

# Die nichtlinearen Verzerrungen in Mehrkanalübertragungssystemen und deren Kontrolle bei Abnahmemessungen

Autor(en): **Fontanellaz, G.**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri**

Band (Jahr): **37 (1959)**

Heft 7

PDF erstellt am: **21.07.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-875449>

## **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

## **Haftungsausschluss**

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

# Die nichtlinearen Verzerrungen in Mehrkanalübertragungssystemen und deren Kontrolle bei Abnahmemessungen

621.395.4.018.783

**Zusammenfassung.** Mit Hilfe der Ideen von R. Brockbank und C. Wass sowie den Richtlinien des CCITT werden die theoretischen Zusammenhänge zwischen den nichtlinearen Verzerrungen und den Intermodulationsgeräuschen eines breitbandigen Mehrkanalsystems abgeleitet. Die Formeln erlauben, die Bedingungen festzulegen, denen einzelne Teile eines Mehrkanaltelephoniesystems zu genügen haben. Am Beispiel von Sekundärgruppenumsetzern werden die theoretischen Zusammenhänge überprüft. Ferner wird die minimale Anzahl unabhängiger Rauschquellen angegeben, die bei einem sogenannten Belastungsversuch notwendig sind. Am Schluss wird gezeigt, wie man mit Hilfe der abgeleiteten Formeln bei Abnahmemessungen Rückschlüsse auf die zu erwartenden Intermodulationsgeräusche einer vollbelasteten Mehrkanalanlage ziehen kann.

**Résumé.** S'appuyant sur les idées de R. Brockbank et C. Wass ainsi que sur les données du CCITT l'auteur détermine les relations théoriques entre les distorsions non linéaires et les bruits d'intermodulation d'un système multivoie à large bande. Les formules permettent de fixer les conditions auxquelles doivent satisfaire certaines parties d'un système de téléphonie multivoie. Les relations théoriques sont vérifiées en prenant comme exemple les modulateurs de groupes secondaires. En outre, on détermine le nombre minimum de sources de bruit indépendantes qui sont nécessaires lors d'un essai en charge. Pour terminer, l'auteur démontre comment, à l'aide de formules établies, on peut calculer, lors des mesures de réception, les bruits d'intermodulation probables d'une installation multivoie travaillant à pleine charge.

## 1. Einleitung

Die Intermodulationsgeräusche entstehen durch die nichtlinearen Verzerrungen in einem Übertragungssystem. Aus den einzelnen Signalen der Telefonkanäle bilden sich Kombinationsfrequenzen, die in andere Kanäle fallen und dort ein Störgeräusch erzeugen. Im folgenden werden die Zusammenhänge zwischen den Nichtlinearitäten und den Intermodulationsgeräuschen in einem Mehrkanalübertragungssystem untersucht.

Die Nichtlinearitäten eines Systems können durch diskrete Klirr- und Kombinationsprodukte erfasst werden. Der Übertragungskanal wird mit einem oder mehreren sinusförmigen Signalen belastet; gemessen werden die Harmonischen oder die Amplituden der Kombinationsfrequenzen.

R. Brockbank und C. Wass<sup>1</sup> haben gezeigt, dass man aus den so erhaltenen Klirrdämpfungen die Intermodulationsgeräusche unter bestimmten Voraussetzungen auf einfache Art berechnen kann. Sowohl beim Studium neuer Systeme als auch bei Abnahmemessungen bieten die Gleichungen die Möglichkeit, Rückschlüsse auf die zu erwartenden Intermodulationsgeräusche einer vollbelasteten Anlage zu ziehen. Im folgenden sind in einem ersten Teil die wichtigsten Beziehungen nach den Ideen von Brockbank und Wass hergeleitet. Dabei wurden die Formeln unserer Zielsetzung etwas angepasst und die Richtlinien und Ergänzungen mitberücksichtigt, die das CCITT für Intermodulationsgeräuschberechnungen empfiehlt. Mit Hilfe der hergeleiteten Formeln werden die Bedingungen festgelegt, denen einzelne Teile der Mehrkanaltelephoniesysteme bezüglich nichtlinearer Verzerrung zu genügen haben. Im zweiten Teil wird die praktische Bedeutung der Formeln erläutert. Am Beispiel von Sekundärgruppenumsetzern werden die theoretischen Zusammenhänge kurz überprüft und die dabei zu beachtenden Punkte untersucht. Ferner werden die Anwendungsmöglich-

keiten der abgeleiteten Beziehungen bei Abnahmemessungen näher beschrieben.

## Theoretische Zusammenhänge zwischen den Nichtlinearitäten und den Intermodulationsgeräuschen eines Mehrkanalübertragungssystems

### 2. Berechnung der gesamten Verzerrungsleistung

Die fundamentale Beziehung, die das nichtlineare Verhalten eines Übertragungssystems beschreibt, sei durch folgende Gleichung gegeben:

$$i = a \cdot u + b \cdot u^2 + c \cdot u^3 + \dots$$

Dabei sind:

- $i$  der Momentanstrom am Ausgang,
- $u$  die Momentanspannung am Eingang,
- $a, b, c$  frequenzunabhängige Konstanten.

Besteht die Eingangsspannung aus  $n$  sinusförmigen Einzelsignalen mit den Amplituden  $A$  und den Frequenzen  $f$ , so ergeben sich die folgenden Verzerrungsprodukte ( $r, s, t$  sind Laufzahlen, wobei die Fälle  $r = s = t$  separat aufgeführt sind).

Verzerrungsprodukte zweiten Grades:

Art	Anzahl	Amplitude
$2 f_r$	$n$	$\frac{1}{2} \cdot b \cdot A_r^2$
$f_r \pm f_s$	$n(n-1)$	$b \cdot A_r \cdot A_s$

Verzerrungsprodukte dritten Grades:

Art	Anzahl	Amplitude
$3 f_r$	$n$	$\frac{1}{4} \cdot c \cdot A_r^3$
$2 f_r \pm f_s$	$n(n-1)$	$\frac{3}{4} \cdot c \cdot A_r^2 \cdot A_s$
$f_r \pm 2 f_s$	$n(n-1)$	$\frac{3}{4} \cdot c \cdot A_r \cdot A_s^2$
$f_r \pm f_s \pm f_t$	$\frac{2}{3} \cdot n(n-1)(n-2)$	$\frac{3}{2} \cdot c \cdot A_r \cdot A_s \cdot A_t$

Wenn ein Einzelsignal mit einer Leistung von  $P_0$  eine zweite Harmonische mit einer Leistung von  $h_2 P_0$  erzeugt, so werden zwei Signale mit den Lei-

<sup>1</sup> R. Brockbank and C. Wass. Non-Linear Distorsion in Transmission Systems. J. Inst. Electr. Engrs. 92 (1945).

stungen  $p_r$  und  $p_s$  je für die Art der Produkte  $f_r + f_s$  und  $f_r - f_s$  eine folgende Verzerrungsleistung besitzen:

$$t_2 = \frac{4 h_2}{P_o} p_r \cdot p_s$$

Mit dieser Gleichung lässt sich der Faktor  $h_2$  auch mit dem Produkt aus zwei Einzelsignalen bestimmen. Vorteilhafterweise wählt man dann die Leistungen der beiden Einzelsignale  $p_r$  und  $p_s$  gerade halb so gross wie  $P_o$ . Der Faktor  $h_2$  ist dann der Quotient aus der Leistung des Kombinationsproduktes und der Summenleistung der beiden Einzelsignale.

Die totale Verzerrungsleistung zweiten Grades  $T_2$  errechnet sich aus folgender Summe:

$$T_2 = \frac{2}{2} \cdot \frac{4 h_2}{P_o} \sum_{r=1}^n \sum_{s=1}^n p_r \cdot p_s$$

Der Faktor 2 im Zähler rührt von den beiden Kombinationen + und - her; der Faktor 2 im Nenner berücksichtigt die Tatsache, dass die Kombination  $p_r \cdot p_s$  identisch der Kombination  $p_s \cdot p_r$  ist und deshalb nur einmal gezählt werden darf.

Die totale Ausgangsleistung ist gegeben durch die folgende Summenbeziehung:

$$P^2 = \sum_{r=1}^n \sum_{s=1}^n p_r \cdot p_s$$

Damit wird:

$$T_2 = 4 \cdot h_2 \cdot \frac{P^2}{P_o}$$

Für eine grössere Zahl  $n$  von Einzelsignalen kann gezeigt werden, dass

- die Verzerrungsprodukte tieferen Grades, die durch Glieder höherer Ordnung entstehen, vernachlässigt werden können.

- der Fehler infolge der zu starken Bewertung der Produkte von der Art  $2 f_r$  für die Summe der Verzerrungen ohne Bedeutung ist. Die Zahl der Produkte von der Art  $f_r \pm f_s$  ist  $(n-1)$  grösser als diejenige von der Art  $2 f_r$ . Der Fehler beträgt bei  $n = 30$  für die Produkte zweiten Grades noch 2%.

Analog errechnet sich die totale Verzerrungsleistung dritten Grades  $T_3$ .

Wenn ein Einzelsignal mit einer Leistung von  $P_o$  eine dritte Harmonische mit einer Leistung von  $h_3 P_o$  erzeugt, so werden zwei oder drei Einzelsignale folgende Verzerrungsleistungen  $t_3$  besitzen:

Art	$2 f_r \pm f_s$	$f_r \pm f_s \pm f_t$
Verzerrungsleistung	$t_3 = \frac{9 h_3}{P_o^2} p_r^2 \cdot p_s$	$t_3 = \frac{36 h_3}{P_o^2} p_r \cdot p_s \cdot p_t$

Mit diesen Gleichungen lässt sich der Faktor  $h_3$  auch mit dem Produkt aus zwei oder drei Einzelsignalen bestimmen. Dies ist vor allem dann wichtig, wenn das Nutzband nicht mehr genügend breit ist, um die dritte Harmonische messen zu können. Wählt man die Einzelsignale gleich gross und bezieht

die Leistung des Kombinationsproduktes  $p$  auf die totale Leistung  $P_o$  der Einzelsignale, so erhält man für  $h_3$ :

Art	$3 f_r$	$2 f_r \pm f_s$	$f_r \pm f_s \pm f_t$
$h_3 =$	$\frac{p'}{P_o}$	$\frac{8}{9} \cdot \frac{p''}{P_o}$	$\frac{3}{4} \cdot \frac{p'''}{P_o}$

Unter Berücksichtigung der Anmerkungen bei der Berechnung der Verzerrungen zweiten Grades erhalten wir für die totale Verzerrungsleistung dritten Grades:

$$T_3 = \frac{4}{6} \cdot 36 \cdot \frac{h_3}{P_o^2} \sum_{r=1}^n \sum_{s=1}^n \sum_{t=1}^n p_r \cdot p_s \cdot p_t$$

$$T_3 = 24 \cdot h_3 \cdot \frac{P^3}{P_o^2}$$

Im Vergleich mit  $T_2$  erkennt man sofort, dass bei gleicher Aussteuerung und bei gleicher Klirrdämpfung die totalen Verzerrungsleistungen dritten Grades wesentlich grösser als diejenigen zweiten Grades sind. Wie wir später sehen werden, wirkt sich diese Tatsache um so ungünstiger aus, weil sich auf den Leistungen die Verzerrungen dritter Ordnung nach Spannungen und diejenigen zweiter Ordnung nach Leistungen addieren.

Allgemein gilt:

$$T_r = 2^{r-1} \cdot (r!) \cdot h_r \cdot \left(\frac{P}{P_o}\right)^r \cdot P_o$$

Damit wird bei einer grösseren Zahl von Einzelsignalen die gesamte Verzerrungsleistung aller Grade:

$$T = T_2 + T_3 + \dots = \left[ 4 h_2 \left(\frac{P}{P_o}\right)^2 + 24 h_3 \left(\frac{P}{P_o}\right)^3 + \dots \right] P_o$$

Unter der Voraussetzung einer genügend grossen Zahl diskreter Eingangsfrequenzen hängt die totale Leistung aller Verzerrungsprodukte somit nur von der totalen Leistung der Eingangssignale ab, nicht aber von ihrer Verteilung im Frequenzband, noch von der Verteilung ihrer Einzelamplituden!

Für die in der Praxis ausgeführten Systeme genügt es im allgemeinen, die Intermodulationsprodukte zweiten und dritten Grades zu untersuchen. Solange man die Systeme nicht bis in die Nähe der Übersteuerungspunkte belastet, machen die Produkte zweiten und dritten Grades den Hauptanteil aus.

### 3. Verzerrungsleistung je Telephonkanal in einem breitbandigen Mehrkanaltelephoniesystem

In einem Mehrkanaltelephoniesystem ist es wichtig, nicht nur die gesamte Verzerrungsleistung, sondern die Intermodulationsgeräusche in jedem einzelnen Kanal zu kennen.

Brockbank und Wass empfehlen folgende Gleichung für die Geräuschleistung, die durch Intermodulation  $r$ -ter Ordnung in einen Telephoniekanal fällt:

$$P_{Gr} = \frac{b}{B} \cdot y \cdot a \cdot T_r$$

Dabei sind:

- $T_r$ : Totale Verzerrungsleistung  $r$ -ter Ordnung,  
 $B$ : Totale Bandbreite des Mehrkanalsystems  $B = f_2 - f_1$   
 $b$ : Bandbreite eines Kanals,  
 $y$ : Gewichtungsfaktor für die Verteilung der Verzerrungsleistung innerhalb des Bandes  $B$ ,  
 $a$ : Psophometrischer Gewichtungsfaktor unter Berücksichtigung der Verteilung der Verzerrungsleistung innerhalb eines Kanals.

Der Gewichtungsfaktor  $y$  für die Verteilung der Verzerrungsleistung hängt ab (siehe Figuren 2 und 3):

- von der Ordnungszahl der Verzerrung,
- von der spezifischen Leistungsverteilung über das Frequenzband  $B$ ,
- vom Verhältnis der oberen Grenzfrequenz  $f_2$  zu der unteren Grenzfrequenz  $f_1$  des Bandes  $B$ ,
- von der Lage des Kanals innerhalb des Bandes  $B$ .

Für ein breitbandiges Mehrkanaltelephoniesystem kann man folgendes annehmen:

- Abgesehen von der Verteilung der Leistung innerhalb eines Kanals ist die Leistungsverteilung über das ganze Band  $B$  gleichmässig.
- Das Verhältnis von oberer zu unterer Bandgrenze ist normalerweise wesentlich grösser als 20.

Ausgehend von diesen Annahmen und in Anlehnung an die Untersuchungen von Brockbank und Wass empfiehlt das CCITT für die Bestimmung des Gewichtungsfaktors  $y$  die Beziehungen:

$$\text{für zweite Ordnung: } y_2 = \left[ 1 - \frac{k}{2N} \right]$$

$$\text{für dritte Ordnung: } y_3 = \frac{3}{4} \left[ \frac{1}{2} + \frac{k}{N} - \frac{k^2}{N^2} \right]$$

Dabei sind:

$N$  = totale Kanalzahl

$k$  = laufende Kanalzahl, wobei  $k = 1$  für die tiefste Frequenzlage gilt.

Der psophometrische Gewichtungsfaktor wird vom CCITT sowohl für die zweite wie dritte Ordnungszahl der Verzerrungen zu  $-0,35$  N angegeben.

Für Träger- und Koaxialsysteme definiert das CCITT einen Referenzstromkreis für eine Länge von 2500 km. Dieser wird für die Geräuschberechnungen in 6 homogene Abschnitte zu je 420 km unterteilt. In einem homogenen Abschnitt werden die Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung, die in den verschiedenen Verstärkerstromkreisen entstehen, nach Leistungen und diejenigen dritter Ordnung nach Spannungen addiert. Die Geräusche der einzelnen homogenen Abschnitte summieren sich dann leistungsmässig.

Unter Berücksichtigung der obigen Ergänzungen erhalten wir folgende Gleichungen für die Intermodulationsgeräusche. Die Anzahl der Verstärker längs der Leitung setzen wir gleich  $n$ .

Für die Intermodulationsgeräusche zweiter Ordnung:

$$P_{2k} = \left[ h_2 \frac{P}{P_o} \right] \cdot \left[ \frac{b}{B} \cdot P \right] \cdot \left[ 4 \left( 1 - \frac{k}{2N} \right) \right] \cdot \left[ a_2 \right] \cdot \left[ n \right]$$

Für die Intermodulationsgeräusche dritter Ordnung:

$$P_{3k} = \left[ h_3 \frac{P^2}{P_o^2} \right] \cdot \left[ \frac{b}{B} \cdot P \right] \cdot \left[ 18 \left( \frac{1}{2} + \frac{k}{N} - \frac{k^2}{N^2} \right) \right] \cdot \left[ a_3 \right] \cdot \left[ n^2 \right]$$

Der erste Faktor bedeutet den Klirrabstand bei einer totalen Ausgangsleistung von  $P$ . Wenn wir  $P_o = P$  machen, so können wir den massgebenden Klirrabstand direkt erhalten. Wir wollen die Klirrdämpfung bei der totalen Ausgangsleistung  $P$  mit  $H_2$  bzw.  $H_3$  bezeichnen.

Unter der Voraussetzung, dass  $P$  die totale Ausgangsleistung ist, gibt der zweite Faktor die mittlere Leistung eines einzelnen Kanals an. Das CCITT empfiehlt als mittlere Leistung eines Telefonkanals  $p_m = -15$  dbm0 bzw.  $-1,73$  Nm0.

Da die Leistung eines Kanals infolge der Eigenschaft des gesprochenen Wortes zeitlich nicht konstant ist, schwankt auch die totale Aussteuerung des Übertragungssystems. Es entsteht damit eine scheinbare Erhöhung der mittleren Belastung. Je grösser die Kanalzahl ist, um so mehr gleichen sich diese Schwankungen gegenseitig aus. Das CCITT nimmt an, dass das tatsächliche Belastungssignal für Intermodulationsberechnungen bei einer kleinen Kanalzahl durch ein modifiziertes Signal mit gleichmässigem Spektrum ersetzt werden kann. Die modifizierte Gesamtleistung des Rauschsignals ist bei einer Kanalzahl zwischen 12 und 240 nicht mehr proportional der Kanalzahl, sondern kann durch folgende Formel berechnet werden:

Kanalzahl $N$	mittl. Leistung am rel. P'pkt. 0 Nr
$N \geq 240$	$-15 + 10 \log_{10} N$ [dbm0]
$12 \leq N < 240$	$-1 + 4 \log_{10} N$ [dbm0]

Somit wird die totale Leistung am relativen Pegelpunkt 0 Nr für verschiedene Kanalzahlen (vgl. Tabelle I).

Tabelle I

$N$ Kanalzahl	12	60	300	960	1260	2700
$P$ totale Leistung am Pegelpunkt 0 Nr	+ 3,3	+ 6,1	+ 9,8	+ 14,8	+ 16,0	+ 19,3dbm0
	+ 0,38	+ 0,70	+ 1,13	+ 1,71	+ 1,84	+ 2,22 Nm0

Holbrook und Dixon<sup>2</sup> haben den Pegel am relativen Pegelpunkt 0 Nr bestimmt, der bei einer totalen Belastung von  $N$  Kanälen während 99% der Zeit nicht überschritten wird. In Figur 1 sind die Kurven für die modifizierte Gesamtleistung und für den Übersteuerungspunkt nach Holbrook und Dixon nebeneinander aufgetragen. Man erkennt, dass der

<sup>2</sup> B. Holbrook and J. Dixon. Load Rating Theory for Multi-Channel Amplifiers. Bell Syst. Techn. J. 18 (1939).

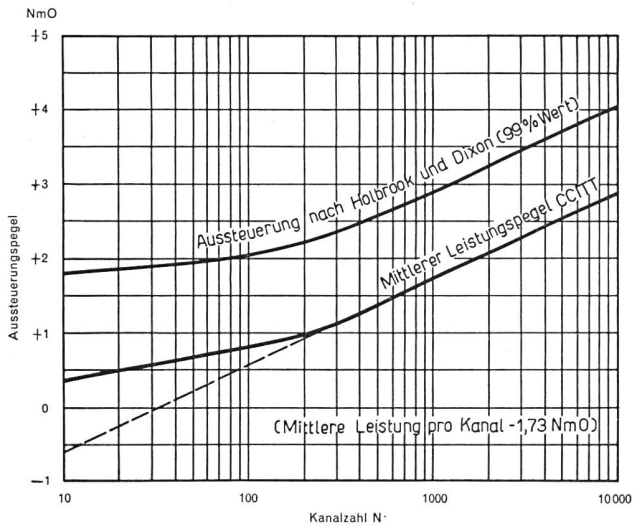


Fig. 1. Belastung bei Mehrkanaltelephoniesystemen

Übersteuerungspunkt 1,2 N bis 1,4 N (bei 12 Kanälen) höher liegt als die errechnete mittlere Gesamtleistung.

Bei der Berechnung der Intermodulationsgeräusche ist es oft zweckmässig, die logarithmische Form der obigen Gleichungen zu verwenden.

Wir erhalten für eine homogene Leitung:

$$\frac{1}{2} \ln P_{2k} = H_2(P) + p_m + K_{2k} + \frac{1}{2} \ln a_2 + \frac{1}{2} \ln n$$

$$\frac{1}{2} \ln P_{3k} = H_3(P) + p_m + K_{3k} + \frac{1}{2} \ln a_3 + \ln n$$

Dabei sind:

$$K_{2k} = \frac{1}{2} \ln 4 \left(1 - \frac{k}{2N}\right) \text{ und } K_{3k} = \frac{1}{2} \ln 18 \left(\frac{1}{2} + \frac{k}{n} - \frac{k^2}{N^2}\right)$$

$K_{2k}$  variiert in den Grenzen von 0,70 N bis 0,35 N und  $K_{3k}$  von 1,10 N bis 1,30 N.

Setzen wir die Werte für den ungünstigsten Kanal ein, so ergeben sich folgende Geräuschleistungen am relativen Pegelpunkt 0 Nr für einen homogenen Leitungsabschnitt.

$$\frac{1}{2} \ln P_2 = H_2(P) - 1,38 + \frac{1}{2} \ln n \text{ (Neper)}$$

$$\frac{1}{2} \ln P_3 = H_3(P) - 0,78 + \ln n \text{ (Neper)}$$

Als Beispiel wollen wir die Bedingung bezüglich der Klirrdämpfung für einen 6,2-MHz-Verstärker berechnen, der auf einer Koaxialkabelleitung eine Übertragung von 1260 Telephonkanälen gestatten soll. Der Verstärkerabschnitt beträgt im Mittel 8,4 km.

Nach den Empfehlungen des CCITT darf die totale Geräuschleistung je Telephonkanal, die durch eine 2500 km lange Leitung verursacht wird, am relativen Pegelpunkt 0 Nr höchstens 7500 pW betragen. Damit wird der höchstzulässige Geräuschanteil für eine homogene Teilstrecke von 420 km 1250 pW.

Von diesen 1250 pW müssen wir die andersgearteten Geräusche, wie Grundgeräusche, störende

Nebensprechsignale, Fremdspannungen, abziehen. In Berücksichtigung dieser Tatsache verbleiben für die Intermodulationsgeräusche noch etwa 400 pW, das heisst je 200 pW (-7,72 Nm) für die IM-Geräusche zweiten und dritten Grades.

Bei 50 Verstärkern auf einer Strecke von 420 km erhält man folgende Bedingung, die an die Verzerrungseigenschaft eines Verstärkers gestellt werden muss.

$$H_2(P = p_a + 1,84 \text{ N}) = -7,72 + 1,38 - 1,96 = -8,20 \text{ N}$$

$$H_3(P = p_a + 1,84 \text{ N}) = -7,72 + 0,78 - 3,92 = -10,86 \text{ N}$$

$p_a$  ist der Relativpegel am Ausgang des Verstärkers. In der Wahl dieses Pegels ist man nicht frei. Je kleiner er gewählt wird, um so grösser werden die Grundgeräusche der unbelasteten Anlage. Je grösser er gewählt wird, um so schwerer sind die obigen Bedingungen einzuhalten. Die Grundgeräusche wählt man vorteilhaft 1 bis 1 1/2 mal so gross wie die Intermodulationsgeräusche. Es kann gezeigt werden, dass bei einer solchen Verteilung ein wirtschaftliches Optimum erreicht wird.

Im weiteren ist zu berücksichtigen, dass die obigen Klirrabstände Minimalwerte sind, zu denen in der Praxis eine gewisse Sicherheitsmarge noch addiert werden muss.

#### 4. Die Verzerrungsleistung in einem Mehrkanaltelephoniestromkreis mit beschränkter Bandbreite

Grundsätzlich gehen wir wieder von der ursprünglichen Gleichung aus, die das Intermodulationsgeräusch eines Telephoniekanales angibt.

$$P_{Gr} = \frac{b}{B} \cdot y \cdot a \cdot T_r$$

Wie im voranstehenden Abschnitt erwähnt, hängt der Gewichtungsfaktor  $y$  für die Verteilung der Verzerrungsleistung unter anderem vom Verhältnis der oberen Grenzfrequenz  $f_2$  zu der untern Grenzfrequenz  $f_1$  des Bandes  $B$  ab.

In den Figuren 2 und 3 sind die Gewichtungsfaktoren  $y$  in Funktion der normierten Frequenz  $\sigma$  und dem Verhältnis  $a = f_2 : f_1$  aufgetragen; vorausgesetzt ist dabei wieder eine gleichmässige Energieverteilung über das ganze Band  $B$ .

Es ist:

$$\sigma = \frac{f - f_1}{f_2 - f_1}$$

Der Gewichtungsfaktor ist bei den Verzerrungen zweiten Grades sehr stark vom Verhältnis  $a$  abhängig. Sobald die Bandbreite  $B = f_2 - f_1$  keine Oktave mehr überstreicht, das heisst  $a \leq 2$  ist, gibt es auch keine Kombinationsprodukte mehr, die in das Nutzband fallen.

Der ungünstigste Kanal liegt bei der untern Grenzfrequenz  $f_1$ . Der Gewichtungsfaktor  $y_2$  beträgt für ihn:

$a \leq 2$	$\hat{y}_2 = 0$
$2 \leq a \leq \infty$	$\hat{y}_2 = \frac{a - 2}{a - 1}$

$$\text{mit } a = \frac{f_2}{f_1}$$

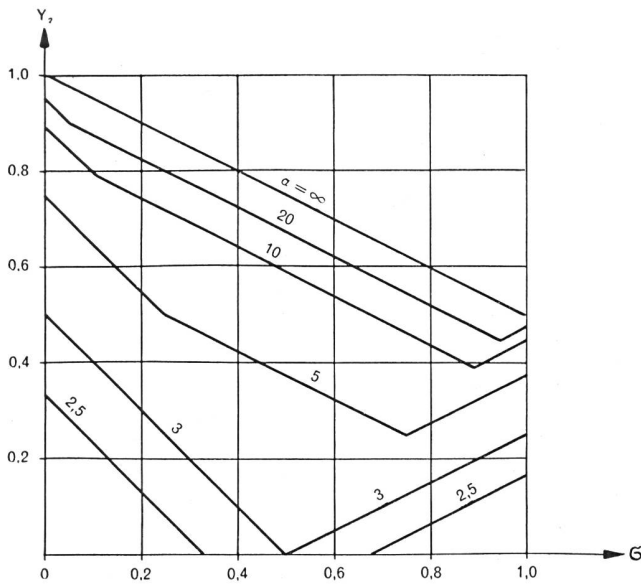


Fig. 2. Abhängigkeit des Gewichtsfaktors  $y_2$  von der normierten Frequenz

Bildet man die Summe der Verzerrungsleistungen zweiten Grades aller Kanäle im Band  $B$  und dividiert durch die Kanalzahl, so ergibt sich als mittlerer Gewichtsfaktor:

$$\bar{y}_2 = \frac{3}{4} \left( \frac{\alpha - 2}{\alpha - 1} \right)^2 \text{ für } 2 \leq \alpha \leq \infty$$

Bei den Verzerrungen dritten Grades ist der Gewichtsfaktor unabhängig vom Verhältnis  $f_2:f_1$ . Die Kombination von drei Frequenzen fällt zur Hauptsache wieder in dasselbe Band.

Es ergeben sich folgende Maximal- und Mittelwerte:

$$\hat{y}_3 = \frac{9}{16} \quad \bar{y}_3 = \frac{1}{2}$$

Die beiden Mittelwerte  $y_2$  und  $y_3$  geben zugleich den Teil der totalen Verzerrungsleistung an, der in das ganze nutzbare Frequenzband  $B$  fällt.

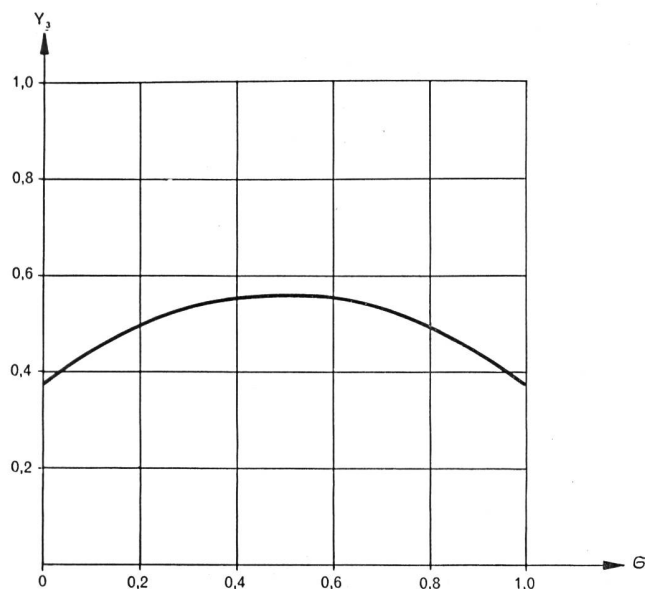


Fig. 3. Abhängigkeit des Gewichtsfaktors  $y_3$  von der normierten Frequenz

Wie im voranstehenden Kapitel, lassen sich damit die Intermodulationsgeräusche für den ungünstigsten Kanal berechnen:

$$P_2' = H_2(P) + p_m + \frac{1}{2} \ln 4 \left( \frac{\alpha - 2}{\alpha - 1} \right) + \frac{1}{2} \ln a_2$$

$$P_3' = H_3(P) + p_m + \frac{1}{2} \ln 24 \cdot \frac{9}{16} + \frac{1}{2} \ln a_3$$

Der Einfachheit halber nehmen wir an, die Nichtlinearität sei auf einen einzigen Punkt in der Übertragung konzentriert. Für eine Leitung könnten die obigen Gleichungen ohne weiteres wieder mit der Anzahl der Verstärker erweitert werden.

Wenn wir die mittlere Kanalleistung  $p_m$  und den psophometrischen Gewichtsfaktor noch einsetzen, ergibt sich:

$$P_2' = H_2(P) + \frac{1}{2} \ln 4 \left( \frac{\alpha - 2}{\alpha - 1} \right) - 2,08 \quad (\text{Neper})$$

$$P_3' = H_3(P) - 0,78 \quad (\text{Neper})$$

Als Beispiel seien die Bedingungen bezüglich der nichtlinearen Verzerrungen für die Modulatoren der Sekundärgruppen in einem Trägerfrequenzsystem berechnet.

Nach den Richtlinien des CCITT besteht eine Basissekundärgruppe aus 60 Telefonkanälen im Frequenzbereich 312 bis 552 kHz. Für die erste Sekundärgruppe muss dieses Band in den Bereich 60 bis 300 kHz umgesetzt werden. Das Verhältnis  $f_2:f_1$  wird damit gleich 5, und der zweite Summand bei den Verzerrungen zweiter Ordnung wird  $+0,55$  N.

Das CCITT empfiehlt als zulässige totale Geräuschleistung je Telefonkanal, die im Referenzstromkreis von den Endausrüstungen herrührt, am relativen Pegelpunkt 0 Nr 2500 pW. Da im Referenzstromkreis 36 Modulationsstufen vorhanden sind, können je Umsetzer im Mittel etwa 70 pW zugelassen werden.

Von diesen 70 pW müssen wir wieder die andersgearteten Geräusche abziehen. Es verbleiben dann für die Intermodulationsgeräusche noch etwa 20 pW ( $-8,87$  Nm). Wird bei der ersten Sekundärgruppe dieser Betrag je zur Hälfte auf die beiden Verzerrungsarten aufgeteilt, so ergibt sich:

$$H_2(P = p_a + 0,70 \text{ N}) = -9,22 - 0,55 + 2,08 = -7,69 \text{ N}$$

$$H_3(P = p_a + 0,70 \text{ N}) = -9,22 + 0,78 = -8,44 \text{ N}$$

Für die 16. Sekundärgruppe muss das Basisband in den Bereich von 3788 bis 4028 kHz umgesetzt werden. Dieses Band überstreicht keine Oktave mehr. Störende Verzerrungsprodukte zweiten Grades, die in das Nutzband fallen, sind deshalb nicht mehr zu erwarten. Wenn die 20-pW je Umsetzer allein den Verzerrungsprodukten dritten Grades zugeteilt werden, gibt es:

$$H_3(P = p_a + 0,70 \text{ N}) = -8,87 + 0,78 = -8,09 \text{ N}$$

Beim Einsetzen des Relativpegels  $p_a$  am Ausgang der Sekundärgruppenumsetzer muss man wieder berücksichtigen, dass der nominelle Pegel und der vorhandene Pegel entsprechend den vorkommenden

Schwankungen in gewissem Rahmen voneinander abweichen können. Eine Sicherheitsreserve muss auch hier einbezogen werden.

### Überprüfung der theoretischen Zusammenhänge und ihre Anwendung bei Abnahmemessungen

#### 5. Bestimmung der Intermodulationsgeräusche bei Sekundärgruppenumsetzern

Zur Überprüfung der im ersten Teil abgeleiteten Zusammenhänge wurden beispielsweise Messungen an Umsetzern für die 16. Sekundärgruppe durchgeführt. Durch Belasten eines betriebsmässig geschalteten Systems kann das Intermodulationsgeräusch der Umsetzer direkt ermittelt werden. Mit Hilfe der Formeln lassen sich dann leicht aus den Geräuschwerten die entsprechenden Klirrdämpfungen  $H_3(P)$  rückwärts ausrechnen. Andererseits lassen sich diese Klirrdämpfungen mit Hilfe von zwei Einzelsignalen leicht messen und überprüfen.

Die Versuchsanordnung sei nachstehend kurz beschrieben.

##### a) Zahl der Rauschgeneratoren

Im praktischen Betrieb sind die Signale, die auf die verschiedenen Kanäle kommen, voneinander vollständig unabhängig (unkorreliert). Die genaue Nachbildung dieser Anordnung würde im Falle einer vollständigen Sekundärgruppe 60 bzw. 59 unabhängige Rauschgeneratoren erfordern. Der Aufwand von 60 Generatoren kann aber auf Grund einiger Überlegungen reduziert werden.

Die Zahl  $Z$  der an einer Nichtlinearität entstehenden Kombinationsprodukte  $r$ -ter Ordnung für ein Signal mit  $N$  Kanälen beträgt in erster Näherung ( $N \gg r$ )

$$Z = \binom{N}{r}$$

Werden zur Speisung der  $N$  Kanäle nur  $K$  Rauschgeneratoren verwendet, so müssen  $M = \frac{N}{K}$  Kanäle an die gleiche Quelle angeschlossen werden. Die Zahl der unter diesen  $M$  Kanälen entstehenden Kombinationsprodukten ist annähernd

$$z = \binom{M}{r}$$

In irgendeinem Kanal soll nun der Geräuschanteil, der von einer Gruppe von  $M$  Kanälen herrührt, nur einen Bruchteil  $q$  der ganzen Intermodulationsgeräuschleistung betragen;  $q$  muss hierbei so gewählt werden, dass die Korrelation dieser  $M$  Kanäle nicht mehr von Bedeutung ist. Wenn die Verteilung der Kombinationsprodukte der  $M$  Kanäle ungefähr derjenigen aller 60 Kanäle entspricht (das heisst alle Kanäle erhalten prozentual den gleichen relativen Anteil), kann folgende Forderung aufgestellt werden.

$$\frac{z}{Z} = \frac{\binom{M}{r}}{\binom{N}{r}} \leq q$$

Unter der Voraussetzung, dass  $\frac{N}{K} \gg r$ , ergibt sich eine vereinfachte Beziehung;

$$q \geq \frac{z}{Z} = \frac{(N-r)! \left(\frac{N}{K}\right)!}{(N)! \left(\frac{N}{K}r\right)!} \approx \frac{1}{N^r} \left(\frac{N}{K}\right)^r$$

$$K \geq \sqrt[r]{\frac{1}{q}}$$

Im Spezialfall einer äquidistanten Verteilung der  $M$  Kanäle verteilen sich die Kombinationsprodukte nur auf eine beschränkte Anzahl von Kanälen. Für  $r$  ungerade, und für den schlechtesten Fall für  $r$  gerade, fällt die  $K$ -fache Zahl von Kombinationsprodukten auf die ungünstigsten Kanäle. Die modifizierten Formeln sind:

$$\frac{z'}{Z} = \frac{\binom{M}{r} \cdot K'}{\binom{N}{r}} \leq q$$

und

$$K' \geq \sqrt[r-1]{\frac{1}{q}}$$

Mit diesen Beziehungen ist die minimale Zahl  $K$  bzw.  $K'$  der unabhängigen Rauschgeneratoren gegeben. Hervorzuheben ist die Tatsache, dass die Kanalzahl in den Formeln nicht mehr vorhanden ist.

Die Versuche an den Sekundärgruppenumsetzern wurden zuerst mit 5 Generatoren und äquidistanter Verteilung durchgeführt ( $K' = 5$ ). Dies entspricht nach der obigen Beziehung einem Anteil  $q = 4\%$  für Verzerrungen dritter Ordnung ( $r = 3$ ). Der Einfluss der noch bestehenden Korrelation der Kanäle wurde durch systematisches Umpolen der Eingänge überprüft. Bei den durchgeführten Versuchen konnte dabei keine messbare Änderung der Messwerte bewirkt werden. Ein entsprechender Kontrollversuch mit nur drei Generatoren ( $q = 11\%$ ) zeigte beim Umpolen eine merkliche Beeinflussung. Zur Abschätzung der erforderlichen Zahl unabhängiger Generatoren wird deshalb zweckmässigerweise ein  $q$  von ca. 4% gewählt.

Durch Verwendung einer ausgewählten Verteilung von nur drei Generatoren ( $K = 3$ ), bei der die Kombinationsfrequenzen möglichst gleichmässig über alle Kanäle verteilt sind, kann die Wirkung der Korrelation ebenfalls vernachlässigt werden. Die erwartete Brauchbarkeit einer solchen Anordnung wurde durch einen weiteren Versuch bestätigt.

##### b) Bestimmung der IM-Geräusche der Umsetzer

Die fünf Primärgruppen mit insgesamt 60 Kanälen einer 16. Sekundärgruppe wurden über die beiden Sekundärgruppenumsetzer in Schleife geschaltet und 59 Kanäle mit sprachähnlichem Rauschen belegt. Auf dem freibleibenden Kanal erfolgte die Geräuschmessung mit dem Psophometer. Mit Hilfe eines einge-

geschalteten Zusatzverstärkers vor dem sendeseitigen Umsetzer einerseits und einer entsprechenden Dämpfung nach dem empfangsseitigen Umsetzer andererseits konnte die Belastung der Sekundärgruppenumsetzer verändert werden.

Damit die Intermodulationsgeräusche, die durch die beiden Umsetzer (Sende- und Empfangsseite) verursacht werden, ausgeschieden werden konnten, wurden zusätzliche Messungen in der geschloffenen Basissekundärgruppe (ohne Sekundärgruppenumsetzer) durchgeführt.

In beiden Fällen wurde vom Gesamtgeräusch der Wert der Grundgeräusche (unbelastetes System) in Abzug gebracht. Aus der Differenz der gesamten Intermodulationsgeräusche und derjenigen der Basissekundärgruppe allein konnte dann der Anteil der Sekundärgruppenumsetzer ermittelt werden. Die Versuchsanordnung wurde so gewählt, dass der Verzerrungsanteil der Sekundärgruppenumsetzer im Vergleich zum Anteil der übrigen Ausrüstung stark überwog.

Für jeden Belastungswert wurden die 60 Kanäle gemessen und der Mittelwert gebildet.

Tabelle II zeigt beispielsweise die ermittelten mittleren Intermodulationsgeräusche  $P_3$  der Sekundärgruppenumsetzung eines Fabrikationstypes  $b$  am relativen Pegelpunkt 0 Nr bei verschiedenen Belastungen.

Tabelle II

Gesamtbelastung Nm0	Entsprechender Kanalpegel $p_m$ Nm0	IM-Geräusche	
		$P_3$ pW	$\frac{1}{2} \ln P_3$ Nm0
+ 2,09	+ 0,04	63	— 8,30
+ 2,32	+ 0,27	219	— 7,67
+ 2,55	+ 0,50	792	— 7,03
+ 2,78	+ 0,73	2398	— 6,47
+ 3,01	+ 0,96	8753	— 5,83

### c) Berechnung der Klirrdämpfung $H_3(P)$

Mit Hilfe der im ersten Teil hergeleiteten Beziehungen lassen sich nun aus den Intermodulationsgeräuschen die dafür verantwortlichen Klirrdämpfungen ausrechnen. Massgebend für diese Berechnung ist die folgende Formel:

$$H_3(P) = \frac{1}{2} \ln P_3 - p_m - \bar{K}_3 - \frac{1}{2} \ln a_3$$

Dabei sind:

$P$  = totale Leistung in den Umsetzern,

$\frac{1}{2} \ln P_3$  = IM-Geräusche dritter Ordnung am P'pkt 0 Nr,

$p_m$  = mittlere Leistung im Kanal am P'pkt 0 Nr,

$\bar{K}_3$  = mittlerer Gewichtungsfaktor: 1,25 N,

$\frac{1}{2} \ln a_3$  = psophometrischer Faktor = -0,35 N

In Figur 4 sind für zwei Fabrikationstypen von Umsetzern die aus den gemessenen Geräuschwerten berechneten Klirrdämpfungen  $H_3(P)$  aufgetragen (ausgezogene Kurven).

### d) Bestimmung der Klirrdämpfung $H_3(P)$ aus zwei Einzelsignalen

Die Messung wurde in Schlaufenschaltung der Sekundärgruppenumsetzer durchgeführt. Die Einspeisung erfolgte am Eingang des sendeseitigen Umsetzers; gemessen wurde direkt am Ausgang des empfangsseitigen Umsetzers. Die Sendefrequenzen betragen 400 kHz und 420 kHz, die beiden Signalpegel waren bei allen Belastungen gleich gross. Bei den Frequenzen 380 kHz und 440 kHz wurden die Kombinationsprodukte dritter Ordnung bestimmt. Wie schon im 1. Teil erläutert, kann aus dem Abstand  $H'_3$  der Kombinationsprodukte zu der totalen Leistung der beiden Einzelsignale leicht auf die Klirrdämpfung  $H_3(P)$  geschlossen werden. Der Korrekturfaktor beträgt 8/9, beziehungsweise ist  $H_3 = H'_3 + 0,06$  N.

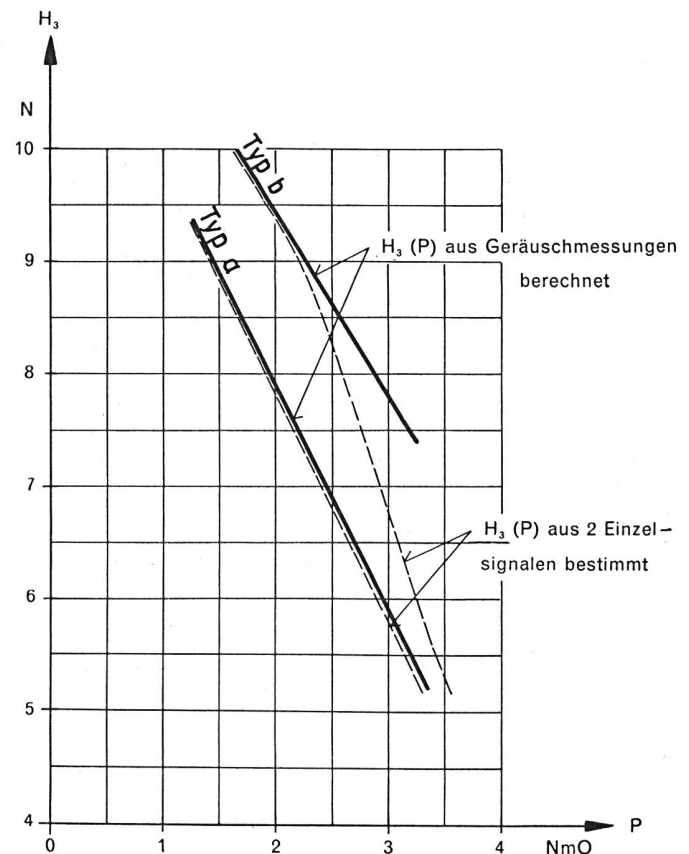


Fig. 4. Intermodulationsdämpfung von Sekundärgruppen

Zu Vergleichszwecken sind in der Figur 4 ebenfalls die aus den Einzelsignalen bestimmten Klirrdämpfungen  $H_3(P)$  aufgetragen (gestrichelte Kurven). Für den Fabrikationstyp  $a$  fällt praktisch die aus den Einzelsignalen bestimmte Klirrdämpfung mit derjenigen zusammen, die aus den Geräuschwerten berechnet wurde. Beim Fabrikationstyp  $b$  sind die auf verschiedenen Wegen bestimmten Klirrdämpfungen nur bei kleineren Belastungspegeln gleich gross. Oberhalb eines kritischen Belastungspegels verläuft die Kurve für die Intermodulationsdämpfung



fungen aus zwei Einzelsignalen steiler, als sie der Neigung für Verzerrungen dritter Ordnung entsprechen würde.

Aus dem Verlauf der beiden Kurven beim Fabrikationstyp *b* ist ersichtlich, dass die Verzerrungsprodukte tieferen Grades (z. B. dritten Grades), die durch Glieder höherer Ordnung (z. B. fünfter Ordnung) entstehen, bei den Geräuschberechnungen vernachlässigt werden müssen. Diese Tatsache wurde bei der Ableitung der Formeln im ersten Teil unserer Studien bereits berücksichtigt.

e) *Schlussfolgerungen*

- Diese und andere Untersuchungen zeigen, dass der Zusammenhang zwischen den Resultaten einer Verzerrungsmessung mit zwei Einzelsignalen und denjenigen einer Geräuschmessung bei Belastung mit sprachähnlichem Rauschen mathematisch erfasst werden kann.
- Auf Grund einer Intermodulationsmessung mit zwei Einzelsignalen lassen sich die zu erwartenden Intermodulationsgeräusche für ein betriebsmässig belastetes System abschätzen. Wie die Versuche zeigen, können die Verzerrungsprodukte der Glieder höherer Ordnung vernachlässigt werden.
- Für die Rechnung wird die entsprechende Klirrdämpfung  $H_2(P)$  und  $H_3(P)$  benötigt. Sie wird am besten durch folgendes Vorgehen ermittelt:

Die mit Hilfe von zwei gleich grossen Einzelsignalen bestimmte Intermodulationsdämpfung wird als Funktion des totalen Ausgangspegels aufgezeichnet. Wenn die Neigung der Kurve nicht mit dem normalen Verlauf der entsprechenden Ordnung übereinstimmt, so ist derjenige Punkt der Kurve zu suchen, dessen Neigung dem normalen Verlauf entspricht. Die Tangente an diesem Punkt bestimmt mit sehr guter Annäherung die massgebende Intermodulationsdämpfung. Die für die Geräuschberechnungen benötigte Klirrdämpfung ist dann bei der Ordnungszahl 2 gleich gross und bei der Ordnungszahl 3 noch um den Korrekturfaktor 0,06 *N* kleiner als die so bestimmte Intermodulationsdämpfung aus zwei Einzelsignalen.

6. *Überprüfung der Intermodulationsgeräusche bei Abnahmemessungen*

Will man bei den Abnahmemessungen von Mehrkanalsystemen die geforderten Pflichtwerte kontrollieren, so interessieren neben anderem auch die Geräusche, die durch die nichtlinearen Verzerrungen erzeugt werden. Da die Mehrkanalanlagen in den seltensten Fällen bei der Inbetriebnahme bereits für sämtliche Kanäle ausgerüstet sind, also nicht betriebsmässig voll belastet werden können, so ist man gezwungen, die Anlage mit Ersatzquellen auszusteuern und daraus auf die zu erwartenden Intermodulationsgeräusche Rückschlüsse zu ziehen.

Hierfür stehen *drei Methoden* zur Verfügung:

Bei der *ersten Methode* wird der breitbandige Übertragungsweg mit einem oder mehreren sinusförmigen Einzelsignalen belastet. Aus den Abständen der dis-

kreten Klirr- und Kombinationsprodukte berechnet man mit Hilfe der oben abgeleiteten Formeln die Intermodulationsgeräusche. Wenn die Nichtlinearitäten eines Systems frequenzabhängig sind, so braucht es bei der Wahl der Einzelsignale eine gewisse Erfahrung. Die Belastungssignale sind dann so zu wählen, dass aus mehreren Einzelmessungen für den kritischsten Kanal die notwendigen Mittelwerte bestimmt werden können.

Bei der *zweiten Methode* wird der breitbandige Übertragungsweg mit einem gleichmässig verteilten weissen Rauschen über das ganze Band belastet. Bei einigen diskreten Frequenzen schneidet man wahlweise durch schmale Bandsperrfilter auf der Sendeseite die Rauschenergie heraus und misst auf der Empfangsseite mit Hilfe eines entsprechenden Bandpassfilters die Rauschenergie, die bei dieser Frequenz übrig bleibt.

Diese Rauschleistung setzt sich dann aus Grundrauschen und Intermodulationsgeräusch zusammen. Durch Belastungsänderungen kann man auf sehr einfache Art und Weise den relativen Pegel finden, bei dem das Geräuschdichteverhältnis am besten wird. Diese Methode zur Messung der Geräusche ist einfach und sicher, bedingt aber ziemlich kostspielige Messfilter und hat den Nachteil, dass die Intermodulationsgeräusche nur bei den Frequenzen untersucht werden können, für die die nötigen Filter vorhanden sind. Insbesondere kann man gewisse Intermodulationsuntersuchungen in der Nähe von Pilotsignalen nicht oder nur schwer durchführen.

Bei der *dritten Methode* wird der breitbandige Übertragungsweg nur mit einer beschränkten Anzahl von Telefonkanälen belastet. Diese Methode bietet die Möglichkeit, die im Betrieb vorkommenden Verhältnisse am besten nachzubilden. Besonders kritische Frequenzlagen können einzeln untersucht, verschiedene Verzerrungsarten je nach der Wahl der belasteten Kanäle getrennt werden. Um die Wirklichkeit möglichst gut nachzubilden, belastet man die Kanäle am besten mit sprachähnlichem Rauschen.

Wir wollen im folgenden auf diese dritte Methode noch näher eingehen und insbesondere die massgebenden Beziehungen angeben und anhand eines Beispiels erläutern.

7. *Systembelastung mit einer beschränkten Anzahl von Telefonkanälen*

Wie bereits erwähnt, wird bei dieser Methode zur Überprüfung der Intermodulationsgeräusche der breitbandige Übertragungsweg nur mit einer beschränkten Anzahl von Telefonkanälen belastet. Damit die nominelle Vollbelastung des Systems aber beibehalten wird, müssen die einzelnen Telefonkanäle mindestens im zu überprüfenden Übertragungsteil mit einem entsprechend höheren Signalpegel angesteuert werden. Je nach der Anordnung kann dies bereits am Eingang des Kanals oder mit Hilfe von Zusatzverstärkern und Dämpfungen bei den Umsetzerausrüstungen geschehen.

Infolge der ungleichen Lastverteilung im Übertragungskanal sind nun der Einfluss des erhöhten mittleren Kanalpegels und des veränderten Gewichtungsfaktors  $y$  zu berücksichtigen.

Nach den Gleichungen des dritten Kapitels ist die Verzerrungsleistung, die in einen Telephonkanal fällt, bei gleicher Gesamtbelastung proportional der mittleren Kanalleistung  $p_m$ ; dies bedeutet, dass die Verzerrungsleistung sich bei einer kleineren Kanalzahl auch auf eine entsprechend kleinere Zahl von Kanälen verteilt.

Damit man die Intermodulationsgeräusche bei einer gleichmässigen Belastung über das ganze Nutzband erhält, muss man die ermittelten Geräuschwerte bei einer Belastung mit kleinerer Kanalzahl und entsprechend höherem Kanalpegel um den gleichen Betrag reduzieren, mit dem man den einzelnen Kanal höher angesteuert hat.

Die Figuren 5 und 6 zeigen die Verteilung der Intermodulationsgeräusche zweiter Ordnung, wenn das System nicht gleichmässig über das ganze Band belastet wird. In Figur 5 ist das System nur mit einem Frequenzband von  $f_3$  bis  $f_4$  gleichmässig belastet. Das Nutzband erstreckt sich dabei von  $f_1$  bis  $f_2$ .

Die Gewichtungsfaktoren  $\hat{y}_2$  für die beiden Kanäle mit der höchsten Geräuschleistung sind

Frequenz	$y_2$
$f_1$	$1 - \frac{f_1}{f_4 - f_3}$
$f_3 + f_4$	$1/2$

Da für die tiefste Frequenz bei einem breitbandigen Mehrkanalsystem  $\hat{y}_2$  normalerweise nahe bei 1 liegt, müssen die ermittelten Geräuschwerte auch in bezug auf den Gewichtungsfaktor korrigiert werden.

In Figur 6 ist das System mit zwei gleich grossen Frequenzbändern mit den beiden Mittelfrequenzen  $f_5$  und  $f_6$  belastet.

Die Gewichtungsfaktoren  $\hat{y}_2$  für die Kanäle mit den höchsten Geräuschleistungen werden bei dieser Anordnung:

Frequenzen	$\hat{y}_2$
$f = 0$	1
$2 f_5$ bzw. $2 f_6$	$1/4$
$(f_5 + f_6)$ bzw. $(f_6 - f_5)$	$1/2$

Die Frequenzlücke zwischen den Belastungsbändern kann beliebig gewählt werden. Bei den in der Tabelle angegebenen Frequenzen ist  $\hat{y}_2$  unabhängig von der Lückenbreite!

Der Hauptanteil der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung fällt wieder in das belastende Band

hinein. Wie im vierten Kapitel erläutert wurde, liegt der Kanal mit der höchsten Geräuschleistung in der Mitte des Bandes. Sein Gewichtungsfaktor  $\hat{y}_3$  beträgt  $9/16$ .

Als Beispiel wollen wir eine 4-MHz-Koaxialleitung für 960 Kanäle zwischen den Ämtern A und B untersuchen. Vorteilhafterweise schlaufen wir die Leitung in B und führen alle Messungen im Amt A an den Vierdraht-Ein- und -Ausgängen durch. Anstelle der 960 Kanäle belasten wir mit einem sprachähnlichen

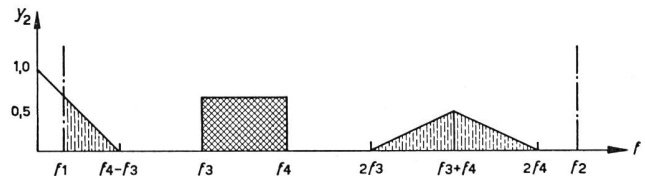


Fig. 5. Verteilung der IM-Produkte zweiter Ordnung, wenn das System in einem beschränkten Frequenzband belastet wird

Rauschen nur die 60 Kanäle der zweiten Sekundärgruppe im Frequenzbereich von 312 bis 552 kHz. Wie im Kapitel 5 erläutert wurde, benötigen wir dazu 5 bzw. 3 unabhängige Rauschgeneratoren. Um die nötige Gesamtbelastung zu erreichen, erhöhen wir den Pegel im einzelnen Nutzkanal um 1,39 N von  $-1,73$  NmO auf  $-0,34$  NmO. Damit wir die Intermodulationsgeräusche der Leitung ausscheiden können, schlaufen wir die Endausrüstungen einmal über einen Schlaufenverstärker im Amt A und einmal über die geschlaufte Leitung und messen in den ausgesuchten Kanälen die Geräuschleistung mit und ohne Belastung der Systeme. Für die Verzerrungen zweiter Ordnung liegen die kritischen Kanäle bei 60 kHz (untere Bandgrenze) und 864 kHz und für Verzerrungen dritten Grades bei 431 kHz. Um die Messung im Kanal bei 431 kHz durchführen zu kön-

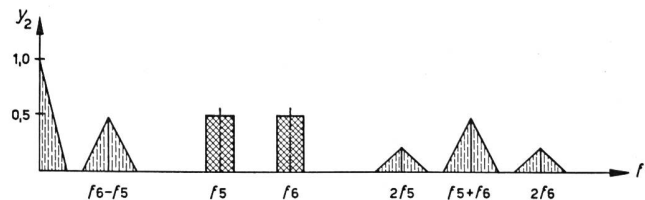


Fig. 6. Verteilung der IM-Produkte zweiter Ordnung, wenn das System in zwei Frequenzbändern belastet wird

nen, muss der entsprechende Kanal auf der Sendeseite gesperrt werden. Vorteilhafterweise misst man sämtliche Kanäle in der Nähe der kritischen Frequenzen und bildet Mittelwerte. Für genaue Messungen hat man die Möglichkeit, die Gewichtungsfaktoren  $y$  für jeden einzelnen Kanal zu berücksichtigen. Von den totalen Geräuschleistungen ziehen wir je die Grundgeräusche ab und erhalten die Intermodulationsgeräusche der Leitung und der Endausrüstung zusammen und der Endausrüstung allein. Durch eine Differenzbildung ermittelt man dann die Verzerrungsgeräusche der Leitung. Die so erhaltenen Geräusch-

leistungen sind noch entsprechend dem höheren Kanalpegel von  $+1,39 N$  und entsprechend dem Gewichts-faktorenverhältnis zu korrigieren.  $\hat{y}_2$  beträgt für den untersten Kanal in einem 4-MHz-Koaxialsystem 0,98 und bei unserem ungleichmässig belasteten System 0,75 bzw. 0,50 bei 864 kHz. Bildet man aus den Leistungen der Verzerrungen zweiten Grades einen Mittelwert und addiert die Verzerrungsleistungen dritten Grades, so erhält man schlussendlich die zu erwartenden Intermodulationsgeräusche im Frequenzbereich der zweiten Sekundärgruppe bei einer gleichmässigen Belastung über das ganze Nutzband. Bei der Berechnung der Geräuschanteile je km ist noch zu berücksichtigen, dass sich die Verzerrungsleistungen zweiten Grades der einzelnen Verstärker nach Lei-

stungen, diejenigen dritten Grades nach Spannungen addieren.

Für die Bestimmung der Leitungsgeräusche ist es von Vorteil, wenn der Geräuschanteil der Endausrüstungen möglichst klein ist. Sind einzelne Sekundärgruppen in dieser Hinsicht etwas schlecht, so kommt man durch Aufteilen der Kanäle auf mehrere Sekundärgruppen zum Ziel. Ferner hat man die Möglichkeit, den Sendepiegel beim Sendeverstärker zu erhöhen und auf der Empfangsseite eine entsprechende Dämpfung einzuschalten.

Je nach der Wahl der Frequenzbereiche und der zur Verfügung stehenden Ausrüstungen kann man die Intermodulationsgeräusche auch an beliebig andern Stellen des Nutzbandes untersuchen.

W. GERBER, Bern \*

## Normungsfragen des europäischen Farbfernsehens

621.397.9:389.6

Als vorwiegend sehendes Subjekt stellt der Mensch verhältnismässig hohe Forderungen an die Qualität des zu übertragenden Bildes. So ist es denn auch zu verstehen, wenn die Fernsehtechnik ziemlich später als etwa die Tonübertragung ihre Betriebsreife erlangt hat, und eigentlich erst in bezug auf das monochrome Bild. Wie so oft in der Geschichte der Technik, kam dabei die Natur dem Menschen in freundlicher Weise entgegen, indem das Sehorgan die Feinstruktur eines Bildes nur der Helligkeit nach auflöst und Farben erst in der Grobstruktur erkennen kann. Aus diesem Grunde schon konnten die Photographie und die graphischen Künste über den Weg des monochromen Bildes vorangehen. Schliesslich sind die ökonomischen Möglichkeiten die unabdingbaren Voraussetzungen des technischen Erfolges.

Der Lichtreiz eines einzelnen Punktes ist im wesentlichen dreidimensional, wobei wir im Fernsehen zweckmässigerweise die drei Grössen: Helligkeit, Ton und Sättigung der Farbe unterscheiden. Obschon nun unser Auflösungsvermögen für die Chrominanz geringer ist, so dass man sich technisch mit einer Kolorierung – wie sie die Buchdruckerkunst schon seit langem kennt – durchaus begnügen könnte, liegt eben doch ein wertvoller Teil der Bildinformation in ihrem Chrominanzgehalt. Zuweilen ist diese zusätzliche Information überhaupt unerlässlich, wenn es darum geht, bestimmte andersfarbige Bildteile gleicher Helligkeit zu unterscheiden, wie bei Sportanlässen usw. Und was das Fernsehen als Ausdrucksmittel anbelangt, dürfte doch wohl erst die Farbe die so oft versuchte Verbindung zur Musik erbringen. Ich denke hier an die Bemühungen eines *Blanc-Gatti*, *Walt Disney* und anderer. Auch ganz allgemein wird kein Zweifel mehr darüber be-

stehen, dass die Menschheit wieder einmal einem farbigen Zeitabschnitt ihrer Geschichte entgegengeht.

### Mittel und Wege zum farbigen Bild

Die Verwirklichung farbiger Bilder bedeutet in technisch-wissenschaftlicher Hinsicht ein internationales Gemeinschaftswerk ersten Ranges. Es wäre hier kaum möglich, etwa die vielen Bemühungen und Erfolge einzeln aufzählen zu wollen. Eine mehr zusammenfassende Betrachtungsweise drängt sich auf, wobei dem Vorgehen in den USA eine besondere Bedeutung zukommt, einfach deshalb, weil dort die bisher grössten Auseinandersetzungen stattgefunden haben. Beispielsweise ist von einer Firma bekannt, dass sie allein in der Farbentwicklung des Fernsehens über 120 Millionen Dollar investierte. Dort besteht denn auch seit dem Frühjahr 1954 ein richtiggehender öffentlicher Betrieb.

Wie schon angedeutet, stützt sich die Entwicklung des Farbfernsehens auf die Theorie des trichromatischen Sehens von *Young* und *Helmholtz*. Sozusagen alle Verfahren arbeiten danach, und zwar additiv, mit den drei Grundfarben Rot, Grün und Blau. Die entsprechenden drei Farbauszüge können nun entweder zeitlich aufeinanderfolgend oder gleichzeitig übertragen werden. Je nachdem hat man zu unterscheiden zwischen den sogenannten Sequenz- und Simultanverfahren. Natürlich gibt es auch gemischte Verfahren sowie ein technisches Mittel, den Chromacoder, um von einem System ins andere zu wechseln.

Mit Rücksicht auf das Helligkeitsflimmern benötigt das Sequenzprinzip mit den heutigen Mitteln ungefähr die dreifache Frequenzbandbreite des monochromen Fernsehens gleicher Auflösung. Es kommt daher zur öffentlichen Ausstrahlung farbiger Bilder kaum mehr in Frage. Zudem gilt es als verhältnismässig lichtschwach und bei rasch bewegten Bild-

\*) Gastvortrag, gehalten am Internationalen Kongress für Elektronik, Rom 1959