3-Sender-
Meßverfahren zur Ermittlung der Aussteuergrenze
von Fernseh-Antennenverstärkern

von

cand. Ing. Klaus Müller

Berlin

1 9 6 9

Ein Vergleich zwischen dem 2- und dem 3-Sender-Meßverfahren zur Ermittlung
der Aussteuergrenze von Fernseh-Antennenverstärkern

In Fernseh-Antennenverstärkern entstehen als Folge nichtlinearer Verzerrungen aussteuerungsabhängige Intermodulationsspannungen, die sich bei ungenügendem Intermodulationsabstand im Videobereich störend auswirken.

Die Aussteuergrenze eines Fernseh-Antennenverstärkers wird nach dem DIN-Entwurf 45004 mit Hilfe von 2 bzw. 3 unmodulierten Sinusspannungen ermittelt. Zwischen den Meßmethoden bestehen theoretische Zusammenhänge, die in dieser Arbeit meßtechnisch überprüft werden.

Die ausgeführten Untersuchungen zeigen, daß die Meßmethoden nur dann zu gleichwertigen Resultaten führen, wenn die Pegel der unmodulierten Senderspannungen in einem bestimmten Verhältnis stehen. Allerdings kann die Gleichwertigkeit der Meßverfahren durch lineare Verzerrungen weitgehend eingeschränkt werden.

Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung

Der Bearbeiter

Klaus Müller

(cand. ing. Klaus Müller)

Der stellv. Abteilungsleiter

H. Jungfer

(Prof. Dr. -Ing. H. Jungfer)

Der Institutsdirektor

F. W. Gundlach

i. V. (Prof. Dr. -Ing. F. W. Gundlach)

Berlin-Charlottenburg, den 22. 9. 1969



Inhaltsverzeichnis

	Seite
Literaturverzeichnis	1
Einleitung	2
1. Messungen im NF-Bereich	3
1.1 Die Meßmethoden	3
1.1.1 Die 2-Sender-Meßmethode	4
1.1.2 Die 3-Sender-Meßmethode	6
1.2 Das Meßobjekt	9
1.3 Frequenz- und Pegelschema	10
1.4 Diskussion der Meßergebnisse	11
1.4.1 Der IMA als Funktion des Arbeitspunktes und der Aussteuerung	11
1.4.2 Vergleich der Meßmethoden	13
1.5 Zusammenfassung	16
2. Messungen an Fernseh- Antennenverstärkern	18
2.1 Die Meßmethoden	18
2.1.1 Die 3-Sender-Meßmethode mit bewerteten Pegeln (nach DIN-Entwurf 45004)	19
2.1.2 Die 2-Sender-Meßmethode (nach DIN-Entwurf 45004)	20
2.1.3 Berechnung des Intermodulationsabstandes und Ver- gleich der Meßmethoden	20
2.2 Die abgeänderten Meßmethoden	22
2.2.1 Die 3-Sender-Meßmethode mit gleichen Pegeln	23
2.2.2 Die 2-Sender-Meßmethode mit herabgesetzten Pegeln	24
2.3 Die Richtströme bei den verschiedenen Meßverfahren	25
2.4 Der Meßaufbau	27
2.5 Zur Durchführung und Auswertung der Messungen	29
2.6 Diskussion der Meßergebnisse	30
2.6.1 Messungen an Bereichsverstärkern	30
2.6.2 Messungen an Kanalverstärkern	33

	Seite
2.7 Zusammenfassung	36
3. Diagramme	39-59
4. Anhang	60
4.1 Berechnung der Intermodulationsspannungen für die 2- und die 3-Sender-Meßmethode	60
4.1.1 Entwicklung einer nichtlinearen Verstärkerkennlinie in eine Potenzreihe	60
4.1.2 2-Sender-Meßmethode	61
4.1.3 3-Sender-Meßmethode	63

Literaturverzeichnis

- | 1 | Deutsche Normen DIN 45403
- | 2 | Deutsche Normen DIN 45004 Entwurf Sept. 1967
- | 3 | H. Schröder
Elektrische Nachrichtentechnik (Band II)
Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik
- | 4 | F. Vilbig
Lehrbuch der Hochfrequenztechnik (Band II)
Akademische Verlagsgesellschaft
- | 5 | A. Bösl
Intermodulation und Kreuzmodulation in Fernseh-Antennenverstärkern
Rundfunktechn. Mitteilungen, Band 11 (1967) H. 3
- | 6 | J. Heydel
Kreuzmodulation in Fernsehumsetzern
Rundfunktechn. Mitteilungen, Band 11 (1967) H. 2
- | 7 | R. Knauer
Intermodulation und Kreuzmodulation in Hochfrequenzverstärkern
Siemens-Bauteile-Informationen 6 (1968) Heft 1
- | 8 | H. Brand
Some Remarks on Measurement Methods to evaluate non-linear Distortion
in high - frequency Amplifiers
Bericht der IEC - TC 12 - SC 12 A - WG 3, February 1969
- | 9 | E. Müller
Vergleichende Untersuchungen zwischen der 2- und 3-Sender-Meßmethode
Studienarbeit Nr. 412
am Lehrstuhl und Institut für Hochfrequenztechnik
Prof. Dr.-Ing. F.W. Gundlach

Einleitung

Die Aussteuerfähigkeit eines Fernseh- Antennenverstärkers wird durch die nichtlinearen Verzerrungen in seinen aktiven Bauelementen begrenzt. Vorwiegend durch den kubischen Potenzfaktor der Verstärkerkennlinie entstehen Modulationsprodukte, die das Fernsehbild bei ungenügendem Störabstand beeinträchtigen. Dabei sind zwei Störeffekte zu unterscheiden: Die Kreuzmodulation zwischen verschiedenen Fernsehkanälen in einem Bereichsverstärker führt zum sog. "Scheibenwischereffekt", bei dem der Zeilensynchronimpuls eines störenden Bildsignals in horizontaler Richtung über den Bildschirm läuft. - Dagegen erzeugt der übersteuerte Kanalverstärker ein Bildmoiré, das durch die Mischung von Bildträger, Video-Seitenband und frequenzmoduliertem Tonträger innerhalb eines Kanals entsteht; diese nichtlineare Störung wird als Intermodulation bezeichnet.

Der Intermodulationsabstand eines Kanalverstärkers wird nach dem 3-Sender-Verfahren ermittelt. Bei dieser Methode ersetzt man den Fernsehkanal durch unmodulierte Sinusspannungen, mit denen die Pegelverhältnisse und die Frequenzlagen von Bildträger, Video-Seitenband und Tonträger nachgebildet sind. Dagegen wird der Kreuzmodulationsabstand eines Bereichsverstärkers nach dem 2-Sender-Verfahren gemessen. Dieses Verfahren ist meßtechnisch einfacher, da der Antennenverstärker nur mit zwei unmodulierten Sinusspannungen angesteuert wird. - Die Bildung von Modulationsprodukten ist bei beiden Meßverfahren auf die gleichen nichtlinearen Verstärkereigenschaften zurückzuführen, so daß zwischen den beiden Meßmethoden eine theoretische Abhängigkeit besteht. Die theoretischen Zusammenhänge werden in dieser Arbeit abgeleitet und meßtechnisch überprüft.

Das nichtlineare Verhalten eines Antennenverstärkers kann durch lineare frequenzabhängige Verzerrungen überdeckt werden, so daß der meßtechnische Nachweis von theoretischen Zusammenhängen zwischen den Meßmethoden erschwert ist. Daher werden die ersten vergleichenden Untersuchungen an einem einstufigen Verstärker im NF-Gebiet durchgeführt, der in diesem Bereich einen frequenzunabhängigen nichtlinearen Vierpol besitzt. Für diese Messungen wird ein gleichwertiger Meßaufbau verwendet, wie er für die Untersuchungen an Antennenverstärkern im DIN-Entwurf 45004 vorgeschlagen ist.

1. Messungen im NF-Bereich

Durch die Nichtlinearität einer Verstärkerkennlinie entstehen aussteuerungsabhängige Verzerrungen, die mit Hilfe einer Potenzreihenentwicklung berechnet werden können. Für die Taylor-Entwicklung im Anhang 4.1 ist der einfache Fall vorausgesetzt, daß die Kennlinienkoeffizienten im gewählten Arbeitspunkt konstant sind und daher weder frequenzabhängigen noch aussteuerungsabhängigen Einflüssen unterliegen.

Die Ersatzschaltung eines Verstärkers enthält neben der nichtlinearen Größe lineare Vierpole, die eine Untersuchung der nichtlinearen Eigenschaften beeinflussen können | 1 |. Lineare Verzerrungen vor dem nichtlinearen Glied verändern die Kennlinienaussteuerung. Lineare Verzerrungen hinter dem nichtlinearen Glied verändern die Pegel der Verzerrungsprodukte. -Zweckmäßig werden bei den Messungen im NF-Bereich lineare Verzerrungen so weit möglich ausgeschlossen, damit ein bestehender Zusammenhang zwischen verschiedenen Meßmethoden, der allein nichtlineare Eigenschaften betrifft, nicht verfälscht wird.

1.1 Die Meßmethoden

Für die Untersuchung nichtlinearer Eigenschaften von Antennenverstärkern sind im DIN-Entwurf 45004 die 2- und die 3-Sender-Meßmethode vorgeschlagen/2/. Bei beiden Verfahren wird dem Verstärkereingang eine Summenspannung zugeführt, die sich aus 2 bzw. 3 verschiedenfrequenten Sinusspannungen zusammensetzt. Im Ausgangsspektrum werden bestimmte Modulationsprodukte untersucht, die bei Antennenverstärkern zu einer Störung im Videobereich führen.

In Anlehnung an den DIN-Entwurf 45004 wird für NF-Verstärker ein entsprechender Meßaufbau verwendet. Die vorgeschlagenen Meßverfahren für Antennenverstärker sind damit im NF-Bereich gleichwertig anzuwenden.

1.1.1 Die 2-Sender - Meßmethode

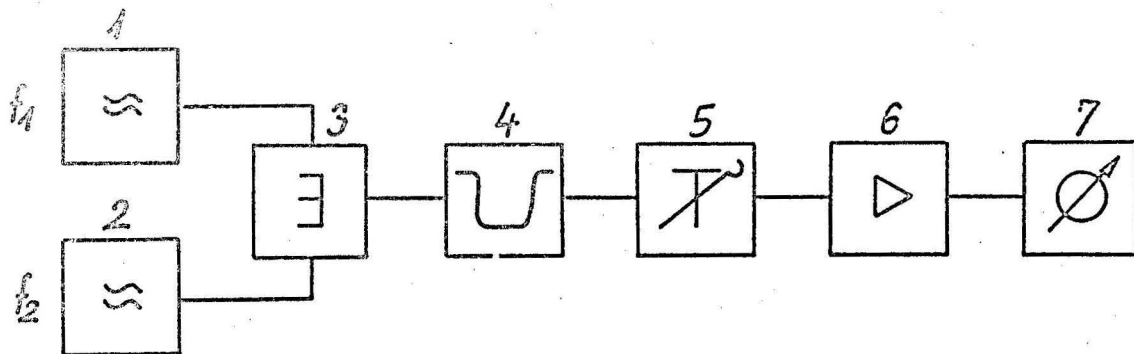


Bild 1.1 : Meßaufbau für die 2-Sender-Meßmethode

- 1, 2 Meßsender
- 3 Widerstandsverteiler
- 4 Bandpaß
- 5 Eichleitung
- 6 Meßobjekt
- 7 Selektives Voltmeter

Die beiden Meßsender sind mit dem Widerstandsverteiler in der Weise zusammengeschaltet, daß der nachfolgende Bandpaß eingangsseitig einwandfrei abgeschlossen ist. Mit einer Eichleitung wird die Eingangsspannung an dem zu untersuchenden Meßobjekt in dB-Schritten verändert. Das selektive Voltmeter dient zur Analyse des Ausgangsspektrums.

Das Meßobjekt wird mit den linear überlagerten Senderspannungen angesteuert. Wegen der Nichtlinearität des Verstärkers enthält der Ausgangsstrom neben Oberschwingungen eine Reihe von Modulationsprodukten, wobei die Kombination der Frequenzen von der Ordnung der Taylor-Koeffizienten abhängt (Anhang 4.1.2). So führt der quadratische Kennlinienanteil ($K_2 = T/2$) zu Mischprodukten, die aus der Summe bzw. Differenz der Eingangsgrößen gebildet sind. Der kubische Kennlinienanteil ($K_3 = W/6$) bewirkt eine Frequenzmischung, bei der Summen- und Differenzöne aus einer ersten Oberschwingung mit einer Grundfrequenz kombiniert werden. - In Hin-

blick auf die Antennenverstärker werden bei der 2-Sender-Meßmethode aus diesem Spektrum allein die Intermodulationsfrequenzen $2f_1 - f_2$ und $2f_2 - f_1$ herausgegriffen, so daß sich folgendes Frequenz- und Pegelschema ergibt:

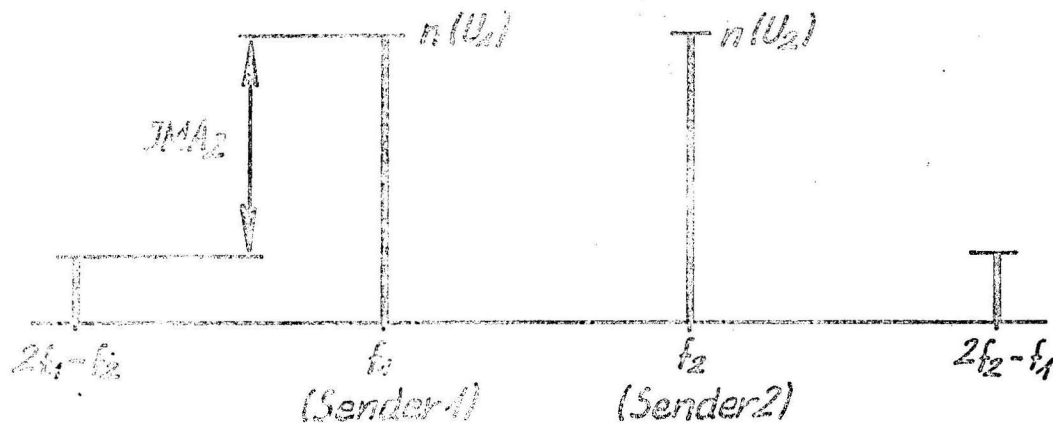


Bild 1.2 : Frequenz- und Pegelschema bei der 2-Sender-Meßmethode

Bei gleichen Senderspannungen $U_1 = U_2 = A$ betragen die Intermodulationsströme (nach Anhang 4.1.2) :

$$I_{2f_1 - f_2} = I_{2f_2 - f_1} = I_{\text{int2}} = \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} A^3 \quad (1)$$

Existiert in dem gewählten Arbeitspunkt des Verstärkers auch die 5. Ableitung (Y) der nichtlinearen Kennlinie, so können dadurch die Intermodulationsströme vor allem bei großer Aussteuerung - wesentlich beeinflusst werden:

$$I_{\text{int2}} = \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} A^3 + \frac{Y}{120} \cdot \frac{25}{8} A^5 \quad (2)$$

Der Einfluß von Potenzfaktoren mit noch höherer Ordnung soll hier unberücksichtigt bleiben.

Als Intermodulationsabstand nach der 2-Sender-Meßmethode (IMA_2) wird die Pegeldifferenz zwischen Nutz- und Störsignal am Verstärkerausgang definiert:

$$IMA_2 = 20 \lg \frac{I_{f1}}{I_{\text{int2}}} \quad [\text{dB}] \quad (3)$$

Für einen idealen Widerstandsverstärker gilt:

$$\text{IMA}_2 = 20 \lg \frac{I_{f1}}{I_{\text{int}2}} = 20 \lg \frac{U_{f1}}{U_{\text{int}2}} \quad [\text{dB}] \quad (4)$$

wobei die Ausgangsspannungen U_{f1} , $U_{\text{int}2}$ mit dem selektiven Voltmeter gemessen werden.

Modulationsprodukte der Frequenz $2f_1 - f_2$, $2f_1 + f_2$ u. w. entstehen bei einer oberwellenhaltigen Senderspannung auch durch eine Frequenzkombination über den Kennlinienkoeffizient K_2 (quadratischer Anteil). Da die 2-Sender-Meßmethode jedoch alleine eine Aussage über K_3 , K_5 , (K_{2n+1}) geben soll, müssen die Oberwellen der Sender vom Verstärkereingang ferngehalten werden.-Auch Brummspannungen können die Messung verfälschen, da sie- wie jede andere Spannung beliebiger Frequenzen Intermodulationsabstand beeinflussen. Im Meßaufbau werden diese Fehlerquellen mit einem Bandpaß ausgeschaltet.

1.1.2 Die 3-Sender Meßmethode

Bei dem Meßaufbau für das 3-Sender-Verfahren wird zu den Sendern (1) und (2) ein weiterer Sender (3) parallelgeschaltet. Im übrigen wird derselbe Aufbau verwendet wie bei der 2-Sender-Meßmethode.

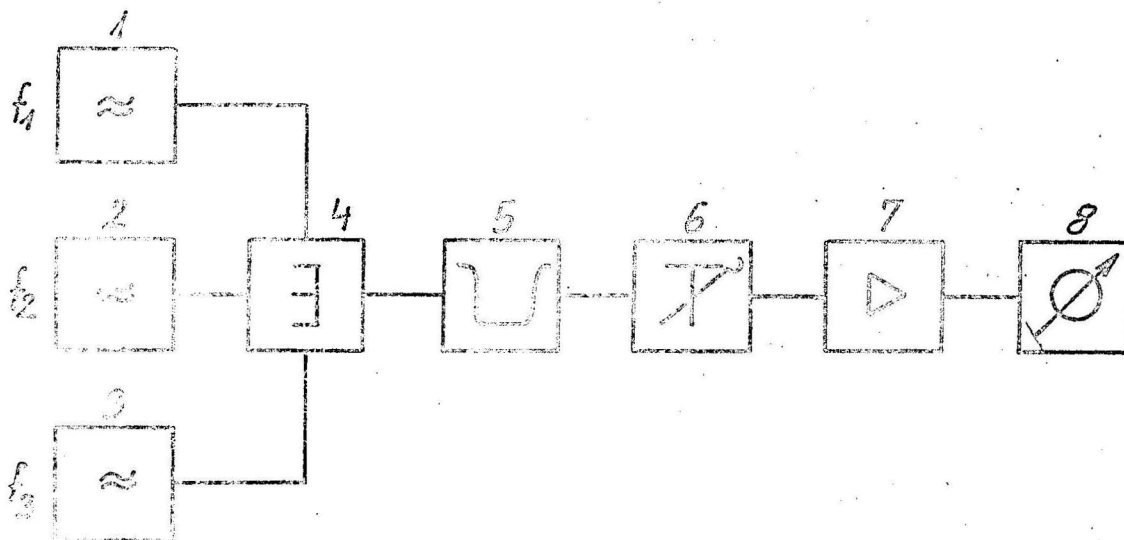


Bild 1.3: Meßaufbau für die 3-Sender-Meßmethode

- 1, 2, 3 Meßsender
- 4 Widerstandsverteiler
- 5 Bandpaß
- 6 Eichleitung
- 7 Meßobjekt
- 8 Selektives Voltmeter

Widerstandsverteiler, Eichleitung und Bandpaß erfüllen dieselbe Funktion wie beim 2-Sender-Verfahren.

Aus der Vielzahl neuer Kombinationsfrequenzen, die im Anhang (4.1.3) aufgeführt sind, werden wiederum in Hinblick auf die Messungen an Antennenverstärkern zwei Intermodulationsprodukte ausgewählt: $f_{\text{int3}} = f_1 + (f_3 - f_2)$

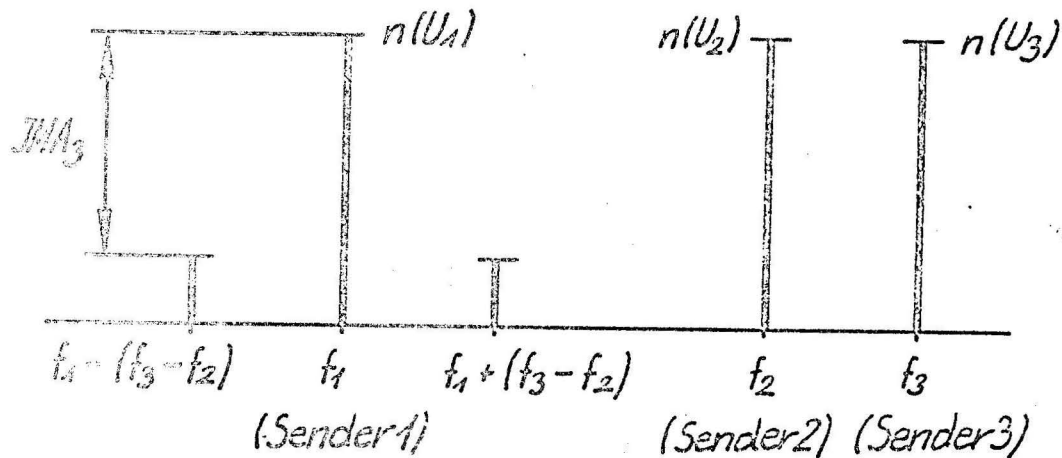


Bild 1.4 : Frequenz- und Pegelschema bei der 3-Sender-Meßmethode

Die Kombinationsfrequenzen $f_{\text{int}3}$ sind wie beim 2-Sender-Verfahren vorwiegend durch den kubischen Kennlinienanteil bedingt; allerdings ist bei entsprechend großer Aussteuerung auch der Einfluß von Koeffizienten höherer Ordnung (K_{2n+1}) nicht mehr zu vernachlässigen. Aus der Berechnung im Anhang (4.1.3) sind die Amplituden der Intermodulationsströme zu entnehmen:

$$I_{f_1 - (f_3 - f_2)} = I_{\text{int}3} = \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{2} \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot U_3, \quad (5)$$

wobei U_1, U_2, U_3 die Eingangsspannungen am nichtlinearen Verstärkervierpol sind.

Für die Messung des Intermodulationsabstandes nach der 3-Sender-Meßmethode (IMA_3) ist im Normenentwurf 45004 ein bestimmtes Pegelverhältnis der Senderspannungen vorgeschlagen; das bleibt jedoch bei diesen Messungen im NF-Bereich unberücksichtigt.

Mit $U_1 = U_2 = U_3 = A$

$$I_{\text{int}3} = \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{2} A^3 \quad (6)$$

Unter dem Einfluß der 5. Potenz der Taylor-Reihe verändern sich die Intermodulationsströme:

$$I_{\text{int3}} = \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{2} A^3 + \frac{Y}{120} \cdot \frac{45}{4} A^5 \quad (7)$$

Der Intermodulationsabstand ist die Pegeldifferenz zwischen dem Grundwellenstrom I_{f1} und dem Intermodulationsprodukt I_{int3} :

$$\text{IMA}_3 = 20 \lg \frac{I_{f1}}{I_{\text{int3}}} \quad [\text{dB}] \quad (8)$$

Beim Widerstandsverstärker wird der Intermodulationsabstand aus den gemessenen Ausgangsspannungen berechnet:

$$\text{IMA}_3 = 20 \lg \frac{U_{f1}}{U_{\text{int3}}} \quad [\text{dB}] \quad (9)$$

1.2 Das Meßobjekt

Im NF-Bereich werden die vergleichenden Messungen zwischen dem 2- und dem 3-Sender-Verfahren an einem einstufigen Widerstandsverstärker vorgenommen, der mit einer Pentode aufgebaut ist (Bild 1.5). - Nach [3] gilt ganz allgemein, daß Trioden vorwiegend geradzahlige, Pentoden ungeradzahlige Oberschwingungen erzeugen. Diese Eigenschaft ist in der unterschiedlichen Struktur der dynamischen Kennlinie begründet: Bei der symmetrischen S-Kurve der Pentodenkennlinie überwiegt der kubische Potenzfaktor, während bei der unsymmetrischen Triodenkennlinie der quadratische Kennlinienanteil maßgebend ist. Mit einer Pentodenschaltung sind also höhere Intermodulationsspannungen zu erwarten.

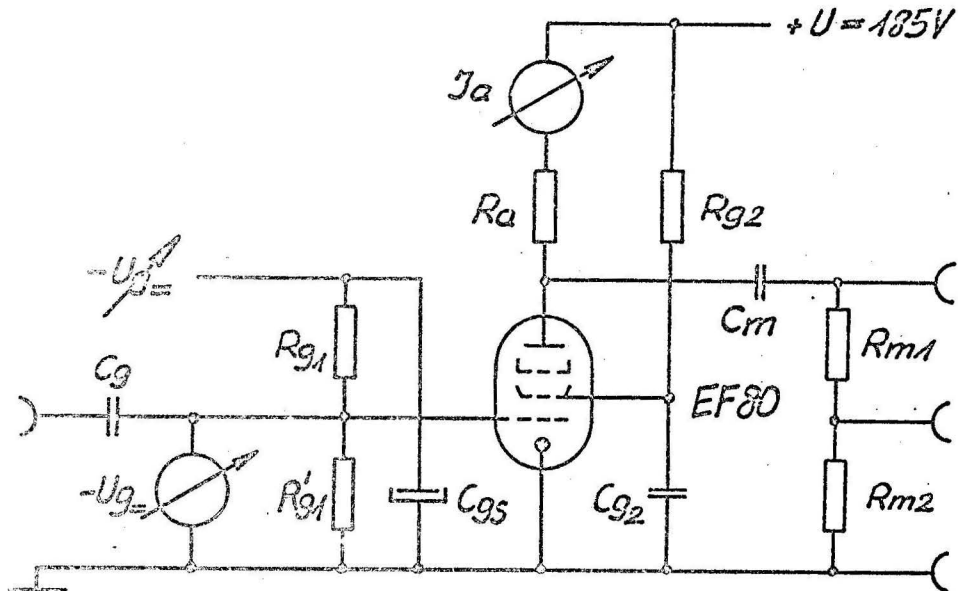


Bild 1.5 : Die Meßschaltung

Die Meßschaltung hat eine nichtlineare Verstärkerkennlinie, die im gewählten Frequenzbereich durch frequenzunabhängige und auch weitgehend aussteuerungsunabhängige Kennlinienkoeffizienten beschrieben wird. Daher kann der theoretische Vergleich zwischen den Meßmethoden anhand einer Reihenentwicklung mit konstanten Koeffizienten vorgenommen werden.

1.3 Frequenz- und Pegelschema

Bei den Messungen im NF-Bereich werden für das 2- und für das 3-Sender-Meßverfahren die folgenden Frequenz- und Pegelschemata verwendet:

2-Sender-Meßmethode :

Senderfrequenzen:

$$f_1 = 5,8 \text{ kHz}$$

$$f_2 = 6,0 \text{ kHz}$$

Intermodulationsfrequenzen:

$$f_{\text{int2}} = 5,6 \text{ kHz}$$

$$f_{\text{int2}} = 6,2 \text{ kHz}$$

Senderpegel (Leerlaufspannung am Verstärkereingang) :

$$U_{1\text{ ss}} = U_{2\text{ ss}} = 3\text{ V} \hat{=} U_{1\text{ eff}} = U_{2\text{ eff}} = 1,06\text{ V} \hat{=} U_{\text{ein}} = 0\text{ dB}$$

3-Sender-Meßmethode :

Senderfrequenzen:

$$f_1 = 5,5\text{ kHz}$$

$$f_2 = 6,0\text{ kHz}$$

$$f_3 = 6,3\text{ kHz}$$

Intermodulationsfrequenzen:

$$f_{\text{int3}} = 5,8\text{ kHz}$$

$$f_{\text{int3}}' = 6,8\text{ kHz}$$

$$f_{\text{int3}}'' = 17,8\text{ kHz}$$

Senderpegel (Leerlaufspannung am Verstärkereingang) :

$$U_{1\text{ ss}} = U_{2\text{ ss}} = U_{3\text{ ss}} = 3\text{ V} \hat{=} U_{1\text{ eff}} = U_{2\text{ eff}} = U_{3\text{ eff}} = 1,06\text{ V} \hat{=} U_{\text{ein}} = 0\text{ dB}$$

1.4 Diskussion der Meßergebnisse

1.4.1 Der IMA als Funktion des Arbeitspunktes und der Aussteuerung

Bild 3.1 und 3.2 : Der IMA ist für beide Meßmethoden als Funktion der negativen Gittervorspannung aufgetragen. Für die ausgeprägte Polstelle der Kurvenverläufe bei $U_g = -2,8\text{ V}$ wird durch eine oszillographische Untersuchung ein Nulldurchgang des kubischen Kennlinienanteils nachgewiesen: Die Röhrenkennlinie besitzt hier einen Wendepunkt, in dem die Phasenlage des Modulationsproduktes um 180° springt. - Die Polstelle verschiebt sich erst bei relativ großer Aussteuerung (IMA_3 bei $U_{\text{ein}} = 0\text{ dB}$), wenn neben dem kubischen Kennlinienanteil auch Koeffizienten höherer Ordnung einen wesentlichen Einfluß erhalten.

Bild 3.3 und 3.4: Nach dem DIN-Entwurf 45004 ist der IMA (bei festem Arbeitspunkt) über der logarithmisch aufgetragenen Ausgangsspannung des

Verstärkers anzugeben. Da die Taylor-Entwicklung der nichtlinearen Kennlinie zu einer Abhängigkeit zwischen Eingangsspannung und Ausgangsstrom führt, ist jedoch - in Hinblick auf den theoretischen Vergleich der Meßmethoden - die Darstellung des IMA über der logarithmisch aufgetragenen Eingangsspannung zweckmäßig. - Arbeitspunktverschiebungen im Gebiet des Gitterstroms werden durch die Erhöhung der negativen Vorspannung ausgeglichen. Ohne Ausgleich verlagert sich der Arbeitspunkt zu Werten mit höheren IMA (vgl. hierzu Bild 3.1 und 3.2).

In jedem der gewählten Arbeitspunkte streben die gemessenen Kurvenverläufe bei genügend kleiner Ansteuerspannung gegen den Anstieg 2. In diesem Bereich besteht eine quadratische Abhängigkeit zwischen IMA und Eingangsspannung, was anhand der Potenzreihenentwicklung leicht nachzuweisen ist.

2-Sender- Meßmethode :

$$JMA_2 = 20 \lg \frac{J_{f1}}{J_{int2}}$$

Es sei vorausgesetzt, daß der Grundwellenstrom allein von der Steilheit und das Mischprodukt allein von dem kubischen Kennlinienkoeffizient abhängen (vgl. Anhang 4.1.2):

$$JMA_2 = 20 \lg \frac{S \cdot U_{ein}}{\frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} U_{ein}^3} = 20 \lg \frac{S}{\frac{W}{6}} \cdot \frac{4}{3} - 2 \cdot 20 \lg U_{ein} \quad (10)$$

Analog folgt für die 3-Sender-Meßmethode:

$$JMA_3 = 20 \lg \frac{J_{f1}}{J_{int3}}$$

$$JMA_3 = 20 \lg \frac{S \cdot U_{ein}}{\frac{W}{6} \cdot \frac{3}{2} U_{ein}^3} = 20 \lg \frac{S}{\frac{W}{6}} \cdot \frac{2}{3} - 2 \cdot 20 \lg U_{ein} \quad (11)$$

Die Meßergebnisse bestätigen die Gleichungen (10) und (11): Bei ausreichend kleiner Ansteuerspannung ist der IMA allein von der Steilheit bzw. dem kubischen Potenzfaktor abhängig. - Entgegen dieser Überlegung weichen die Meßwerte jedoch bei Intermodulationsabständen über 50 dB vom linearen Kurvenverlauf ab und wachsen unverhältnismäßig steil an. Diese Abweichungen

beruhen auf störenden Intermodulationsspannungen, die in der Eingangsstufe des selektiven Meßempfängers entstehen. Der Störeinfluß entfällt nachweislich, wenn der Eigen-IMA des Meßaufbaus mit einem geeigneten Filter vergrößert wird.

1.4.2 Vergleich der Meßmethoden

Aus den Gleichungen (10) und (11) wird eine Beziehung zwischen den beiden Meßverfahren abgeleitet:

$$\text{IMA}_2 - \text{IMA}_3 = 20 \cdot \lg 2 = 6 \text{ dB} \quad (12)$$

Die theoretische Abhängigkeit ist bei den gemessenen Kurven (Bild 3.3 und 3.4) nur in den Bereichen mit dem Anstieg 2 nachzuweisen. Dieses Verhalten entspricht den Voraussetzungen, die für die Gleichungen (10) und (11) getroffen sind. Mit zunehmender Aussteuerung der ia-ug-Kennlinie verändern sich Grundwellenstrom und Intermodulationsprodukt unter dem Einfluß höherer Kennlinienanteile, so daß keine einfache Abhängigkeit zwischen den beiden Meßverfahren zu erkennen ist.

Bild 3.5: Die beiden Meßmethoden sind aber auch bei großer Aussteuerung nahezu gleichwertig, wenn eine Abszissenverschiebung vorgenommen wird, wie sie Bild 3.5 zeigt: Bei der 2-Sender-Meßmethode werden die beiden Eingangspegel um jeweils 3 dB angehoben; nach Gleichung (10) verringert sich dadurch der IMA_2 um 6 dB. Mit dieser "Parallelverschiebung" nehmen die Intermodulationsabstände bei beiden Meßmethoden theoretisch gleiche Werte an; die rechnerische Übereinstimmung besteht jedoch nur, wenn Grundwellenstrom und Mischprodukt allein von der Steilheit bzw. vom kubischen Kennlinien - Koeffizient abhängen.

Nach Bild 3.5 liefert diese Zuordnung der beiden Meßverfahren nahezu identische Meßkurven, selbst in einem Bereich mit sehr starker Abweichung vom

linearen Verlauf. Um diese gute Übereinstimmung zu begründen, muß der Einfluß höherer Kennlinienkoeffizienten auf Grundwelle und IM-Produkt betrachtet werden, der sich keineswegs bei beiden Meßmethoden in der gleichen Weise bemerkbar macht.

Einfluß der Kennlinienkoeffizienten höherer Ordnung:

2-Sender-Meßmethode

3-Sender-Meßmethode

1. Grundwellenstrom

$$S \cdot U_{\text{ein}} + \frac{W}{6} \cdot \frac{9}{4} U_{\text{ein}}^3 + \dots \quad (13)$$

$$S \cdot U_{\text{ein}} + \frac{W}{6} \cdot \frac{15}{4} U_{\text{ein}}^3 + \dots \quad (14)$$

2. Intermodulationsprodukt

$$\frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} U_{\text{ein}}^3 + \frac{Y}{120} \cdot \frac{25}{8} U_{\text{ein}}^5 + \dots \quad (15)$$

$$\frac{W}{6} \cdot \frac{3}{2} U_{\text{ein}}^3 + \frac{Y}{120} \cdot \frac{45}{4} U_{\text{ein}}^5 + \dots \quad (16)$$

Sind beide Meßmethoden auf die gleiche Eingangsspannung U_{ein} bezogen, so werden Grundwellenstrom und IM-Produkt beim 3-Sender-Verfahren in stärkerem Maße von den Potenzfaktoren höherer Ordnung beeinflusst. Bei der 2-Sender-Meßmethode wird der Einfluß höherer Kennlinienanteile erst durch die Anhebung der Eingangspegel verstärkt; eine Pegelanhebung von 3 dB führt zur Angleichung der beiden Meßverfahren, was sich rechnerisch nachweisen läßt.

Berechnung des IMA

3-Sender-Meßmethode:

$$IMA_3 = 20 \lg \frac{I_{f1}}{I_{\text{int}3}} = 20 \lg \frac{S \cdot U_{\text{ein}} + \frac{W}{6} \cdot \frac{15}{4} U_{\text{ein}}^3}{\frac{W}{6} \cdot \frac{3}{2} U_{\text{ein}}^3 + \frac{Y}{120} \cdot \frac{45}{4} U_{\text{ein}}^5} \quad (17)$$

$$IMA_3 = 20 \lg \frac{S + \frac{W}{6} \cdot \frac{15}{4} U_{\text{ein}}^2}{\frac{W}{6} \cdot \frac{3}{2} U_{\text{ein}}^2 + \frac{Y}{120} \cdot \frac{45}{4} U_{\text{ein}}^4}$$

2-Sender -Meßmethode:

$$JMA_2 = 20 \lg \frac{J_{f,1}}{J_{int,2}} = 20 \lg \frac{S \cdot U_{ein} + \frac{W}{6} \cdot \frac{9}{4} U_{ein}^3}{\frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} U_{ein}^3 + \frac{Y}{120} \cdot \frac{25}{8} U_{ein}^5} \quad (18)$$

$$JMA_2 = 20 \lg \frac{S + \frac{W}{6} \cdot \frac{9}{4} U_{ein}^2}{\frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} U_{ein}^2 + \frac{Y}{120} \cdot \frac{25}{8} U_{ein}^4}$$

Die theoretische Abhängigkeit zwischen den beiden Meßmethoden wird aus der Gleichung (17) und der zweckmäßig umgeformten Gleichung (18) abgeleitet.

Umformung der Gleichung (18) :

$$JMA_2 = 20 \lg \frac{S + \frac{W}{6} \cdot \frac{9}{4} U_{ein}^2}{\frac{W}{6} \cdot \frac{3}{2} U_{ein}^2 + \frac{Y}{120} \cdot \frac{25}{4} U_{ein}^4} + 6 \text{ dB} \quad (19)$$

Zum übersichtlichen Vergleich von (17) und (19) werden folgende Abkürzungen eingeführt:

$$\begin{aligned} \frac{W}{6} \cdot \frac{15}{4} U_{ein}^2 &= A = f(U_{ein}) \\ \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{2} U_{ein}^2 &= B = f(U_{ein}) \\ \frac{Y}{120} \cdot \frac{45}{4} U_{ein}^4 &= C = f(U_{ein}) \end{aligned} \quad (20)$$

(20) eingesetzt in Gleichung (17) und (19):

$$JMA_3 = 20 \lg \frac{S + A}{B + C} \quad (21)$$

$$JMA_2 = 20 \lg \frac{S + A \cdot \frac{9}{5}}{B + C \cdot \frac{5}{9}} + 6 \text{ dB} \quad (22)$$

Die Gegenüberstellung der Gleichungen (21) und (22) zeigt, daß die beiden Meßmethoden nur in einem begrenzten Aussteuerbereich einfach zu vergleichen sind. Die IMA-Werte unterscheiden sich nur dann um 6dB, wenn keine wesentlichen Abweichungen zwischen der Gleichung (21) und dem ersten Term der Gleichung (22) auftreten.

Der Vergleich zwischen dem 3-Sender-Verfahren und dem abgeänderten 2-Sender-Verfahren, bei dem die Eingangspegel um 3dB erhöht sind, wird auf die gleiche Weise durchgeführt.

IMA für die 2-Sender-Meßmethode mit erhöhten Eingangspegeln (+ 3dB) :

$$\text{IMA}'_2 = 20 \lg \frac{S + \frac{W}{6} \cdot \frac{18}{4} \cdot U_{\text{ein}}^2}{\frac{W}{6} \cdot \frac{3}{2} U_{\text{ein}}^2 + \frac{Y}{120} \cdot \frac{50}{4} U_{\text{ein}}^4} \quad (23)$$

$$\text{IMA}'_2 = 20 \lg \frac{S + A \frac{6}{5}}{B + C \frac{10}{9}} \quad (24)$$

Der Vergleich von (21) und (24) zeigt, daß die beiden Meßmethoden auch unter dem Einfluß höherer Kennlinienkoeffizienten angenähert gleichwertig sind.

$$\text{IMA}_3 \approx \text{IMA}'_2 \quad (25)$$

1.5 Zusammenfassung

Aus der Taylor-Entwicklung einer nichtlinearen Verstärkerkennlinie wird der Intermodulationsabstand als Funktion der Eingangsspannung berechnet und eine Beziehung zwischen dem 2- und dem 3-Sender-Meßverfahren (mit gleichen Senderpegeln !) abgeleitet. Dazu ist vorausgesetzt, daß die Grundwellenspannung (Nutzspannung) und die Intermodulationsspannung (Störspannung) allein von der Steilheit bzw. dem kubischen Potenzfaktor abhängen, wobei diese Koeffizienten weder frequenzabhängig noch aussteuerungsabhängig sind.

Intermodulationsabstand für die 2- und 3-Sender-Meßmethode:

$$\text{IMA}_2 \sim U_{\text{ein}}^2$$

$$\text{IMA}_3 \sim U_{\text{ein}}^2$$

Vergleich zwischen den Meßmethoden:

$$\text{IMA}_2 - \text{IMA}_3 = 6\text{dB}$$

Die vergleichenden Messungen werden an einer Röhren-Verstärkerschaltung im NF-Bereich vorgenommen. Bei genügend kleiner Eingangsspannung sind die getroffenen Voraussetzungen bezüglich der wirksamen Kennlinienanteile erfüllt: Die gemessenen Funktionsverläufe entsprechend der theoretisch ermittelten Abhängigkeit, so daß der Vergleich zwischen den beiden Meßmethoden gut durchführbar ist!

Mit zunehmender Aussteuerung macht sich der Einfluß von Potenzfaktoren höherer Ordnung bemerkbar. Die Kurvenverläufe entfernen sich - vor allem mit einsetzendem Gitterstrom- wesentlich von der quadratischen Abhängigkeit, so daß die Methoden in diesem Bereich nicht mehr mit Hilfe einer einfachen Gesetzmäßigkeit zu vergleichen sind. Die Gleichwertigkeit der Meßverfahren bleibt aber auch unter dem Einfluß höherer Kennlinienkoeffizienten weitgehend erhalten, wenn die Eingangspegel beim 2-Sender-Verfahren um 3dB angehoben werden. Diese Anhebung der Sendepegel führt bei kleiner Aussteuerung zu rechnerisch übereinstimmenden IMA-Werten für beide Meßverfahren, sofern die angegebenen Voraussetzungen bezüglich der maßgebenden Kennlinienanteile erfüllt sind. Darüber hinaus entstehen jedoch auch mit zunehmender Aussteuerung nahezu identische Funktionsverläufe, was meßtechnisch und rechnerisch nachgewiesen wird.

2. Messungen an Fernseh- Antennenverstärkern /5/ /6/ /7/ /8/

Bei Fernseh- Antennenverstärkern werden nichtlineare Störungen innerhalb eines Fernsehkanals als Intermodulation bezeichnet; dabei führt die Mischung von Bildträger, Video-Seitenband und Tonträger zu Modulationsprodukten, die im Videobereich liegen und als Moiré sichtbar werden. Bildschirmaufnahmen, die den Störeinfluß im Schwarz-Weiß-Fernsehtestbild und im Farb-Fernsehtestbild zeigen, sind in /9/ wiedergegeben.

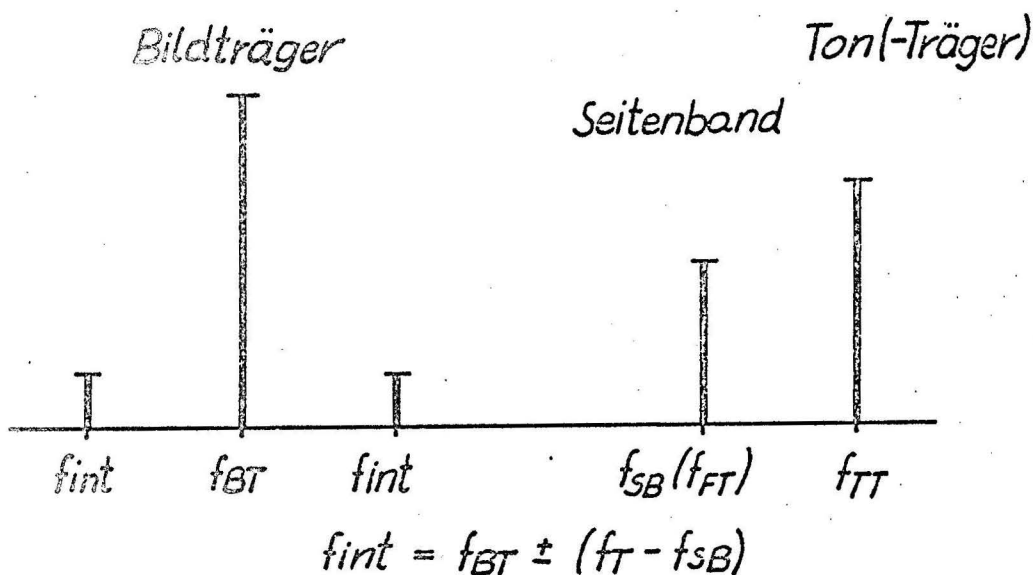


Bild 2.1: Intermodulation in einem Fernsehkanal

Mit zunehmender Aussteuerung eines Antennenverstärkers wird der Intermodulationsabstand (IMA) in erster Näherung quadratisch verringert. Zur Bestimmung der praktischen Aussteuerungsgrenze kann die Moirébildung im Fernseh-Testbild subjektiv beurteilt werden. Da dieses Verfahren weniger genau ist, wurden objektive Meßmethoden vorgeschlagen, die in /5/, /6/ und /8/ angegeben sind. Hierzu gehören die 2- und 3-Sender-Meßmethode. Bei diesen Verfahren wird das Videosignal durch unmodulierte Sinusspannungen

ersetzt; im Antennenverstärker entstehen bestimmte Intermodulationsprodukte, so daß die Ansteuergrenze mit einem vorgegebenen Störabstand (Intermodulationsabstand) definiert werden kann. - Die Zusammenhänge zwischen der 2- und der 3-Sender-Meßmethode werden in dieser Arbeit theoretisch und meßtechnisch überprüft.

2.1 Die Meßmethoden

2.1.1 Die 3-Sender-Meßmethode mit bewerteten Pegeln (nach DIN-Entwurf 45004)

Bei dem 3-Sender-Verfahren, das zur Bestimmung der Aussteuergrenze von Kanalverstärkern dient, wird ein Fernsehkanal durch drei unmodulierte Sinusspannungen nachgebildet. Die Spannungen entsprechen dem Bildträger, dem Tonträger und einer Seitenbandfrequenz (vgl. Bild 2.1). Bild- und Tonträger sind durch die Kanallage des Antennenverstärkers frequenzmäßig festgelegt. Für das Seitenband wird die Lage des Farbträgers gewählt; bei Intermodulationen führt diese Frequenzlage zu dem stärksten Störeindruck im Fernsehbild. - Die Pegelverhältnisse der Sinusspannungen werden für den Fall bestimmt, daß die Modulation des simulierten Videosignals zwischen Schwarzwert und Weißwert schwankt /6/; der Pegel des Tonträgers ist nach einem CCIR-Beschluß festgelegt.

Synchronwert :	$n (U_{\text{Syn}}) = 0\text{db}$
Bildträger:	$n (U_{\text{BT}}) = - 8\text{dB}$
Seitenband:	$n (U_{\text{SB}}) = - 17 \text{ dB}$
Tonträger:	$n (U_{\text{TT}}) = - 10 \text{ dB}$

In Bild 3.6 ist das Frequenz- und Pegelschema für die 3-Sender-Meßmethode (DIN-Entwurf 45004) dargestellt. Da dieses Verfahren für Messungen an Kanalverstärkern entwickelt worden ist, darf nur das in Bild 3.6 eingetragene Seitenband zur Bestimmung des Intermodulationsabstandes herangezogen werden. Das Seitenband $f_{\text{BT}} - (f_{\text{TT}} - f_{\text{SB}})$ liegt bereits außerhalb des Durchlaßbereiches. -

Der Intermodulationsabstand (IMA_3) wird auf den Synchronpegel bezogen. Nach subjektiven Untersuchungen darf dieser Wert 51 dB nicht unterschreiten.

2.1.2 Die 2-Sender-Meßmethode (nach DIN-Entwurf 45004)

Die Aussteuergrenze von Bereichsverstärkern wird nach der 2-Sender-Meßmethode bestimmt. Dieses Verfahren ist meßtechnisch einfacher durchzuführen als die 3-Sender-Meßmethode. Bild 3.7 zeigt das zugehörige Frequenz- und Pegelschema.

Ursprünglich wurde die Aussteuergrenze von Kanalverstärkern auch nach dem 2-Sender-Verfahren ermittelt. Allerdings soll dieses Meßverfahren hier unzuverlässig gewesen sein; es wurde daher durch das 3-Sender-Verfahren ersetzt, das die Frequenz- und Pegelverhältnisse des Fernsehkanals genauer nachbildet. Es soll in dieser Arbeit geklärt werden, ob das 2-Sender-Verfahren das nichtlineare Verhalten von Kanalverstärkern auch in der eindeutigen Weise beschreiben kann, wie es mit der 3-Sender-Meßmethode möglich ist.

2.1.3 Berechnung des Intermodulationsabstandes und Vergleich der Meßmethoden.

Für die Berechnung des IMA werden folgende Voraussetzungen getroffen:

1. Das nichtlineare Verhalten des Antennenverstärkers wird mit einer Taylor-Entwicklung beschrieben, deren Koeffizienten weder frequenzabhängig noch aussteuerungsabhängig sind.
2. Die linearen Ausgang- und Eingangskreise des Verstärkers haben keinen frequenzabhängigen Einfluß auf die Eingangspegel bzw. auf die Pegel der Verzerrungsprodukte.
3. Der Verstärker wird in seinem Arbeitspunkt nur soweit ausgesteuert, daß Grundwellenstrom und Intermodulationsprodukt allein von der Steilheit bzw. dem kubischen Potenzfaktor abhängen.

Intermodulationsabstand bei der 3 - Sender-Meßmethode mit bewerteten Pegeln (vgl. 4.1.3) :

$$JMA_3 = 20 \lg \frac{J_{\text{synchron}}}{J_{\text{int3}}} = n \left(\frac{J_{\text{syn}}}{J_{\text{int3}}} \right) \quad (26)$$

mit $J_{\text{syn}} = S \cdot U_{\text{syn}}$

$$J_{\text{int3}} = \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{2} \cdot U_{BT} \cdot U_{SB} \cdot U_{TT}$$

$$JMA_3 = n \left(\frac{S}{\frac{W}{6}} \right) + n \left(\frac{2}{3} \right) + n \left(\frac{U_{\text{syn}}}{U_{BT} \cdot U_{SB} \cdot U_{TT}} \right)$$

Die Senderspannungen werden auf den Synchronwert bezogen und mit Hilfe des Pegelschemas in Bild 3.6 ausgedrückt:

mit $n(U_{BT}) = n(U_{\text{syn}}) - 8 \text{ dB}$

$$n(U_{SB}) = n(U_{\text{syn}}) - 17 \text{ dB}$$

$$n(U_{TT}) = n(U_{\text{syn}}) - 10 \text{ dB} \quad (27)$$

$$\underline{JMA_3 = n \left(\frac{S}{\frac{W}{6}} \right) + n \left(\frac{2}{3} \right) - 2 \cdot n(U_{\text{syn}}) + 35 \text{ dB} \geq 51 \text{ dB}}$$

Intermodulationsabstand bei der 2-Sender-Meßmethode (vgl. 4.1.2) :

$$JMA_2 = 20 \lg \frac{J_{\text{synchron}}}{J_{\text{int2}}} = n \left(\frac{J_{\text{syn}}}{J_{\text{int2}}} \right) \quad (28)$$

mit $J_{\text{syn}} = S \cdot U_{\text{syn}}$

$$J_{\text{int2}} = \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} \cdot U_{\text{syn}}^3$$

$$\underline{JMA_2 = n \left(\frac{S}{\frac{W}{6}} \right) + n \left(\frac{4}{3} \right) - 2 \cdot n(U_{\text{syn}})} \quad (29)$$

Aus den Gleichungen (27) und (29) wird der rechnerische Zusammenhang zwischen den beiden Meßverfahren abgeleitet:

$$\Delta JMA = JMA_3 - JMA_2 = n\left(-\frac{2}{3}\right) + 35\text{dB} - n\left(-\frac{4}{3}\right) = 29\text{dB} \quad (30)$$

$$JMA_2 \geq 51\text{dB} - 29\text{dB} \geq 22\text{dB}$$

$$IMA_2 \geq 22\text{dB} \quad (31)$$

Die Aussteuergrenze eines Antennenverstärkers (Kanalverstärker) wird mit beiden Meßverfahren theoretisch gleichwertig ermittelt. Bei der 3-Sender-Meßmethode darf der IMA_3 51dB nicht unterschreiten; für das 2-Sender-Verfahren beträgt der entsprechende Wert $IMA_2 \geq 22\text{dB}$.

Die Messung der Aussteuergrenze von Kanalverstärkern nach dem 2-Sender-Verfahren führt jedoch häufig zu anderen Ergebnissen als Messungen nach dem 3-Sender-Verfahren, so daß die Gleichwertigkeit der Meßmethoden in der Praxis nicht gesichert ist. Die Unterschiede zum 3-Sender-Verfahren beruhen darauf, daß die oben getroffenen Voraussetzungen für den rechnerischen Vergleich der Meßmethoden an der Aussteuergrenze nicht mehr erfüllt sind.

2.2 Die abgeänderten Meßmethoden

Im Abschnitt 1.4.2 wurde nachgewiesen, daß ein weitgehender Vergleich zwischen den Meßmethoden nur möglich ist, wenn höhere Potenzfaktoren der nichtlinearen Kennlinie beide Meßverfahren in ähnlicher Weise beeinflussen. Bei den Messungen im NF-Gebiet wurden für die 3-Sender-Meßmethode - im Gegensatz zur Meßvorschrift nach DIN 45004 - 3 gleiche Eingangspegel gewählt. Wie die durchgeführten Messungen und die anschließende Rechnung gezeigt haben, ist ein guter Vergleich der Meßmethoden nur durchführbar, wenn die Eingangspegel beim 2-Sender-Verfahren 3dB über den Sendepiegeln beim 3-Sender-Verfahren liegen.

Dieses Ergebnis muß bei einem Vergleich der Meßmethoden für Antennenverstärker berücksichtigt werden, damit die Einflüsse von Kennlinienkoeffizienten höherer

Ordnung auch hier gleichwertig zum Ausdruck kommen. Dazu werden im folgenden die " 3-Sender-Meßmethode mit gleichen Pegeln " und die " 2-Sender-Meßmethode mit herabgesetzten Pegeln " definiert. Die 3-Sender- Meßmethode mit bewerteten Pegeln (nach DIN-Entwurf 45004) dient als Bezugsmethode, da das zugehörige Frequenz- und Pegelschema den Verhältnissen in einem Fernsehkanal am nächsten kommt.

Bei den abgeänderten Meßmethoden werden die Pegelverhältnisse der Senderspannungen derart festgelegt, daß die rechnerisch ermittelten Intermodulationsabstände mit den Werten der Bezugsmethode übereinstimmen. Es soll hier bereits vorweggenommen werden, daß dieser Vergleich der Meßmethoden die Absenkung der Eingangspegel beim 2-Sender-Verfahren um 9 dB(!) erfordert. Ohne diese Absenkung wird die Nichtlinearität bei der 3-Sender-Meßmethode mit wesentlich kleineren Spannungen angesteuert als beim 2-Sender-Verfahren, so daß sich Einflüsse höherer Kennlinienkoeffizienten unterschiedlich auswirken müssen.

2.2.1 die 3-Sender-Meßmethode mit gleichen Pegeln

Das 3-Sender-Verfahren mit bewerteten Pegeln wird durch die Angleichung der Senderspannungen vereinfacht. Dabei bleibt das Intermodulationsprodukt unverändert, so daß für beide Meßmethoden derselbe Intermodulationsabstand (IMA_3) - bezogen auf den Synchronpegel ermittelt wird.

$$J_{int3} = \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{2} U_{BT} \cdot U_{SB} \cdot U_{TT} = \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{2} \cdot U_3^3$$

$$\uparrow \quad 3 \cdot n(U_3) = 3 \cdot n(U_{syn}) - 35 \text{ dB}$$

$$n(U_3) = n(U_{syn}) - 11 \frac{2}{3} \text{ dB}$$

Zur meßtechnischen Vereinfachung wird die Pegelabsenkung der drei gleichen

Senderspannungen auf 12dB abgerundet.

$$n(U_3) = n(U_{syn}) - 12dB \quad (32)$$

Bild 3.8 zeigt das zugehörige Frequenz- und Pegelschema.

Wegen der abgerundeten Pegelwerte stimmen die IM-Spannungen der beiden 3-Sender-Meßverfahren nicht mehr überein:

$$\begin{aligned} 3n(U_3) &= 3n(U_{syn}) - 36dB \\ 3n(U_3) &= n(U_{BT} \cdot U_{SB} \cdot U_{TT}) - 1dB \end{aligned}$$

Damit die Methoden gleichwertig sind, wird der Pegel des Tonträgers um 1 dB vermindert:

$$n(U_{TT}) = n(U_{syn}) - 1dB \quad (33)$$

Diese geringfügige Änderung der Bezugsmethode dient dem übersichtlichen Vergleich zwischen den verschiedenen Meßverfahren.

Der vorgeschriebene Mindest-IMA für Kanalverstärker beträgt jetzt bei beiden 3-Sender-Meßmethoden 52dB (vgl. die in Klammern eingetragenen Pegelwerte in Bild 3.6). Die theoretische Abweichung zum 2-Sender-Verfahren wird ebenso um 1dB vergrößert:

$$\Delta JMA = JMA_2 - JMA_3 = 30dB \quad (34)$$

2.2.2 Die 2-Sender- Meßmethode mit herabgesetzten Pegeln

Nachdem die bewerteten Pegel bei der 3-Sender-Meßmethode durch gleiche

Spannungen ersetzt worden sind, können die im Abschnitt 1.4.2 gefundenen Zusammenhänge auch auf die Meßverfahren bei Antennenverstärkern übertragen werden.

3-Sender-Verfahren mit gleichen Pegeln:

$$n(U_3) = n(U_{syn}) - 12 \text{ dB}$$

Äquivalente Pegel für das 2-Sender-Verfahren:

$$n(U_2) = n(U_3) + 3 \text{ dB}$$

$$n(U_2) = n(U_{syn}) - 9 \text{ dB} - n(U_2) - 9 \text{ dB} \quad (35)$$

Bild 3.9 zeigt das Frequenz- und Pegelschema für die 2-Sender-Meßmethode mit herabgesetzten Pegeln. In diesem Schema liegt der Bezugswert für den Intermodulationsabstand IMA'_2 3dB über dem Synchronpegel. Diese Festsetzung geschieht aus folgendem Grund: Für die 2- und die 3-Sender-Meßmethode werden gleiche Intermodulationsabstände gemessen, wenn die Eingangspegel beim 2-Sender-Verfahren um 3dB angehoben sind.

$$n(U_2) = n(U_3) + 3 \text{ dB}$$

Beim 3-Sender-Verfahren wird der gemessene IMA auf die Synchronspannung bezogen; die Umrechnung auf diesen Bezugswert ist nur eine Ordinatenverschiebung aller Meßwerte. Damit die Meßwerte der 2-Sender-Methode mit herabgesetzten Pegeln die gleiche Ordinatenverschiebung erfahren, muß der zugehörige Bezugswert 3dB über der Synchronspannung liegen.

Die Kurvenverläufe für die ursprüngliche 2-Sender-Meßmethode (DIN-Entwurf 45004) und für die 2-Sender-Meßmethode mit herabgesetzten Pegeln sind durch Parallelverschiebungen in Richtung der Ordinate und der Abszisse ineinander überzuführen, so daß für beide Darstellungen dieselben IMA-Meßwerte verwendet werden.

2.3 Die Richtströme bei den verschiedenen Meßverfahren

Wegen der Aussteuerungsabhängigkeit der Kennlinienkoeffizienten können bei

unterschiedlichen Richtströmen zusätzliche Abweichungen zwischen den Meßmethoden entstehen. - Die Richtströme hängen in erster Näherung vom quadratischen Kennlinienfaktor ab (vgl. Anhang 4.1). Für eine vergleichende Gegenüberstellung der verschiedenen Meßverfahren wird nur dieser Anteil berücksichtigt.

Berechnung der Richtströme:

3-Sender-Meßmethode mit bewerteten Pegeln (vgl. Bild 3.6)

$$\Delta J_{a_3} = \frac{T}{2} \cdot \frac{1}{2} (U_{BT}^2 + U_{SB}^2 + U_{TT}^2)$$

$$U_{BT} = 0,4 \cdot U_{syn} \quad (\cong -8dB)$$

$$U_{SB} = 0,14 \cdot U_{syn} \quad (\cong -17dB) \quad (36)$$

$$U_{TT} = 0,28 \cdot U_{syn} \quad (\cong -11dB)$$

$$\Delta J_{a_3} = \frac{T}{2} \cdot \frac{1}{2} U_{syn}^2 \cdot (0,16 + 0,02 + 0,08) = \frac{T}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot 0,26 U_{syn}^2$$

3-Sender-Meßmethode mit gleichen Pegeln (vgl. Bild 3.8)

$$\Delta J_{a_3}' = \frac{T}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot 3 U_3^2$$

$$U_3 = 0,25 U_{syn} \quad (\cong -12dB)$$

$$\Delta J_{a_3}' = \frac{T}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot 0,19 U_{syn}^2 \quad (37)$$

Vergleich mit(36):

$$\frac{\Delta J_{a_3}'}{\Delta J_{a_3}} = \frac{0,19}{0,26} = 0,73 \cong \underline{\underline{-2,5dB}} \quad (38)$$

2-Sender-Meßmethode (vgl. Bild 3.7)

$$\Delta J_{a_2} = \frac{T}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot 2 U_{syn}^2 \quad (39)$$

Vergleich mit (36) :

$$\frac{\Delta J_{a2}}{\Delta J_{a3}} = \frac{2}{0,26} = 7,7 \approx \underline{+17,5dB} \quad (40)$$

2-Sender-Meßmethode mit herabgesetzten Pegeln (vgl. Bild 3.9)

$$\begin{aligned} \Delta J_{a2}' &= \frac{T}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot 2U_2^2 \\ U_2 &= 0,355 \cdot U_{syn} \quad (\approx -9dB) \\ \Delta J_{a2}' &= \frac{T}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot 0,25U_{syn}^2 \end{aligned} \quad (41)$$

Vergleich mit (36):

$$\frac{\Delta J_{a2}'}{\Delta J_{a3}} = \frac{0,25}{0,26} = 0,96 \approx \underline{-0,5dB} \quad (42)$$

Nur beim ursprünglichen 2-Sender-Verfahren weicht der berechnete Richtstrom wesentlich von der 3-Sender-Meßmethode mit bewerteten Pegeln ab. Dagegen besteht eine sehr gute Übereinstimmung zwischen der Bezugsmethode und dem 2-Sender-Verfahren mit herabgesetzten Pegeln.

2.4 Der Meßaufbau

Der Meßaufbau entspricht dem DIN-Entwurf 45004. Dem Eingang des Antennenverstärkers werden 2 bzw. 3 unmodulierte Sinusspannungen zugeführt; die Senderfrequenzen und die Pegelverhältnisse sind für die verschiedenen Meßmethoden aus den Diagrammen 3.6 bis 3.9 zu entnehmen. Die Intermodulationsabstände werden mit einem selektiven Meßempfänger am abgeschlossenen Ausgang des Antennenverstärkers gemessen. In jedem Meßpunkt wird auch die Ausgangsspannung des Verstärkers bestimmt, so daß der IMA als Funktion der Kanalspannung (= Synchronspannung) angegeben werden kann.

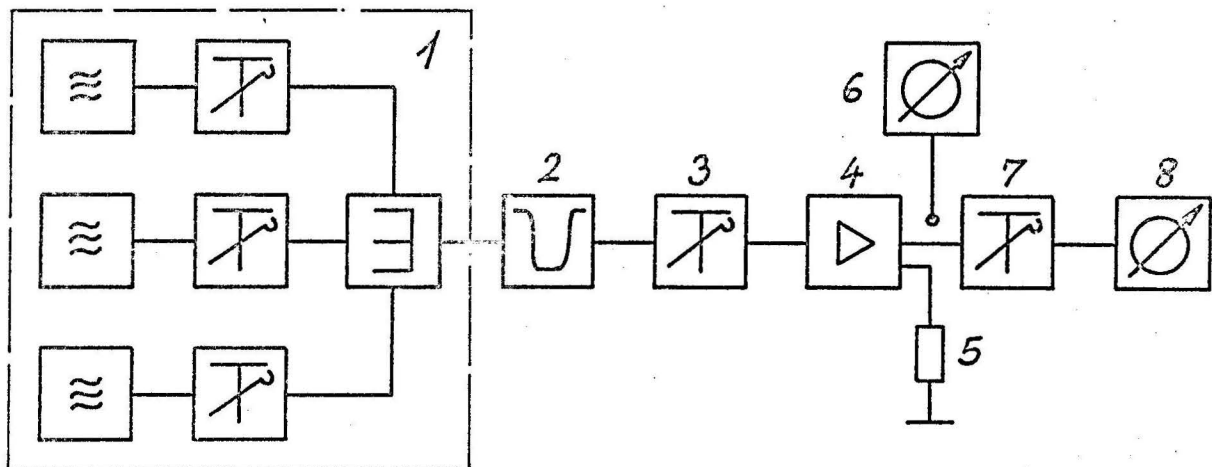


Bild 2.3: Meßaufbau für das 2- und das 3-Sender-Verfahren

1 Umsetzer-Prüfsender UPS-1 (Wandel und Goltermann)

bestehend aus : 3 Leistungsschwingern LO-170

$Z = 60 \Omega$

170 bis 330 MHz

3 Eichleitungen

$Z = 60 \Omega$

1 Anpassungsnetzwerk

$Z = 60 \Omega$

2 Band III-Paß : Sperrdämpfung ca 20 dB

$Z = 60 \Omega$

Type BV207/234 (Eltronik)

3 7 Eichleitung : 0-110dB, 0-1500MHz

$Z = 60 \Omega$

Type DPU BN 18043/60 (Rohde u. Schwarz)

4 Fernseh-Antennenverstärker

$Z = 60 \Omega$

5 Abschlußwiderstand

$Z = 60 \Omega$

6 HF-Spannungsmesser: VHF-UHF-Meßempfänger

$Z = 60 \Omega$

Type ESU BN 150021

mit HF-Teil II : 160-470 MHz

(Rohde u. Schwarz)

8 Selektives Voltmeter für Fernseh-Bd. I und III

$Z = 60 \Omega$

Type USVF BN 1528/2

(Rohde u. Schwarz)

Der Eigen-IMA des Meßaufbaus liegt bei allen durchgeführten Messungen an Antennenverstärkern über 80 dB.

2.5 Zur Durchführung und Auswertung der Messungen

Nach den im Abschnitt 2.1.3 angegebenen Voraussetzungen für die Berechnung des IMA ist der theoretische und meßtechnische Vergleich zwischen den Meßverfahren nur möglich, wenn im Antennenverstärker keine linearen Verzerrungen auftreten. Andernfalls werden die unverzerrten Senderspannungen oder die Pegel der Verzerrungsprodukte frequenzabhängig verändert, so daß theoretische Zusammenhänge am nichtlinearen Vierpol nicht mehr nachweisbar sind. Daher müssen die Antennenverstärker, an denen die Vergleichsmessungen durchgeführt werden, einwandfrei abgeglichen sein.

Bei der Einstellung der Sendepegel und für die Auswertung der gemessenen Intermodulationsabstände sind die folgenden Umrechnungen und Bewertungen zu beachten:

Pegel der Kanalspannung : $n(U_K) = n(U_{Syn})$

3-Sender-Meßmethode mit bewerteten Pegeln nach DIN-Entwurf 45004

Eingangspegel:

Bildträger : $n(U_{BT}) = n(U_{Syn}) - 8 \text{ dB}$

Seitenband: $n(U_{SB}) = n(U_{Syn}) - 17 \text{ dB}$

Tonträger : $n(U_{TT}) = n(U_{Syn}) - 11 \text{ dB (!)}$

Intermodulationsabstand:

$IMA_3 = \text{Meßwert (bezogen auf den Bildträger)} + 8 \text{ dB}$

3-Sender-Meßmethode mit gleichen Pegeln

Eingangspegel:

$n(U_3) = n(U_{Syn}) - 12 \text{ dB}$

Intermodulationsabstand:

$$\text{IMA}'_3 = \text{Meßwert} + 12 \text{ dB}$$

2-Sender-Meßmethode nach DIN-Entwurf 45004

Eingangspegel :

$$n(U_2) = n(U_{\text{syn}})$$

Intermodulationsabstand:

$$\text{IMA}_2 = \text{Meßwert}$$

2-Sender-Meßmethode mit herabgesetzten Pegeln

Eingangspegel :

$$n(U_2) = n(U_{\text{syn}}) - 9 \text{ dB}$$

Intermodulationsabstand:

$$\text{IMA}'_2 = \text{Meßwert} + 12 \text{ dB}$$

2.6 Diskussion der Meßergebnisse

2.6.1 Messungen an Bereichsverstärkern

Die vergleichenden Messungen zwischen dem 2- und dem 3-Sender-Verfahren sollen insbesondere an Kanalverstärkern vorgenommen werden, damit das aufwendigere 3-Sender-Verfahren bei entsprechender Gleichwertigkeit der Meßmethoden durch das meßtechnisch einfachere 2-Sender-Verfahren ersetzt werden kann. - Messungen an Kanalverstärkern werden jedoch durch den Frequenzgang im Durchlaßbereich in gewissem Ausmaß beeinflusst, so daß der Nachweis linearer Zusammenhänge vereinfacht bei breitbandigen Bereichsverstärkern durchzuführen ist, die innerhalb eines Fernsehkanals keinen wesentlichen Frequenzgang aufweisen.

Die vorstehend beschriebenen Messungen werden an einem einstufigen Röhren- Teilbereichsverstärker und an einem zweistufigen Transistor-Bereichsverstärker

vorgenommen. Senderpegel und Meßfrequenzen sind für die verschiedenen Methoden aus Bild 3.6 bis 3.9 zu entnehmen. Die vorgeschriebenen Verhältnisse der Senderspannungen werden entgegen dem DIN-Entwurf 45004 nicht am Verstärkerausgang, sondern an den Sendern eingestellt. Damit besteht ein Bezugssystem, das von linearen Verzerrungen in einem Antennenverstärker unabhängig ist.

Die Meßergebnisse sind in Bild 3.10 bis 3.15 zusammengestellt. Die Auswertung wird bei allen Verstärkern in der gleichen Weise vorgenommen: Der IMA der 3-Sender-Meßmethode dient als Bezugswert und ist mit dem ausgezogenen Kurvenverlauf gekennzeichnet.

Bild 3.10 : Der IMA wird- wie bei den Messungen im NF-Bereich- als Funktion der logarithmisch aufgetragenen Eingangsspannung angegeben. Für die Messungen nach den beiden 3-Sender-Verfahren werden gleichwertige Eingangspegel verwendet, die zu theoretisch übereinstimmenden IMA-Werten führen (vgl. 2.2.1). Die gemessenen Kurvenverläufe bestätigen die Gleichwertigkeit der Meßmethoden. - Die Meßwerte für das 2-Sender-Verfahren sind unter den rechnerischen Bedingungen aufgetragen, die für eine Übereinstimmung mit den 3-Sender-Verfahren abgeleitet wurden (vgl. 2.2.2); es entstehen nur gleiche Funktionsverläufe, wenn die beiden Senderpegel um 9dB herabgesetzt sind. Auch diese Messungen bestätigen die Gleichwertigkeit der verschiedenen Meßverfahren.

Bild 3.11: Die Aussteuerfähigkeit eines Antennenverstärkers wird durch seine maximale Kanalspannung bei vorgegebenem IMA gekennzeichnet. Soweit der Verstärker nur eine vernachlässigbar kleine differentielle Verstärkung aufweist, bleibt die in Bild 3.10 ermittelte Zuordnung der Kurvenverläufe auch dann erhalten, wenn der IMA über der Kanalspannung aufgetragen wird. Um diesen linearen Verstärkungsbereich zu bestimmen, ist in Bild 3.11 die Ausgangsspannung als Funktion der Aussteuerung aufgetragen. - Bei diesen Meßwerten ist gesondert berücksichtigt, daß die differentielle Verstärkung unter dem Ein-

fluß höherer Potenzfaktoren von allen aussteuernden Spannungen abhängt: Bei übersteuertem Antennenverstärker ändert sich der Pegel einer Ausgangsspannung beträchtlich, sobald auch die übrigen Senderspannungen aufgeschaltet sind. Aus dem Diagramm ist zu ersehen, daß die Aussteuergrenze, die durch die IMA_3 -Messung nach Bild 3.10 bestimmt worden ist, in einem Bereich mit vernachlässigbar kleiner differentieller Verstärkung liegt.

Bild 3.12: In dieser Darstellung sind die Meßwerte für das 2-Sender-Verfahren zunächst ohne Herabsetzung der Senderpegel eingetragen. Bei genügend kleiner Ansteuerspannung verlaufen die gemessenen Kurven für das 2- und das 3-Sender-Verfahren mit dem konstanten Anstieg 2; in diesem Bereich sind Grundwellenstrom und Modulationsprodukt allein von der Steilheit bzw. dem kubischen Potenzfaktor abhängig, so daß die Meßmethoden vergleichbar sind:

$$\text{IMA}_3 - \text{IMA}_2 = 30 \text{ dB}$$

Dagegen macht sich beim 2-Sender-Verfahren der Einfluß von Taylor-Koeffizienten höherer Ordnung mit zunehmender Aussteuerung wesentlich früher bemerkbar als bei der 3-Sender-Meßmethode. Nach den Untersuchungen in 1.4.2 und 2.2 ist dieser Unterschied auf die höheren Eingangsspannungen beim 2-Sender-Verfahren zurückzuführen, so daß ein Vergleich der Meßmethoden in der Nähe der Aussteuergrenze ($\text{IMA}_3 = 52 \text{ dB}$) nicht mehr möglich ist. - Bei der Messung nach dem 2-Sender-Verfahren ist unbedingt die erhöhte differentielle Verstärkung durch die Aussteuerung mit 2 Meßsendern zu berücksichtigen. Wenn die Verstärkungsänderung nicht erfaßt wird (gestrichelter Kurvenverlauf in Bild 3.12), sind die Meßmethoden scheinbar besser zu vergleichen, was aber nicht den wirklichen Aussteuerungsverhältnissen entspricht!

Durch die Herabsetzung der Eingangspegel beim 2-Sender-Verfahren sind die verschiedenen Meßmethoden - entsprechend den Untersuchungen im NF-Gebiet - besser zu vergleichen. Die vorgenommene Pegelbewertung verschiebt den ursprünglichen Kurvenverlauf in Richtung der Ordinate und der Abszisse. Dadurch entstehen in Bild 3.12 für das 2- und das 3-Senderverfahren nahezu identische

Kurvenverläufe, so daß die Gleichwertigkeit der verschiedenen Methoden bestätigt ist.

Bild 3.13 bis 3.15: Die Messungen an dem transistorisierten Bereichverstärker GVA1 bestätigen ebenso, daß die Meßmethoden gut vergleichbar sind. Bei mehrstufigen Bereichsverstärkern werden die Modulationsprodukte nicht allein von den kubischen Kennlinienanteilen in den aktiven Bauelementen erzeugt. Die IM-Spannungen können auch durch eine quadratische Mischung entstehen, wenn die Ausgangsspannung der vorhergehenden Verstärkerstufe oberwellenhalbig ist. Für die Untersuchung des IMA ist es jedoch bedeutungslos, unter welchen physikalischen Bedingungen die Modulationsprodukte entstehen. Sofern keine frequenzabhängigen Verzerrungen auftreten, sind die Meßwerte auch weiterhin gut zu vergleichen.

2.6.2 Messungen an Kanalverstärkern

Die Auswertung der Meßergebnisse geschieht für die Kanalverstärker in der gleichen Weise wie bei den Bereichsverstärkern. Die Berechnung äquivalenter Eingangsspannungen und die Bewertung der Ausgangsgrößen wird mit denselben Pegelschemata ausgeführt, die in Abschnitt 2.5 zusammengestellt sind.

Bild 3.16 bis 3.18: Die Messungen an dem einstufigen Kanalverstärker bestätigen erneut die Gleichwertigkeit der verschiedenen Meßmethoden, zumindest bei Senderspannungen, die die Austeuergrenze nicht wesentlich übersteigen. In diesem Bereich wird der Verlauf des IMA_3 bereits überwiegend durch den kubischen Kennlinienanteil bestimmt, der bei logarithmischer Auftragung den Anstieg 2 zur Folge hat.

Die Auswertung im Diagramm 3.18 zeigt, daß die Meßmethoden nur nach der vorgenommenen Pegelabsenkung beim 2-Sender-Verfahren einwandfrei zu vergleichen sind. Bei der ursprünglichen 2-Sender-Meßmethode ist der Verstärker in der Nähe der Aussteuergrenze, die mit dem 3-Sender-Verfahren festgelegt ist, wesentlich

übersteuert. Dadurch wird die Durchlaßkurve, die bei betriebsmäßiger Aussteuerung nahezu linear verläuft, bereits deutlich verformt, so daß der IMA frequenzabhängigen Einflüssen unterliegt. Wenn die Eingangspegel für die 2-Sender-Meßmethode herabgesetzt werden, unterscheidet sich der IMA₂ selbst bei übersteuertem Verstärker nur geringfügig von der Bezugsmethode.

Bild 3.19 bis 3.22 : Bei den Messungen an mehrstufigen Kanalverstärkern wird die Auftragung der Ergebnisse vereinfacht. Die Darstellungen $a=f(U_{\text{ein}})$ und $U_K=f(U_{\text{ein}})$ sind nicht mehr erforderlich, da die Verstärkung im betrachteten Aussteuerbereich konstant ist. Durch die vorhergehenden Messungen wurde bestätigt, daß die Meßverfahren nur bei bestimmter Pegelbewertung vergleichbar sind. Daher werden bei der 2-Sender-Meßmethode nur die herabgesetzten Senderspannungen berücksichtigt.

Bild 3.19: Bei Messungen an dem zweistufigen Kanalverstärker GVB 33 werden frequenzabhängige Einflüsse auf die verschiedenen Meßmethoden gefunden, obwohl der Verstärker eine praktisch lineare Durchlaßkurve hat und auch einwandfrei angepaßt ist. Die Frequenzabhängigkeit wird bei der 3-Sender-Meßmethode mit bewerteten Pegeln durch folgende Vertauschung der Frequenzlagen nachgewiesen.

$$\text{Bildträger: } f_{\text{BT}}' = f_{\text{BT}} + 5,5 \text{ MHz} = f_{\text{TT}}$$

$$\text{Tonträger: } f_{\text{TT}}' = f_{\text{BT}}$$

$$\text{Seitenband: } f_{\text{SB}}' = f_{\text{BT}}' - 4,4 \text{ MHz} = f_{\text{BT}} + 1,1 \text{ MHz}$$

Die IMA₃-Werte zeigen vor allem bei kleiner Aussteuerung ein recht unterschiedliches Verhalten. - Ähnliche Abweichungen entstehen auch bei der 2-Sender-Meßmethode, wobei die vergleichenden Messungen bei 3 verschiedenen Frequenzlagen durchgeführt werden. Die Senderfrequenzen werden zuerst so gewählt, daß beide IM-Spannungen in den Kanalbereich fallen; mit zunehmendem Senderabstand liegt schließlich nur noch ein Intermodulationsprodukt im Durchlaßbereich des

Antennenverstärkers.

Bild 3.20 dient zum übersichtlichen Vergleich der Meßmethoden. Das Bezugssystem ist die 3-Sender-Meßmethode mit bewerteten Pegeln; die Meßwerte für das 2-Sender-Verfahren sind durch einen Streubereich (nach Bild 3.19) eingegrenzt. An der Aussteuergrenze ($\text{IMA}_3 = 52 \text{ dB}$) unterscheiden sich die Kanalspannungen, die nach dem 2-Sender-Verfahren ermittelt werden, nur um maximal 1 dB von der Bezugsmethode.

Bild 3.21 bis 3.22 : Bei vergleichenden Messungen an einem dreistufigen Kanalverstärker GVB 34 werden ebenfalls frequenzabhängige Einflüsse auf den IMA festgestellt, die bereits innerhalb der einzelnen Meßmethoden nachweisbar sind.

Die Abweichungen zwischen den verschiedenen Meßverfahren sind im Bereich der Aussteuergrenze ($\text{IMA}_3 = 52 \text{ dB}$)- wie bei den vorhergehenden Messungen an dem zweistufigen Kanalverstärker - sehr klein, so daß mit allen Meßverfahren praktisch dieselbe Kanalspannung ermittelt wird.

Die Messungen an den mehrstufigen Kanalverstärkern führen zu folgenden Ergebnissen:

- 1) Der Intermodulationsabstand IMA_3 verläuft im Bereich der Aussteuergrenze keineswegs mit einer quadratischen Abhängigkeit, so daß der einfache Vergleich zwischen der 2- und 3-Sender-Meßmethode ($\text{IMA}_3 - \text{IMA}_2 = 30 \text{ dB}$) sicher nicht durchführbar ist. Die Meßverfahren sind allerdings auch weiterhin gut zu vergleichen, wenn man die Sendepiegel beim 2-Sender-Verfahren um 9 dB absenkt. ($n(U_2)' = n(U_{\text{Syn}}) - 9 \text{ dB}$) Unter dieser Bedingung wird der Antennenverstärker bei den verschiedenen Meßverfahren mit äquivalenten Eingangsspannungen angesteuert, so daß sich die nichtlinearen Eigenschaften auch an der Aussteuergrenze gleichwertig auswirken.
- 2) Die Gleichwertigkeit der Meßmethoden wird allerdings infolge frequenzabhängiger Einflüsse eingeschränkt. So haben vor allem die Messungen innerhalb

einer Methode bei verschiedener Frequenzlage der Senderspannungen gezeigt, daß trotz eines linearen Amplitudengangs unterschiedliche Intermodulationsspannungen gemessen werden. Bei den untersuchten Verstärkern treten wesentliche Abweichungen zur Bezugsmethode nur im Bereich sehr großer Intermodulationsabstände auf. Es ist aber nicht auszuschließen, daß eine Frequenzabhängigkeit auch an der Aussteuergrenze zu unterschiedlichen Ergebnissen bei den verschiedenen Meßverfahren führen kann. Diese Möglichkeit besteht ohnehin bei betriebsmäßig abgeglichenen Antennenverstärkern, wo der Frequenzgang des Durchlaßbereiches nicht so linear zu verlaufen braucht, wie es für diese Untersuchungen angestrebt wurde. Als Folge linearer Verzerrungen kann die resultierende Verstärkerlinie nur durch frequenzabhängige Taylorkoeffizienten beschrieben werden, so daß die 2- und 3-Sender-Meßmethode nicht mehr miteinander zu vergleichen sind.

- 3) Das 3-Sender-Verfahren kann wegen frequenzabhängiger Einflüsse auf den IMA nicht durch das 2-Sender-Verfahren ersetzt werden. Die durchgeführten Messungen haben jedoch gezeigt, daß bei der 3-Sender-Meßmethode anstelle der bewerteten Pegel (DIN-Entwurf 45004) drei gleiche Sendepegel verwendet werden können, ohne daß wesentliche Abweichungen zur Bezugsmethode zu erwarten sind.

2.7 Zusammenfassung

Intermodulationsabstände, die nach der 2- und nach der 3-Sender-Meßmethode bestimmt werden, unterscheiden sich theoretisch um 30 dB. Dazu ist vorausgesetzt, daß Grundwellenstrom und Intermodulationsprodukt allein von der Steilheit bzw. dem kubischen Potenzfaktor abhängen. Diese Bedingung wird an der Aussteuergrenze eines Antennenverstärkers zumindest von der 2-Sender-Meßmethode wegen ihrer höheren Senderpegel nicht mehr erfüllt. Um die Vergleichbarkeit der Meßmethoden zu verbessern, müssen die Taylor-Koeffizienten höherer Ordnung den Verlauf des IMA bei beiden Meßverfahren in ähnlicher Weise beeinflussen. Dazu werden abgeänderte Meßverfahren definiert, bei denen die Aussteuerungsabhängigkeit des IMA auch

für große Sendepiegel theoretisch weitgehend übereinstimmt. Es entstehen die 3-Sender-Meßmethode mit gleichen Pegeln und die 2-Sender-Meßmethode mit herabgesetzten Pegeln.

Der IMA wird auch von aussteuerungsabhängigen Arbeitspunktverschiebungen beeinflusst, so daß bei äquivalenten Meßverfahren gleiche Richtströme erzeugt werden müssen. Bei quadratischer Gleichrichtung besteht eine gute Übereinstimmung zwischen der Bezugsmethode (3-Sender-Meßmethode mit bewerteten Pegeln) und den abgeänderten Meßmethoden.

Die vergleichenden Messungen werden an Bereichsverstärkern und an Kanalverstärkern vorgenommen. Die Verstärker sind einwandfrei abgeglichen, damit die Untersuchung nichtlinearer Zusammenhänge von linearen frequenzabhängigen Verzerrungen unbeeinflusst bleibt. Die Messungen an den Bereichsverstärkern bestätigen die theoretische Vergleichbarkeit der verschiedenen Meßmethoden über einen weiten Aussteuerbereich, wenn beim 2-Sender-Verfahren die Eingangspegel herabgesetzt sind.

Dagegen führen die vergleichenden Untersuchungen an mehrstufigen Kanalverstärkern zu abweichenden Ergebnissen, die auf einer nachweisbaren Frequenzabhängigkeit des Intermodulationsabstandes beruhen. Dadurch ist die Gleichwertigkeit der Meßmethoden nicht mehr gesichert, zumal auch lineare Verzerrungen, die für den Einsatz des Antennenverstärkers bedeutungslos sind, den Vergleich der verschiedenen Methoden einschränken.

Das 3-Sender-Meßverfahren mit bewerteten Pegeln bildet die Frequenzlagen der intermodulierenden Senderspannungen in einem Videosignal optimal nach, so daß der Antennenverstärker unter angenähert betriebsmäßigen Bedingungen überprüft wird. Nach den durchgeführten Messungen können die 3 bewerteten Pegel durch gleiche Eingangsspannungen ersetzt werden, ohne daß wesentliche Unterschiede zur Bezugsmethode auftreten. Dagegen ist nicht auszuschließen, daß die IMA-Messung nach der 2-Sender-Meßmethode durch frequenzabhängige Einflüsse zu größeren Abweichungen führt.

Bild 3.1

$$a = f(-U_g)$$

3-Sender-Meßverfahren

$a[\text{dB}]$

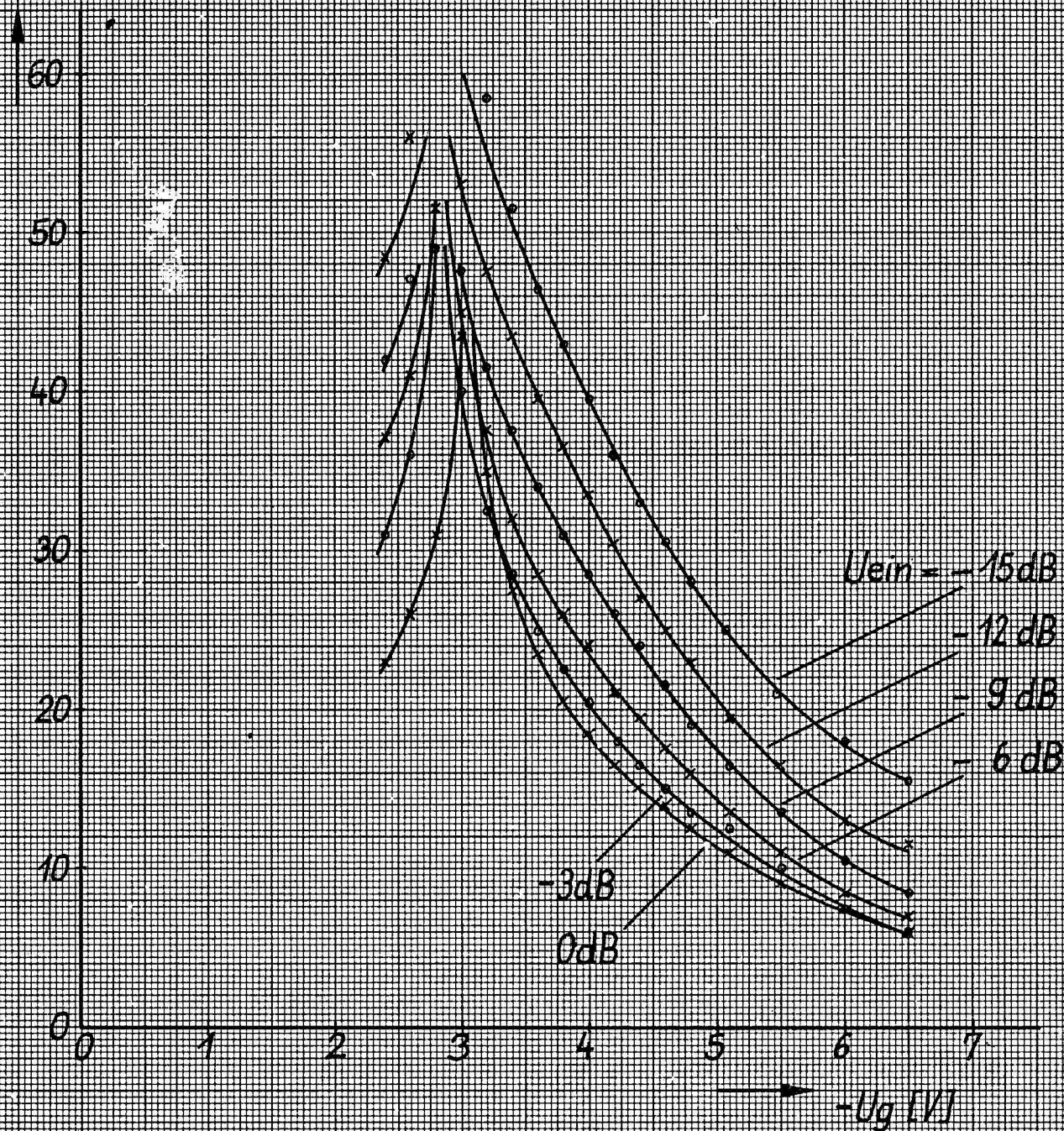


Bild 3.2

$\alpha = f(-U_g)$

2- Sender-Meßverfahren

α [dB]

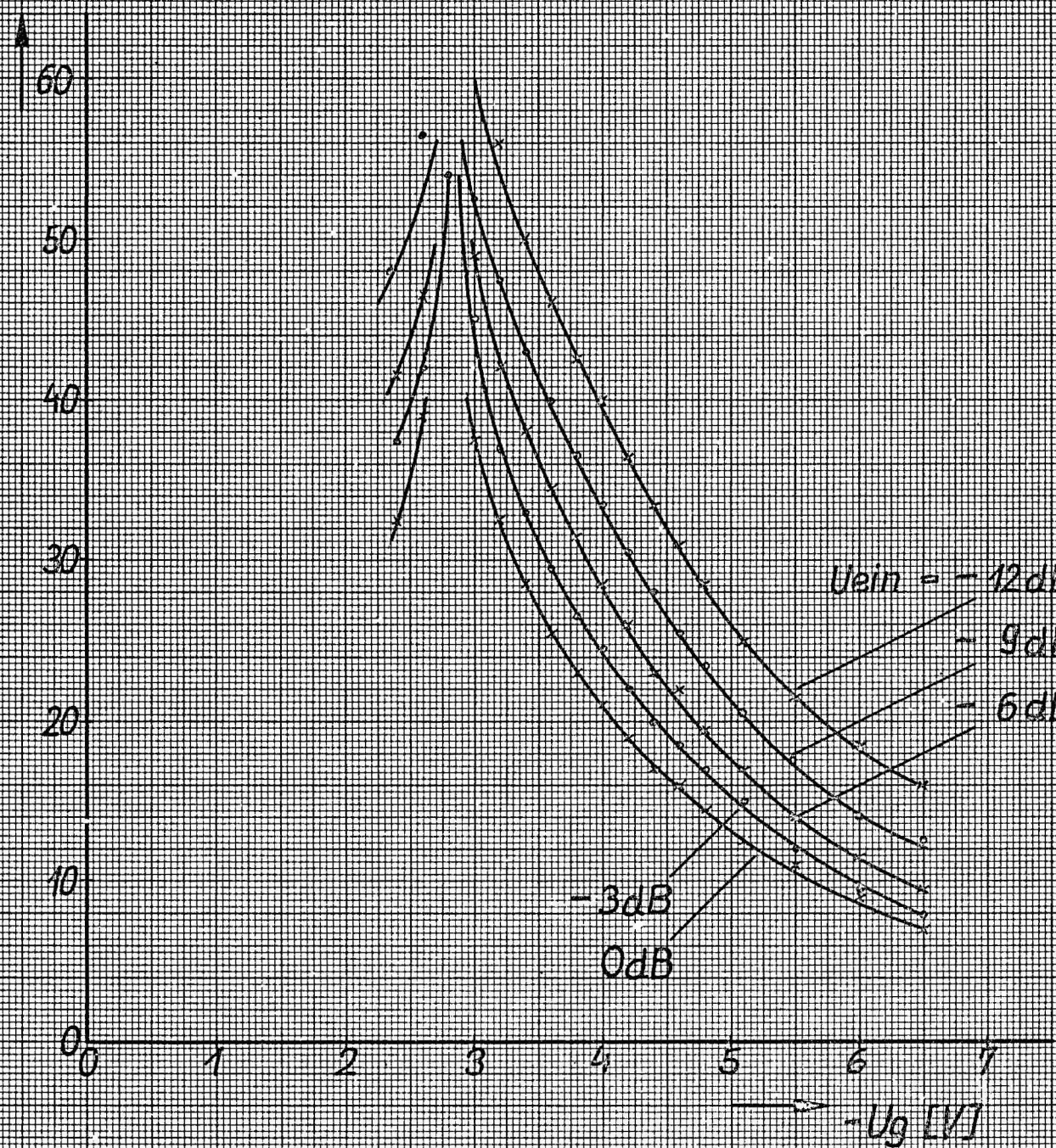


Bild 33

Meßschaltung 1 $a = f(U_{\text{ein}})$

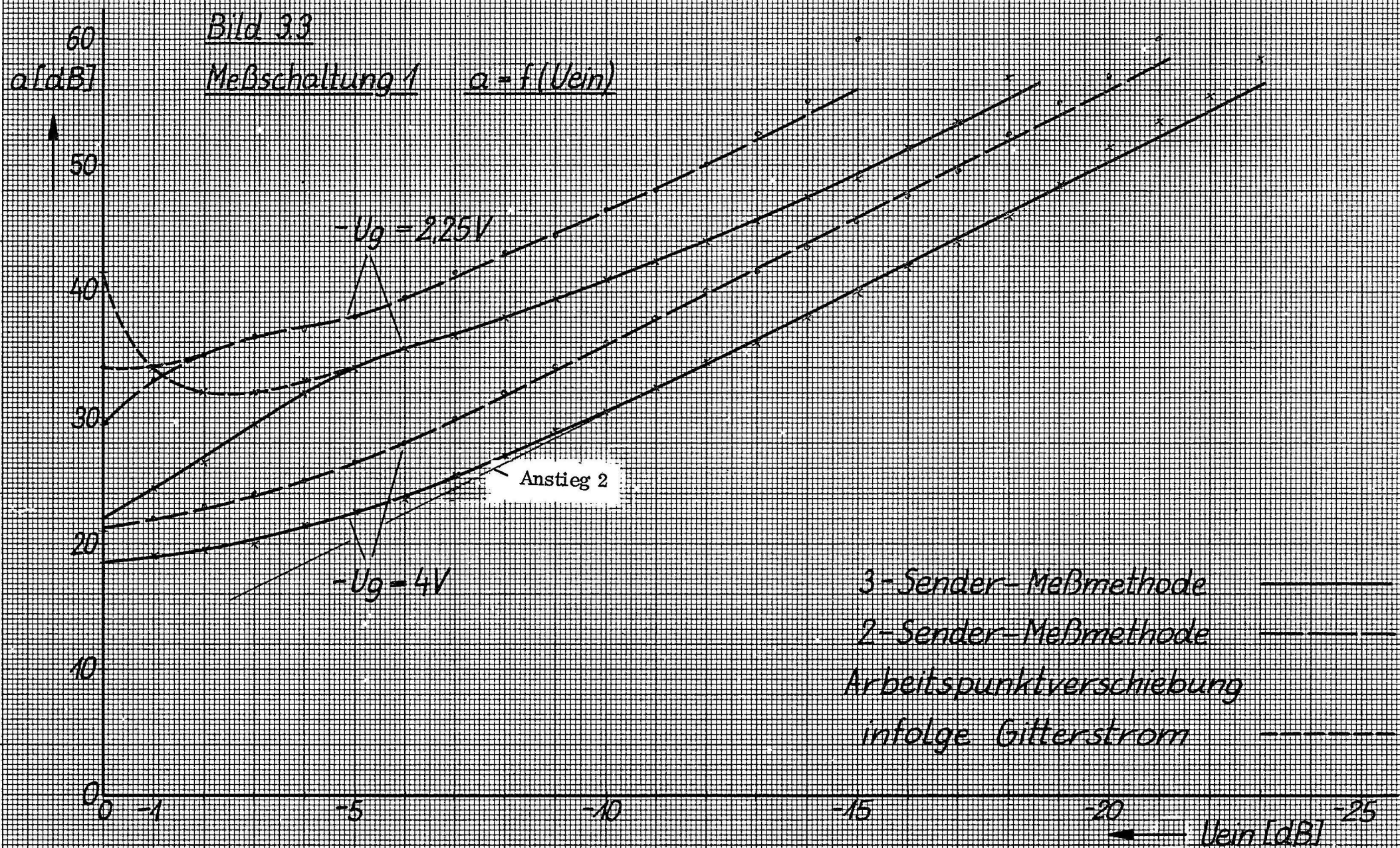


Bild 34

Meßschaltung 1 $\alpha = f(U_{\text{ein}})$

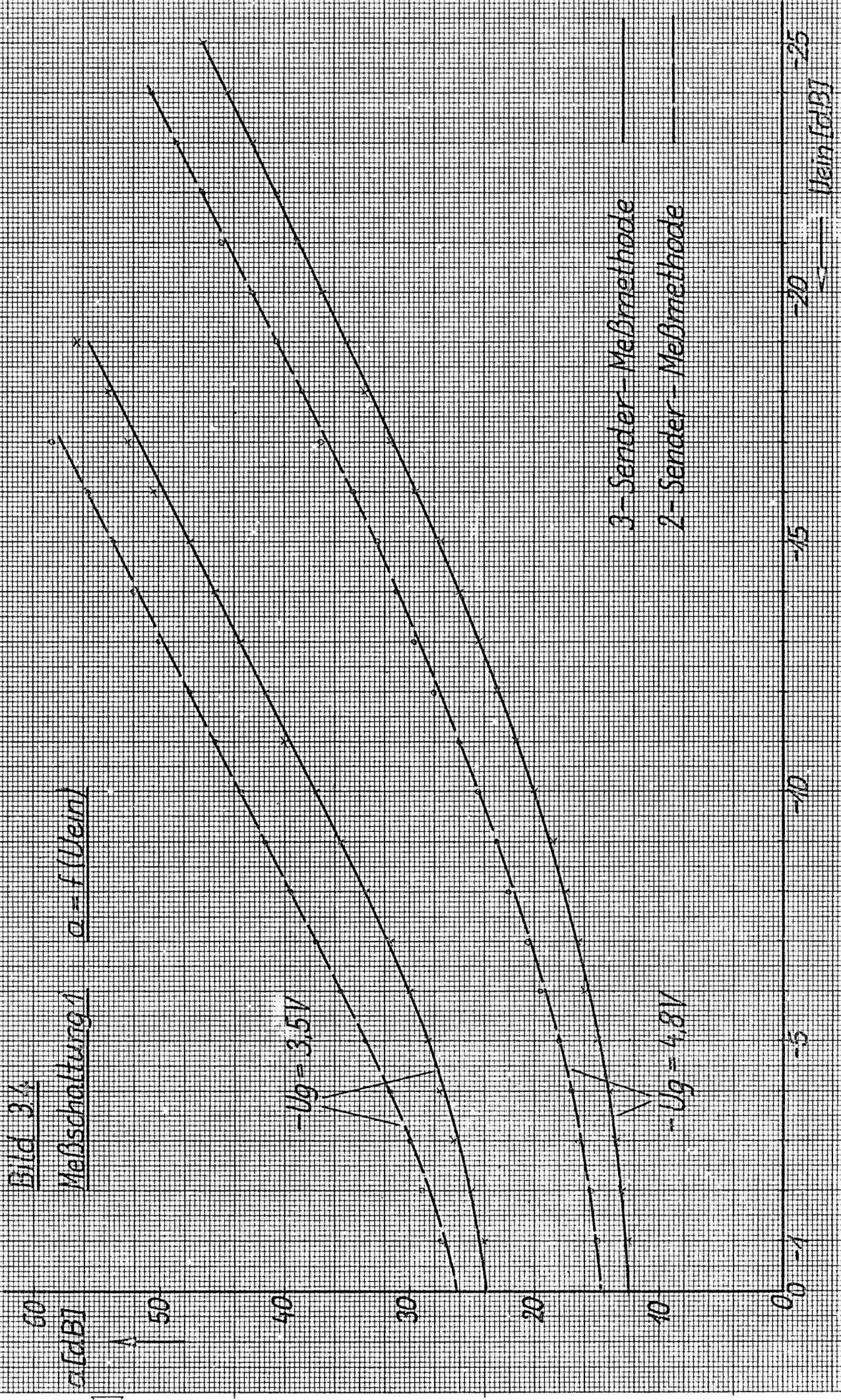
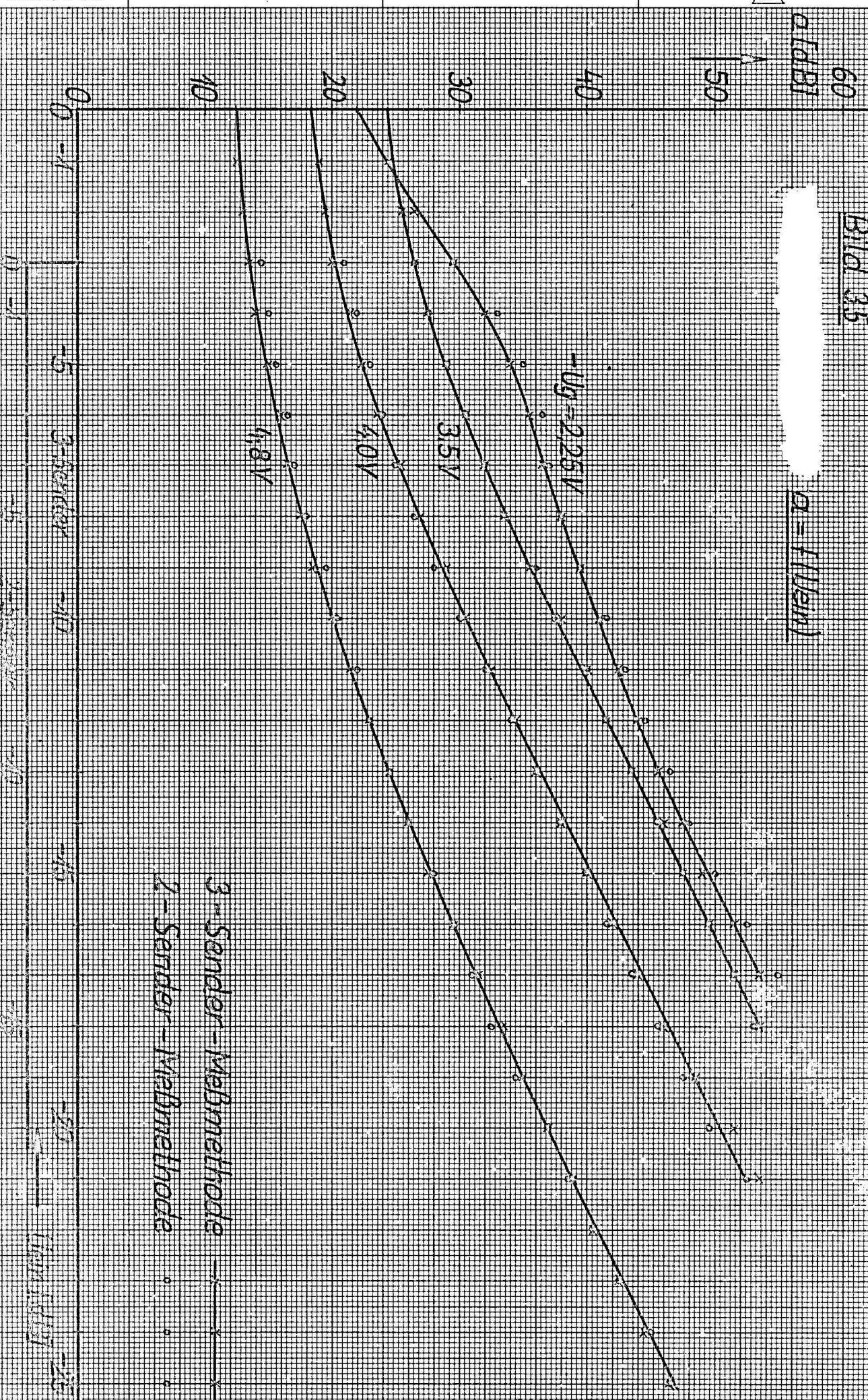




Bild 35

$\alpha = f(U_{\text{em}})$



3 - Sender-Meßmethode

1 - Sender-Meßmethode

Bild 3.6

Diagramm of Levels and Frequencies for Measuring of Intermodulation-Ratio according to 3 Signal-Generator Method for Channel-Amplifiers (CCIR Norm)

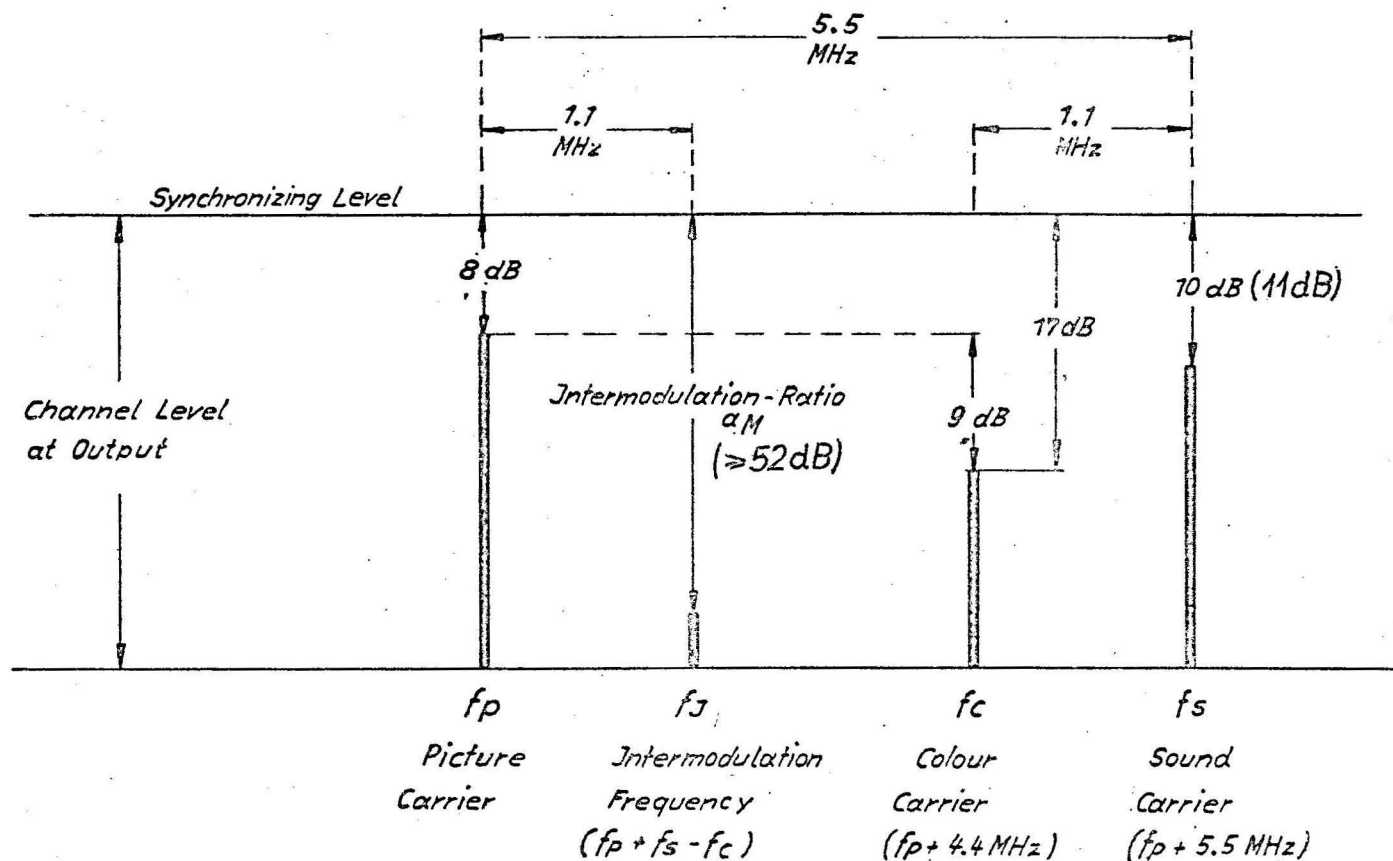
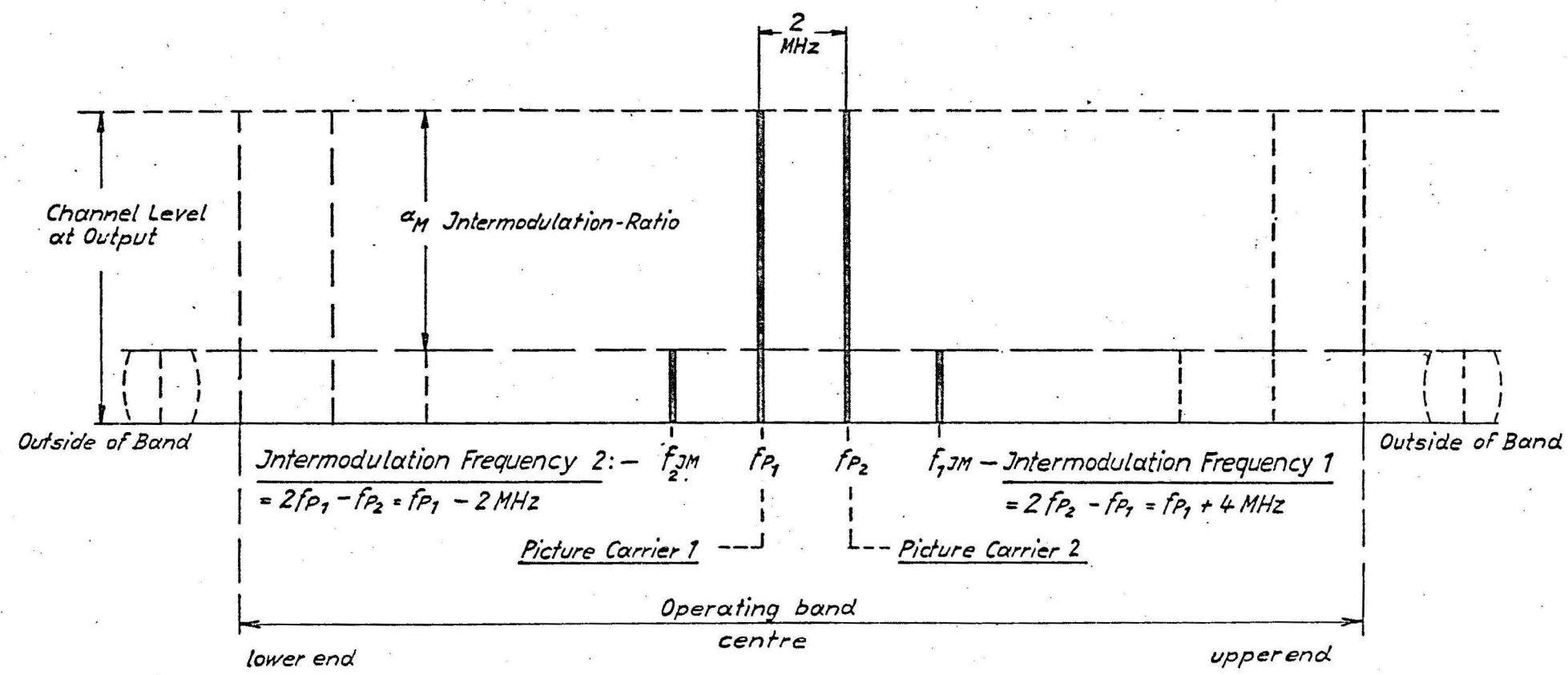


Bild 3.7 Diagramm of Levels and Frequencies for Measuring of Intermodulation - Ratio
according to 2 Signal-Generator Method for Broad-Band (Multi-Channel) Amplifiers
and FM (UKW) Broadcasting amplifiers
 (The measurement is made on the centre and at the lower and upperend of the operating band)



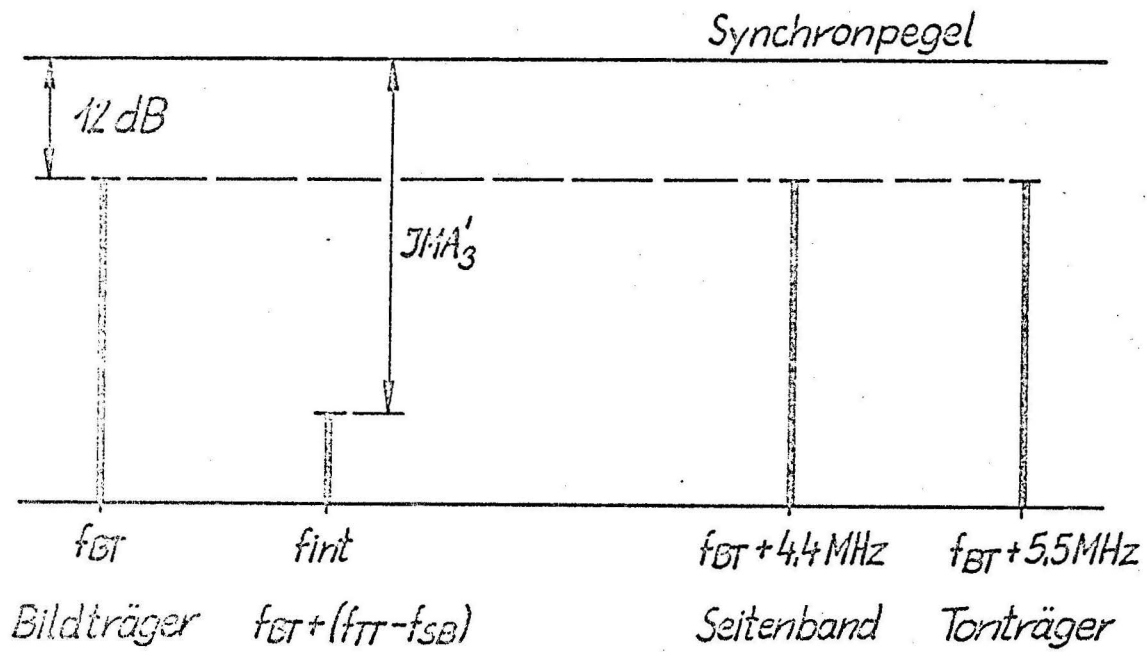


Bild 3.8 : Frequenz- und Pegelschema für die 3-Sender-Meßmethode mit gleichen Pegeln

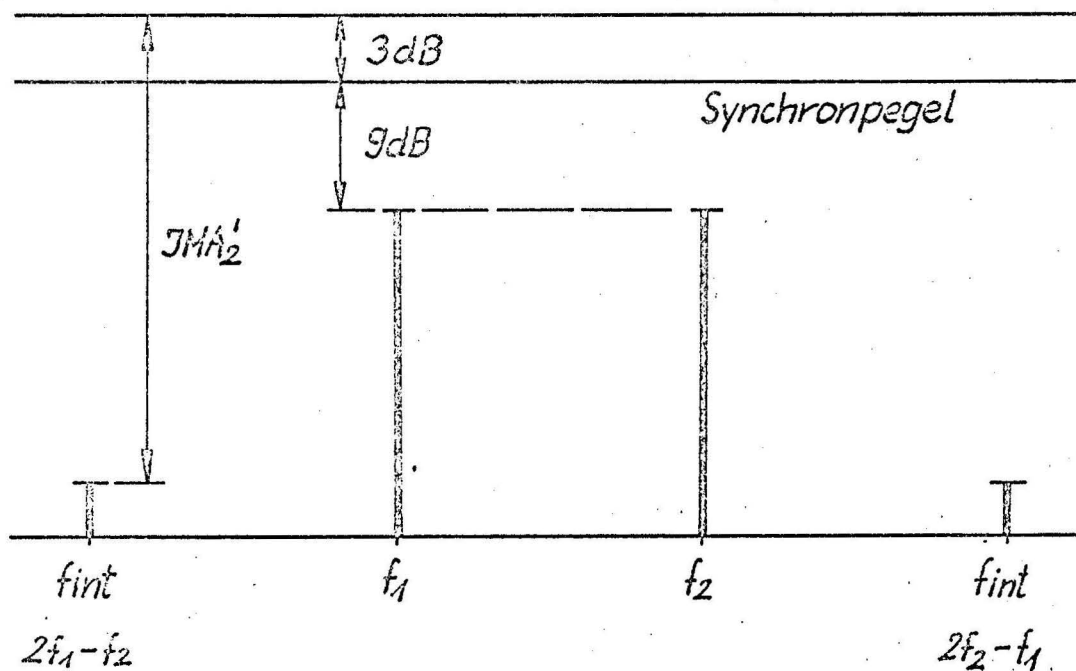


Bild 3.9 : Frequenz- und Pegelschema für die 2-Sender-Meßmethode mit herabgesetzten Pegeln

Bild 3.10

Einstufiger Röhren-Teilbereichsverstärker ST 201/L3 (Kanal 10-12) $\alpha-f(\text{Wein})$

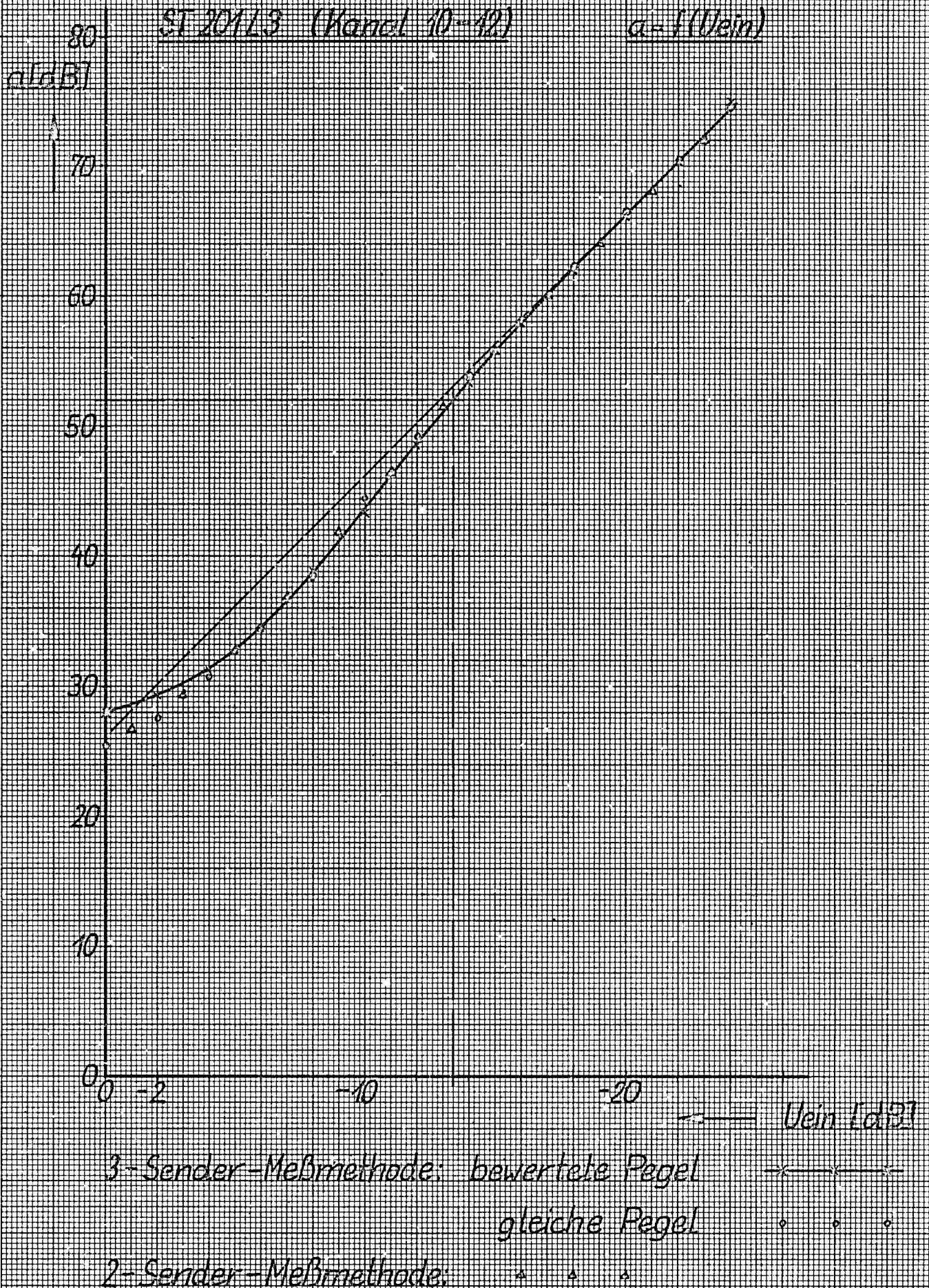
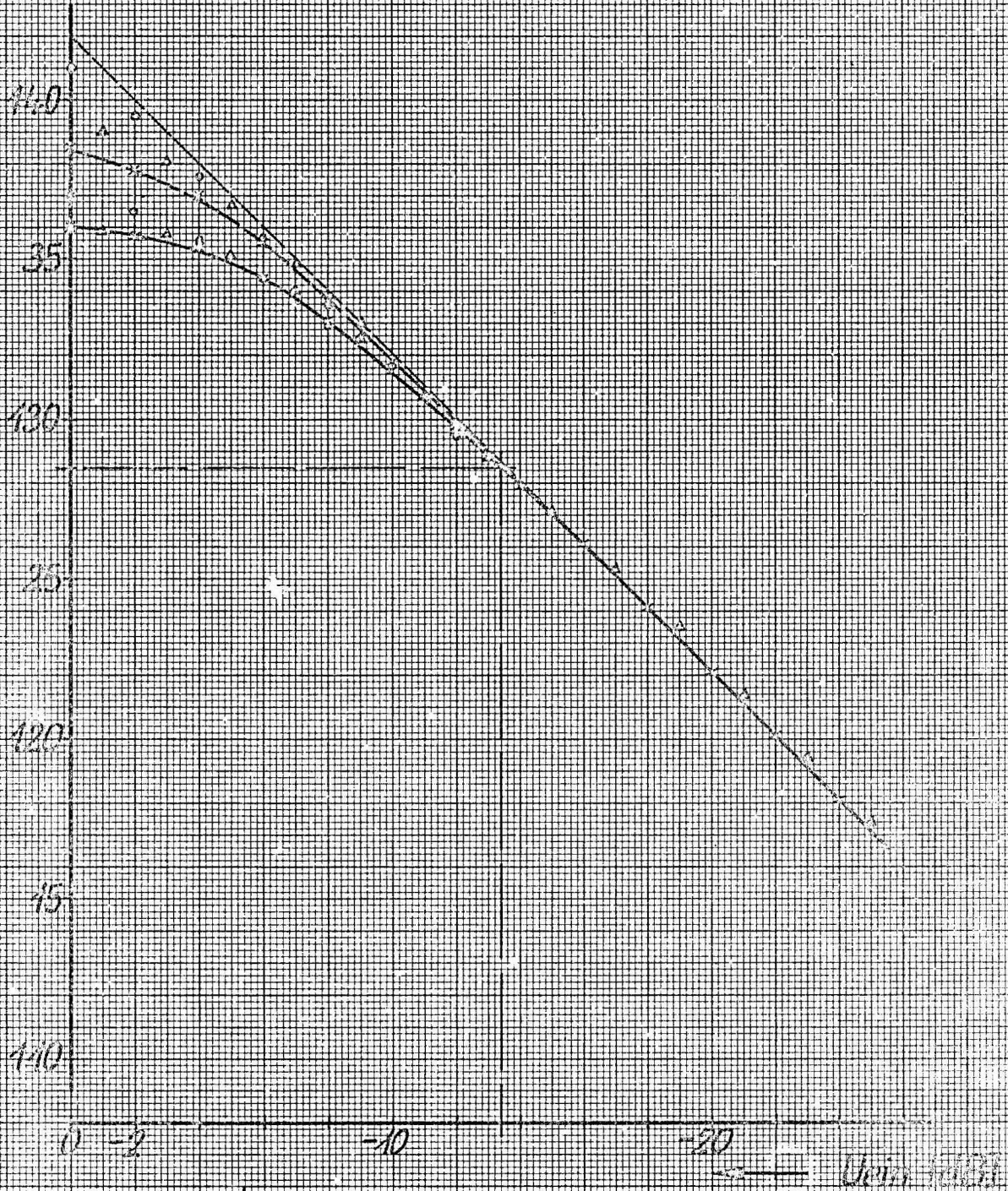


Bild 3.11

ST 201 L3

$$U_{\text{Kanal}} = f(U_{\text{ein}})$$

$U_{\text{e}} [\text{dBmV}]$



3-Sender-Meßmethode: bewertete Pegel x x x

gleiche Pegel o o o

2-Sender-Meßmethode Δ Δ Δ

Ansteuerung mit 3 bzw. 2 Meßsendern ———

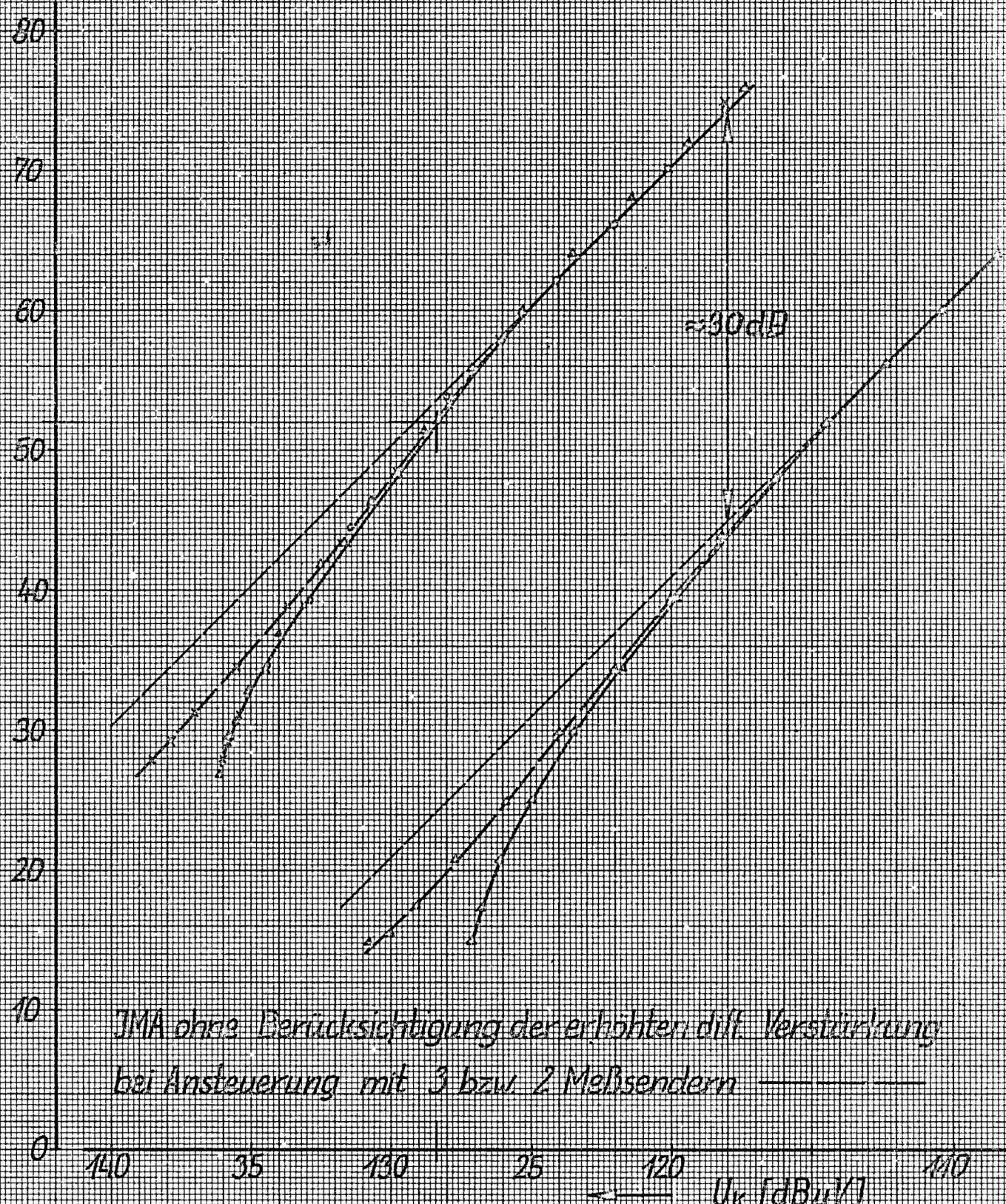
Ansteuerung mit einem Meßsender - - -

Bild 3.12

ST 201 L3

$a \sim f(U_k)$

a [dB]



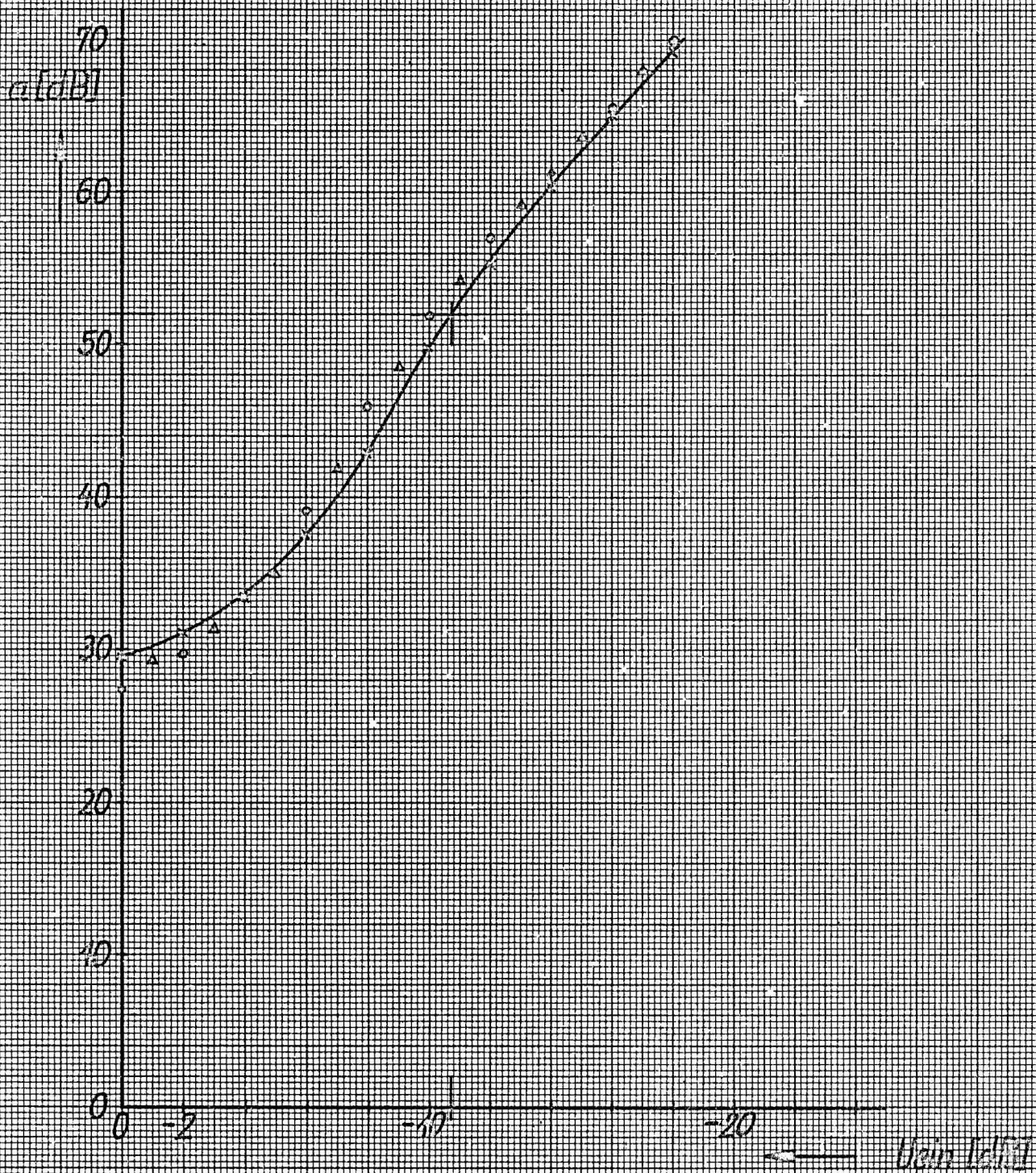
3-Sender-Meßmethode, bewertete Pegel x x x
gleiche Pegel o o o
2-Sender-Meßmethode . . .

Bild 3.13

Zweistufiger Transistor-Bereichsverstärker

GVA 1 (Bereich I-III)

$a = f(U_{\text{eff}})$



3-Sender-Meßmethode: bewertete Pegel

— x — x — x

gleiche Pegel

o o o

2-Sender-Meßmethode

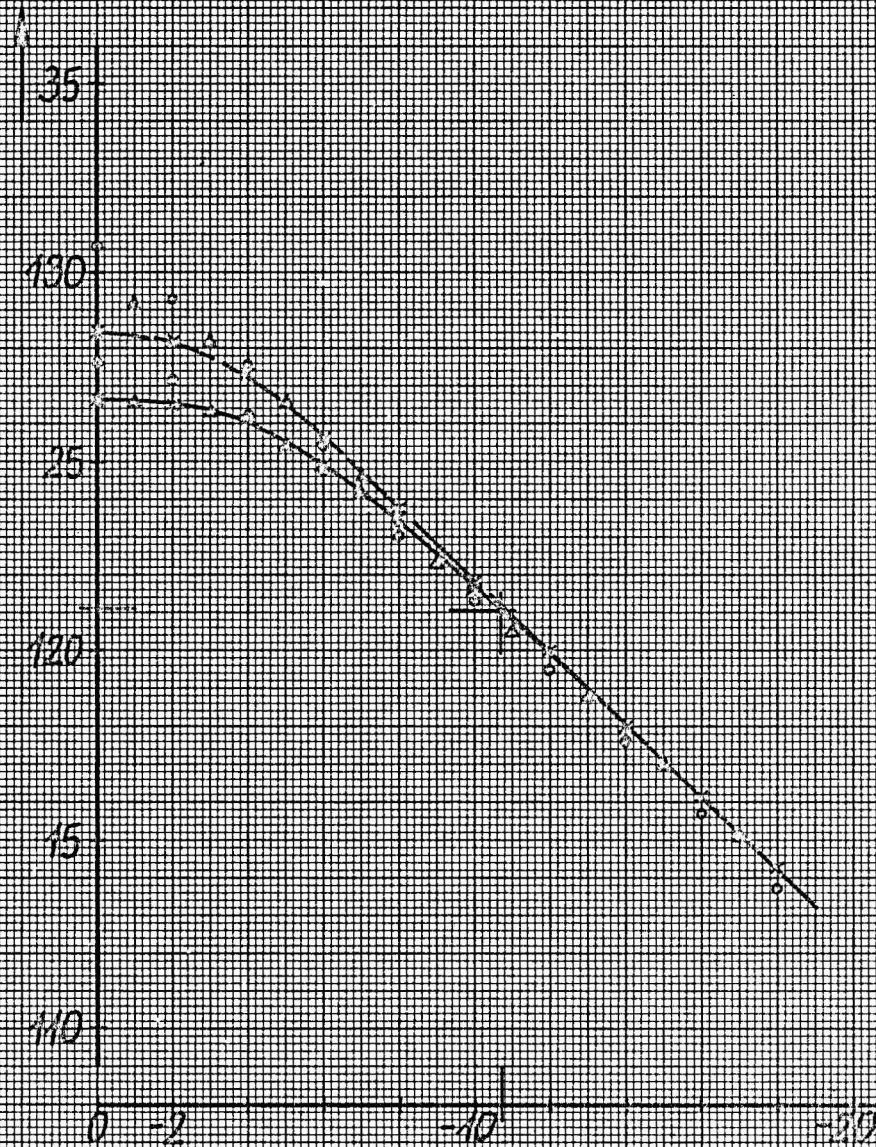
△ △ △

Bild 3.14

GVA 1

$U_{\text{kanal}} \rightarrow f(f_{\text{Wahl}})$

$U_{\text{ir}} [\text{dB}\mu\text{V}]$



3-Sender-Meßmethode: bewertete Pegel x x x

gleiche Pegel ◊ ◊ ◊

2-Sender-Meßmethode △ △ △

Ansteuerung mit 3 bzw. 2 Meßsendern ———

Ansteuerung mit einem Meßsender ———

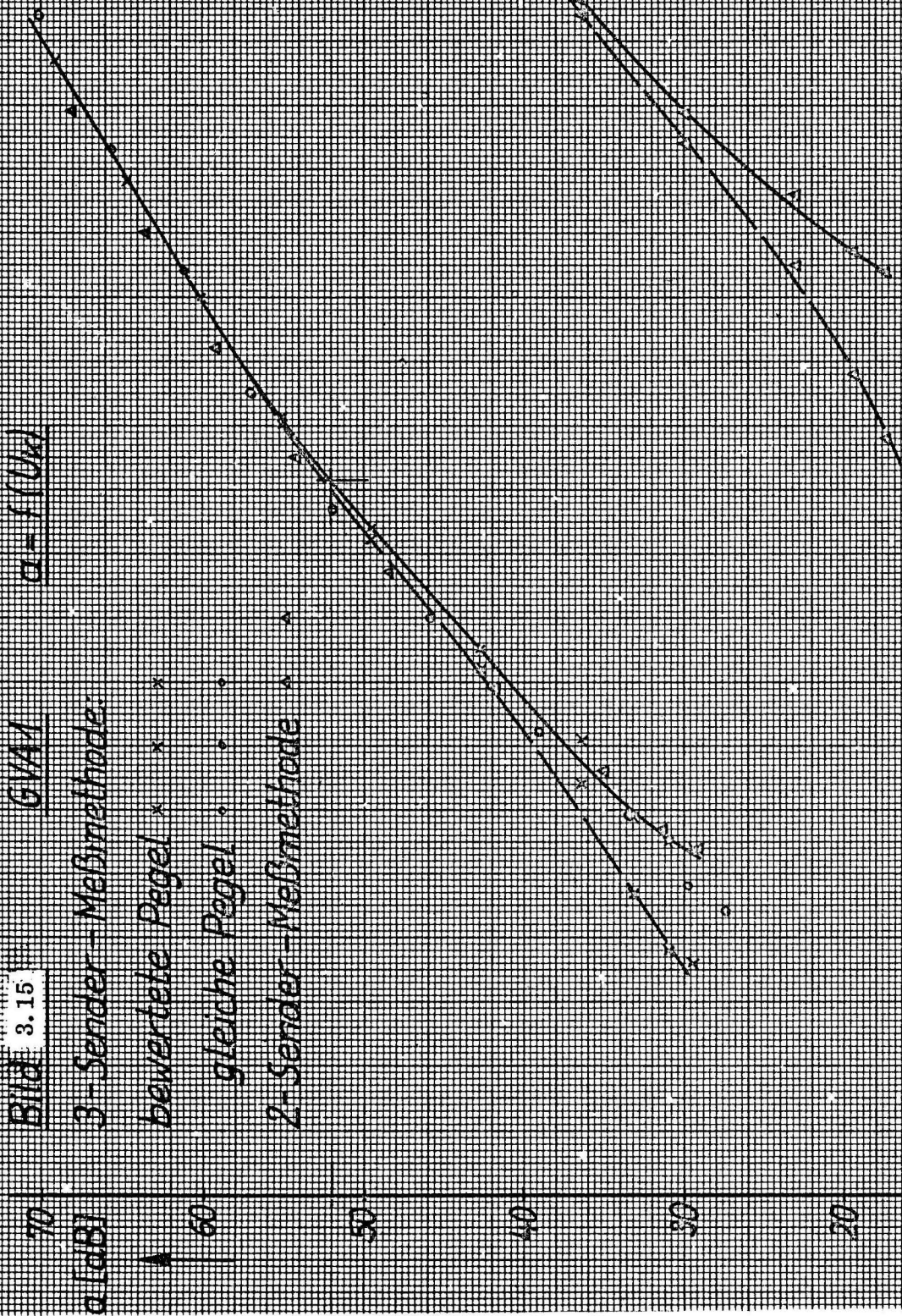
Bild 3.15 $\alpha = f(U_{dd})$

3-Sender-Meßmethode:

bewertete Pegel $\times \times \times$

gleiche Pegel $\cdot \cdot \cdot$

2-Sender-Meßmethode Δ



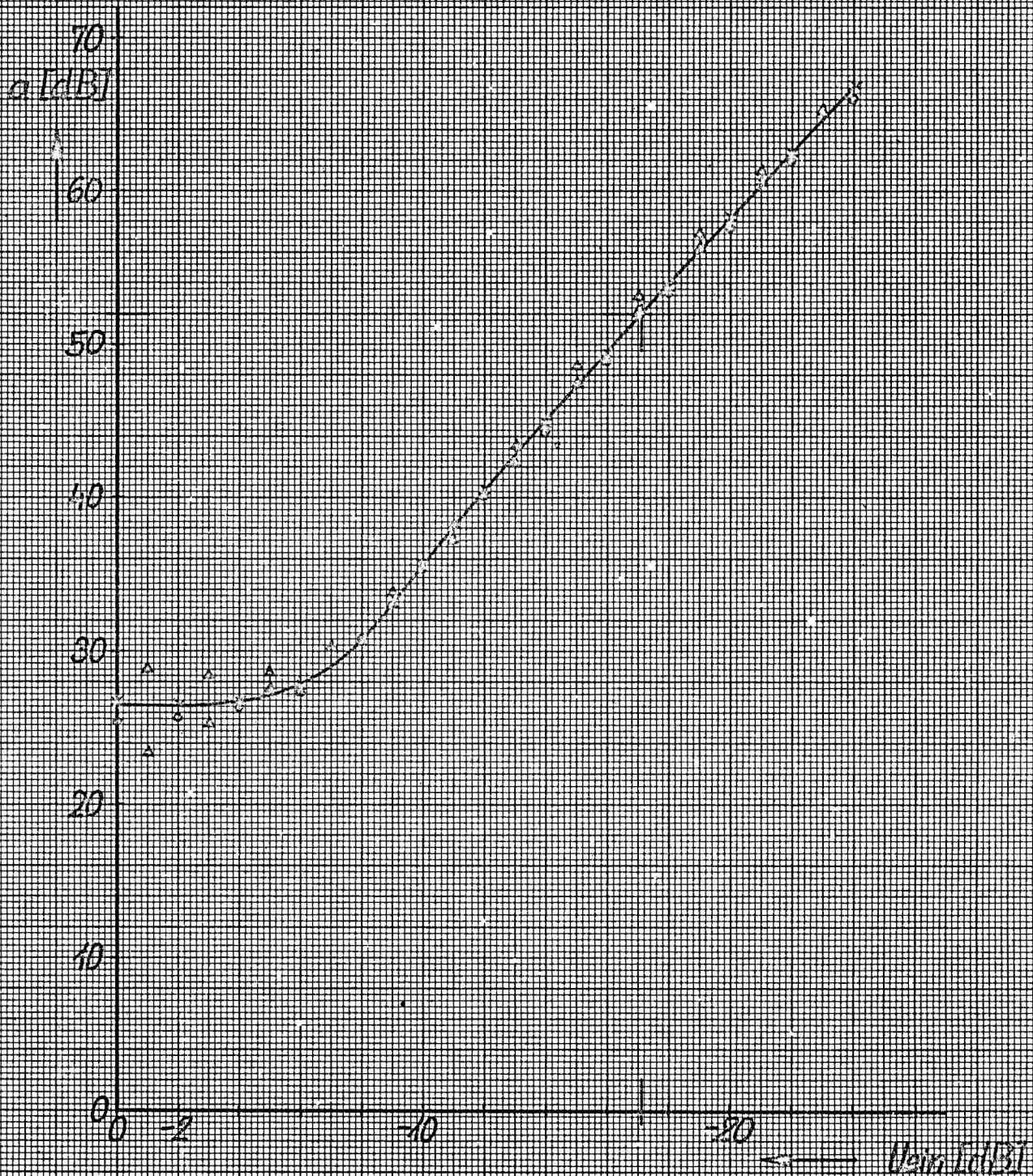
JMA ohne Berücksichtigung der erhöhten dñ Verstärkung

bei Aussteuerung mit 3 bzw 2 Meßreihen

160 150 140 130 120 110 100 90 80 70 60 50 40 30 20 10

Bild 3.16

Einstufiger Transistor-Kanalverstärker
 IREV MM345 (Kanal 6) $\alpha = f(f_{\text{em}})$



3-Sender-Meßmethode, bewertete Pegel $\times \times \times$

gleiche Pegel $\circ \circ \circ$

2-Sender-Meßmethode $\Delta \Delta \Delta$

$f_1 = 101 \pm 20 \text{ MHz}$, $f_2 = 101 \pm 30 \text{ MHz}$

BIT 3.17

TREX MM 3 K6

$$U_{\text{kanal}} = F(U_{\text{ein}})$$

$U_{\text{eff}} [\text{dBV}]$

35

30

25

20

15

10

5

0 -2

-9

-20

$U_{\text{ein}} [\text{dB}]$

3-Sender-Meßmethode: bewertete Pegel x x x
 gleiche Pegel o o o
 2-Sender-Meßmethode ^ ^ ^

Ansteuerung mit 3 bzw. 2 Meßsendern ———
 Ansteuerung mit einem Meßsender ———

Bild 3.18

PREV MW 345

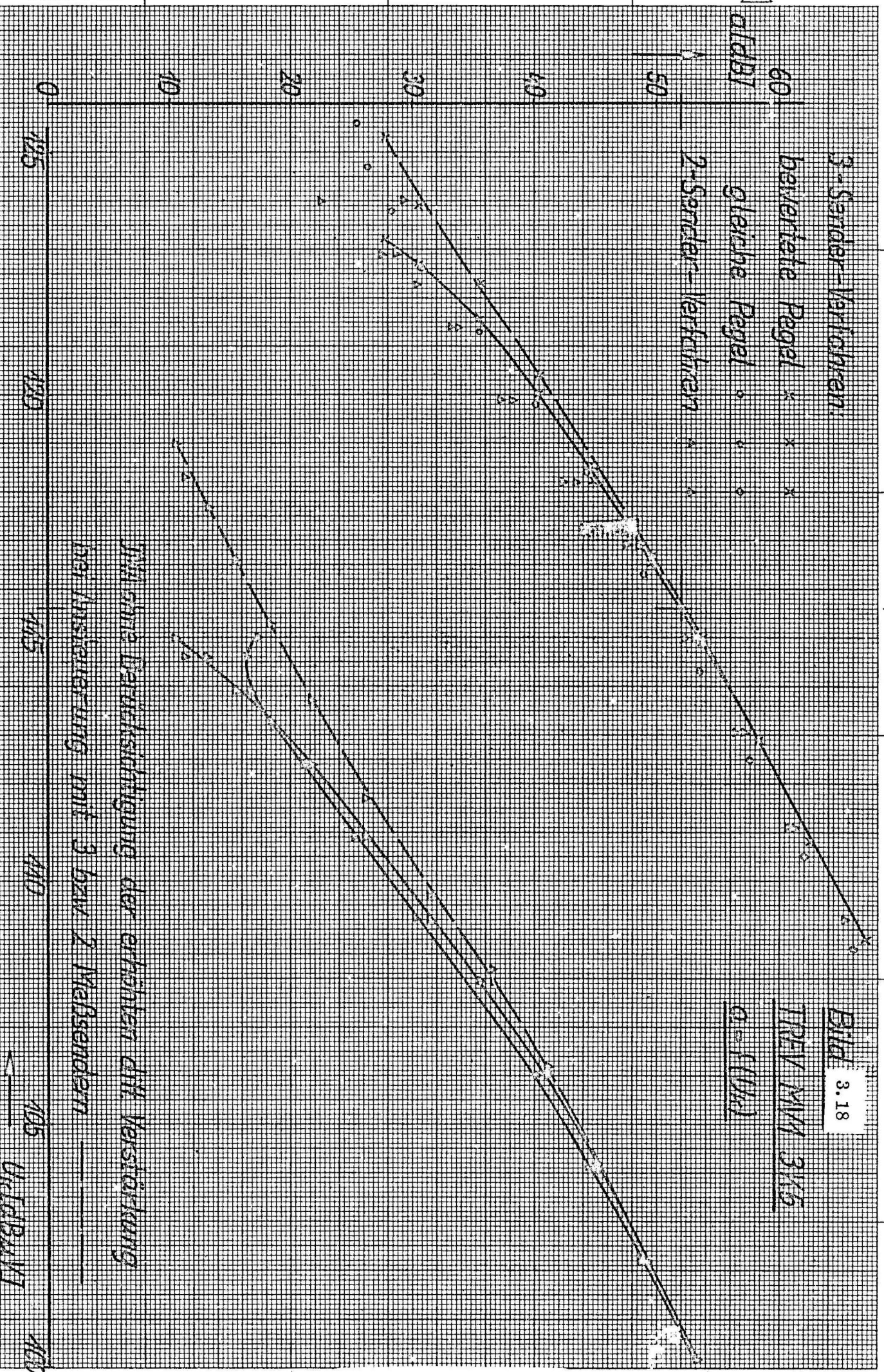
0.11001

3-Sender-Verfahren

bewertete Pegel

gleiche Pegel

2-Sender-Verfahren



ohne Berücksichtigung der erhöhten diff. Verstärkung
bei Aussteuerung mit 3 bzw 2 Meßsendern

UNTERWASSER

Bild 3.19

Zweistufiger Transistor-Kanalverstärker GVB 33 (Kanal 7)

 $\alpha = f(f_{\text{UK}})$

3-Sender-Meßmethode



2-Sender-Meßmethode

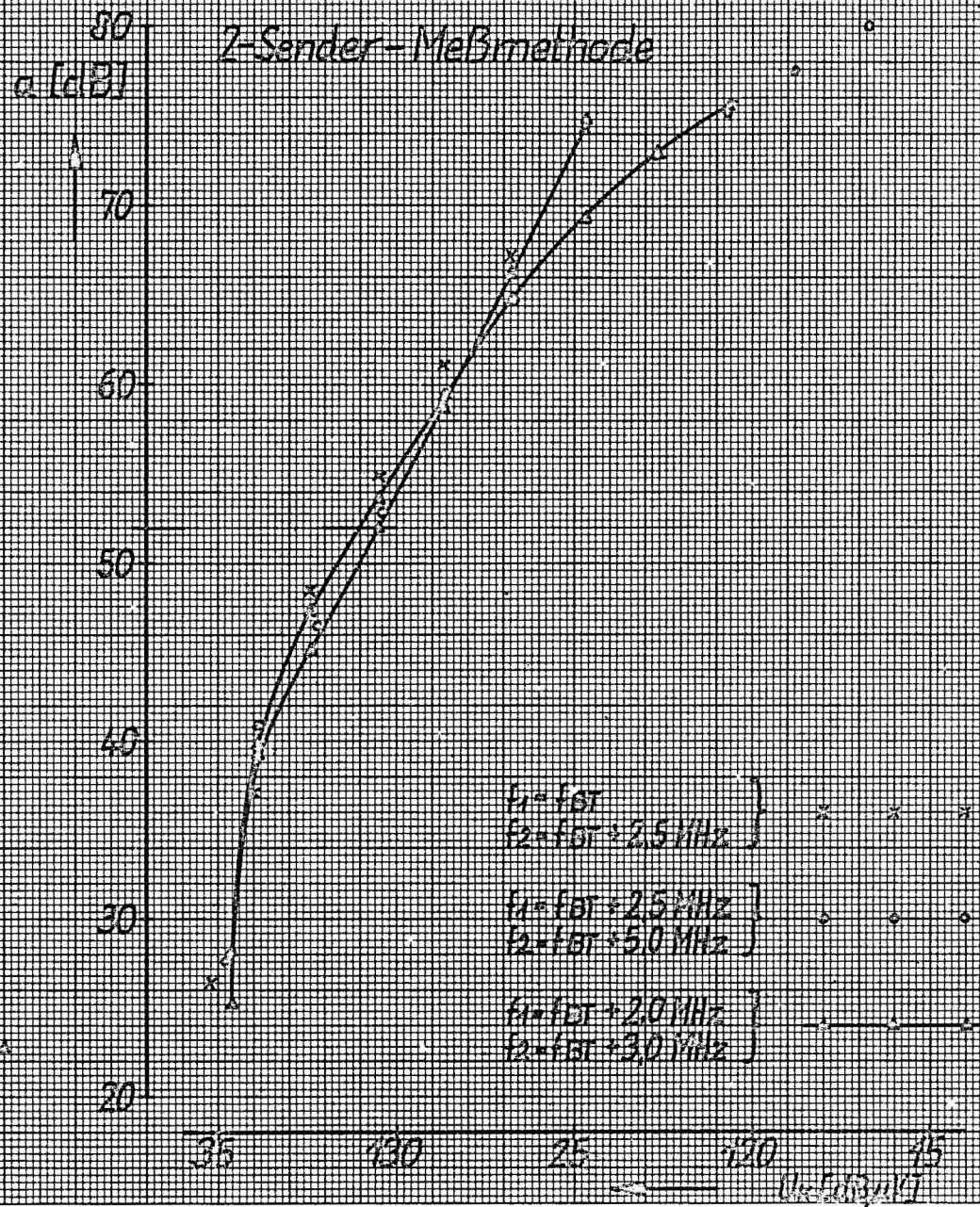
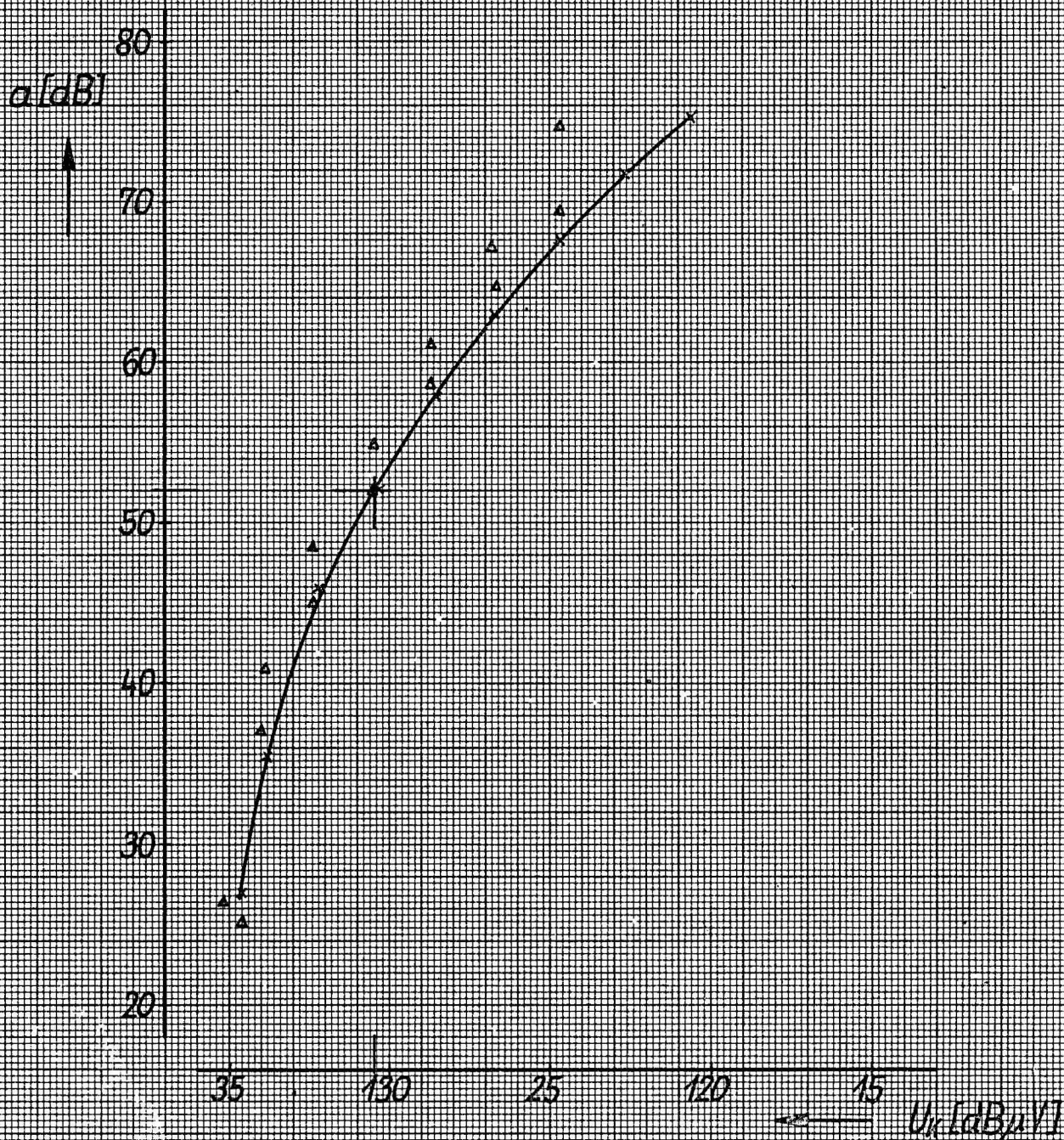


Bild 3.20

GVB 33 (Kanal 7)

$a = f(U_k)$



3-Sender-Meßmethode: bewertete Pegel $\times \times \times$

2-Sender-Meßmethode: Streubereich $\Delta \Delta \Delta$

Bild 3.21 Dreistufiger Transistor-Kanalverstärker GVB 34 (Kanal 17) a-fld

3-Sender-Meßmethode 2-Sender-Meßmethode

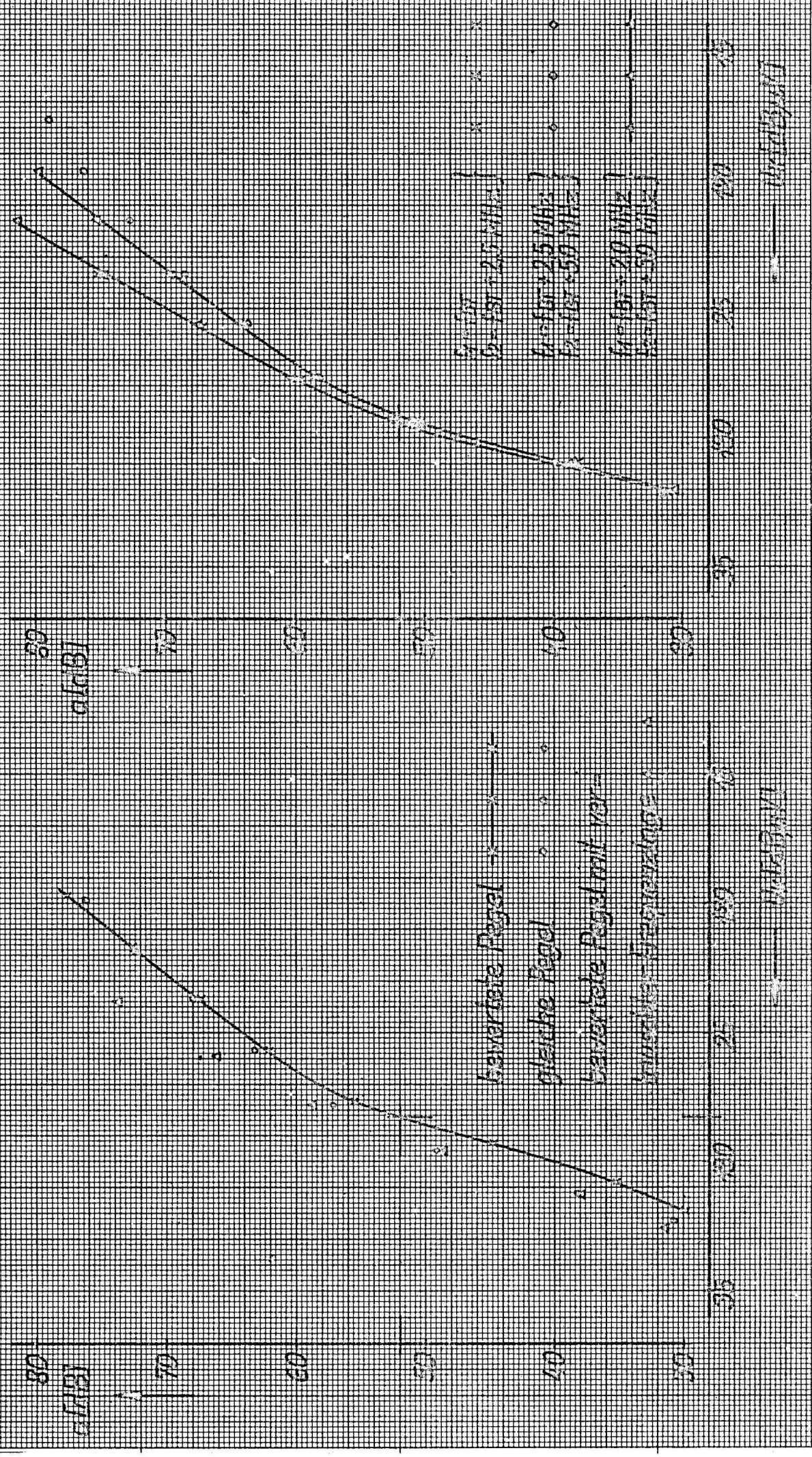
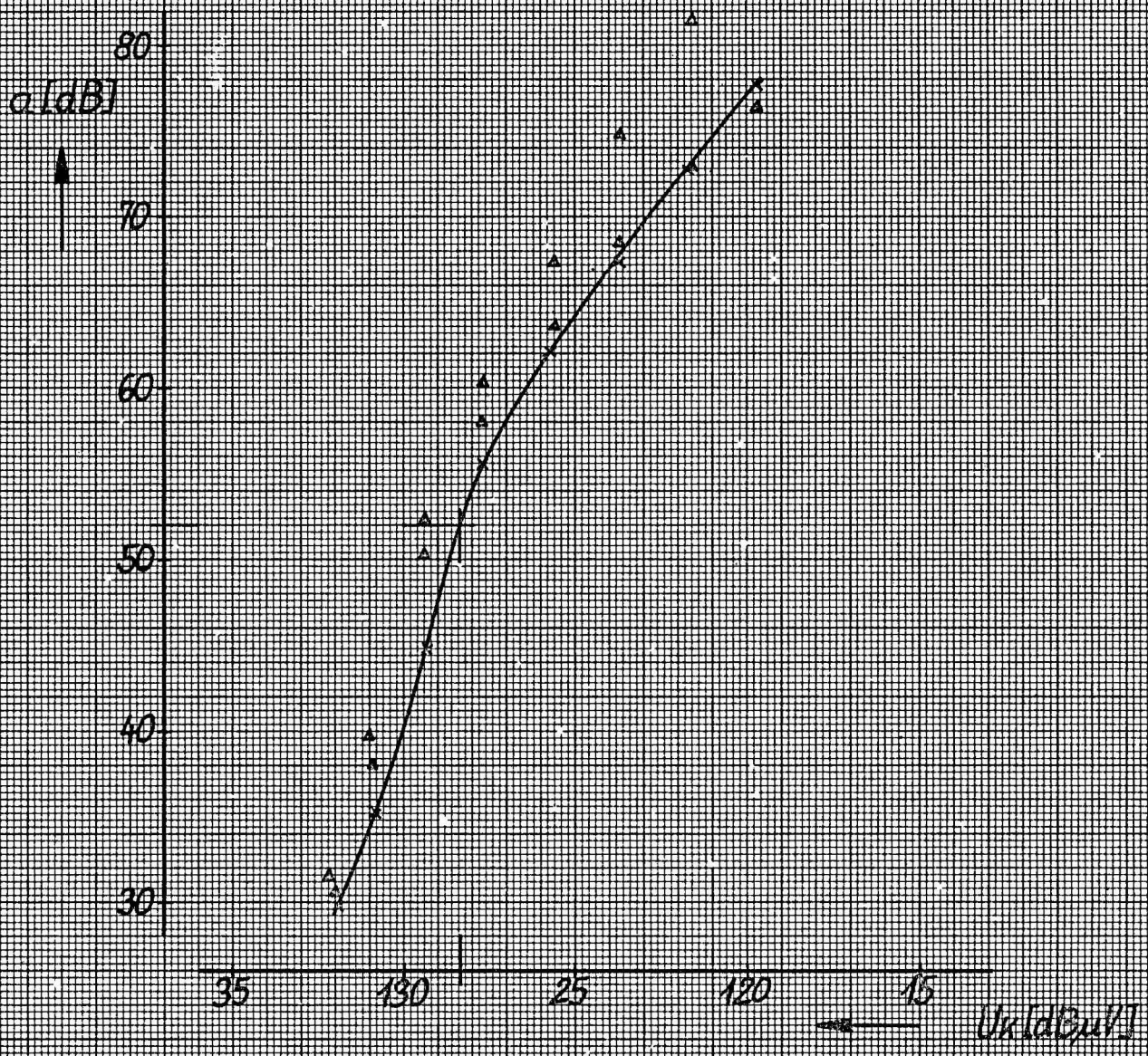


Bild 3.22

GYB34 (Kanal 7)

$\alpha = f(U_k)$



3-Sender-Meßmethode: bewertete Pegel x x x
2-Sender-Meßmethode: Streubereich Δ Δ Δ

4. Anhang

4.1 Berechnung der Intermodulationsspannungen für die 2- und 3-Sender-Meßmethode/4/

4.1.1 Entwicklung einer nichtlinearen Verstärkerkennlinie

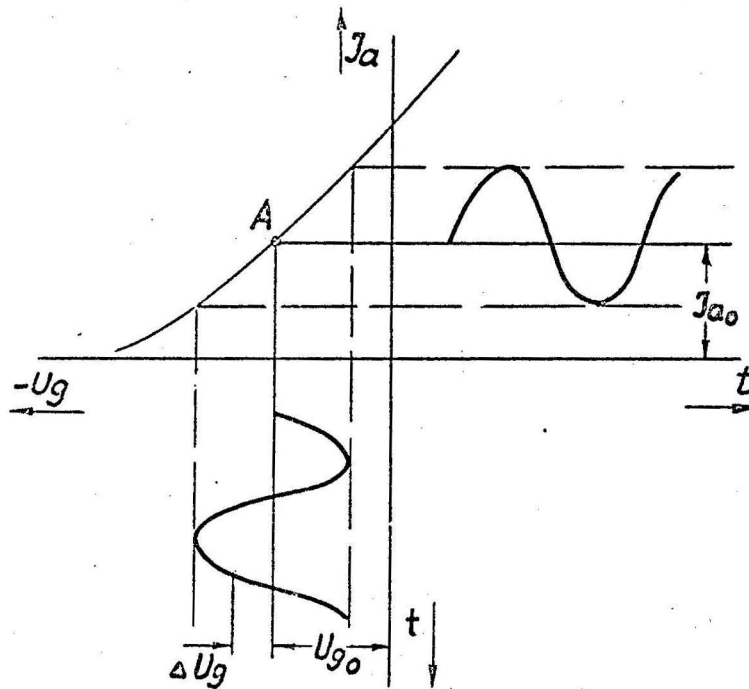


Bild 4.1: Röhrenkennlinie $I_a = f(-U_g)$

Die Kennlinie wird um den Arbeitspunkt A in eine Taylorsche Reihe entwickelt:

$$\begin{aligned} f(U_{g0} + \Delta U_g) &= J_{a0} + \Delta J_a \\ &= f(U_{g0}) + f'(U_{g0}) \frac{\Delta U_g}{1!} + f''(U_{g0}) \frac{\Delta U_g^2}{2!} \\ &\quad + f'''(U_{g0}) \frac{\Delta U_g^3}{3!} + f^{IV}(U_{g0}) \frac{\Delta U_g^4}{4!} + f^V(U_{g0}) \frac{\Delta U_g^5}{5!} + \dots \end{aligned}$$

Die Reihe wird in dieser Betrachtung nach der 5. Potenz abgebrochen. Für die Taylor-Koeffizienten werden folgende Abkürzungen eingeführt:

$$\begin{aligned} f'(U_{g0}) &= S & f''(U_{g0}) &= T & f'''(U_{g0}) &= W \\ f^{IV}(U_{g0}) &= X & f^V(U_{g0}) &= Y \end{aligned}$$

Bei Ansteuerung des Verstärkers mit einer Spannung

$$\Delta U_g = \hat{U} \cdot \cos \omega t$$

setzt sich der Ausgangsstrom aus dem Grundwellenstrom, dem Richtstrom und den harmonischen Oberschwingungen zusammen. Frequenzen, Phasen und Amplituden werden aus der Taylorentwicklung abgeleitet.

$$\Delta I_a = S \cdot \hat{U} \cos \omega t + \frac{T}{2} \cdot \hat{U}^2 \cos^2 \omega t + \frac{W}{6} \hat{U}^3 \cos^3 \omega t + \frac{X}{24} \hat{U}^4 \cos^4 \omega t + \frac{Y}{120} \hat{U}^5 \cos^5 \omega t$$

4.1.2 2-Sender-Meßmethode

Besteht die Steuerspannung aus zwei Anteilen

$$\Delta U = U_1 + U_2 = \hat{U}_1 \cos \omega_1 t + \hat{U}_2 \cos \omega_2 t,$$

so enthält der Ausgangsstrom neben den Harmonischen der Grundfrequenzen auch Modulationsprodukte, die durch den kubischen Anteil der Verstärkerkennlinie K_3 (und alle höheren Taylorkoeffizienten K_{2n+1}) verursacht werden.

$$\begin{aligned} \Delta I_a = S(U_1 + U_2) &+ \frac{T}{2}(U_1^2 + 2U_1U_2 + U_2^2) \\ &+ \frac{W}{6}(U_1^3 + 3U_1^2U_2 + 3U_1U_2^2 + U_2^3) \\ &+ \frac{X}{24}(U_1^4 + 4U_1^3U_2 + 6U_1^2U_2^2 + 4U_1U_2^3 + U_2^4) \\ &+ \frac{Y}{120}(U_1^5 + 5U_1^4U_2 + 10U_1^3U_2^2 + 10U_1^2U_2^3 + 5U_1U_2^4 + U_2^5) \end{aligned}$$

Mit der vereinfachten Schreibweise $U_1 = A \cdot \cos \alpha$, $U_2 = B \cdot \cos \beta$ folgt nach Zwischenrechnung :

$$\begin{aligned} \Delta I_a = \frac{T}{2} \cdot \left(\frac{1}{2} A^2 + \frac{1}{2} B^2 \right) &+ \frac{X}{24} \cdot \left(\frac{3}{8} A^4 + 6A^2B^2 \cdot \frac{1}{4} + \frac{3}{8} B^4 \right) \\ &+ \left\{ S \cdot A \right. \\ &+ \frac{W}{6} \cdot \left(\frac{3}{4} A^3 + \frac{3}{2} AB^2 \right) \\ &+ \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{8} A^5 + \frac{15}{4} A^3B^2 + \frac{15}{8} AB^4 \right) \Big\} \cos \alpha \\ &+ \left\{ S \cdot B \right. \\ &+ \frac{W}{6} \cdot \left(\frac{3}{2} A^2B + \frac{3}{4} B^3 \right) \end{aligned}$$

$$+ \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{45}{8} A^4 B + \frac{30}{8} A^2 B^3 + \frac{5}{8} B^5 \right) \} \quad \cos \beta$$

$$+ \left\{ \frac{I}{2} \cdot \left(\frac{1}{2} A^2 \right) \right. \\ \left. + \frac{X}{24} \cdot \left(\frac{1}{2} A^4 + \frac{3}{2} A^2 B^2 \right) \right\} \quad \cos 2\alpha$$

$$+ \left\{ \frac{I}{2} \cdot \left(\frac{1}{2} B^2 \right) \right. \\ \left. + \frac{X}{24} \cdot \left(\frac{3}{2} A^2 B + \frac{1}{2} B^4 \right) \right\} \quad \cos 2\beta$$

$$+ \left\{ \frac{I}{2} A \cdot B \right. \\ \left. + \frac{X}{24} \cdot \left(\frac{3}{2} A^3 B + \frac{3}{2} A B^3 \right) \right\} \quad \cos (\alpha + \beta)$$

$$+ \left\{ \frac{I}{2} A \cdot B \right. \\ \left. + \frac{X}{24} \cdot \left(\frac{3}{2} A^3 B + \frac{3}{2} A B^3 \right) \right\} \quad \cos (\alpha - \beta)$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{1}{4} A^3 \right. \\ \left. + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{16} A^5 + \frac{5}{4} A^3 B^2 \right) \right\} \quad \cos 3\alpha$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{1}{4} B^3 \right. \\ \left. + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{4} A^2 B^3 + \frac{5}{16} B^5 \right) \right\} \quad \cos 3\beta$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} A^2 B \right. \\ \left. + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{4} A^4 B + \frac{15}{8} A^2 B^3 \right) \right\} \quad \cos (2\alpha + \beta)$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} A^2 B \right. \\ \left. + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{4} A^4 B + \frac{15}{8} A^2 B^3 \right) \right\} \quad \cos (2\alpha - \beta)$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} A B^2 \right. \\ \left. + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{15}{8} A^3 B^2 + \frac{5}{4} A B^4 \right) \right\} \quad \cos (2\beta + \alpha)$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} A B^2 \right. \\ \left. + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{15}{8} A^3 B^2 + \frac{5}{4} A B^4 \right) \right\} \quad \cos (2\beta - \alpha)$$

$$+ \frac{X}{24} \cdot \frac{1}{8} A^4 \quad \cos 4\alpha$$

usw.

4.1.3 3-Sender Meßmethode

Die Steuerspannung setzt sich hierbei aus 3 Anteilen zusammen:

$$\Delta U = U_1 + U_2 + U_3 = \hat{U}_1 \cos \omega_1 t + \hat{U}_2 \cos \omega_2 t + \hat{U}_3 \cos \omega_3 t$$

Es wird vereinfachend gesetzt:

$$U_1 = A \cdot \cos \alpha \quad U_2 = B \cdot \cos \beta \quad U_3 = C \cdot \cos \gamma$$

Berechnung des Ausgangsstromes durch Einsetzen in die Taylorgleichung:

$$\begin{aligned} \Delta J_a = & S(U_1 + U_2 + U_3) \\ & + \frac{T}{2} (U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + 2U_1U_2 + 2U_1U_3 + 2U_2U_3) \\ & + \frac{W}{6} (U_1^3 + U_2^3 + U_3^3 + 3U_1^2U_2 + 3U_1^2U_3 + 3U_2^2U_1 \\ & \quad + 3U_2^2U_3 + 3U_3^2U_1 + 3U_3^2U_2 + 6U_1U_2U_3) \\ & + \frac{X}{24} (U_1^4 + U_2^4 + U_3^4 \\ & \quad + 4U_1^3U_2 + 4U_1^3U_3 + 4U_2^3U_1 + 4U_2^3U_3 + 4U_3^3U_1 + 4U_3^3U_2 \\ & \quad + 6U_1^2U_2^2 + 6U_1^2U_3^2 + 6U_2^2U_3^2 \\ & \quad + 12U_1^2U_2U_3 + 12U_1U_2^2U_3 + 12U_1U_2U_3^2) \\ & + \frac{Y}{120} (U_1^5 + U_2^5 + U_3^5 \\ & \quad + 5U_1^4U_2 + 5U_1^4U_3 + 5U_2^4U_1 + 5U_2^4U_3 + 5U_3^4U_1 + 5U_3^4U_2 \\ & \quad + 10U_1^3U_2^2 + 10U_1^3U_3^2 + 10U_2^3U_1^2 + 10U_2^3U_3^2 \\ & \quad + 10U_3^3U_1^2 + 10U_3^3U_2^2 \\ & \quad + 20U_1^3U_2U_3 + 20U_1U_2^3U_3 + 20U_1U_2U_3^3 \\ & \quad + 30U_1^2U_2^2U_3 + 30U_1^2U_2U_3^2 + 30U_1U_2^2U_3^2) \end{aligned}$$

Nach Zwischenrechnung folgt:

$$\begin{aligned} \Delta J_a = & \frac{T}{2} \left(\frac{1}{2} A^2 + \frac{1}{2} B^2 + \frac{1}{2} C^2 \right) \\ & + \frac{X}{24} \left(\frac{3}{8} A^4 + \frac{3}{8} B^4 + \frac{3}{8} C^4 + \frac{3}{2} A^2B^2 + \frac{3}{2} A^2C^2 + \frac{3}{2} B^2C^2 \right) \\ & + \{ S \cdot A \\ & + \frac{W}{6} \cdot \left(\frac{3}{4} A^3 + \frac{3}{2} B^2A + \frac{3}{2} C^2A \right) \end{aligned}$$

$$+ \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{8} A^5 + \frac{15}{8} B^4 A + \frac{15}{8} C^4 A + \frac{15}{4} A^3 B^2 + \frac{15}{4} A^3 C^2 + \frac{15}{2} A B^2 C^2 \right) \} \quad \cos \alpha$$

$$+ \{ S \cdot B$$

$$+ \frac{W}{6} \cdot \left(\frac{3}{4} B^3 + \frac{3}{2} A^2 B + \frac{3}{2} C^2 B \right)$$

$$+ \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{8} B^5 + \frac{15}{8} A^4 B + \frac{15}{8} C^4 B + \frac{15}{4} B^3 A^2 + \frac{15}{4} B^3 C^2 + \frac{15}{2} A^2 B C^2 \right) \} \quad \cos \beta$$

$$+ \{ S \cdot C$$

$$+ \frac{W}{6} \cdot \left(\frac{3}{4} C^3 + \frac{3}{2} A^2 C + \frac{3}{2} B^2 C \right)$$

$$+ \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{8} C^5 + \frac{15}{8} A^4 C + \frac{15}{8} B^4 C + \frac{15}{4} C^3 A^2 + \frac{15}{4} C^3 B^2 + \frac{15}{2} A^2 B^2 C \right) \} \quad \cos \gamma$$

$$+ \{ \frac{I}{2} \cdot \frac{1}{2} A^2$$

$$+ \frac{X}{24} \cdot \left(\frac{4}{8} A^4 + \frac{3}{2} A^2 B^2 + \frac{3}{2} A^2 C^2 \right) \} \quad \cos 2\alpha$$

$$+ \{ \frac{I}{2} \left(\frac{1}{2} B^2 \right)$$

$$+ \frac{X}{24} \cdot \left(\frac{4}{8} B^4 + \frac{3}{2} A^2 B^2 + \frac{3}{2} B^2 C^2 \right) \} \quad \cos 2\beta$$

$$+ \{ \frac{I}{2} \cdot \frac{1}{2} C^2$$

$$+ \frac{X}{24} \cdot \left(\frac{4}{8} C^4 + \frac{3}{2} A^2 C^2 + \frac{3}{2} B^2 C^2 \right) \} \quad \cos 2\gamma$$

$$+ \{ \frac{I}{2} A \cdot B$$

$$+ \frac{X}{24} \cdot \left(\frac{3}{2} A^3 B + \frac{3}{2} B^3 A + \frac{1}{3} A B C^2 \right) \} \quad \cos (\alpha + \beta)$$

$$+ \{ \frac{I}{2} A \cdot B$$

$$+ \frac{X}{24} \cdot \left(\frac{3}{2} A^3 B + \frac{3}{2} B^3 A + \frac{1}{3} A B C^2 \right) \} \quad \cos (\alpha - \beta)$$

$$+ \{ \frac{I}{2} A \cdot C$$

$$+ \frac{X}{24} \cdot \left(\frac{3}{2} A^3 C + \frac{3}{2} C^3 A + \frac{1}{3} A B^2 C \right) \} \quad \cos (\alpha + \gamma)$$

$$+ \{ \frac{I}{2} A \cdot C$$

$$+ \frac{X}{24} \cdot \left(\frac{3}{2} A^3 C + \frac{3}{2} C^3 A + \frac{1}{3} A B^2 C \right) \} \quad \cos (\alpha - \gamma)$$

$$+ \left\{ \frac{I}{2} \cdot B \cdot C \right. \\ \left. + \frac{X}{24} \cdot \left(\frac{3}{2} B^3 C + \frac{3}{2} C^3 B + \frac{1}{3} A^2 B C \right) \right\} \quad \cos(\beta + \gamma)$$

$$+ \left\{ \frac{I}{2} B \cdot C \right. \\ \left. + \frac{X}{24} \cdot \left(\frac{3}{2} B^3 C + \frac{3}{2} C^3 B + \frac{1}{3} A^2 B C \right) \right\} \quad \cos(\beta - \gamma)$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{1}{4} A^3 \right. \\ \left. + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{16} A^5 + \frac{5}{4} A^3 B^2 + \frac{5}{4} A^3 C^2 \right) \right\} \quad \cos 3\alpha$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{1}{4} B^3 \right. \\ \left. + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{16} B^5 + \frac{5}{4} B^3 A^2 + \frac{5}{4} B^3 C^2 \right) \right\} \quad \cos 3\beta$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{1}{4} C^3 \right. \\ \left. + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{16} C^5 + \frac{5}{4} C^3 A^2 + \frac{5}{4} C^3 B^2 \right) \right\} \quad \cos 3\gamma$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} A^2 B \right. \\ \left. + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{4} A^4 B + \frac{15}{8} B^3 A^2 + \frac{15}{4} A^2 B C^2 \right) \right\} \quad \cos(2\alpha + \beta)$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} A^2 B \right. \\ \left. + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{4} A^4 B + \frac{15}{8} B^3 A^2 + \frac{15}{4} A^2 B C^2 \right) \right\} \quad \cos(2\alpha - \beta)$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} A^2 C \right. \\ \left. + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{4} A^4 C + \frac{15}{8} C^3 A^2 + \frac{15}{4} A^2 B^2 C \right) \right\} \quad \cos(2\alpha + \gamma)$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} A^2 C \right. \\ \left. + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{4} A^4 C + \frac{15}{8} C^3 A^2 + \frac{15}{4} A^2 B^2 C \right) \right\} \quad \cos(2\alpha - \gamma)$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} B^2 A \right. \\ \left. + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{4} B^4 A + \frac{15}{8} A^3 B^2 + \frac{15}{4} A B^2 C^2 \right) \right\} \quad \cos(2\beta + \alpha)$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} B^2 A \right. \\ \left. + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{4} B^4 A + \frac{15}{8} A^3 B^2 + \frac{15}{4} A B^2 C^2 \right) \right\} \quad \cos(2\beta - \alpha)$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} B^2 C + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{4} B^4 C + \frac{15}{8} C^3 B^2 + \frac{15}{4} A^2 B^2 C \right) \right\} \quad \cos(2\beta + \gamma)$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} B^2 C + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{4} B^4 C + \frac{15}{8} C^3 B^2 + \frac{15}{4} A^2 B^2 C \right) \right\} \quad \cos(2\beta - \gamma)$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} C^2 A + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{4} C^4 A + \frac{15}{8} A^3 C^2 + \frac{15}{4} A B^2 C^2 \right) \right\} \quad \cos(2\gamma + \alpha)$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} C^2 A + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{4} C^4 A + \frac{15}{8} A^3 C^2 + \frac{15}{4} A B^2 C^2 \right) \right\} \quad \cos(2\gamma - \alpha)$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} C^2 B + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{4} C^4 B + \frac{15}{8} B^3 C^2 + \frac{15}{4} A^2 B C^2 \right) \right\} \quad \cos(2\gamma + \beta)$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{3}{4} C^2 B + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{5}{4} C^4 B + \frac{15}{8} B^3 C^2 + \frac{15}{4} A^2 B C^2 \right) \right\} \quad \cos(2\gamma - \beta)$$

$$+ \left\{ \frac{W}{6} \cdot \frac{6}{4} ABC + \frac{Y}{120} \cdot \left(\frac{15}{4} A^3 BC + \frac{15}{4} AB^3 C + \frac{15}{4} ABC^3 \right) \right\} \quad \cos(\alpha + \beta + \gamma)$$

$$\cos(\alpha + \beta - \gamma)$$

$$\cos(\alpha - \beta + \gamma)$$

$$\cos(\alpha - \beta - \gamma)$$

$$+ \frac{X}{24} \cdot \frac{1}{8} A^4 \quad \cos 4\alpha$$

usw.

