

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT — BERLIN-CHARLOTTENBURG

Technischer Bericht Nr. 197

Stand der Technik der analogen Breitband-
übertragungseinrichtungen beim Kabelfernsehen

von

Dipl.-Ing. Wolfgang Krick

B e r l i n

1 9 7 6

EINSTEINUFER 37

1000 BERLIN 10

Stand der Technik der analogen Breitbandübertragungseinrichtungen beim Kabelfernsehen

Kurzfassung

Der Bericht gibt einen Überblick über die Technik der analogen Breitbandübertragung, die in Kabelfernsehanlagen zur Verteilung von Breitbandinformation zwischen einer System-Zentrale (Kopfstation) und dem individuellen Teilnehmeranschluß zum Einsatz kommt.

Nach einer Darstellung der übertragungstechnischen Randbedingungen für Kabelfernsehsysteme werden Konzeption und Eigenschaften der dazu von der einschlägigen Industrie angebotenen Breitbandkomponenten (Kabel, Verzweiger und Verstärker) dargelegt.

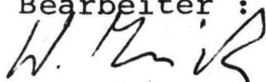
Die Komponenten-Übersicht ist durch eine systemtechnische Betrachtung ergänzt, welche den Störeinfluß der Rausch-, Verzerrungs- und Reflexions-Charakteristiken der Komponenten auf das Systemverhalten behandelt und die Anforderungen an die Komponenten bei Vorgabe bestimmter Leistungsmerkmale (Kapazität, Reichweite, Übertragungsqualität) spezifiziert.

Schließlich werden neuartige Konzepte zur Modifizierung der konventionellen Technik diskutiert, die sich einesteils auf das Übertragungsverfahren (kohärentes Trägersystem, Übermodulation) zum anderen auf die Komponenten ("Feedforward"-Verstärker) beziehen und für die Anwendung in zukünftigen Kabelfernsehsystemen mit einer 30-Kanalkapazität erfolgversprechend sind.

Heinrich-Hertz-Institut für Nachrichtentechnik

Berlin GmbH

Der Bearbeiter :



(Dipl.-Ing. W. Krick)

Der Geschäftsführer



(Dr. H. Ohnsorge)

Der Abteilungsleiter



(Dr. W. Herold)

<u>Inhaltsübersicht</u>		Seite
1.	Einleitung	1
2.	Randbedingungen für die Breitbandübertragung beim Kabelfernsehen	2
2.1	Übertragungsnetz und Reichweite	2
2.2	Übertragungsfrequenzband und Kapazität	2
2.3	Übertragungsqualität	4
3.	Entwicklungsstand der Breitbandkomponenten	5
3.1	Passive Baugruppen	6
3.1.1	Kabel	6
3.2.1	Verzweiger	14
3.2	Aktive Baugruppen	21
3.2.1	Verstärker-Konzept	21
3.2.2	Verstärker-Eigenschaften	24
3.2.3	Verstärker-Technologie (Hybrid-Verstärker)	29
4.	Systemtechnische Leistungsmerkmale	30
4.1	Verstärker-Kaskadierung	31
4.1.1	Rauschen	31
4.1.2	Nichtlineare Verzerrungen	31
4.1.3	Betriebspegel und Kaskadenzahl	34
4.1.4	Verstärkerabstand und Reichweite	35
4.1.5	Bewertung derzeit angebotener Verstärker	38
4.2	Echo-Verhalten	39
5.	Neuartige Konzepte für zukünftige Kabelfernsehsysteme	41
5.1	Modifizierte Übertragungsverfahren	41
5.1.1	Kohärentes Trägersystem	42
5.1.2	Übermodulation	44
5.2	Verbesserung der Verstärker	45
5.2.1	Entzerrender Verstärker	45
5.2.2	"Feedforward"-Verstärker	46
6.	Zusammenfassung	46
	Schrifttum	48
	Tabellen	53
	Bilder	59

1. Einleitung

Während die bislang errichteten Gemeinschaftsantennen (GA)- und Großgemeinschaftsantennen (GGA)-Anlagen zur Versorgung mehrerer Haushalte bzw. ganzer Siedlungsgebiete mit den Ton- und Fernsehprogrammen der Rundfunksender dienen, sollen die gegenwärtig geplanten Kabelfernseh (KTV)-Systeme den Teilnehmern innerhalb eines lokalen Bereichs (z.B. einer Stadt) zusätzliche Fernsehkanäle für lokal erzeugte Programme anbieten, die nicht über Rundfunksender verteilt werden. Neben der primären Aufgabe der Verteilung soll darüber hinaus durch Erweiterung der technischen Einrichtungen die Möglichkeit geschaffen werden, Nachrichten zumindest in Teilen des Netzes auch in Rückrichtung zu übertragen als Voraussetzung für neue Nutzungsmöglichkeiten (Dialog) im Zweiweg-Betrieb.

Die folgende Darstellung beschränkt sich auf die Breitbandübertragungsverfahren und-Einrichtungen. Diese sind definiert als der Teil eines KTV-Systems, in dem sendeseitig eine Vielzahl von Kanälen durch Modulations- und Multiplexvorgänge zu einem Breitbandsignal zusammengefaßt, über die Übertragungsstrecke übertragen und auf der Empfangsseite wieder kanalmäßig getrennt werden. Dabei ergibt sich eine Unterscheidung nach Streckeneinrichtungen (Kabel, Verstärker, Verzweiger) und Endeinrichtungen (Umsetzer). Zur Beurteilung der Eigenschaften derzeit verwendeter Verfahren und Einrichtungen zur Breitbandübertragung werden zunächst die für KTV-Systeme geltenden Übertragungstechnischen Grundlagen und Forderungen zusammengestellt.

2. Randbedingungen für die Breitband-Übertragung beim Kabelfernsehen

Bei den bisher existierenden Anlagen handelt es sich durchweg um analoge Übertragungssysteme. Wie bei der Rundfunkübertragung werden die Fernsehsignale mit Restseitenband-AM nach dem Frequenzmultiplex-Verfahren übertragen und können bei Belegung nicht benach-

barter, für den Rundfunk genormter Kanäle mit normalen TV-Heimempfängern selektiert und demoduliert werden.

Aufgrund der Qualitätsanforderungen für Fernsehübertragung auf Leitungen, die speziell für Weitverkehrsstrecken durch die CCIR Empfehlung /1/ festgelegt sind, wurden in der BRD Übertragungstechnische Randbedingungen für GGA-Anlagen vom Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie ZVEI /2/ und für KTV-Anlagen vom Fernmeldetechnischen Zentralamt der Deutschen Bundespost /3/ gestellt. Danach hat eine Kabelfernseh-Anlage den in Bild 1 dargestellten grundsätzlichen Aufbau.

2.1 Übertragungsnetz und Reichweite

Zur Übertragung von der Zentrale zu den Teilnehmern dient ein Leitungsnetz mit Baumstruktur, das sich in vier hierarchisch gestufte Ebenen gliedert, die mit A (Streckenebene), B (Linienebene), C(Stammebene) und D (Anschlußebene) bezeichnet werden.

In der D-Ebene befinden sich die Übergabepunkte, die als Schnittstelle zwischen Kabelfernseh-Anlage und daran angeschlossenen Einzel oder i.a.Gemeinschafts-Anlagen definiert sind.

Die C- und D-Ebenen bilden ein passives Netz, da sie nur passive Bauteile, wie Abzweiger und Verteiler, enthalten. Verstärker zum Ausgleich der Kabeldämpfung werden lediglich in den Ebenen A und B eingesetzt. Dieser für die Reichweite maßgebliche Teil des Netzes wird als aktives Netz bezeichnet. Für ein lokales KTV-Netz ist mit einer Reichweite von ca. 5 km zu rechnen. Die Anzahl angeschlossener Teilnehmer liegt größenordnungsgemäß bei 10 000.

2.2 Übertragungsfrequenzband und Kapazität

Wegen der Kompatibilität mit dem Rundfunk-Empfang ist in bisher realisierten Verteilanlagen der für Ton- und Fernsehrundfunk genormte Frequenzplan (Bild 2a) zugrundegelegt. Dieser überdeckt in der VHF- und UHF-Lage den Frequenzbereich von 47 - 854 MHz und enthält

59 genormte TV-Kanäle.

Da die Dämpfung von Koaxialkabeln im UHF-Bereich zu groß ist, um mit wirtschaftlich vertretbarem Aufwand UHF-Systeme mit mehr als 500 m Reichweite zu realisieren, ist für KTV-Systeme (jedenfalls in der A- und B-Ebene) eine Übertragung im VHF-Bereich bis ca. 300 MHz vorgesehen. Nach Bild 2a stehen in diesem Frequenzbereich 11 TV-Standardkanäle (K2 - K12) der Fernsehbereiche I und III sowie zusätzlich 20 Sonderkanäle (S 1 - S 20) mit der Kanalbandbreite 7 MHz für die Übertragung von Fernsehsignalen mit üblicher 5-MHz-Videobandbreite zur Verfügung. Zur Übertragung von Tonprogrammen ist das als Bereich II definierte UKW - Band 87,5 - 104 MHz reserviert.

Wieviel der nach diesem Frequenzplan insgesamt zur Verfügung stehenden 31 TV-Kanäle tatsächlich benutzbar sind, wird als Kapazität bezeichnet. Diese ist durch die nichtlinearen Verzerrungen in den Breitbandverstärkern der Übertragungsstrecke begrenzt.

KTV-Systeme sollen nach dem Pflichtenheft der DBP /3/ eine Kapazität von mindestens 12 und nach den Empfehlungen der KtK im Interesse aller möglichen zukünftigen Nutzungsmöglichkeiten von maximal 30 TV - Kanälen besitzen.

Der Frequenzbereich unterhalb Band I ("Sub"-Bereich) könnte - zumindest theoretisch - ebenfalls zur Übertragung in Verteilrichtung benutzt werden. Eine untere Frequenzgrenze bei ca. 5 MHz ergibt sich aus folgenden Gründen:

- hinreichender Frequenzabstand zu dem 50-Hz-Fernspeisestrom und dessen Oberwellen, der zur Versorgung der Verstärker über die gleiche Leitung geführt wird,
- ausreichende Schirmwirkung der Koaxialkabel gegenüber Einstreuungen im unteren Frequenzbereich,
- vertretbarer Realisierungsaufwand für passive und aktive Breitbandkomponenten.

In den aus Nordamerika bekannten "Subsplit"- Systemen wird der "Sub"-Bereich nicht zur Verteilung sondern zur Rückübertragung verwendet, um Zweiweg-Betrieb auf einer einzelnen Koax-Leitung (1-Kabelsystem) zu ermöglichen. Dabei ist nach dem Frequenz-Gentrenntage-Verfahren der Frequenzbereich von ca. 50 bis 300 MHz für die Übertragung in Verteilrichtung und der Bereich von 5 bis 30 MHz für die Rückrichtung vorgesehen. Für die Richtungstrennung in den Zweiweg-Verstärkerstellen sind Frequenzweichen erforderlich, die den Schleifenverstärkungsbedingungen für stabilen Betrieb genügen müssen.

2.3 Übertragungsqualität

Auf der Übertragungsstrecke mit eine Reihe hintereinandergeschalteter Glieder bringt jede der Komponenten wegen ihrer nicht idealen Eigenschaften eine graduelle Verschlechterung der Signale mit sich. Während in älteren Kabelsystemen, die zur Versorgung von Gebieten dienten, in denen kein direkter Fernseh-Rundfunk-Empfang möglich war, eine Übertragung weniger TV-Programme mit mäßiger Bildqualität akzeptiert wurde (besser als gar kein Empfang), muß in den gegenwärtig geplanten KTV-Systemen die Bildqualität bestimmten Standards genügen, für die objektiv meßbare Eigenschaften der Übertragungsstrecke festgelegt sind.

Die Übertragungsqualität in einem analogen Breitband-Kabelsystem wird primär durch folgende Faktoren beeinflusst:

1. Rauschen
2. nichtlineare Verzerrungen
 - Intermodulation
 - Kreuzmodulation
3. Lineare Verzerrungen
 - Dämpfungsverzerrungen
 - Gruppenlaufzeitverzerrungen
4. Reflexionen
5. Einstreuungen

Die quantitative Erfassung dieser Faktoren erfolgt mit bestimmten Meßverfahren, für die bislang nur teilweise international verbindliche Vereinbarungen getroffen wurden. Dies gilt insbesondere für den bei uns und in den USA unterschiedlich definierten Kreuzmodulationsabstand.

In Tab. I sind die vom ZVEI /2/ für GGA-Anlage und von der DBP /3/ für KTV-Netze festgelegten Qualitätsanforderungen zusammengestellt. Die angegebenen Werte beziehen sich nur auf das Verteilnetz, angefangen von der breitbandigen Einspeisestelle bis zur Anschlußstelle einer Einzelanlage (EA), einer Gemeinschaftsanlage (GA) bzw. bis zum Übergabepunkt (ÜP) . Die eingespeisten Signale werden dabei als ungestört angenommen.

Die Tabelle zeigt, daß die Anforderungen an die Übertragungsqualität eines KTV-Netzes wesentlich höher sind als die für GGA-Anlagen.

Zur Ableitung der sich daraus ergebenden Anforderungen an die Eigenschaften der Breitband-Komponenten müssen die Additionsgesetze für die Störbeiträge der Komponenten bekannt sein. Die diesbezüglich für den Systementwurf im allgemeinen getroffenen vereinfachenden Annahmen sind im Abschnitt 4.1 zusammengestellt und erläutert.

3. Entwicklungsstand der Breitbandkomponenten

Die Leistungsfähigkeit eines KTV-Verteilsystems ist durch die zuvor definierten Parameter

- Kapazität
- Reichweite
- Teilnehmerzahl

gekennzeichnet, bei denen die übertragenen TV-Signale bestimmten Störabstands-Forderungen genügen. Die Leistungsfähigkeit ist begrenzt durch die nicht idealen Eigenschaften der im Netz und in den Endstellen eingesetzten Komponenten. Konzepte und Eigenschaften der von den Herstellern angebotenen Komponenten werden im folgenden näher betrachtet.

Die das KTV - Netz bildenden Übertragungswege enthalten passive und aktive Breitbandkomponenten, von denen zum einen die Kabel und zum anderen die zwischengeschalteten Verstärker die wichtigsten sind.

3.1. Passive Baugruppen

3.1.1. Kabel

Als Übertragungsmedium für KTV-Anlagen werden Koaxialkabel benutzt mit 75 Ohm Wellenwiderstand. Die in den verschiedenen Netzebenen eingesetzten Kabel unterscheiden sich durch ihre Dämpfungsbelagswerte. Nach dem Pflichtenheft der DBP /3/ sollen die Leitungsdämpfungen folgende Werte besitzen :

<u>Ebene</u>	<u>Dämpfungsbelag</u>	<u>(bei 300 MHz)</u>
A, B	4,2 dB/100 m	
C	6 dB/100 m	
D	9 dB/100 m	

Bei den Anforderungen an die Koaxialkabel sind die elektrischen und die mechanischen Eigenschaften zu unterscheiden.

a) elektrische Eigenschaften

Für die Verwendung des Koaxialkabels als breitbandiges Übertragungsmedium sind die wichtigsten elektrischen Eigenschaften

- der Wellenwiderstand Z
- der Dämpfungsgelag α
- die HF-Dichtigkeit.

Die formelmäßigen Beziehungen für Z und α einer Koaxialleitung sind bekannt /4,5/ und lassen sich zur Verdeutlichung der wesentlichen Zusammenhänge mit guter Näherung folgendermaßen angeben:

$$Z = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \lg \frac{D}{d} + (1-j) \frac{1,95}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{\frac{D}{d} + \sqrt{\frac{\chi_i}{\chi_a}}}{\frac{D}{\text{mm}}} \frac{1}{\sqrt{f}} \frac{\Omega}{\text{MHz}}$$

$$\alpha = 2,57 \sqrt{\epsilon_r} \frac{\frac{D}{d} + \sqrt{\frac{\chi_i}{\chi_a}}}{\frac{D}{\text{mm}} \lg \frac{D}{d}} \sqrt{f} \frac{\text{dB}}{\text{MHz}} + 90,7 \sqrt{\epsilon_r} \tan \delta \frac{f}{\text{MHz}} \text{ dB/km}$$

Dabei bedeutet

- d Durchmesser des Innenleiters
- D Innendurchmesser des Außenleiters
- χ_i Leitfähigkeit des Innenleiters
- χ_a Leitfähigkeit des Außenleiters
- ϵ_r effektive relative Dielektrizitätskonstante der Isolierung
- $\tan \delta$ Verlustfaktor der Isolierung
- f Frequenz

Die Formeln haben in einem sehr großen Frequenzbereich von ca. 50 kHz bis 1 GHz Gültigkeit.

Die Formel für den Wellenwiderstand besteht aus zwei Teilen, von denen der erste frequenzunabhängig ist und den Wert angibt, gegen den der Wellenwiderstand für hohe Frequenzen strebt. Er ist reell und mit ihm kann praktisch bei Frequenzen über 1 MHz gerechnet werden. Der zweite Anteil berücksichtigt, daß zu niedrigeren Frequenzen hin ein Imaginärteil hinzukommt und dieser sowie der Realteil mit abnehmender Frequenz $\sim 1/\sqrt{f}$ zunimmt. Diese Zunahme ist

umso größer je kleiner der Durchmesser des Außenleiters ist ($\sim 1/D$). Bei Verwendung von Aluminium statt Kupfer für den Außenleiter ergibt sich eine geringfügige Zunahme entsprechend dem Leitfähigkeitsverhältnis $\chi_i/\chi_a = 1,64$.

Die Formel für den Dämpfungsbelag berücksichtigt mit den zwei Termen die zwei wirksamen Verlustursachen. Der erste Term gibt die Leiterverluste an, die wegen des Skin效ekts mit der Wurzel aus der Frequenz ($\sim \sqrt{f}$) zunehmen und umso größer sind je kleiner der Außendurchmesser des Kabels ist ($\sim 1/D$).

Der zweite Term trägt den dielektrischen Verlusten Rechnung, die proportional zur Frequenz ansteigen aber bei kleinen Verlustfaktoren $\tan \delta < 10^{-3}$ erst bei Frequenzen über 100 MHz zunehmend in Erscheinung treten.

Neben der absoluten Größe von Wellenwiderstand und Dämpfungsbelag sind auch die möglichen Änderungen und die Gleichmäßigkeit der Übertragungseigenschaften zu berücksichtigen, insbesondere die Änderung der Eigenschaften mit der Temperatur. Überschlägig kann mit einer Erhöhung des Dämpfungsbelags um 2% pro Grad Temperaturerhöhung gerechnet werden.

An die Gleichmäßigkeit des Wellenwiderstandes innerhalb der Kabellänge werden zur Begrenzung störender Mitflüsse hohe Anforderungen gestellt. Als Maß für die innere Gleichmäßigkeit des Kabels dient entweder bei Prüfung mit stationärem Sinussignal die frequenzabhängige Eigenrückflußdämpfung a_r oder bei Prüfung mit Impulsen die dem maximalen Reflexionsfaktor r_{\max} innerhalb der Kabellänge entsprechende Echodämpfung /6/. Fertigungsbedingte periodische Änderungen in der physikalischen Struktur des Kabels können besonders bei dämpfungsarmen Kabeln zu resonanzartigen Reflexionsmaxima führen, wenn der Abstand der Unregelmäßigkeit einer halben Wellenlänge oder Vielfachen davon entspricht, weil sich dann viele Einzelreflexionen phasen-

gleich addieren /7/. Dieser Effekt verlangt bei der Herstellung niedrig dämpfender Kabel eine höhere Fertigungspräzision, und setzt dadurch den dämpfungsärmeren Kabeln eine technologische Grenze.

Nach den Richtlinien des ZVEI /2/ soll die Eigenrückflußdämpfung a_r bei Kabeln mit unterschiedlichem Dämpfungsbelag α folgende Werte einhalten :

α (bei 200 MHz)	a_r
bis 3 dB/100 m	30 dB
bis 6 dB/100 m	26 dB
bis 8 dB/100 m	23 dB

Eine weitere wichtige elektrische Eigenschaft des Kabels ist die HF-Dichtigkeit, die sowohl Einstrahlfestigkeit z.B. gegenüber starken Ortssendern sowie Abstrahlsicherheit zur Vermeidung von Störungen fremder Funkdienste beinhaltet. Die HF-Dichtigkeit ist durch die Abschirmwirkung des Außenleiters bestimmt und wird üblicherweise durch den Kopplungswiderstand angegeben /8/. Der auf die Längeneinheit bezogene Kopplungswiderstand R_K ist definiert als der Quotient aus der auf der Außenseite des Außenleiters je Längeneinheit herrschenden Spannung und dem im Innern des Kabels fließenden Strom. Die Abschirmung ist umso besser, je kleiner bei gegebenem Strom die auf dem Außenleiter hervorgerufene Spannung also je kleiner der Kopplungswiderstand ist. Bei Gleichstrom oder Wechselstrom niedriger Frequenz hat R_K den Wert des Gleichstromwiderstands des Außenleiters. Mit steigender Frequenz weicht er abhängig vom Aufbau des Außenleiters erheblich davon ab. Wenn der Außenleiter als völlig geschlossenes Rohr ausgebildet ist, nimmt R_K ab, entsprechend der mit wachsender Frequenz sinkenden Eindringtiefe (von innen nach außen) des Außenleiterstroms während er bei Kabeln, deren Außenleiter zur Erhöhung der Biegsamkeit aus geschlagenen

Bändern oder Drahtgeflecht bestehen, mit der Frequenz zunimmt, da ein Teil des magnetischen Feldes in den Außenraum gelangt und eine proportional zur Frequenz ansteigende Spannung induziert / 9, 10 / . Nach den ZVEI - Richtlinien /2/ müssen die Kabel für Strecke und Linie einen geschlossenen Außenleiter besitzen, der als gezogenes oder längsgeschweißtes Rohr oder als längseinlaufendes überlappendes Band aufgebaut sein kann. Der Kopplungswiderstand muß der Bedingung genügen :

$$R_K < 20 \text{ m}\Omega/\text{m} \quad (\text{bei } 200 \text{ MHz}).$$

Kabel mit Geflecht-Außenleiter sind nur im Stammnetz zugelassen und müssen den Wert $R_K < 500 \text{ m}\Omega/\text{m}$ bei 200 MHz einhalten.

b) mechanische Eigenschaften

Wichtige mechanische Eigenschaften der Kabel sind die Belastbarkeit in Längs- und Querrichtung (Längs- und Querstabilität), die durch den minimal zulässigen Biegeradius ausgedrückte Biegsamkeit sowie schließlich die als Längs- und Querwasserdichtigkeit bezeichnete Sicherheit gegen das Eindringen von Wasser.

c) Technische Kabelauführungen und Vergleich der Eigenschaften.

Während in früheren GGA-Anlagen Koax-Kabel mit 60 Ohm Wellenwiderstand eingesetzt wurden, sollen in neueren Anlagen wie in den TF-Weitverkehrssystemen 75-Ohm-Kabel verwendet werden.

Kabel mit maximalem Wirkungsgrad (Gütekabel) sind nach /11/ solche, deren Wellenwiderstand Z mit dem für die

Kabelbauart dämpfungsoptimalen Wellenwiderstand Z_{opt} übereinstimmt, der bei gegebenem Außendurchmesser (zu dem die Kabelkosten etwa proportional sind) den geringsten Dämpfungsbelag ergibt. Dieses Kriterium erfüllen die in TF-Systemen benutzten CCI-Koaxialpaare, die als Normaltube 2,6/9,5 und als Kleintube 1,2/4,4 bekannt sind. Es sind Luftraumkabel mit aus blankem Vollkupfer bestehenden Innenleiter, auf den in regelmäßigen Abständen Polyäthylen (PE)-Scheiben aufgespritzt sind, die ein als Außenleiter rohrförmig ohne Überlappung längs aufgebrachtes Kupferband stützen. Darüber befindet sich ein magnetischer Schirm aus Spezialstahlband. In einem speziell entwickelten Breitbandkommunikations (BBK)-Kabel mit der Typenbezeichnung A-WE2Y 39 a-Kx/St VI ist das Normalkoaxialpaar 2,6/9,5 in einem Mischbau zusammen mit zwei geschirmten symmetrischen Bündeln, verseilt und wird in den ersten Kabelfernsehversuchsanlagen der DBP für die Verteilung in der A- und B-Ebene eingesetzt /12, 13/.

Neben den CCI-Tuben existieren eine Vielzahl anderer 75 Ω -Koaxialkabel für GGA- und KTV-Anlagen, über die Tab. 2 einen Überblick gibt. Die Bauformen unterscheiden sich durch die Art der Isolierung und den Außenleiteraufbau. Als Isolierung dient Luft zusammen mit PE-Stützelementen (Scheiben oder Wendel), geschäumtes PE oder Voll-PE. Die Außenleiter sind glatte Rohre aus Kupfer oder Aluminium, gewellte Kupferrohre oder aus überlapptem Kupferband gebildete Rohre. Der Innenleiter ist i.a. ein massiver Kupferdraht. In der Tabelle sind die angebotenen Kabel nach Art der Isolierung und des Außenleiters in die Gruppen ① bis ⑦ unterteilt. Innerhalb jeder dieser Gruppen sind die Kabeltypen gestuft nach dem Durchmesser über Isolierung eingetragen. Um einen Vergleich untereinander zu ermöglichen sind in den Gruppen ③ bis ⑦ nur die Typen berücksichtigt, deren Durchmesser der IEC - Normreihe

7,25 mm - 11,5 mm - 17,3 mm - 23,1 mm näherungsweise entsprechen. Bei dieser Durchmesserstufung beträgt die Dämpfungsstufung etwa $\sqrt{2}$: 1.

Die weniger aus technischen als aus wirtschaftlichen Gründen wichtigsten Kabelgruppen sind:

- Koaxialkabel mit Voll-PE-Isolierung und überlapptem Kupferband als Außenleiter (Gruppe ⑥)
- Koaxialkabel mit Schaum - PE - Isolierung und nahtlosem oder längsgeschweißtem Aluminiumrohr als Außenleiter (Gruppe ④).

Sie bieten montagetechnische Vorteile gegenüber Kabeln mit CCI - Tuben, da bei diesen der zusätzliche metallische äußere Schirm die Anschlußtechnik kompliziert und leichter zu Längswasserundichtigkeit führen kann.

Ein Vergleich der beiden Kabelgruppen untereinander /14/ zeigt folgende Vorteile der Gruppe ④ gegenüber ⑥ :

- Die Dämpfung ist bei gleichem Durchmesser über Isolierung wegen der niedrigeren Dielektrizitätszahl von Schaum-PE gegenüber Voll-PE um ca. 23 % niedriger.
- Die Abschirmung, ausgedrückt durch den Kopplungswiderstand, ist wegen des völlig geschlossenen Außenleiteraufbaus um mehrere Zehnerpotenzen besser als bei überlapptem Cu-Band.
- Die mechanische Quer-und Längsstabilität ist wegen der Verwendung von Aluminium höher als bei Kupfer-Kabeln (Montage-Vorteil).

Als Nachteil ist zu nennen :

- Der Wellenwiderstand von nominell 75Ω wird bei Schaum-PE

wegen der Abhängigkeit vom Schäumungsgrad nur mit $\pm 2 \Omega$ Toleranz im Vergleich zu $\pm 1,5 \Omega$ bei Voll-PE eingehalten.

Der letztgenannte Nachteil zusammen mit der schwierigeren Beherrschung der Reflexionsfreiheit des Kabels bei Schaum-PE ist technologisch bedingt.

In den USA hat sich dieser Kabeltyp durchgesetzt, auch wegen der erhöhten Anforderungen an die HF-Dichtigkeit. Weil die Kabel dort zumeist oberirdisch verlegt werden, ist die Gefahr der Störstrahlungsbeeinflussung vergleichsweise höher als bei der hier üblichen Erdverlegung.

Die Variante (Gruppe ③), bei der das Außenleiterrohr aus Kupfer statt aus Aluminium besteht, gibt für eine nicht nennenswerte Dämpfungsverbesserung (ca. 5%) die genannten mechanischen Vorteile des Aluminiumaußenleiters preis. Dennoch steht dieser Kabeltyp zur Diskussion, weil die Verbindungstechnik bei Kupfer besser beherrscht wird als bei Aluminium.

Kabel hoher Biegsamkeit mit geschlossenem Außenleiter ergeben sich, wenn der Außenleiter als Wellrohr ausgeführt wird. Abhängig von der Art der Isolierung lassen sich dabei die Gruppen ② mit PE-Wendel, ⑤ mit Schaum-PE und ⑦ mit Voll-PE unterscheiden. Der minimal zulässige Biegeradius ist bei gleichem Kabeldurchmesser nur etwa halb so groß wie bei einem Kabel mit glattem Außenleiterrohr. Da sie im Preis etwa doppelt so teuer sind wie ein bezüglich der elektrischen Eigenschaften gleiches Kabel mit glattem Außenleiter, wird sich ihre praktische Verwendung in KTV-Systemen auf Sonderfälle beschränken, bei denen der minimale Biegeradius z.B. von ca. 10 cm für das Alu-Kabel 1,6/7,3 und ca. 20 cm für den Typ 3,7/17,3 nicht ausreicht. Die Gruppe ⑤ scheidet auch deshalb aus, weil die mit $\pm 3 \Omega$ angegebene Toleranz des Wellenwiderstandes nicht die für GGA-Anlagen geforderte Genauigkeit von $\pm 2 \Omega$ besitzt /2/. Dies bringt nochmals die schon oben erwähnten technologischen Schwierigkeiten der Schaum-PE-Isolierung zum Ausdruck .

In der Ausführung mit PE-Wendel (Gruppe ②) werden besonders dämpfungsarme Kabel angeboten. Als Beispiel ist ein Kabel angeführt, das einen Dämpfungsbelag von 1,2 dB/100 m bei 300 MHz besitzt, wobei der Durchmesser über Isolierung ca. 40 mm beträgt und als minimaler Biegeradius 180 mm angegeben wird. Die Wellenwiderstandstoleranz ist mit $\pm 0,75 \Omega$ besser als bei den CCI-Tuben mit $\pm 1 \Omega$. Der Preis liegt bei 40 DM/m!

3.1.2 Verzweiger

Zur Verzweigung des Netzes in den C- und D-Ebenen dienen passive Einrichtungen, die sich nach ihrer Funktion unterscheiden lassen in :

- Verteiler, welche die Signale einer Leitung leistungsmäßig (i.a. zu gleichen Teilen) auf mehrere weiterführende Leitungen verteilen.
- Abzweiger, welche für eine abzweigende Leitung einen Teil der Signalleistung der weiterführenden Leitung entnehmen.

Die wichtigsten Forderungen an die elektrischen Eigenschaften dieser Breitband-Baugruppen sind :

- geringe Eigenverluste
- gute Anpassung an den Ein- und Ausgängen
- hohe Entkopplung der Ausgänge
- geringe Frequenzabhängigkeit der Verteil- bzw. Abzweigdämpfung

Die von ZVEI /2/ geforderten Werte sind in den Tabellen 3 und 4 für Verteiler bzw. Abzweiger angegeben. Das bei den Herstellern angewendete Konzept zur Realisierung dieser Baugruppen basiert auf Spezialschaltungen mit breitbandigen, verlustarmen Ringkern-Übertragern. Der grundsätzliche Schaltungsaufbau und dessen Eigen-

schaften werden im folgenden beschrieben:

a) Verteiler

Die Grundschaltung eines Verteilers ist in Bild 3 dargestellt. Sie ist ein 3-Tor-Netzwerk, bei dem die Leistung des Eingangssignals an Tor 1 auf die Ausgangstore 2 und 3 aufgeteilt wird. Sie ist auch unter der Bezeichnung Leistungsteiler ("power splitter") bekannt.

Die Eigenschaften dieses 3-Tores lassen sich zweckmäßig durch die Streuparameter S_{ij} beschreiben, welche den Zusammenhang zwischen den zu- und ablaufenden Wellengrößen a_i , b_i der Tore $i = 1, 2, 3$ vermitteln /15/:

$$b_i = S_{i1} a_1 + S_{i2} a_2 + S_{i3} a_3 \quad \text{für } i = 1, 2, 3$$

Mit den in Bild 3 gewählten Bezeichnungen ergibt sich unter der Annahme, daß die Übertrager T und T' ideal sind und alle Tore exakt mit dem reellen Wellenwiderstand $Z = 75 \Omega$ abgeschlossen sind, die Streumatrix:

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_e & \tau & \tau \\ \tau & S_\alpha & \sigma \\ \tau & \sigma & S_\alpha \end{bmatrix}$$

Die enthält die vier voneinander verschiedenen Koeffizienten :

Reflexionskoeffizient
des Eingangs

$$S_e = \frac{1 - 2 \ddot{u}^2}{1 + 2 \ddot{u}^2}$$

Reflexionskoeffizient
der Ausgänge

$$S_\alpha = - \frac{1 - 2 \ddot{u}^2 R/2 Z}{(1 + 2 \ddot{u}^2)(1 + R/2 Z)}$$

Transmissionskoeffizient
in Durchlaßrichtung

$$\tau = \frac{2 \ddot{u}}{1 + 2 \ddot{u}^2}$$

Transmissionskoeffizient
in Sperrichtung

$$\Gamma = \frac{2 \bar{u}^2 - R/2 Z}{(1 + 2 \bar{u}^2)(1 + R/2 Z)}$$

Für das Übersetzungsverhältnis \bar{u} des Eingangsübertragers T_1 und für den zwischen die Ausgänge geschalteten Widerstand R ergeben sich aus den Anpassungsbedingungen $\mathcal{P}_e = 0$ und $\mathcal{P}_a = 0$ die Werte $\bar{u} = 1/\sqrt{2}$ und $R = 2 Z = 150 \Omega$

Bei Wahl dieser Werte ist dann auch gleichzeitig $\Gamma = 0$, d.h. die Ausgänge sind bei allseitiger Anpassung entkoppelt.

Der Transmissionskoeffizient in Durchlaßrichtung ist unter diesen idealen Bedingungen $\tilde{\gamma} = 1/\sqrt{2}$. Die am Tor 1 ankommende Leistung teilt sich somit verlustlos zu gleichen Teilen auf die Tore 2 und 3 auf. Bei Einspeisung in umgekehrter Richtung in Tor 2 oder Tor 3 gelangt die halbe Leistung zum Tor 1, während die andere Hälfte intern im Widerstand R verbraucht wird. Ein Leistungsfluß von Tor 2 nach Tor 3 und umgekehrt wird durch die Entkopplung verhindert. Diese Eigenschaft ist für die Anwendung in einem KTV-System besonders wichtig, da sie vermeidet, daß eine Störung auf einer der weiterführenden Leitungen (z.B. ein Rückfluß infolge Fehlanpassung am Leitungsende) einen störenden Mitfluß auf der anderen Leitung hervorruft.

Die Schaltung eignet sich für den Zweiweg-Betrieb, wobei die in entgegengesetzter Richtung (vom Teilnehmer zur Zentrale) übertragenen Signale s_2 und s_3 , die auf die Tore 2 und 3 zulaufen, durch additive Überlagerung kombiniert werden:

$$s_1 = s_2/\sqrt{2} + s_3/\sqrt{2}$$

Der Verteiler wirkt also bei Umkehrung der Signalflüsse als "Combiner", wobei - wie oben erklärt - jeweils die halbe Signalleistung innerhalb der Schaltung verloren geht (3 dB-Verlust).

Die hier dargelegten idealisierten Eigenschaften sind praktisch nur näherungsweise zu erreichen. Zur Kennzeichnung der realen Eigenschaften dienen folgende sich aus den Streukoeffizienten ergebenden Dämpfungswerte:

$$\text{Rückflußdämpfung} \quad a_r = 10 \lg \frac{1}{|S|^2}$$

$$\text{Verteildämpfung} \quad a_v = 10 \lg \frac{1}{|T|^2}$$

$$\text{Kopplungsdämpfung} \quad a_k = 10 \lg \frac{1}{|S|^2}$$

zwischen den Ausgängen

In Tab. 3 sind die von den Herstellern angegebenen Werte den vom ZVEI geforderten Werten gegenübergestellt. Während die Angaben der Hersteller bei den geforderten Daten nur wenig untereinander differieren, unterscheiden sie sich deutlicher in den nicht vom ZVEI festgelegten Daten, wie Frequenzbereich und Kopplungsdämpfung.

Neben dem hier betrachteten Einfach-Verteiler (mit zwei Ausgängen) werden auch Mehrfach-Verteiler mit drei und vier Ausgängen angeboten. Da sie durch eine entsprechende Hintereinanderschaltung des Grundtyps realisiert sind, lassen sich ihre Eigenschaften daraus ableiten.

b) Abzweiger

Abzweiger werden in einer KTV-Anlage zum Anschluß der D-Leitungen an die in der Netzhierarchie höheren C-Leitungen benutzt. Sie sind als richtungsabhängige Schaltungen mit Richtkopplereigenschaften aufgebaut. Bei den von den Herstellern angebotenen Abzweigern ist die Anzahl der Abzweigausgänge (1 - 4-fach) und deren Abzweigdämpfung abgestuft (i.a. im 3 dB-Schritt) im Bereich von ca. 10 bis 40 dB wählbar.

Die grundsätzliche Schaltung eines Einfach-Abzweigers, die auch den Kern des Mehrfach-Abzweigers bildet, ist in

Bild 4 dargestellt. Sie ist ein mit zwei Differentialübertragern (T_a, T_b) realisierter breitbandiger Richtkoppler, von dessen vier Toren eines (Tor 4) intern mit dem ohmschen Widerstand $R = Z = 75 \Omega$ abgeschlossen ist, während die übrigen Tore mit der ankommenden (Tor 1), der weiterführenden (Tor 2), und der abzweigenden Leitung (Tor 3) verbunden werden. Zur Beschreibung der elektrischen Eigenschaften bieten sich die dem Viertor zugeordneten Streuparameter S_{ij} als besonders zweckmäßig an. Unter der Annahme, daß die Übertrager T_a, T_b ideal und zueinander symmetrisch sind und vorausgesetzt, daß die von den Toren herausgesehenen Impedanzen alle den gleichen reellen Wert des Wellenwiderstands $Z = 75 \Omega$ besitzen, läßt sich die Streumatrix wie folgt angeben:

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho & \tau & \chi & -\sigma \\ \tau & -\rho & -\sigma & -\chi \\ \chi & -\sigma & \rho & \tau \\ -\sigma & -\chi & \tau & -\rho \end{bmatrix}$$

Sie enthält die vier voneinander verschiedenen Koeffizienten

$$\left. \begin{aligned} \rho \text{ Reflexionskoeffizient} &= \frac{f(A-1)}{A^2 + f^2} \\ \tau \text{ Transmissionskoeffizient} &= \frac{A(A-1)}{A^2 + f^2} \\ &\text{des Durchgangpfads} \\ \chi \text{ Transmissionskoeffizient} &= \frac{2\ddot{u}A}{A^2 + f^2} \\ &\text{des Koppelpfads} \\ \sigma \text{ Transmissionskoeffizient} &= \frac{2\ddot{u}f}{A^2 + f^2} \\ &\text{des Sperrpfads} \end{aligned} \right\} \text{mit}$$

$$\left. \begin{aligned} f &= 1 - 2x \\ A &= 2\ddot{u}^2 + \frac{1}{2}(2 - f^2) \end{aligned} \right\}$$

Die Werte dieser Koeffizienten sind abhängig von der Abgriffstelle x und dem Übersetzungsverhältnis \ddot{u} der Übertrager. Die idealen Richtkopplereigenschaften ergeben sich bei Abgriff in der Mitte, d.h. für $x = 1/2$. In diesem Fall ist $\mathcal{S} = 0$, d.h. alle Tore sind angepaßt. Gleichzeitig ist dann auch $\mathcal{G} = 0$, dies bedeutet gegenseitige Entkopplung zwischen den Toren 1 und 4 sowie zwischen den Toren 2 und 3. Für die übrigen Transmissionskoeffizienten ergeben sich die vom frei wählbaren Übersetzungsverhältnis \ddot{u} abhängigen Werte

$$\tilde{\tau}_{id} = \frac{2\ddot{u}^2 - 1/2}{2\ddot{u}^2 + 1/2} \quad \text{für den Durchgangspfad}$$

$$\chi_{id} = \frac{2\ddot{u}}{2\ddot{u}^2 + 1/2} \quad \text{für den Koppelpfad,}$$

deren Quadratsumme wegen der vorausgesetzten Verlustfreiheit den Wert 1 besitzt.

Die Schaltung zeigt somit die für die Anwendung in einer KTV-Anlage wichtigen Funktionsmerkmale :

- Auskopplung eines durch das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} bestimmten Teils der am Eingang (Tor 1) ankommenden Leistung auf den Abzweigausgang (Tor 3).
- Sperrung des Abzweigausgangs gegenüber einer rückwärts am Ausgang (Tor 2) eingespeisten Leistung.

(Die darin zum Ausdruck kommende Richtungsabhängigkeit ist eine schon bei den Verteilern hervorgehobene Eigenschaft zur Vermeidung störender Mitflüsse.)

- Überlagerung der Signale am Eingang bei Umkehrung der Signalflußrichtung im Rückwärtsbetrieb zu dem Summen - signal:

$$s_1 = \tilde{\tau}_{id} s_2 + \chi_{id} s_3$$

Damit ist die Schaltung auch für den Zweiweg-Betrieb verwendbar, um die in Rückwärts-Richtung übertragenen, auf die Tore 2 und 3 zulaufenden Signale s_2 und s_3 zusammenzuführen.

Die Grundschaltung nach Bild 4 wird teilweise auch in der einfacheren Form mit Abgriff am Anfang ($x=0$) statt in der Mitte ausgeführt. Die Richtkopplereigenschaften lassen sich dabei auch theoretisch nur näherungsweise erreichen und zwar umso besser, je größer das Übersetzungsverhältnis \bar{u} gewählt wird. Die realen Eigenschaften der Abzweiger werden durch folgende mit den Streukoeffizienten gebildeten Dämpfungswerte gekennzeichnet:

$$\text{Abzweigdämpfung} \quad a_a = 10 \lg \frac{1}{|\chi|^2} \text{ dB}$$

$$\text{Durchgangsdämpfung} \quad a_d = 10 \lg \frac{1}{|\gamma|^2} \text{ dB}$$

$$\text{Kopplungsdämpfung} \\ \text{zwischen Ausgang} \\ \text{und Abzweig} \quad a_k = 10 \lg \frac{1}{|\beta|^2} \text{ dB}$$

$$\text{Rückflußdämpfung} \quad a_r = 10 \lg \frac{1}{|\beta|^2} \text{ dB}$$

Zur Charakterisierung der Richtungsabhängigkeit wird die Richtdämpfung $a_{\text{richt}} = a_k - a_a = 10 \lg \left| \frac{\chi}{\beta} \right|^2$ dB definiert.

Die Herstellerangaben zu Einfach-Abzweigern sind in Tab. 4 aufgelistet, und zwar für drei unterschiedliche Typen mit vergleichbaren Abzweigdämpfungswerten.

Merkliche Unterschiede sind vor allem bei der Richtdämpfung festzustellen mit Werten die sich von 13 dB bis zu 32 dB (im VHF-Bereich) erstrecken.

3.2 Aktive Baugruppen

Entscheidenden Einfluß auf die Kapazität und Reichweite des Übertragungsnetzes besitzen die Verstärkerstellen, die in bestimmten Abständen zum Ausgleich der Kabeldämpfung in den Übertragungsweg eingefügt sind. Die Verstärkerstellen sind mit Entzerrer-Verstärker-Schaltungen aufgebaut, die auf die frequenzabhängige Dämpfung der zu entzerrenden Kabelstrecke abgestimmt sein müssen. Einrichtungen für automatische Verstärkungsregelung sorgen für eine Kompensation temperatur- und alterungsbedingter Dämpfungsänderungen. Außerdem können die Verstärkerstellen auch Einrichtungen zur Netzverzweigung (Abzweigverstärker) enthalten. Das Konzept für den Aufbau einer Verstärkerstelle sowie die charakteristischen Eigenschaften derzeitiger Verstärker werden nun diskutiert.

3. 2.1 Verstärkerkonzept

Die wiederholte Verstärkung im Zuge des Übertragungsweges stellt strenge Anforderungen an die Eigenschaften der dazu verwendeten Verstärker (Repeater), weil sich ihre Störbeiträge akkumulieren. Die wichtigsten Störbeiträge der Verstärker, welche ihre Kaskadierfähigkeit begrenzen, sind Rauschen und nichtlineare Verzerrungen. Der Verstärker muß daher den prinzipiell an Analog-Repeater gestellten Forderungen genügen:

- niedriges Rauschmaß
- hohe Linearität
- geringe Restdämpfungsverzerrung
- genau einstellbare Verstärkung
- gute Wellenwiderstandsanpassung
- geringer Leistungsverbrauch
- gute HF-Dichtigkeit
- hohe Zuverlässigkeit

Grundsätzlich sind dies die gleichen Charakteristiken, die auch

für die Verstärker der bekannten coaxialen Trägerfrequenz-Weitverkehrssysteme gelten, die mit dem 60 MHz-System V 10800 ihren derzeit höchsten Stand erreicht haben /16/.

Das Konzept der für KTV-Systeme entwickelten Verstärker mit einem Übertragungsfrequenzbereich von 40 bis 300 MHz unterscheidet sich wesentlich von dem der TF-Verstärker durch das Entzerrungsverfahren.

Entzerrung

Während die Entzerrung bei TF-Verstärkern durch ein frequenzabhängiges, auf das Kabel abgestimmtes Gegenkopplungsnetzwerk erfolgt, wird diese bei den KTV-Verstärkern durch Hintereinanderschaltung von passiven Entzerrernetzwerken und Verstärkermodulen mit möglichst frequenzunabhängiger Verstärkung realisiert. Dieser Lösungsweg vereinfacht den Verstärkeraufbau und erleichtert die Abstimmung auf das Kabel. Dafür ist allerdings eine Verschlechterung des Rauschmaßes in Kauf zu nehmen /18/. Bild 5 a) zeigt den grundsätzlichen Aufbau eines KTV-Leitungsverstärkers /17/. Durch einen vorgeschalteten wählbaren Entzerrer-Einsatz (EE) wird die Kabeldämpfung grob entzerrt, während die Feinentzerrung durch einen einstellbaren Entzerrer (E) erfolgt, der zusammen mit einem Dämpfungsglied (D) zur Verstärkungsfeineinstellung zwischen zwei Verstärkermodulen (V_1, V_2) mit konstanter Verstärkung geschaltet ist. Die Entzerrer sind durch überbrückte T-Schaltungen realisiert und als Bode-Entzerrer bekannt. Die Anforderungen an die Entzerrungsgenauigkeit eines Verstärkerfeldes verschärfen sich mit zunehmender Anzahl der auf der Übertragungsstrecke kaskadierten Verstärker, da sich die Entzerrungsfehler im ungünstigsten Fall aufaddieren.

Durch in bestimmten Abständen eingesetzte Systementzerrer lassen sich im Mittel Restdämpfungsverzerrungen von weniger als 0,1 dB je Verstärkerfeld erreichen /19/.

Pegelhaltung

Da die Dämpfung eines Koaxialkabels nicht nur frequenz- sondern auch temperaturabhängig ist - sie steigt überschlägig um 2% je 1° Temperaturerhöhung -, werden in den Verstärkerstellen Korrekturglieder zum Ausgleich der temperaturabhängigen Dämpfungsänderungen eingesetzt /20/. Die Korrektur erfolgt dabei entweder nach dem Prinzip einer Steuerung oder einer Regelung. Man unterscheidet demnach :

- temperaturgesteuerte Verstärker
mit einem temperaturempfindlichen und frequenzabhängigen Stellglied (z.B. ein von einem Thermistor gesteuerter Entzerrer)

- pilotgeregelte Verstärker
mit einem frequenzabhängigen Stellglied, welches aufgrund eines Soll-Istwert-Vergleichs des Pegels eines oder mehrerer Pilotsignale betätigt wird.

Die Pegelhaltung nach dem Pilot-Regelverfahren hat den entscheidenden Vorteil, daß sich damit nicht nur Pegeländerungen durch den Temperatureinfluß sondern auch durch andere nicht gesetzmäßig erfaßbare Einflüsse (z.B. durch Alterungsvorgänge) ausgleichen lassen. Das meistens verwendete Konzept der Zwei-Pilot-Regelung ist in Bild 5b als Blockschaltung verdeutlicht. Hierbei betätigt eine Pilotregelschaltung PR_2 mit dem oberen Pilot ein frequenzunabhängiges Dämpfungsglied D (Parallel-Regelung) und eine zweite Schaltung PR_1 mit dem unteren Pilot einen frequenzabhängigen Entzerrer E (Schräglage-Regelung). Zur Auswertung der Pilotsignal-Pegel in den Pilotregler-Einsatz PE wird durch einen dem Verstärkereinsatz VE nachgeschalteten Abzweiger Az ein kleiner Teil der Ausgangsleistung abgezweigt und selektiert.

Die Verwendung von Fernsehbildträgern anstelle diskreter Träger als Pilotsignale wird teilweise praktiziert und dürfte vor

allem in zukünftigen Systemen hoher Kanalzahl zwingend sein, wenn nicht jeweils ein Kanal für einen diskreten Pilotträger verschenkt werden darf. Da als Pegelmaß der Wert des Bildträgers in der Synchronspitze dient, ist eine Spitzenwert-Detektion erforderlich.

Abzweigung

Die Verzweigungen in einem KTV-Netz von der A- in die B-Ebene, sowie von der B- in die C-Ebene sollen nach dem Postpflichtenheft /3/ vorzugsweise innerhalb der Verstärkerstellen der jeweiligen Hauptleitung erfolgen. Dazu dienen Abzweig-Verstärkerstellen, die nach Bild 5 c aufgebaut sind. Durch einen dem Hauptverstärker VE nachgeschalteten passiven Abzweiger Az wird ein Teil der Ausgangsleistung über ein wählbares Dämpfungsglied DE' einem zweiten Verstärkereinsatz VE' zugeführt, dort verstärkt und im Falle einer Mehrfachabzweigung über einen nachgeschalteten passiven Verteiler auf mehrere Nebenausgänge (a_{n_1}, a_{n_2}) verteilt. Die Verstärkereinsätze VE und VE' sind im Prinzip gleich aufgebaut. VE kann zur Pegelhaltung als regelbarer Verstärker ausgebildet sein. Der Abzweiger Az und der Verteiler Vt sind wie die in Abschnitt 3.1.2 beschriebenen Komponenten des passiven Verteilnetzes realisiert und besitzen zur Vermeidung gegenseitiger Beeinflussung der sich verzweigenden Signalwege eine hohe Entkopplungsdämpfung.

3.2.2 Verstärker-Eigenschaften

In einem KTV-Netz kommen unterschiedliche Verstärker zum Einsatz, die verschiedenen Anforderungen zu genügen haben. So müssen insbesondere die in der A-Grundleitung eingesetzten Verstärker (Streckenverstärker) zur Erzielung großer Reichweiten die in Abschnitt 3.2.1 genannten Merkmale eines Analog-Repeaters besitzen.

Die zur Einspeisung in passive Netzteile (C-Leitungen) verwendeten Abzweigverstärker (Stamm-Verstärker) müssen die Merkmale eines Leistungsverstärkers besitzen, da ihr Ausgangspegel möglichst hoch liegen sollte, um eine große Verteileffektivität, d.h. große Anzahl der von einem Stammverstärker versorgten Übergabepunkte, zu erzielen.

In Tabelle 5 sind die wichtigsten Daten der von den Herstellern angebotenen Verstärkereinsätze für Verstärkerstellen ohne Regelung aufgeführt. Der spezifizierete Frequenzbereich liegt meistens bei 40 bis 280 MHz. Eine Ausweitung bis zu 300 MHz - die für zukünftige KTV-Netze vorgesehene obere Frequenzgrenze - ist mit den i.a. verwendeten Hybrid-Verstärkern auf die Abschnitt 3.2.3 näher eingeht, ohne weiteres möglich.

Die Leistungsverstärkung G ist dem Anwendungsfall entsprechend wählbar und liegt allgemein zwischen 15 und 30 dB. Zur Erzielung größtmöglicher Reichweite ist ein Verstärker mit niedriger Verstärkung günstiger als einer mit hoher Verstärkung bei sonst gleichen Eigenschaften. Das theoretische Optimum liegt im Idealfall bei 1 Neper = 8,69 dB und im realistischen Fall zwischen 10 und 20 dB (s.Abschn.4.1.4). Die Verstärkung ist über den gesamten Frequenzbereich konstant mit einem Frequenzgang kleiner $\pm 0,3$ dB. Abweichend von diesem üblichen Konzept ist in der Tabelle auch ein Verstärker (Philips) angegeben, der eine mit zunehmender Frequenz ansteigende Verstärkung (Slope) besitzt und nicht - wie sonst üblich - den Ausgleich des Frequenzgangs der Kabeldämpfung einem vorgeschalteten passiven Entzerrer überläßt. Die systemtheoretischen Vorteile eines "entzerrenden Verstärkers" gegenüber einem Verstärker mit flacher Verstärkung und getrenntem (vor- oder nachgeschaltetem) passivem Entzerrer sind unter anderen von Rheinfelder /18/ beschrieben worden. In Abschnitt 5.2.1 wird auf diese Verbesserungsmöglichkeit näher eingegangen.

Zur Beurteilung der Qualität eines Verstärkers sind die Daten

wesentlich, welche die Rauscheigenschaften und die nichtlinearen Verzerrungen kennzeichnen, da sie den Dynamik-Bereich des Verstärkers bestimmen.

Rauschen

Das von den Verstärkern erzeugte Rauschen kann als thermisches Rauschen aufgefaßt werden und wird durch die i.a. frequenzabhängige Rauschzahl F charakterisiert. Sie gibt das Verhältnis der am Ausgang vorhandenen Rauschleistung P_{ar} in der Bezugsbandbreite B zu der fiktiven Rauschleistung $kT_0 BG$ an, die allein vom Wärmerauschauschen des Eingangsabschlußwiderstandes $R = 75 \text{ Ohm}$ bei einer Temperatur von $T_0 = 290^\circ \text{ K} \hat{=} 17^\circ \text{ C}$ am Ausgang des Verstärkers hervorgerufen würde:

$$F = P_{ar} / kT_0 BG \quad (1)$$

Die Rauschzahl eines Verstärkers steigt gewöhnlich mit der Frequenz an und beträgt maximal 9 bis 10 dB. Als äquivalente Eingangsrauschleistung P_{re} ergibt sich z.B. bei einer Rauschzahl $F = 10 \text{ dB}$ in einem Fernsehkanal mit der Videobandbreite $B = 5 \text{ MHz}$

$$P_{re} = P_{ra} / G = F kT_0 B = 2 \cdot 10^{-10} \text{ mW} \hat{=} - 97 \text{ dBm}$$

und die entsprechende Rauschspannung an $R = 75 \text{ Ohm}$

$$U_{re} = \sqrt{P_{re} R} = 3,86 \mu\text{V} \hat{=} 11,8 \text{ dB}\mu\text{V}$$

Nichtlineare Verzerrungen

Bedingt durch die nichtlinearen Kennlinien der als aktive Bauelemente verwendeten Transistoren-hauptsächlich durch die nichtlineare Basis-Emitterdiodencharakteristik - erzeugt jeder praktisch realisierte Verstärker grundsätzlich nichtlineare Verzerrungen. Ein sie kennzeichnender Effekt ist die Entstehung von Frequenzkomponenten im Ausgangssignal, die im Eingangssignal nicht vorhanden sind. Diese neu hinzutretenden Frequenzanteile betragsmäßig möglichst klein zu halten, ist

ein wesentliches Ziel beim Schaltungsentwurf eines für die Übertragung analoger Signale geeigneten KTV-Verstärkers /21, 22, 23, 24, 25/.

Abhängig von der Art ihrer Entstehung unterscheidet man bei den nichtlinearen Verzerrungen als die wichtigsten :

- zweiter Ordnung durch quadratische Nichtlinearität
- und - dritter Ordnung durch kubische Nichtlinearität

der Übertragungscharakteristik, die durch einen entsprechenden Potenzreihenansatz approximiert wird. Bezüglich der Störwirkung in einem analogen KTV-Übertragungssystem sind zwei durch nichtlineare Verzerrungen hervorgerufene Effekte zu unterscheiden :

- Intermodulation (IM)
- und - Kreuzmodulation (KM).

Intermodulation bezeichnet das Auftreten neuer Frequenzkomponenten (IM-Produkte), die bei Aussteuerung des Verstärkers mit zwei oder mehreren Sinusträgern (CW-Träger) entstehen. Zur Kennzeichnung des Verstärkers wird der Intermodulationsabstand zweiter Ordnung IMA_2 und dritter Ordnung IMA_3 für zwei bzw. drei Sinusträger gleicher Amplitude bei der zugehörigen Ausgangsleistung P_a angegeben. Um verschiedene Verstärker untereinander vergleichen zu können, ist es zweckmäßig, die IM-Abstände auf einen Bezugsausgangspegel $P_{ao} = 0 \text{ dBm} \hat{=} 109 \text{ dB}\mu\text{V}$ umzurechnen. Für derzeitige Verstärker ergeben sich aus Tabelle 5 als Bestwerte

$$\left. \begin{array}{l} IMA_2 = 68 \text{ dB} \\ IMA_3 = 72 \text{ dB} \end{array} \right\} \text{ bei } P_{ao} = 0 \text{ dBm} \hat{=} 109 \text{ dB}\mu\text{V}$$

Kreuzmodulation bezeichnet die Übernahme der Modulation, die bei Aussteuerung des Verstärkers mit einem oder mehreren modulierten

Trägern (Störträger) einem anderen Träger (Nutzträger) aufgeprägt wird. Die Kreuzmodulation entsteht durch nichtlineare Verzerrungen dritter Ordnung und ist als Spezialfall der Intermodulation aufzufassen, bei der bestimmte IM- Produkte 3. Ordnung des Störträger-Spektrums (Träger- und Seitenband-Frequenzen) mit dem Nutzträger die auf den Nutzträger übergehende Modulation ergeben /26/.

Die Kreuzmodulationseigenschaften eines Verstärkers werden von deutschen Herstellern allgemein nach dem in der DIN-Vorschrift 45004 festgelegten Drei-Meßsender-Verfahren B /27/ spezifiziert. Der Kreuzmodulationsabstand KMA wird dabei definiert als Differenz zwischen dem Ausgangspegel P_a eines Nutzträgers und dem Pegel der Spektralkomponenten, die durch zwei weitere Träger - mit 6 dB tiefer liegendem Pegel- neben dem Nutzträger entstehen. Üblicherweise wird der für einen KMA= 60 dB zulässige maximale Ausgangspegel P_a angegeben. Als typischer Wert nach Tabelle 5

$$P_a = 120 \text{ dB}\mu\text{V für KMA} = 60 \text{ dB.}$$

Das hier genormte Meßverfahren ist eigentlich eine IM-Messung, da kein modulierter Störträger benutzt wird, sondern dieser durch zwei unabhängige Sinusträger ersetzt wird.

Demgegenüber beruhen die von amerikanischen Herstellern angegebenen Daten nach den NCTA-Meßverfahren /28/ auf einer echten Kreuzmodulationsmessung, wobei $K-1$ (K =Kanalzahl) Störträger durch ein NF- Rechtecksignal mit der Frequenz 15,75 kHz (Zeilenfrequenz) synchron amplitudenmoduliert werden, und die dem ursprünglich unmodulierten Nutzträger aufgeprägte Modulation gemessen wird. Da bei dieser Messung nicht nur die Amplituden sondern auch die Phasen der die Kreuzmodulation erzeugenden IM-Produkte eingehen, ist eine Umrechnung zwischen den sich bei den verschiedenen Meßverfahren ergebenden Werten für den Kreuzmodulationsabstand KMA bzw. XM praktisch nicht möglich. Eine theoretische Darstellung dieser Zusammenhänge gelingt,

wenn auch die Speicherwirkung (durch reaktive Elemente) des Verstärkers bei der Beschreibung der Nichtlinearität berücksichtigt wird, indem anstelle des üblichen Potenzreihen-Ansatzes eine Volterra-Reihe benutzt wird /29,30/.

Anpassung

Die Anpassung wird durch die Rückflußdämpfung gekennzeichnet. Diese soll /2/ zur Vermeidung störender Mitflüsse mindestens 20 dB an der unteren Bandgrenze betragen und mit zunehmender Frequenz nicht mehr als 1 dB/Oktave abnehmen. Nicht alle in Tab. 5 angeführten Verstärker halten diese Werte ein. Eine Methode zur Erzielung eines konstanten Ein- und Ausgangswiderstandes über den gesamten Frequenzbereich eines Breitbandverstärkers besteht in der Anwendung einer kombinierten Strom- und Spannungsgegenkopplung der Verstärkerstufen /24, 31/.

Leistungsaufnahme

Die Leistungsaufnahme eines Verstärkers sollte möglichst gering sein, um innerhalb eines Fernspeiseabschnitts möglichst viele Verstärker versorgen zu können, und dadurch die Anzahl der Einspeisestellen im aktiven Netz klein zu halten. Nach Tab. 5 beträgt bei der üblichen Betriebsspannung von 24 V die Stromaufnahme eines Verstärkereinsatzes 170 bis 400 mA, und damit die Leistungsaufnahme ca 4 bis 10 W.

Regeleigenschaften

Typische Werte bei den geregelten Verstärkern sind ein Regelbereich von ± 2 dB und eine Regelgenauigkeit von $\pm 0,2$ dB.

3.2.3 Verstärker -Technologie (Hybrid-Verstärker)

Beim Aufbau der Verstärkerstellen ist ein Entwicklung zu modu-

larem Aufbau mit steckbaren Einsätzen festzustellen. Als aktive Baugruppen in den Verstärkereinsätzen werden zunehmend Breitband-Hybrid-Verstärker eingesetzt, von denen einige Typen namhafter Hersteller mit ihren wichtigsten elektrischen Eigenschaften in Tab. 6 aufgeführt sind.

Bei den in einer Spalte gegenübergestellten zwei Typen besitzt jeweils der erste die besseren Rauscheigenschaften und der zweite die besseren Kreuz- und Intermodulationseigenschaften bei gleicher Verstärkung. Die den Verstärkermodulen zugrundeliegende Schaltung /24/ besteht im allgemeinen aus zwei bis drei Stufen mit einer kombinierten Strom- und Spannungsgegenkopplung zur Linearisierung der Übertragungscharakteristik und zur Stabilisierung der Verstärkung sowie der Wellenwiderstandsanpassung. Durch komplementären Schaltungsaufbau nach dem Gegentakt-Prinzip werden nichtlineare Verzerrungsprodukte zweiter Ordnung weitgehend kompensiert /32/ Die Module sind mit bipolaren Transistoren in Dünnschicht-Hybridtechnik realisiert.

4. Systemtechnische Leistungsmerkmale

Die Leistungsfähigkeit eines KTV-Netzes hinsichtlich

- räumliche Ausdehnung (Reichweite)
- Anzahl übertragbarer Fernsehsignale (Kapazität) und
- Anzahl anschließbarer Teilnehmer (Teilnehmerzahl)

wird durch die nicht idealen Eigenschaften der auf dem Übertragungsweg verwendeten Breitbandkomponenten begrenzt. Die primären Faktoren, welche diese Systemgrenzen beeinflussen, sind

- Rauschen und
- nichtlineare Verzerrungen,

die in den Verstärkern entstehen und durch ihre Akkumulation entlang einer Verstärkerkette (Kaskade) die Signalqualität verschlechtern. Ebenfalls qualitätsvermindernd wirken

- Reflexionen (Echos) ,

die durch Fehlanpassung der Komponenten entstehen. Die sich aus den Systemforderungen ergebenden Anforderungen an die Eigenschaften der Komponenten werden im folgenden hergeleitet.

4.1 Verstärker - Kaskadierung

Beim Entwurf einer Übertragungsstrecke mit kaskadierten Verstärkern stellen sich folgende Systemforderungen:

- a) Übertragung von K belegten Fernsehkanälen
- b) über eine Streckenlänge L
- c) mit vorgegebener Übertragungsqualität Q.

Dabei wird die Übertragungsqualität durch Störabstände spezifiziert, die sich auf die in einer Verstärkerekaskade auftretenden Hauptstörungen Rauschen und nichtlineare Verzerrungen beziehen.

4.1.1 Rauschen

Das Verstärkerrauschen kann innerhalb eines Fernsehkanals als weißes, Gaußsches Rauschen betrachtet werden und addiert sich somit leistungsmäßig. Bei Kaskadierung von N gleichen Verstärkern mit der Verstärkung G und dem Rauschmaß F ist der auf die Videobandbreite $B = 5$ MHz bezogene Rauschpegel am Ausgang des N-ten Verstärkers

$$P_r = P_{ro} + F + G + 10 \lg N \quad (2)$$

wobei $P_{ro} = 1,8$ dB μ V der Rauschpegel eines thermisch rauschenden 75- Ω -Widerstandes ist. Der für die Übertragungsstrecke spezifizierte Signal-Rauschabstand (S/R) verlangt, daß der für alle Kanäle und am Ausgang aller Verstärker als gleichgroß angenommene Signalpegel P_s (der als Effektivwert des modulierten Bildträgers während des Video-Synchronimpuls-Intervalls definiert ist) einen bestimmten Mindestwert besitzt:

$$\begin{aligned} P_{s \text{ min}} &= P_r + (S/R) \\ &= P_{ro} + F + G + (S/R) + 10 \lg N \end{aligned} \quad (3)$$

4.1.2 Nichtlineare Verzerrungen

Eine obere Grenze für den Signalpegel ist dadurch gegeben, daß mit höherem Pegel die Störungen durch nichtlineare Verzerrungen zunehmen. Wie in Abschnitt 3:2:2 über die Verstärkereigenschaften ausgeführt, unterscheidet man bei den nichtlinearen

Verzerrungen zwischen

- Intermodulation (IM)
in Form von Störprodukten zweiter und dritter Ordnung bei Frequenzkombinationen $A \pm B$ bzw. $A \pm B \pm C$, wobei A,B,C beliebige (nicht notwendig verschiedene) Bildträgerfrequenzen bedeuten und
- Kreuzmodulation (KM)
in Form einer Übernahme der Modulation anderer Kanäle (hervorgerufen durch bestimmte Verzerrungsprodukte dritter Ordnung aus Bildträger- und Seitenbandfrequenzen).

Für die verschiedenen Verzerrungen gelten unterschiedliche Additionsgesetze hinsichtlich ihrer Akkumulation in einer Verstärkerkaskade / 33, 34 /. Alle IM-Produkte zweiter Ordnung und die meisten dritter Ordnung (mit Ausnahme der unten genannten Typen) addieren sich auf vektorieller Basis (nach Betrag und Phase) und können, weil die Phasen der von den Verstärkern erzeugten IM-Produkte im allgemeinen voneinander verschieden sind, leistungsmäßig addiert werden, d.h. ihr Störpegel nimmt entlang einer Verstärkerkaskade mit $10 \lg N$ zu. Dagegen sind IM-Produkte des Typs $A+B-C \geq 0$ und $2 A - B \geq 0$ sowie die Kreuzmodulationsprodukte phasenkohärent in der Verstärkerkaskade, addieren sich also gleichphasig mit ihren Spannungsbeträgen (dabei wird vorausgesetzt, daß der Phasengang eines Verstärkerfeldes im Übertragungsfrequenzbereich linear ist). Entsprechend nimmt ihr Störpegel mit $20 \lg N$ zu.

Wesentlich bei den durch nichtlineare Verzerrungen auftretenden Störungen ist die Abhängigkeit von der Kanalbelegung. Bei ausschließlicher Belegung der 11 Standardkanäle (Bild 2) fallen alle Verzerrungsprodukte zweiter Ordnung in nicht belegte Frequenzbereiche und stören daher nicht /35/. In Systemen höherer Kapazität mit bis zu 30 belegten Kanälen nimmt die Anzahl der in belegte Kanäle fallenden IM-Produkte zweiter und dritter Ordnung (vor allem der "Triple-Beats") stark zu. Eine Berechnung /34/ (für amerikanische Kanalbelegungsnorm) zeigt, daß bei einem 30-Kanal-System bis zu 280 IM-Produkte in einen belegten Kanal (in Bandmitte) fallen. Eine Möglichkeit, den Störeinfluß dieser IM-Produkte zu eliminieren, bietet eine Belegung mit phasenver-

koppelten Bildträgern (kohärentes Trägersystem). Sie wird in Abschnitt 5.1.1 näher betrachtet. Dadurch nicht zu vermindern sind die Störungen durch Kreuzmodulation. Diese ist daher in einem kohärenten System und auch in konventionellen Systemen niedriger Kapazität (mit weniger als 12 belegten Kanälen) neben dem Rauschen der wichtigste systembegrenzende Faktor in einer Verstärkerkaskade. Die Störung durch Kreuzmodulation ist besonders ausgeprägt während der Videosynchronimpuls-Intervalle der störenden Bildträger, da die Signalamplituden dann am größten sind. Sie erscheint auf dem Bildschirm als durchlaufender vertikaler Streifen (Scheibenwischereffekt). Die Zunahme der KM-Störung mit der Anzahl K belegter Kanäle ist von der Bildabtastung abhängig: Für Störkanäle mit synchroner (d.h. gleichphasiger) Bildabtastung ist mit einer spannungsmäßigen Addition ihrer Störbeiträge entsprechend $20 \lg (K-1)$ zu rechnen, während im Fall asynchroner Abtastung eine leistungsmäßige Addition mit $10 \lg (K-1)$ angenommen wird.

Die Abhängigkeit der KM-Störung vom Signalpegel P_s am Verstärkerausgang entsprechend einer 2 dB-Zunahme bei 1 dB Pegelerhöhung der Störkanäle (2:1-Gesetz für nichtlineare Verzerrungen dritter Ordnung) ergibt somit für den Kreuzmodulationsabstand KMA einer homogenen Verstärkerkaskade den formelmäßigen Zusammenhang:

$$KMA = KMA_0 - 2 (P_s - P_{s0}) - c \lg(K-1) - 20 \lg N \quad (4)$$

dabei ist

$$P_{s0} = \text{Bezugssignalpegel (in dB}\mu\text{V)}$$

$$KMA_0 = \text{Kreuzmodulationsabstand (in dB) eines Einzelverstärkers für zwei belegte Kanäle bei Aussteuerung mit dem Bezugspegel } P_{s0}$$

$$c = 10 \dots 20, \text{ von der Bildabtastung (asynchron oder synchron) abhängige Konstante.}$$

Umgekehrt läßt sich damit der maximal zulässige Signalpegel P_{smax} bestimmen, der bei Vorgabe eines für die Kaskade geforderten Kreuzmodulationsabstands KMA nicht überschritten werden darf:

$$P_{smax} = P_{s0} - \frac{1}{2} (KMA - KMA_0) - \frac{c}{2} \lg (K-1) - 10 \lg N \quad (5)$$

4.1.3 Betriebspegel und Kaskadenzahl

Die obere Grenze des Signalpegels nach Gl. (5) für einen geforderten KMA zusammen mit der unteren Grenze nach Gl.(3) für einen geforderten Signal-Rauschabstand ermöglichen die Bestimmung des richtigen Betriebspegels mit Hilfe eines üblichen Scheren-Diagramms (Bild 6). Hierbei läßt sich im Schnittpunkt der beiden Begrenzungslinien die bei vorgegebenen Verstärkereigenschaften maximal mögliche Kaskadenzahl N und der dazu erforderliche Betriebspegel P_s ablesen. Die Ausgangspegel der Verstärker sind aufgrund von Entzerrungsfehlern nicht alle exakt gleich groß. Durch eine von der Pegelgenauigkeit ΔP des Einzelverstärkers abhängige Systemtoleranz $N \Delta P$ für den Betriebspegel (bei Fehleraddition entlang der Kaskade) ergibt sich eine Verringerung der Anzahl kaskadierbarer Verstärker. Ein realistischer Wert ist $\Delta P = 0,1$ dB. In Bild 7 ist die Anzahl kaskadierbarer Verstärker N für verschiedene Pegelgenauigkeiten ΔP in Abhängigkeit von der Anzahl belegter Kanäle K aufgetragen. Als Systemparameter sind dabei (ebenso in allen übrigen Diagrammen) die für KTV-Anlagen von der Post / 3 / geforderten Werte $S/R = 52$ dB und $KMA = 72$ dB (nach Tab.1) zugrundegelegt. Als Verstärker sind solche mit 16 dB-Verstärkung und mit den Daten $F = 10$ dB, $KMA_0 = 60$ dB bei $P_{so} = 120$ dB μ V (typische Werte nach Tab.5) angenommen.

Die Abhängigkeit von der Art der Bildabtastung kommt durch die verschieden skalierten Achsen für die Kanalzahl K zum Ausdruck. Die mittlere Achse entspricht dem praktischen Fall, daß weder ausschließlich synchrone ($c=20$) noch asynchrone ($c=10$) Programme, sondern beide Signalarten gemischt übertragen werden. Der hierbei angenommene Wert $c=14$ wird als Richtwert für die Anlagenplanung angegeben /2/.

Die sich damit für 12- und 30-Kanalsysteme ergebenden Kaskadenzahlen N sind:

	für K		
für ΔP	12	30	
0 dB	22 (11)	16 (8)	ideal
0,1 dB	18 (10)	13 (7)	realistisch

In Klammern sind die Kaskadenzahlen eingetragen, die sich für Verstärker mit 22 dB anstelle 16 dB-Verstärkung bei sonst gleichen Daten erzielen lassen. Sie sind etwa (für ΔP=0 dB genau) halb so groß da die Verstärker-Dynamik

$$D = P_{so} - (P_{r_o} + F + G) \quad (6)$$

um 6 dB geringer ist.

4.1.4 Verstärkerabstand und Reichweite

Bei gegebenem Dämpfungsgelag des Kabels α ist der Verstärkerabstand l durch die Verstärkung G und durch Berücksichtigung zusätzlicher Dämpfungsverluste Δa in der Verstärkerstelle (Entzerrergrunddämpfung von ca. 1 dB) mit der Beziehung

$$G = \alpha(f_o) l + \Delta a \quad (7)$$

festgelegt, wobei f_o die obere Grenzfrequenz des Übertragungsbereichs ist. Bei der Anlagenplanung wird die Wahl der Verstärkung und damit des Verstärkerabstands durch technische und wirtschaftliche Gesichtspunkte bestimmt.

- technischer Aspekt:

Verstärkerabstand so groß, daß die überbrückbare Streckenlänge maximal wird (maximale Reichweite)

- wirtschaftlicher Aspekt:

Verstärkerabstand möglichst groß, um Verstärker einzusparen (minimale Verstärkerzahl).

Diese beiden Forderungen sind gegensätzlich, denn nach dem Beispiel im letzten Abschnitt ist die mit 22 dB-Verstärkern erzielbare Streckenlänge kleiner als die mit 16 dB-Verstärkern (im

Verhältnis ca. 70%). Zur Erzielung maximaler Reichweite muß die Verstärkung G so gewählt werden, daß die überbrückbare Systemdämpfung - also das Produkt GN - maximal wird.

Unter idealisierenden Annahmen:

- a) exakt gleiche Pegel, d.h. Pegelgenauigkeit $\Delta P = 0$ dB,
- b) Rauschmaß F und Aussteuerpegel P_{SO} unabhängig von der Verstärkung G , d.h. $F(G) = \text{konst.}$, $P_{SO}(G) = \text{konst.}$,
ergibt sich als optimale Verstärkung

$$G_{\text{opt}} = 1 \text{ Neper} = 8,7 \text{ dB.}$$

Im realistischen Fall, bei Berücksichtigung

- a) von unvermeidlichen Pegelfehlern mit $\Delta P > 0$ dB,
- b) der Abhängigkeit des Rauschmaßes und der Aussteuerbarkeit von der Verstärkung, wobei für höhere Verstärkung mit besseren Werten für F und P_{SO} zu rechnen ist, verschiebt sich das Optimum zu größeren Verstärkungswerten und ist weniger ausgeprägt /36/.

In der Praxis wird bei der Anlagenplanung im allgemeinen nicht die Forderung nach maximaler Reichweite gestellt, sondern eine aus der Netzplanung resultierende Maximallänge L der Übertragungstrecke vorgegeben, über die mit einem Kabel eine Anzahl von K Fernsehkanälen bei Einhaltung vorgegebener Störabstände (S/R , KMA) zu übertragen ist. Aussagen über die Wahl des Verstärkerabstands lassen sich mit Bild 8 machen. In diesem Diagramm sind für eine Übertragungstrecke der Länge $L = 5$ km (Maximallänge der A-Grundleitung nach Postpflichtenheft / 3 / die für $S/R = 52$ dB und $KMA = 72$ dB minimal bzw. maximal zulässigen Signalpegel in Abhängigkeit vom Verstärkerabstand dargestellt, wobei für das Kabel ein Dämpfungsbelag $\alpha = 4,3$ dB/100m bei 300 MHz (CCI-Tube 2,6/9,5) und für die Verstärker ein Rauschmaß $F = 10$ dB und ein Aussteuerpegel $P_{SO} = 120$ dB μ V bei $KMA_0 = 60$ dB vorausgesetzt ist. Innerhalb des von der unteren (gestrichelten) und der oberen (durchgezogenen) Grenzkurve eingeschlossenen Bereichs ist der Verstärkerabstand und der Betriebspegel wählbar. Der maximal zulässige Verstärkerabstand - und damit die Mindestzahl benötigter Verstärker N_{min} - ist durch den rechts liegenden Schnittpunkt der Grenzkurven gegeben.

Er ist abhängig von der Anzahl belegter Kanäle K und der Pegelgenauigkeit ΔP . Aus dem Diagramm ist für $\Delta P = 0$ dB zu entnehmen:

für Kanalzahl	K	12	30
min. Verstärkerzahl	N_{\min}	12	15
bei Verstärkung	G	20,6 dB	16,4 dB
Verstärkerabstand l		455 m	357 m

Für $\Delta P = 0,1$ dB besitzen die entsprechenden Grenzkurven für $K = 30$ Kanäle keinen gemeinsamen Durchschnitt, d.h. die gestellten Systemforderungen lassen sich mit den angenommenen Verstärkerdaten nicht erfüllen. Die dazu erforderliche Verbesserung des Rauschmaßes F oder/ und des Aussteuerpegels P_{so} , d.h. die notwendige Erhöhung von $P_{so} - F$ gegenüber dem angenommenen Wert 110 dB μ V läßt sich in Abhängigkeit vom Verstärkerabstand als Differenz zwischen den Grenzkurven ablesen. Sie hat für einen 11 dB-Verstärker ($l = 230$ m) den minimalen Wert 0,3 dB und nimmt zum Beispiel für einen 22,5 dB-Verstärker ($l = 500$ m) auf 4,5 dB zu. Mit höherer Verstärkung stellen sich somit höhere Anforderungen an das Verstärker-Gütemaß $P_{so} - F$. In Bild 9 ist das für ein 30-Kanalsystem erforderliche Gütemaß in Abhängigkeit von der Verstärkung aufgetragen, das die Verstärker zur Einhaltung der gestellten Systemforderungen besitzen müssen. Es ist nicht richtig, aus den dargestellten Kurven den naheliegenden Schluß zu ziehen, daß die Verstärkung optimal ist, bei der das erforderliche Gütemaß (unter Annahme einer bestimmten Pegelgenauigkeit ΔP) das Minimum besitzt. Denn zusätzlich ist zu berücksichtigen, daß sich ein Verstärker mit hoher Verstärkung, der im allgemeinen mehrstufig aufgebaut ist, mit einem höheren Gütemaß realisieren läßt als einer mit geringer Verstärkung. Diesen durch die Verstärkerrealisierung bestimmten Zusammenhang zwischen Gütemaß und Verstärkung beschreibt die in Bild 9 als "Tendenz" bezeichnete Kurve. Sie gibt für einen zweistufig aufgebauten Verstärker die Differenz $\Delta(P_{so} - F)$ des Gütemaßes gegenüber dem Wert $P_{so}'' - F'$ an, die sich mit Hilfe der

Additionsgesetze /18/

$$F = F' + \frac{F''-1}{G'} \quad \text{für die Rauschzahl}$$

$$\frac{1}{P_{so}} = \frac{1}{P''_{so}} + \frac{1}{G''P'_{so}} \quad \text{für die Aussteuerleistung}$$

berechnen läßt, wobei angenommen wurde:

- a) beide Stufen besitzen die gleiche Verstärkung $G' = G''$,
- b) Rauschzahl F'' und Aussteuerbarkeit P''_{so} der zweiten Stufe sind um 3 dB größer als die der ersten Stufe F' bzw. P'_{so} .

Mit Hilfe der "Tendenz-Kurve" ergibt sich als technisch optimale Verstärkung der Wert, bei dem die Differenz zu der "Anforderungskurve" minimal ist. Für eine als realistisch angenommene Pegelgenauigkeit von $\Delta P = 0,1$ dB erhält man $G_{opt} \approx 14$ dB. Da das Minimum sehr flach verläuft, können auch größere Verstärkungswerte bis ca. 17 dB als günstig bezeichnet werden.

4.1.5 Bewertung derzeit angebotener Verstärker

Die Leistungsfähigkeit der für KTV-Anlagen angebotenen Streckenverstärker läßt sich anhand von Bild 10 beurteilen. Hier ist die nach Bild 9 für eine Pegelgenauigkeit $\Delta P = 0,1$ dB bestimmte "Anforderungskurve" für das Gütemaß $P_{so} - F$ der Verstärker dargestellt und dazu sind die aus den Datenblättern für derzeit angebotene Verstärker entnommenen Werte als Punkte eingetragen. Man sieht, daß sich mit keinem dieser KTV-Verstärker (Stand 1975/76) die gestellten Systemforderungen erfüllen lassen. Aber für einen Verstärker niedriger Verstärkung (16 dB) ist der zum geforderten Gütemaß fehlende Betrag nur 1 dB, während bei den Verstärkern mit höherer Verstärkung mindestens 3,5 dB fehlen. Hierbei wurde angenommen, daß die Dämpfungsverluste innerhalb der Verstärkerstellen mit $\Delta a = 1$ dB im wesentlichen nur durch die Entzerrer-

grunddämpfung bestimmt sind. Höhere Verluste entstehen in Abzweigstellen entsprechend der Durchgangsdämpfung des Abzweigers (ca. 1 dB) und in besonderem Maße in Zweiweg-Einkabelsystemen infolge der dabei benötigten Zweiweg-Filter am Ein- und Ausgang der Verstärkerstellen mit je ca. 1,5 dB Dämpfung im Durchlaßbereich. Die erhöhten Verstärkeranforderungen für diesen Fall sind ebenfalls in Bild 10 mit der Kurve für $\Delta a = 5$ dB zu ersehen. Sie verdeutlicht auch, daß die optimale Verstärkung mit höherem Dämpfungsverlust Δa zunimmt.

4.2 Echo-Verhalten

Echo's sind eine weitere Art von Störungen, die neben Rauschen und nichtlinearen Verzerrungen die Übertragungsqualität in einem KTV-System beeinträchtigen. Sie entstehen an fehlangepaßten Kabelabschlüssen, indem dort ein Teil der hinlaufenden Signalleistung reflektiert wird und nach Durchlaufen einer Kabelstrecke in Rückrichtung entweder

- a) durch erneute Reflexion an einem fehlangepaßten Komponentenausgang oder
- b) durch ungenügende Entkopplung der Ausgänge eines Verzweigers

wieder in Richtung des Signalfusses gelangt. Dieser Mitfluß kann sich im Fernsehbild als ein zweites zeitlich verzögertes Bild im Hintergrund („Geisterbild“) störend bemerkbar machen. Die Sichtbarkeit dieser Störung ist abhängig von der Dämpfung a_E und der Verzögerung τ des Echo-Signals gegenüber dem direkten Signal /18/. In Bild 11 ist die erforderliche Echodämpfung für die Sichtbarkeitschwelle in Abhängigkeit von der Echoverzögerung dargestellt ("Echo-Rating"). Danach muß für Echoverzögerungen, die größer als $4 \mu s$ sind, der zulässige Echopegel 40 dB unter dem Signalpegel liegen, während für kleinere Verzögerungen der erforderliche Schutzabstand abnimmt.

Die mit der "Echo-Rating"-Kurve gegebene Systemforderung stellt bestimmte Anforderungen an die Eigenschaften der an dem Echo-prozeß beteiligten Komponenten. Diese sind für den oben genannten Echo-Fall a) ebenfalls in Bild 11 angegeben. Dort ist für ein bestimmtes Kabel (CCI-Tube 2,6/9,5) die erforderliche Rück-

flußdämpfung $a_{r1} + a_{r2}$, welche die Komponenten (z.B. Verstärker) an den beiden Reflexionsstellen 1 und 2 besitzen müssen, in Abhängigkeit von der Länge l des zwischengeschalteten Kabels dargestellt und zwar für die untere (40 MHz) und obere (300MHz) Grenzfrequenz des Übertragungsbereichs. Die Kurven ergeben sich mit den Beziehungen für die Echodämpfung

$$a_E = 2 l \alpha(f) + a_{r1} + a_{r2}$$

und für die Echoverzögerung

$$\gamma = 2 l/v$$

in einfacher Weise aus der "Echo-Rating"-Kurve ,wobei die Werte für die Ausbreitungsgeschwindigkeit v und für den Dämpfungsbelag α des Kabels sich aus Tab. 2 entnehmen lassen. Die Anforderungen an die Rückflußdämpfung sind bei dem jeweiligen Kabel und einer gewählten Frequenz f für eine ganz bestimmte Kabellänge maximal, die als kritische Kabellänge (l_k) bezeichnet wird. Für die als Beispiel gewählte CCI-Tube 2,6/9,5 ergibt sich:

für die Frequenz	f	40 MHz	300 MHz
kritische Kabellänge	l_k	185 m	114 m
erford. Rückflußdämpfung	$a_{r1} + a_{r2}$	31 dB	24 dB

Bei der unteren Frequenz sind die Anpassungsforderungen höher als bei der oberen Frequenz, weil die Kabeldämpfung mit der Frequenz zunimmt. Für andere als das hier angenommene Kabel gilt allgemein, daß die geforderte Anpassung umso besser sein muß, je kleiner der Dämpfungsbelag und die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Kabels ist.

Die für derzeit angebotene Komponenten in den Tabellen 3, 4 und 5 angegebenen Werte der Rückflußdämpfung genügen den hier gestellten Anforderungen.

Kritischer ist der Echo-Fall b), wo der Mitfluß nicht durch eine zweite Reflexion, sondern durch Einkopplung des Rückflusses in einen Abzweigpfad (an der Stelle 1) entsteht. Die geforderte Echodämpfung läßt sich hier nur bei Verwendung eines Abzweigers mit Richtkoppler-Wirkung einhalten, wobei dessen Richt-

dämpfung a_R plus Durchgangsdämpfung a_d) den in Fall a) für die Rückflußdämpfung a_{r1} geforderten Wert besitzen muß. Die entsprechende Bedingung $a_R + a_d + a_{r2} \geq 31$ dB für die untere Grenzfrequenz 40 MHz verlangt bei der normalerweise vorhandenen Rückflußdämpfung von $a_{r2} \geq 20$ dB als Mindestwert für die Richtdämpfung $a_R \geq 10$ dB. Die in Tab. 4 angegebenen Abzweiger genügen dieser Forderung.

5. Neuartige Konzepte für zukünftige Kabelfernsehsysteme

Nach einer Empfehlung der KtK /37/ sollen zukünftige Kabelfernsehanlagen so ausgelegt werden, daß sie im Interesse einer Vielfalt neuer Nutzungsmöglichkeiten bis zu 30 Fernsehkanäle übertragen können. Ein Problem bei Systemen derart hoher Kapazität bilden die durch nichtlineare Verzerrungen in den Verstärkern auftretenden Störungen. Praktische Erfahrungen im Ausland - insbesondere in Nordamerika - mit Kabelfernsehsystemen für eine Kapazität von mehr als 12 Kanälen zeigen /38/, daß die durch die Bildträger erzeugten Intermodulations (IM)-Produkte dritter Ordnung ("Triple-Beat-Distortion") im Vergleich zu den Störungen durch Kreuzmodulation einen dominierenden Einfluß gewinnen. Dies ist damit begründet, daß die Anzahl der in einem benutzten Kanal fallenden IM-Produkte mit zunehmender Kanalzahl K stärker ansteigt als die Anzahl der Kreuzmodulations-Produkte. Während diese entsprechend $K-1$ zunehmen, steigt die Anzahl der "Triple-Beat"-Produkte im ungünstigsten Kanal (in Bandmitte bei äquidistanter Belegung) nach einem quadratischen Gesetz ($\sim K^2$ für große Kanalzahlen) an.

Modifizierungen der konventionellen Technik, um dieser Problematik zu begegnen, sind möglich

- beim Übertragungsverfahren und
- bei den Breitbandverstärkern.

Einige dieser Verbesserungsmöglichkeiten werden im folgenden betrachtet.

5.1 Modifizierte Übertragungsverfahren

Das beim Kabelfernsehen zugrundeliegende Übertragungsverfahren ist vom Fernseh-Rundfunk übernommen, sowohl was die Modulations-

art als auch was den Frequenzplan für das Multiplexen der Kanäle betrifft.

Da für das Kabelfernsehen zunächst die gleichen TV-Empfangsgeräte (Heimempfänger) wie für den Fernsehgrundfunk benutzbar sein sollen, stellt sich im Zusammenhang mit der Änderung des Übertragungsverfahrens die Frage der Kompatibilität. Die Vorschläge zur Verbesserung des Übertragungsverfahrens beziehen sich auf

- das Trägersystem und
- das Modulationsverfahren.

5.1.1 Kohärentes Trägersystem

In konventionellen Systemen sind die Bildträgerfrequenzen der in die Übertragungslage umgesetzten Fernsehsignale voneinander unabhängig und die in einen benutzten Kanal fallenden IM-Produkte liegen zum größten Teil in der Umgebung des Bildträgers verteilt und haben wegen der Vielzahl der voneinander unabhängigen Frequenzkomponenten die Wirkung von schmalbandigem Rauschen.

Dagegen werden bei einem kohärenten System die Bildträgerfrequenzen so miteinander verkoppelt, daß die erzeugten IM-Produkte untereinander kohärent sind und phasenstarr auf den Bildträger des jeweiligen Kanals fallen. Dadurch wird die Sichtbarkeit dieser Störprodukte im demodulierten Fernsehbild vermieden.

Bei der kohärenten Bildträgerbelegung unterscheidet man zwei Arten von Trägersystemen

- das harmonische und
- das inkrementale Trägersystem.

Harmonisches Trägersystem

Die einfachste Möglichkeit eines kohärenten Trägersystems ist die, bei der die Bildträgerfrequenzen f_B phasenstarr verkoppelte Harmonische der Rasterfrequenz $f_0 = 7$ MHz sind: $f_{Bi} = i f_0$. Diese Belegungsstruktur wird in einigen amerikanischen CATV-Anlagen bereits angewandt (mit $f_0 = 6$ MHz entsprechend dem dort üblichen Kanalraster-Abstand). Über die dabei gewonnenen Erfahrungen wird in Veröffentlichungen von Switzer / 39, 40 / berichtet. Das harmonische Raster stimmt nicht mit dem für den Fern-

sehrundfunk genormten Frequenzplan (Bild 2) überein. Die Bildträgerfrequenzen im Bereich I liegen um 0,75 MHz niedriger und im Bereich III sowie in den Sonderbereichen um 0,25 MHz höher als die entsprechenden Harmonischen.

Inkrementales Trägersystem

Hierbei werden die Bildträgerfrequenzen so aufbereitet, daß nicht ihre Absolutwerte sondern nur ihre gegenseitigen Differenzwerte phasenverkoppelte Vielfache von 7 MHz sind. D.h. sie sind gegenüber dem harmonischen Raster um einen bestimmten Frequenzversatz Δf verschoben: $f_{Bi} = i f_o + \Delta f$. Von den auf der Übertragungsstrecke erzeugten IM-Produkten fallen nun nicht alle (wie bei dem harmonischen Trägersystem) aber doch die besonders kritischen vom Typ A+B-C und 2A - B (die sich auf "Spannungs-Basis" akkumulieren) phasenstarr auf die Bildträger und sind damit nicht als Störung wirksam.

Dieses Trägersystem besitzt gegenüber dem harmonischen den Vorteil, daß sich durch einen entsprechend gewählten Frequenzversatz Δf eine teilweise Übereinstimmung mit dem genormten Frequenzplan erreichen läßt, z.B. bei $\Delta f = 0,25$ MHz für alle Kanäle bis auf die des Bereichs I. Der bei einem harmonischen Raster unter Umständen kritische (extern erzeugte) Störeinfluß eines im Gebiet der KTV-Anlage betriebenen leistungstarken TV-Senders läßt sich durch phasenstarres Anbinden des Kanalarasters an dessen Bildträgerfrequenz eliminieren.

Durch ein kohärentes Trägersystem-harmonisch oder inkremental-können zwar die IM-Produkte der Bildträger ganz bzw. zum wesentlichen Teil unwirksam gemacht werden, nicht aber die durch Kreuzmodulation erzeugten Seitenbänder. Die mit einer kohärenten Belegung erreichbare Verbesserung des Übertragungsverhaltens ist daher abhängig von der relativen Sichtbarkeitsschwelle der Intermodulations- und Kreuzmodulationsverzerrungen. Die meßtechnische Beurteilung dieser Verbesserung erfordert Meßverfahren, die über die derzeit standardisierten Verfahren hinausgehen. Erfolgversprechend sind bei voller Kanalbelegung anwendbare Meßtechniken zur Bestimmung des "Triple-Beat"-Rauschab-

stands /38/ und des Kreuzmodulationsabstands/28/, die sich bereits in den USA zur Spezifizierung von Einzelkomponenten (Verstärker) als auch ganzer Systeme durchgesetzt haben. Faktoren, welche diese Parameter beeinflussen, und ihre Korrelation mit subjektiven Sichtbarkeitstests sind noch zu untersuchen.

5.1.2 Übermodulation

Bei der üblichen Modulation eines Fernsehsignals mit 100% Trägeraussteuerung während der Synchronimpulsintervalle (Bezugspegel P_{so}) und 10 % Trägerrest bei Weißwert liegt der durchschnittliche Wert des Bildträgerpegels 8 dB und die dem Schwarz-Weiß-Sprung entsprechende maximale Seitenbandkomponente 17 dB unter dem Bezugspegel. Die im Signalspektrum relativ große Bildträgerkomponente begründet den starken Einfluß ihrer IM-Produkte.

Durch Anwendung von Übermodulation (Modulationsgrad über 100%) läßt sich bei gleichbleibender Seitenbandleistung die Bildträgerleistung vermindern und somit wegen der niedrigeren Aussteuerung der Verstärker das Verzerrungsverhalten verbessern.

Dieses Verfahren wird in Trägerfrequenz-Weitverkehrssystemen zur Übertragung von Fernsehsignalen benutzt /41/. Die Modulationstiefe ist dabei so gewählt, daß die Trägeramplitude bei Weißwert den gleichen Betrag wie beim Austastwert besitzt ($ECR=0,65$). Gegenüber der "normalen" Modulation ist hier unter Voraussetzung gleicher Modulationsamplitude der Synchronspitzen-Pegel um 4,7 dB geringer. Bei Anwendung in einem Vielkanalsystem lassen sich damit nicht nur die Intermodulations- sondern auch die Kreuzmodulationsstörungen verringern. Nachteilig ist der auf der Empfangsseite erforderliche Mehraufwand zur Erreichung der Kompatibilität mit derzeitigen Empfangsgeräten, weil ein übermoduliertes Fernsehsignal zur Demodulation eine phasenrichtige Trägerrückgewinnung erfordert. Eine für das Kabelfernsehen akzeptable kostengünstige Lösung für die Umwandlung in ein normal moduliertes Fernsehsignal durch phasenrichtige Träger-Zusatzung in einem Empfangskonverter gibt es derzeit nicht.

5.2 Verbesserung der Verstärker

In Abschnitt 4.1.5 wurde gezeigt, daß zum Aufbau einer Übertragungsstrecke von 5 km Länge mit 30 belegten Fernsehkanälen bei Zugrundelegung der von der Post/3/ geforderten Übertragungsqualität ($S/R=52$ dB, $KMA = 72$ dB) die Eigenschaften derzeit angebotener Breitbandverstärker nicht voll ausreichend sind. Dabei wurde angenommen, daß das System durch Kreuzmodulation begrenzt wird, also schon ein kohärentes Trägersystem vorausgesetzt, das die zusätzlich durch Intermodulation der Bildträger auftretenden Störprodukte unwirksam macht.

Konzepte zur Verbesserung der Verstärker beziehen sich auf

- das Entzerrungs-Verfahren
- die Verstärker - Linearisierung.

5.2.1 Entzerrender Verstärker

Bei dem üblichen Verstärker-Konzept (siehe Abschnitt 3.2.1) erfolgt die Entzerrung der frequenzabhängigen Kabeldämpfung durch einen dem Verstärker (mit frequenzunabhängiger Verstärkung) vorgeschalteten passiven Entzerrer (EE in Bild 5).Dieser verschlechtert das Rauschmaß bei den tiefen Frequenzen und hat zur Folge, daß alle Kanäle mit dem gleichen Signalpegel übertragen werden müssen, der für den Kanal mit der größten Dämpfung (an der oberen Bandgrenze) erforderlich ist. Dagegen können bei einem "entzerrenden" Verstärker /18/, der die Entzerrung (nicht nur die Feinentzerrung) durch ein zwischen Vor- und Endstufe des Verstärkers geschaltetes Entzerrernetzwerk vornimmt, die unteren Kanäle mit einem niedrigeren Signalpegel bei gleichem Signal-Rauschabstand übertragen werden. Der zu tieferen Frequenzen hin abfallende Signalpegel - als " Preemphasis" oder "Tilt" bezeichnet- ergibt eine geringere Aussteuerung der Endstufe und somit kleinere nichtlineare Verzerrungen. Derartige "entzerrende" Verstärker mit Preemphasis wurden in der Kabelfernseh-Versuchsanlage in Nürnberg /13/ eingesetzt .

5.2.2 " Feedforward"-Verstärker

Eine Möglichkeit zur Verbesserung der Linearität eines Verstärkers bietet die Anwendung des " Feedforward"-Prinzips /42/. Dabei werden die im Verstärker erzeugten nichtlinearen Verzerrungen durch Vergleich mit dem unverzerrten Eingangssignal nachgebildet und durch Subtraktion am Ausgang kompensiert. Dieses Prinzip hat gegenüber dem zur Linearisierung bekannten " Feedback"-Prinzip den Vorteil, daß seine Anwendung nicht durch Stabilitätsbedingungen eingeschränkt ist. Vielmehr wird hierbei die erreichbare Reduzierung der Verzerrungen lediglich durch die frequenzabhängigen Phasen- und Amplitudenfehler des Korrektornetzwerks begrenzt. Nachteilig ist, daß der dazu benötigte Hilfsverstärker das Gesamtrauschmaß verschlechtert. Die Anwendung dieses Konzepts ist besonders für die Abzweig-Verstärker der B-Ebene in einem KTV-Netz günstig, die zur Einspeisung mit möglichst hohem Pegel in passive Netzzweige dienen.

6. Zusammenfassung

Die Qualität derzeit auf dem Markt angebotener Breitbandübertragungseinrichtungen ist ausreichend zum Aufbau von lokalen Kabelfernsehanlagen mit 5 km Reichweite zur Verteilung von 12 Fernsehkanälen.

Ob damit auch eine Ausweitung auf eine Verteilkapazität von 30 Kanälen (KtK-Empfehlung) möglich ist, wird in Frage gestellt, wenn man die relativ hohen Forderungen der Deutschen Bundespost / 3 / an die Übertragungsqualität derartiger Netze zugrundelegt.

Ein Problem in Kabelsystemen derart hoher Kapazität ist die starke Zunahme der von den Bildträgern erzeugten Intermodulationsstörungen durch Nichtlinearitäten der Breitbandverstärker. Der technologische Fortschritt der Hybrid-Verstärker, die gegenüber diskret aufgebauten Verstärkern eine wesentlich verbesserte Linearität besitzen, und die Anwendung eines Übertragungsverfahrens mit phasenverkoppelten Bildträgern (kohärentes Trägersystem) lassen eine Lösung dieser Problematik erwarten.

Für eine genaue Voraussage des Übertragungsverhaltens bei voller Kanalbelegung sind die derzeit standardisierten Meßverfahren zur Spezifizierung der Komponenten nicht ausreichend. Dazu sind weitere theoretische und experimentelle Untersuchungen der Zusammenhänge zwischen den Spezifikationen der Komponenten und denen des Gesamtsystems sowie eine Entwicklung geeigneter Meßtechniken erforderlich.

Schrifttum

- / 1 / Requirements for the Transmission of Television Signals
 over long Distances
 CCIR Recommendation 421 - 2
- / 2 / Technische Richtlinien für Groß-Gemeinschafts-Antennen-
 anlagen
 Herausgegeben vom Fachverband Empfangsantennen im Zen-
 tralverband der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI)
- / 3 / Pflichtenheft für Planung, Aufbau und Abnahme von
 Kabelfernsehanlagen
 Deutsche Bundespost, FTZ 15 Pfl 1, Ausgabe 1, Mai 1973
- / 4 / Hölzler/Thierbach
 Nachrichtenübertragung
 Springer-Verlag (1966) S. 133 - 148
- / 5 / Meinke/Gundlach
 Taschenbuch der Hochfrequenztechnik
 Springer-Verlag, 2. Auflage (1962) S. 248-254
- / 6 / Martin, H.E.; Dosse, D.
 Zusammenhang zwischen den Reflexionen in Hochfrequenz-
 kabeln bei stationären und bei impulsmoduliertem Betrieb
 A.E.Ü Band 16 (1962), Heft 2, S. 56 - 66
- / 7 / Olszewski, J.A.; Lübars, H.
 Structural Return loss Phenomenon in Coaxial Cables
 Proc. of the IEEE, vol. 58, no. 7, July 1970, p.1036-1050
- / 8 / Kaden, H.
 Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik
 Springer-Verlag, 2. Aufl. (1959)
- / 9 / Krügel, L.
 Abschirmung von Außenleitern flexibler Koaxialkabel)
 Telefunken-Zeitung, Jg. 29 (Dez.1956)Heft 114, S. 256-266

- /10/ Jungfer, H.
Die Messung des Kopplungswiderstandes von Kabelabschlüssen bei hohen Frequenzen
NTZ, 1966, Heft 12, S. 553 - 560
- /11/ Gutzmann, F.
Zur Wahl des richtigen Wellenwiderstandes von Hochfrequenz-Kabeln
Fernmeldetechnische Zeitschrift, FTZ, 1954, Heft 3, S. 136-139
- /12/ Schüler, H.
Möglichkeiten der Kabeltechnik zur Versorgung der Teilnehmer u.v. Breitbanddiensten
Professorenkonferenz 1973 im FTZ: Technische Probleme zukünftiger Breitband-Nachrichtennetze. S. 52-66
- /13/ Grönen, W.
Die Kabelfernseh-Versuchsanlage Nürnberg
TE KA DE Fachbericht
- /14/ Koch, D.
Koaxialkabel mit Aluminium-Außenleiter und Schaum-PE-Isolierung
Funkschau 1973, Heft 22, S. 846-848
- /15/ Brand, H.
Wellengrößen und - Matrizen
AEÜ 1961 S. 48
- /16/ Barthel, K., Köhler, K.
Grundsätzliches über TF-Streckengeräte für Breitband-Kabelsysteme
Siemens Zeitschrift 48 (1974), Beiheft Nachrichtenübertragungstechnik S. 97 - 101
- /17/ Finckh, E., Thöner, G.
Hörfunk- und Fernsehverteilanlagen
Siemens-Zeitschrift 48 (1974) Beiheft "Nachrichtenübertragungstechnik"
S. 142-147

- /18/ Rheinfelder, W.A.
CATV System Engineering
Third Edition, TAB-Books, 1974
- /19/ Finckh, E.
Entzerrung von Breitbandkabelstrecken in Kabelfernseh-
anlagen
NTZ 28 (1975) H.8., K. 298 - 300
- /20/ Finckh, E., Thoner G.
Pegelhaltung in Groß-Gemeinschaftsantennen-Anlagen
Funkschau, Heft 8, 1975,
- /21/ Bell, R., Clarke, R.
Elimination of Cross-modulation in CATV-Amplifiers
21st Annual NCTA Convention Official Transcript, 1972
- /22/ Müller, O.
Ultralinear UHF Power Transistors for CATV-Applications
Proc. of the IEEE, Vol. 58, No. 7, July 1970, S.1112-1121
- /23/ Liebermann, D.
Cross- Modulation Figure of Merit for Transistor Ampli-
fier Stages
Proc. of the IEEE, Vol. 58, No. 7, July 1970
- /24/ Meyer, R.G., Eschenbach, R., Chin, R.
A Wide-Band Ultralinear Amplifier from 3 to 300 MHz
IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol., SC-9, No. 4
August 1974, S. 167 - 175
- /25/ Norton
High Dynamic Range Transistor Amplifiers using Lossless
Feedback
Microwave Journal, May 1976, S. 53-57
- /26/ Simons, K.A
The Decibel Relationships between Amplifier Distortion
Products
Proc. of the IEEE, Vol.58, No.7, July 1970, S.1071-1086

- /27/ DIN 45004
Messverfahren für Antennenverstärker für Ton- und Fernseh-Rundfunkanlagen
- /28/ NCTA Engineering Standards
CATV Amplifier Distortion Characteristics NCTA-002-0267
National Cable Television Association, Washington
- /29/ Narayanan, S.
Application of Volterra Series to Intermodulation Distortion Analysis of Transistor Feedback Amplifiers
IEEE Trans. Circuit Theory, Vol. CT-17, Nov. 1970, S. 518 - 527
- /30/ Meyer, R.G., Shensa, M.J., Eschenbach, R.
Cross Modulation and Intermodulation in Amplifiers at high Frequencies
IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-7, No. 1 Febr. 1972 S. 16-23
- /31/ Eichel, K.H
Einfache Methode zur Erzielung eines konstanten Eingangswiderstandes bei Breitbandverstärkern
Internationale Elektronische Rundschau, 1973, Nr. 2, S. 45 - 46
- /32/ Lambert, W.H
Second-Order Distortion in CATV Push-Pull Amplifiers
Proc. of the IEEE, Vol. 58, No. 7, 1970, S. 1057-1062
- /33/ Steinbuch, K.; Marko, H.
Ein Beitrag zur Frage des Additionsgesetzes des Klirrgerausches in Weitverkehrssystemen
Fernmeldetechnische Zeitschrift FTZ 1955, Heft 2, S.71-78
- /34/ Chang, K.C.
Intermodulation Noise and Products Due to Frequency-dependent Nonlinearities in CATV-Systems.
IEEE-Trans. on Comm. Vol.Com-23, No. 1, Jan. 75, S. 142 - 155

- /35/ Shekel, J.
Frequency Band Assignments Free of Second-Order
Beat-Interference
Proc. of the IEEE, Vol. 58, No. 7, July 70, S. 1024-1026
- /36/ Simons, K.A.
The Optimum Gain for a CATV Line Amplifier
Proc. of the IEEE, Vol. 58, No. 7, July 1970, S. 1050-1056
- /37/ Kommission für den Ausbau des technischen Kommunikations-
systems
KtK-Telekommunikationsbericht (1976)
Empfehlung E 11, S. 122
- /38/ Pranke, J.A., Strauß T.M., Henscheid, B.L.
A New Approach to Evaluating CATV-System Triple Beat
Performance
23rd Annual NCTA Convention Official Transcript, 74
S. 85-93
- /39/ Switzer, I
A Harmonically Related Carrier System for Cable Television
IEEE Trans. COM-23, No. 1, Jan. 1975, S. 155-166.
- /40/ Switzer, I.
Phase Phiddling
23rd Annual NCTA Convention Official Transcript, 74
S. 2-21.
- /41/ Guttenberg, W., Kügler, E.
Modulation von Fernsehsignalen für gemeinsame Übertragung
von Fernsprechen und Fernsehen auf Kabeln.
NTZ, 1964, Heft 7, S. 325-331
- /42/ Meyer, R.G., Eschenbach R., Edgerley, W.M.
A Wide-Band Feedforward Amplifier
IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-9, No. 6,
Dec. 74 S: 422 - 428

Störfaktor	Qualitätsmaß	Größe/Dim.	nach ZVEI für GGA (2) an Anschlußstelle zu		nach DBP für KTV (3) im Übergabepunkt
			EA	GA	ÜP
Rauschen	HF-Signal-Rauschabstand: Signalpegel in der Synchronspitze und Rauschpegel über 5 MHz-Bandbreite gemessen	(S/R)/dB	≥ 43	≥ 45	≥ 52
nichtlineare Verzerrungen	Kreuzmodulationsabstand: nach dem Drei-Meßsender-Verfahren B (DIN 45004,6.3) gemessen	KMA/dB	≥ 60	≥ 66	≥ 72
lineare Verzerrungen	Dämpfungsverzerrung: Amplituden-Frequenzgang *)	a_v /dB	$\pm 2,5$	± 2	± 1
	Gruppenlaufzeitverzerrung: Gruppenlaufzeit-Frequenzgang*) * im Fernsehkanal bezogen auf Wert bei Bildträgerfrequenz ohne Vorentzerrung	$\tilde{\gamma}_v$ /ns	± 200	± 150	± 100
Reflexionen	Echodämpfung	a_E /dB	≥ 30	≥ 40	
Einstreuungen	HF - Dichtigkeit : Störstrahlungsleistung an 75- Ω - Halbwellen-Bezugsdipol nach FTZ-Meßvorschrift 17MV1	$P_{\text{stör}}$	$\leq 4 \cdot 10^{-9} \text{ W} \hat{=} 55 \text{ dB}\mu\text{V}$		$\leq 10^{-10} \text{ W} \hat{=} 39 \text{ dB}\mu\text{V}$

Tabelle 1 : Anforderungen an die Übertragungsqualität von GGA- und KTV-Anlagen

Bauart	Isolierung	Luft				Schaum- [Zell-] PE							Voll-PE								
		PE-Scheiben		PE-Wendel		glattes Cu-Rohr		glattes Al-Rohr			Cu-Wellrohr		überlapptes Cu-Band				Cu-Wellrohr				
	Außenleiter	glattes Cu-Rohr		Cu-Wellrohr		glattes Cu-Rohr		glattes Al-Rohr			Cu-Wellrohr		überlapptes Cu-Band				Cu-Wellrohr				
Kabeltyp	① CCI-Tuben		② Flexwell		③		④			⑤		⑥				⑦					
		1,2/1,4	2,6/95	7/8"	1 5/8"	1,6/73	2,5/114	1,6/73	2,5/114	3,7/173	1/4"	1/2"	5/8"	7/8"	1,1/73	1,8/115	2,6/173	3,6/238	1/6	2/12	
mechanische Daten	∅ des Innenleiters	mm	1,2	2,6	5,8	11,1	1,6	2,5	1,6	2,5	3,8	1,5	2,8	3,5	5,2	1,1	1,8	2,7	3,6	1,1	2,0
	∅ über Isolierung	mm	4,4	9,5	20,1	39,7	7,3	11,4	7,3	11,4	17,3	6	11,6	15	22,0	7,3	11,5	17,3	23,8	6,0	11,6
	∅ über Außenleiter	mm	4,58	9,75	25,4	46,5	7,8	12,2	8,5	12,6	18,9	7,5	13,7	17,2	24,9	7,7	11,9	17,7	24,2	7,5	13,7
	∅ über Kunststoffmantel	mm	6,0	11,5	29	51	9,8	14,2	10,5	14,6	21,5	10	16	20	28	10,6	14,8	21,2	28,3	10	16
	minim. Biegeradius	mm			90	180	100	120	85	120	180	40	70	85	120	100	150	210	286	40	70
	Gewicht ca.	kg/m			0,9	2	0,12	0,26	0,1	0,19	0,4	0,12	0,27	0,36	0,67	0,12	0,22	0,43	0,73	0,12	0,27
	Cu } -Gewicht	kg/m			0,68	1,26	0,09	0,29	0,02		0,11	0,08			0,32	0,04	0,07	0,13	0,21	0,07	
Al }	kg/m							0,05		0,14											
elektrische Daten bei 20°C	Toleranz des Wellenwiderstandes	Ω	±1		±0,75		±2		±2			±3		±1,5				±1,5			
	Rückflußdämpfung [40 bis 300 MHz]	dB	≥29						>26	>26	>30			>23	>26	>26	>30				
	rel. Ausbreitungsgeschwindigkeit	%	94	95	92	91	82		82			82		66				69			
	Gleichstromwiderstand [Schleife]	Ω/km	23,7	6,1	1,24	0,69	12	4,9	10,9	5	2,2	14,7	5,0	3,5	3,2	23,2	10,6	5,7	3,5	23,7	7,7
	Kopplungswiderstand [bei 200 MHz]	mΩ/m	<10 ⁻³		<10 ⁻³		<10 ⁻³		<10 ⁻³			<10 ⁻³		≤20				<10 ⁻³			
	Dämpfungsbelag bei 30 MHz	dB/100m	2,9	1,3	0,62	0,33	2,1	1,4	2,2	1,4	1,0	2,3	1,3	1,0	0,69	2,9	1,9	1,3	0,95	3,1	1,7
	bei 100 MHz		5,3	2,4	1,15	0,63	4,0	2,6	4,1	2,7	1,8	4,3	2,4	1,9	1,3	5,4	3,6	2,5	1,9	5,7	3,2
bei 200 MHz		7,5	3,4	1,65	0,92	5,6	3,7	5,9	3,9	2,7	6,2	3,4	2,8	2,0	7,8	5,2	3,7	2,9	8,3	4,7	
bei 300 MHz		9,2	4,3	2,05	1,16	7,0	4,6	7,3	4,8	3,4	7,1	4,3	3,5	2,5	9,7	6,6	4,7	3,7	10,3	5,9	
Preis ca.	DM/m		6,50	16,65	39,80	1,60	4,30	1,50		4,00	2,90			11,00	1,00	1,65	3,90	5,65	2,60		

Tab. 2: 75Ω - Koaxialkabel für Kabelfernseh-Anlagen

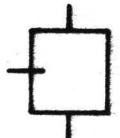
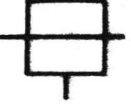
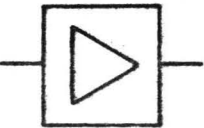
Symbol 	Forderung	Hersteller-Angaben (nach Datenblättern)			
	ZVEI /2/	Bosch VGw752/3	Puba SLV 501	F & G KV2-3.5	Siemens S43112-K-A2
Frequenzbereich (MHz)		40 - 790	5 - 300	40 - 300	40 - 280
Verteildämpfung a_v (dB) bei der unteren Frequenz bei der oberen Frequenz	Grundabw. $\leq 0,5$ frequenzabh. $\leq 0,6$	3,2 4,2	3,75	3,5	$3,2 \pm 0,1$ $2,5 \pm 0,2$
Rückflusdämpfung a_r (dB) am Eingang an den Ausgängen	$\geq 23 - 1\text{dB/Okt.}$ $\geq 20 - 1\text{dB/Okt.}$	≥ 23 -1dB/Okt.	≥ 26 -1dB/Okt. ≥ 20	≥ 26	≥ 26 (40MHz) -1dB/Okt. ≥ 20 (40MHz) -1dB/Okt.
Kopplungsdämpfung a_k (dB) zwischen den Ausgängen		≥ 19	≥ 30 ($\geq 40\text{MHz}$) ≥ 26 ($\leq 40\text{MHz}$)	≥ 26	≥ 24 (40MHz) -1dB/okt.
Temperaturbereich ($^{\circ}\text{C}$)	-20 bis +50				
Preis ca. (DM)		90			55

Tabelle 3 : Daten zu 75 Ω - Verteilern

Symbol 	Forderung	Hersteller-Angaben (nach Datenblättern)											
	ZVEI /2/	Bosch AGD210/215/220			Fuba SLA 531			F § G KA2-10/16/19			Siemens S43171-K-A212/18		
requenzbereich (MHz)		5 - 300			5 - 300			40 - 300			40 - 300		
zweigdämpfung a_s (dB)	Grundabw. $\leq 4,5$ Freq-abh. $\leq 0,6$	10 ± 1	15 ± 1	20 ± 1		15		10	16	19		$13,5 \pm 0,5$	$18 \pm 0,2$
urchgangs- ämpfung a_d (dB)	Grundabw. $\leq 0,2$	$1,8 \pm 0,4$	$1,0 \pm 0,2$	$0,7 \pm 0,2$		1,1		< 2	< 1	$< 0,5$		$0,8 \pm 0,2$	$0,8 \pm 0,2$
opplungsdämpfung a_k (dB) zwischen Abzw./Ausg.	≥ 26	≥ 30	≥ 30	≥ 40		≥ 28		$\geq 42^*$	$\geq 48^*$	$\geq 51^*$		≥ 33	≥ 39
ichtdämpfung a_R (dB)		≥ 30 (5 - 30 MHz) ≥ 27 (40-300 MHz)				$\geq 13^*$		≥ 32				$\geq 20^*$	
ückflußdämpfung a_R (dB) am Eingang am Ausgang am Abzweig	≥ 23 ≥ 20 ≥ 20 } $-1 \frac{dB}{Okt}$	≥ 20 (5-30 MHz) ≥ 23 (40 MHz) $-1,5 \text{ dB/Okt.}$				≥ 23 (5-40 MHz) ≥ 22 (40-300 MHz)		≥ 23				≥ 22 ≥ 20 ≥ 24	
temperaturbereich ($^{\circ}C$)	-20 bis +5												
Preis ca. (DM)												50	

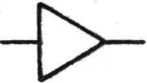
* umgerechnet $a_R \leftrightarrow a_k$

Tabelle 4 : Daten zu 75 Ω - Abzweigern

Symbol 	Hersteller-Angaben zu Verstärkereinsätzen									
	Bosch GVL 14/16		Fuba SVS 305/301		Philips LHB 8105		Siemens S43659/60-V-B/A		Jerrold 20/300-SJ-4-2W	
Frequenzbereich [MHz]	40 bis 280		40 bis 290		47 bis 252		40 bis 280		40 bis 300	
Verstärkung G [dB]	16 ± 1	22,5 ± 1	17	23	22 [211 MHz] 11 [54 MHz]		16	24 ± 2	23	
Frequenzgang [dB]	± 0,3	± 0,3			± 0,25		± 0,2	± 0,2	± 0,15	
Rauschmaß F [dB]	< 10	< 10	12	9	< 9,5 [211 MHz] < 8 [54 MHz]		9,8	9,8	10 [300 MHz] 7 [50 MHz]	
Kreuzmodulation KMA [dB]/P ₃ [dBμV] für 2 Kan. nach DIN 45005 XM [dB]/P ₃ [dBμV] für 35 Kan. nach NCTA-Test	60/119	60/119	60/120	60/120	60/116,5 ¹⁾		60/120	60/119	60/121 ¹⁾	
Intermodulation IMA ₂ [dB]/P ₃ [dBμV] IMA ₃ [dB]/P ₃ [dBμV]	55/119 48/119 ¹⁾	55/119 48/119 ¹⁾	48/120 ¹⁾	48/120 ¹⁾	60/92 97/92		48/120 ¹⁾	48/120 ¹⁾	86/91 108/91	
Rückflußdämpfung a _r [dB] am Eingang } am Ausgang } bezogen auf 75Ω	> 20 > 17,5		} 20 [40 MHz] } 17 [290 MHz]		> 18 > 15		} > 20		} > 16	
Betriebsspannung [V] Stromaufnahme [mA]	+24 200	+24 265	+24 280	+24 400	20 200		+24 170	+24 220	} 18 Watt	
Preis ca. [DM]	470	540	970				420	680		

¹⁾ umgerechnet IMA₃ ↔ KMA

Tab. 5: Daten zu 75Ω - Breitband - Verstärker - Einsätzen [ungerregelt]

Symbol 	Hersteller-Angaben zu Verstärker - Hybridschaltungen							
	Motorola		MSC		TRW		Valvo	
	MHW 559/562		MSA 10052/20056		CA 2100/2200		BGY 450	
Frequenzbereich [MHz]	40 bis 300		40 bis 300		40 bis 300		30 bis 320	
Verstärkung G [dB]	16,5 ± 1		16,5 ± 0,5		17 ± 0,4		16...17	
Frequenzgang [dB]	± 0,2		± 0,1		± 0,1		± 0,2	
Rauschmaß F [dB]	8,5	10 [300 MHz]	6,5	7,5 [300 MHz]	7	8 [211 MHz]	≤ 8	
Kreuzmodulation P _a [dB μV] bei KMA = 60 dB für 2 Kan. nach DIN 45005	123 ^{o)}	125 ^{o)} [250 MHz]	122,5 ^{o)}	126 ^{o)} [235 MHz]	124,5 ^{o)} 122,5 ^{o)}	127 ^{o)} 125 ^{o)} [211 MHz] [295 MHz]	125 [194 MHz]	
P _a [dB μV] bei XM = 57 dB für 12 Kan. 20 Kan. } nach NCTA- 32 Kan. } Test-Methode	108,5	110 [211 MHz]	112 109,5 107,5	116 113,5 111,5	112 109,5 107,5	114,5 112 110	113,5 - -	
Intermodulation IMA ₂ [dB] IMA ₃ [dB] } bei P _a = 110 dB μV	64 74	69 [55+211 MHz] 78 [61+67+121 MHz]	68 73	70 [80+215 MHz] 80 [70+80+85 MHz]	68 77 73	70 [55+211 MHz] 82 [211 MHz] 78 [295 MHz]	70 [66+144 MHz] 78 ^{o)}	
Rückflußdämpfung a _r [dB] am Eingang/Ausgang bei 75 Ω	≥ 18		≥ 18		≥ 18		≥ 20 [30 MHz] ≥ 17 [320 MHz]	
Stromaufnahme [mA]	230 bei 24V=		180	210 bei 24V=	160	200 bei 24V=	220 bei 24V=	
Preis ca. [DM]					180		180,-	

^{o)} umgerechnet IMA₃ ↔ KMA

Tab. 6: Daten zu 75 Ω - Hybrid - Verstärkern

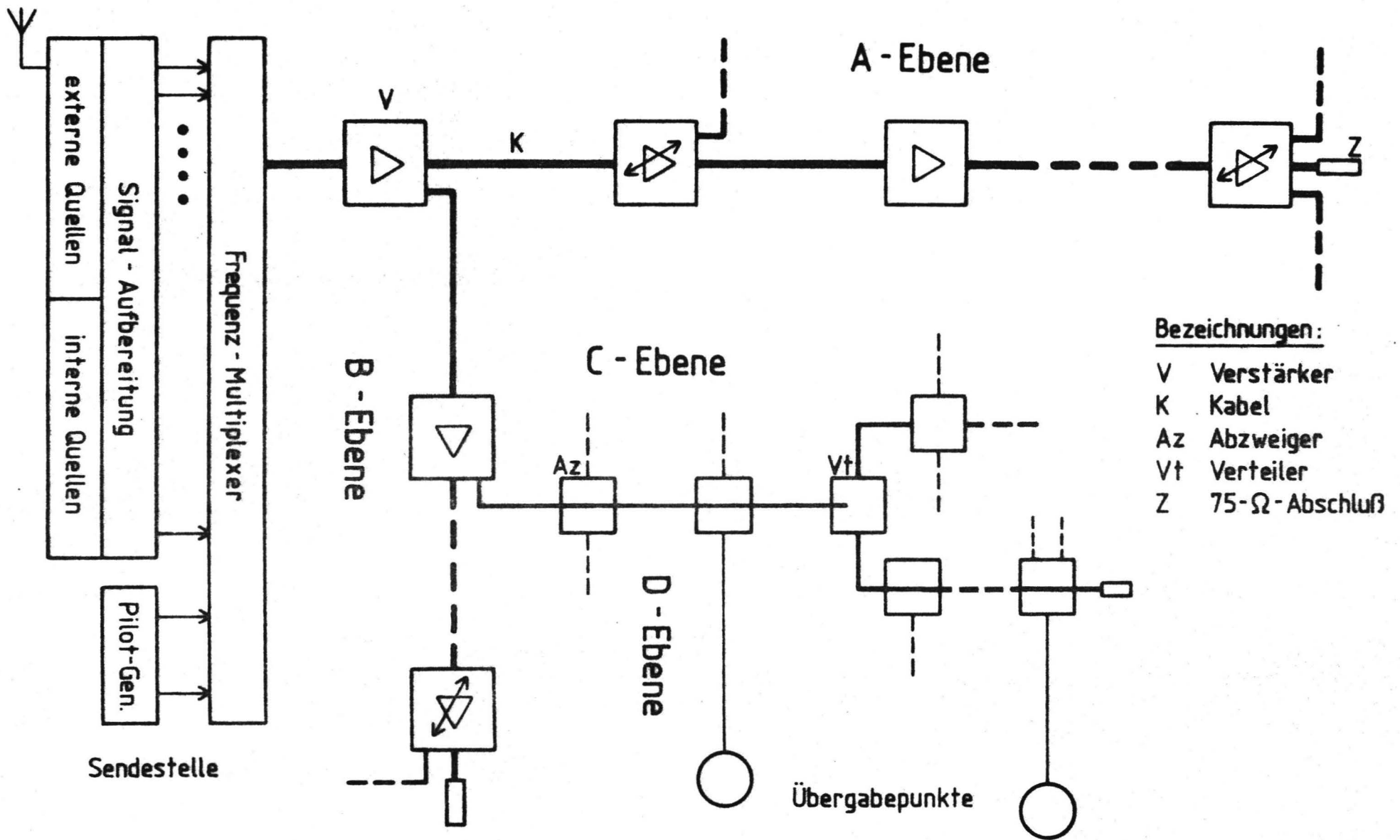
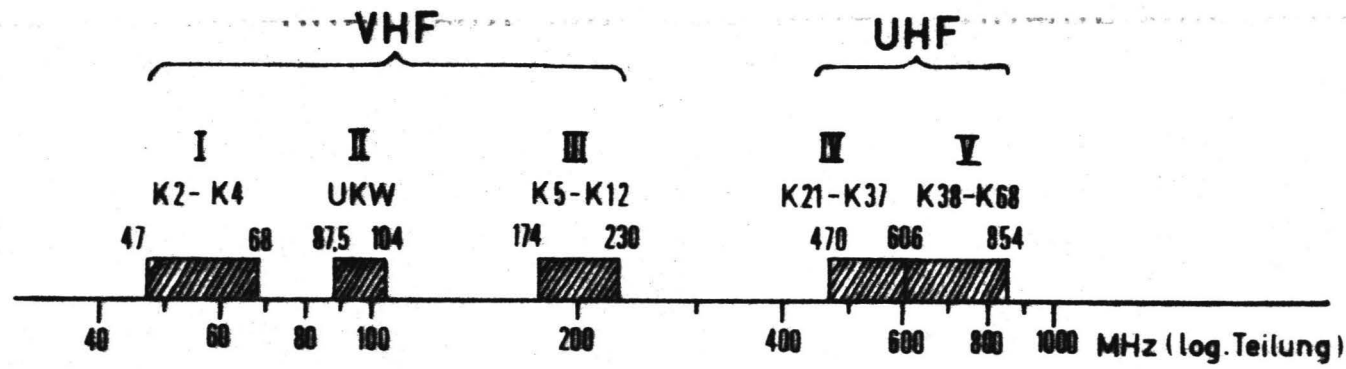
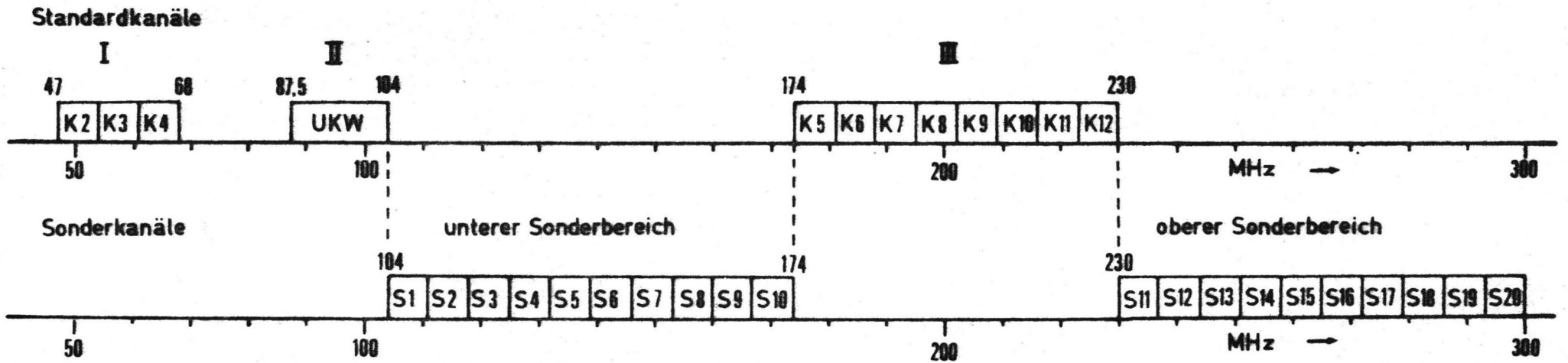


Bild 1: Übertragungstechnische Struktur einer Kabelfernseh-Anlage



a) für Ton und Fernsehfunke



b) für Kabelfernsehen

Bild 2: Frequenzplan

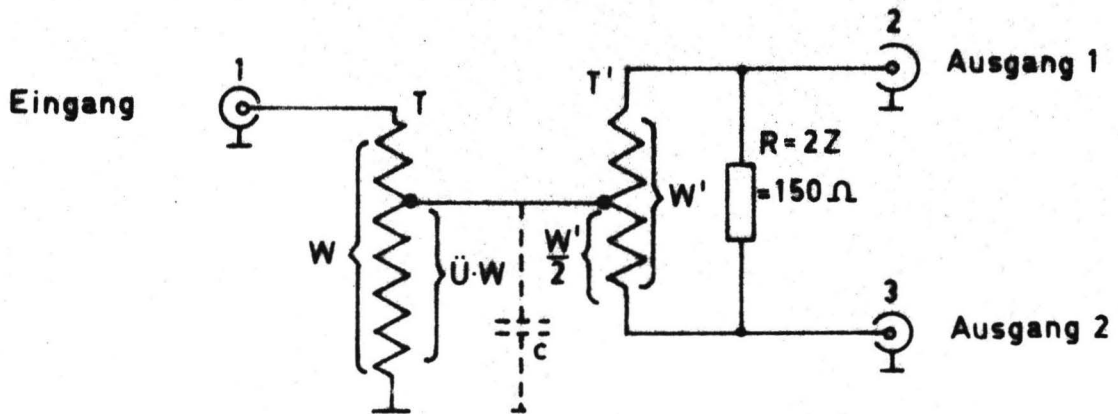


Bild 3 : **Grundschtung eines Einfach-Verteilers**

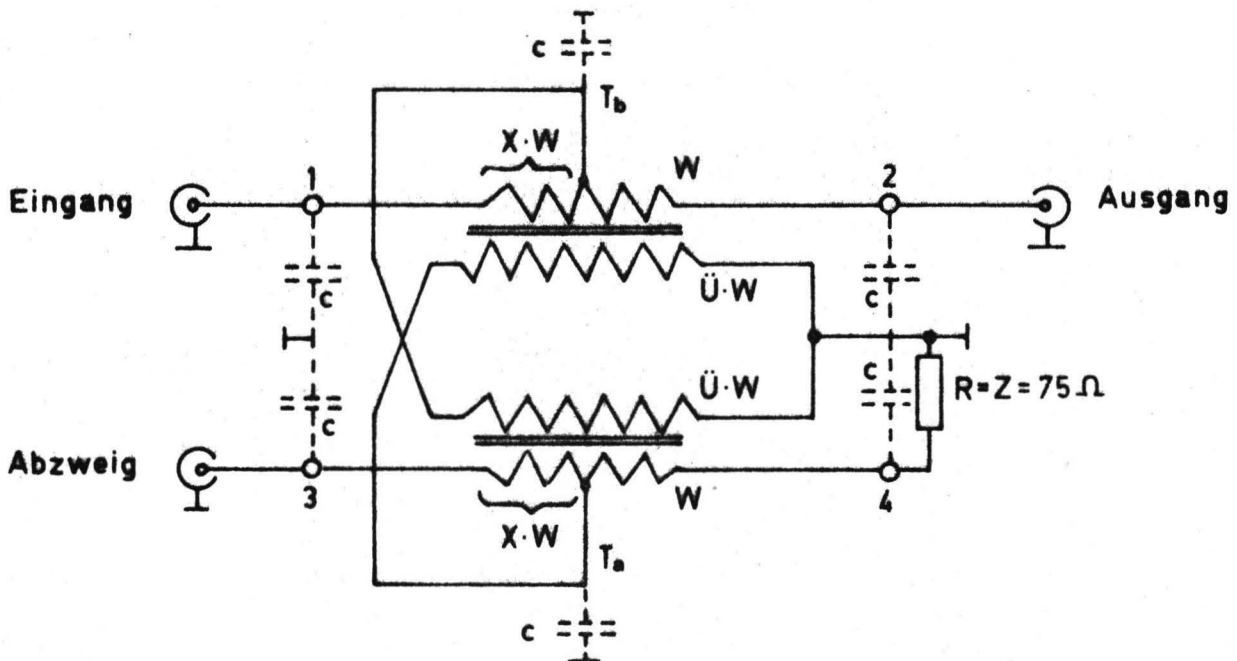
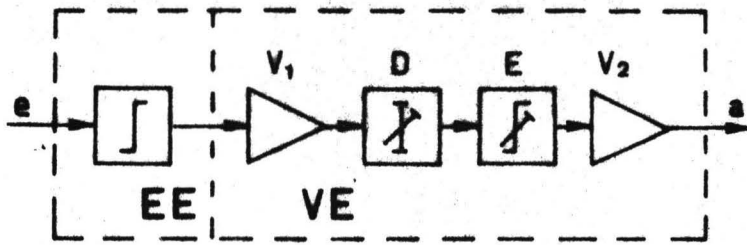
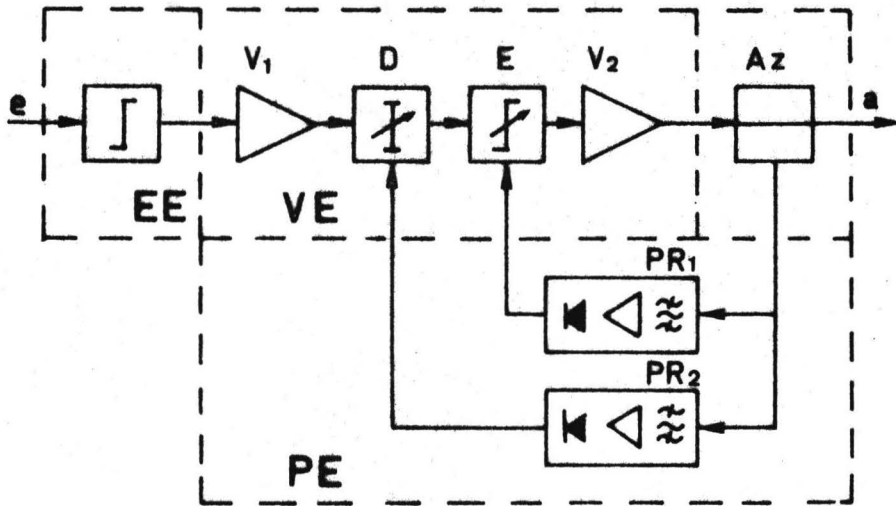


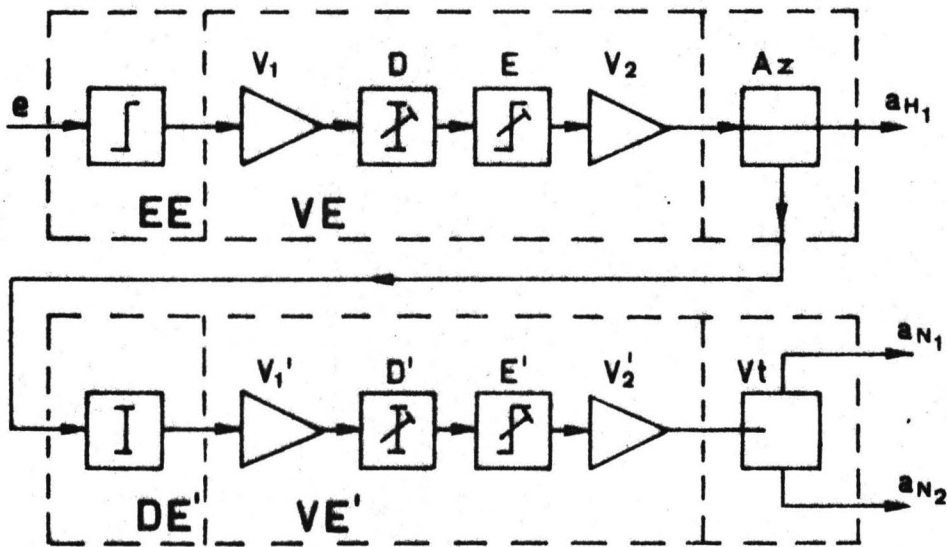
Bild 4 : **Grundschtung eines Einfach-Abzweigers**



a) unregelter Leitungsverstärker



b) pilotgeregelter Leitungsverstärker



c) Abzweig - Verstärker

Bild 5: Grundsätzlicher Aufbau der KTV-Verstärkerstellen

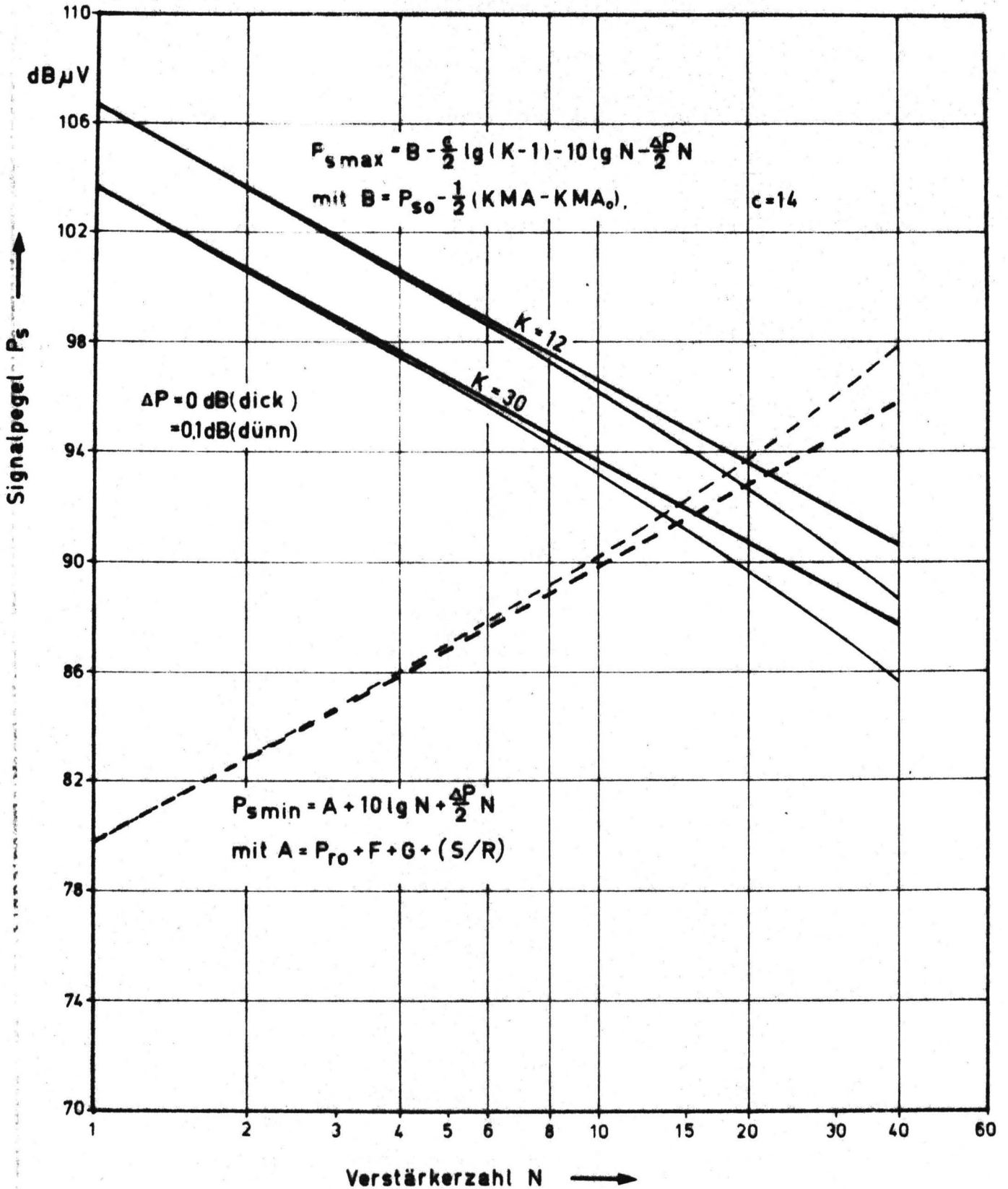


Bild 6: Scheren-Diagramm für vorgegebene

Systemparameter: $S/R = 52 \text{ dB}$, $KMA = 72 \text{ dB}$ (Postforderung)

Verstärker-Daten: $G = 16 \text{ dB}$, $F = 10 \text{ dB}$, $P_{r0} = 1,8 \text{ dB}\mu\text{V}$,

$KMA_0 = 60 \text{ dB}$ bei $P_{s0} = 120 \text{ dB}\mu\text{V}$ (DIN 45004)

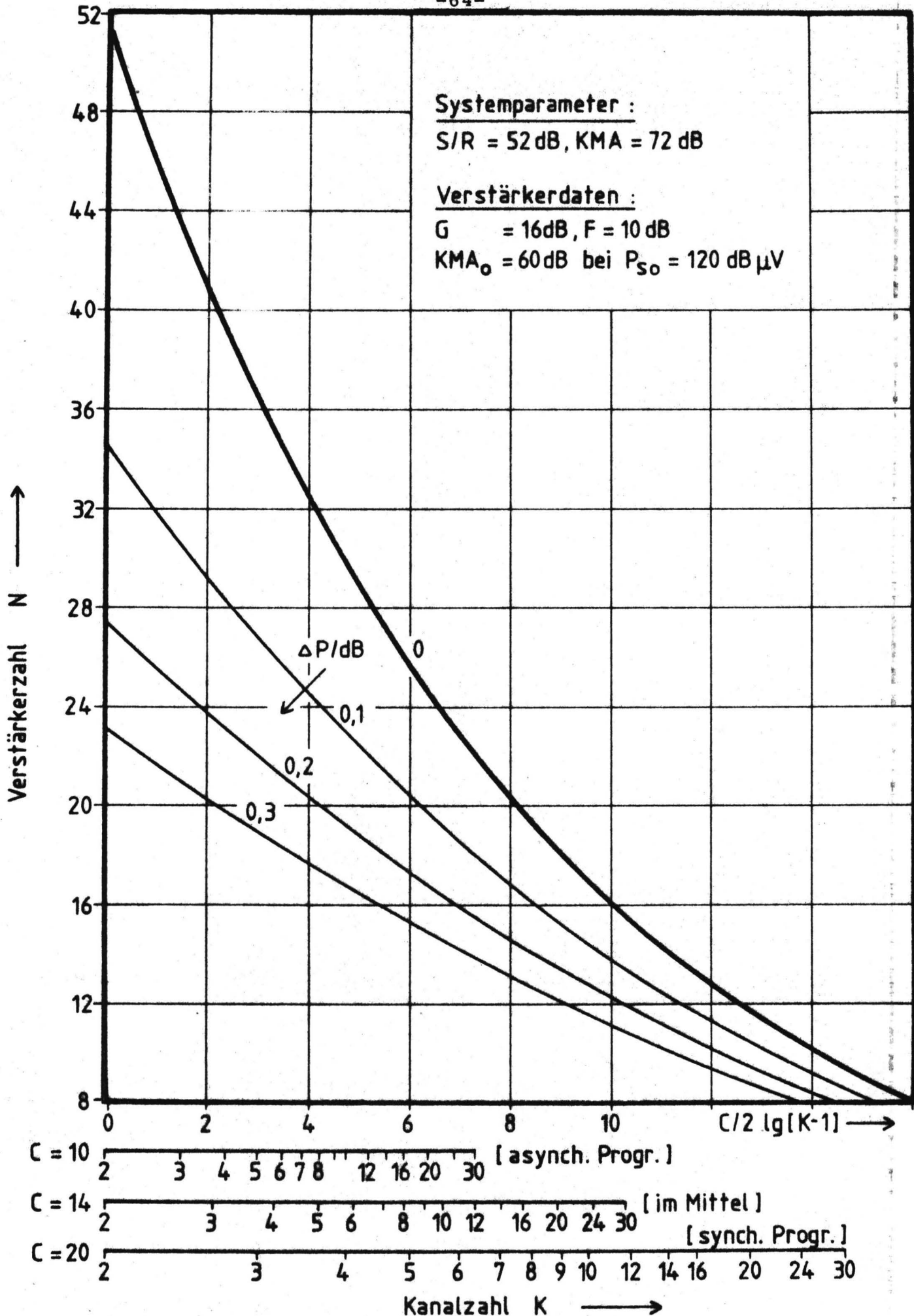


Bild 7: Anzahl kaskadierbarer Verstärker in Abhängigkeit

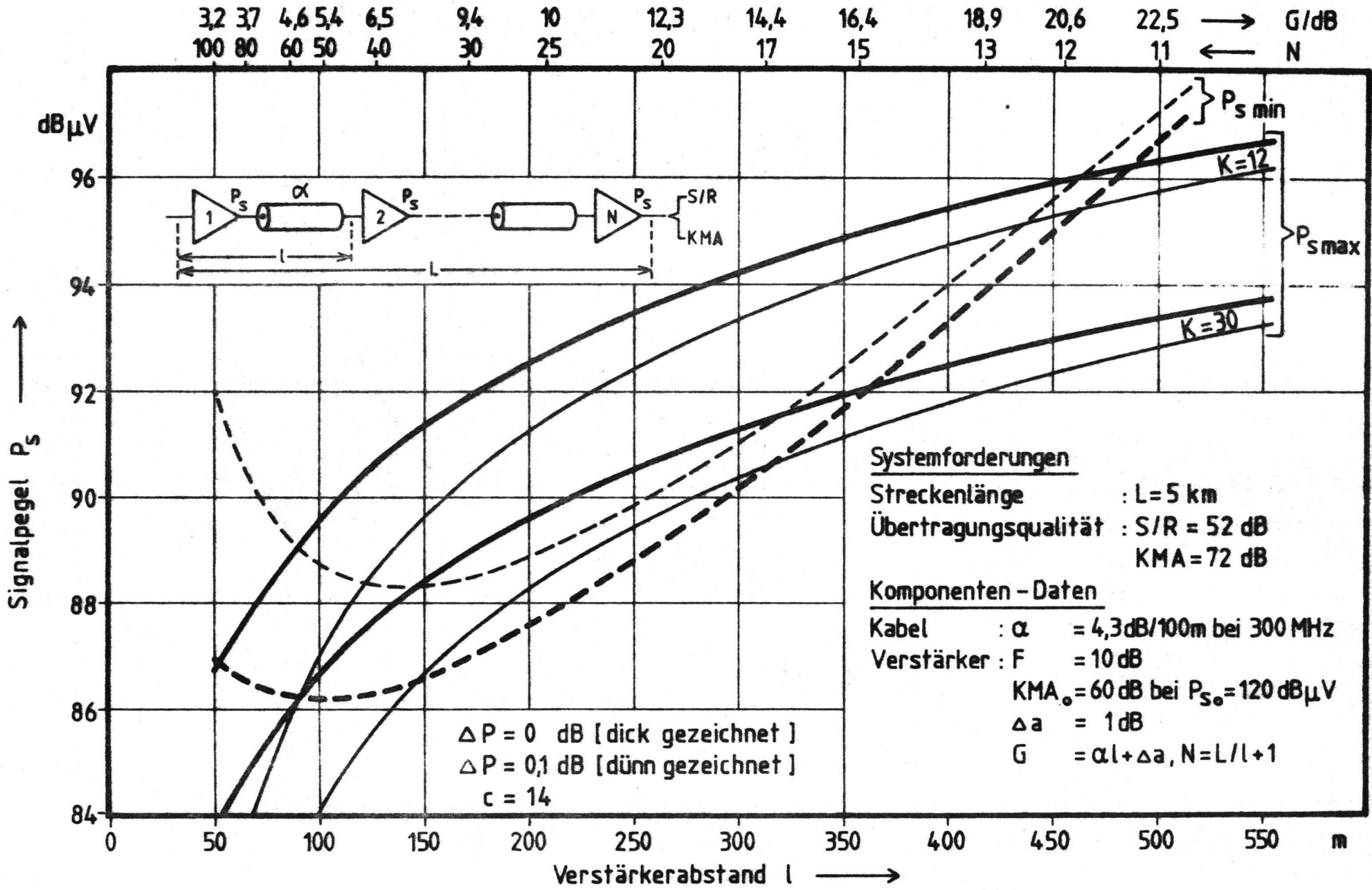


Bild 8 : Zulässiger Signalpegel P_s in Abhängigkeit vom Verstärkerabstand l

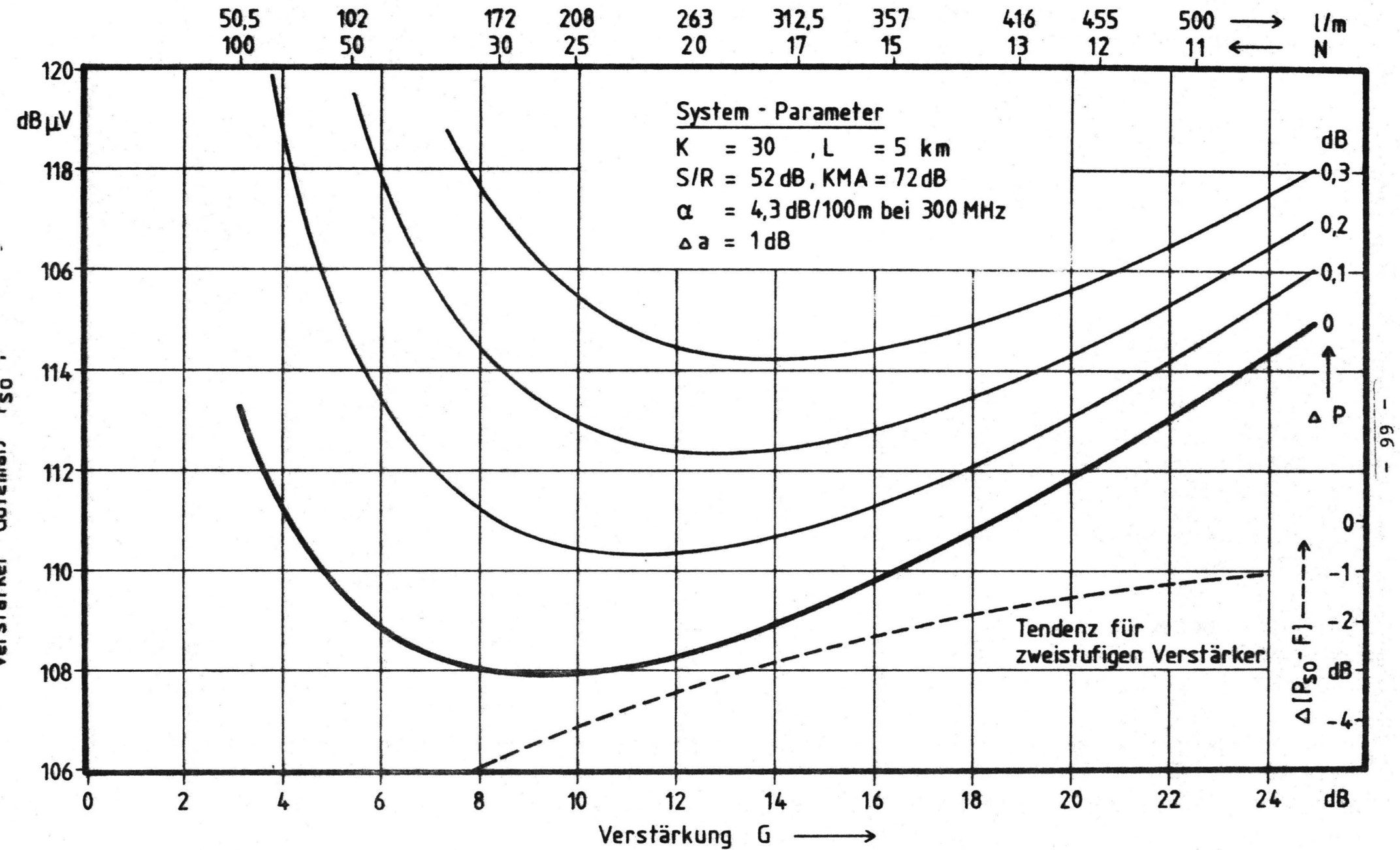


Bild 9: Erforderliches Verstärker-Gütemaß $P_{S0}-F$ in Abhängigkeit von der Verstärkung G

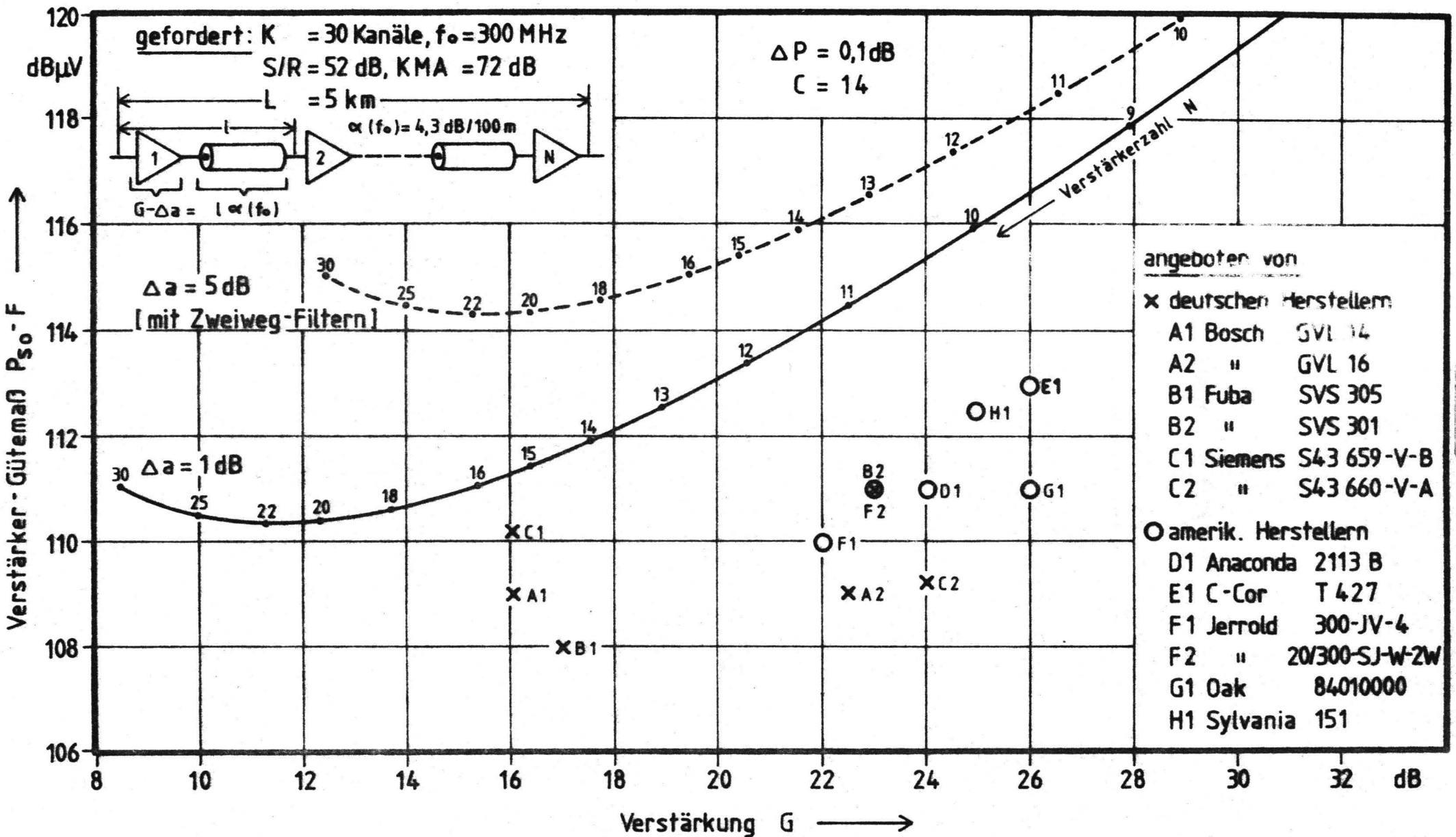


Bild 10: Gütemaß $P_{so}-F$ angebotener Strecken-Verstärker [x,o] und „Anforderungs-Kurven“ für Strecke ohne [—] und mit [---] Zweiweg-Filtern [Dämpfungsverlust $\Delta a = 1$ dB bzw. 5 dB]

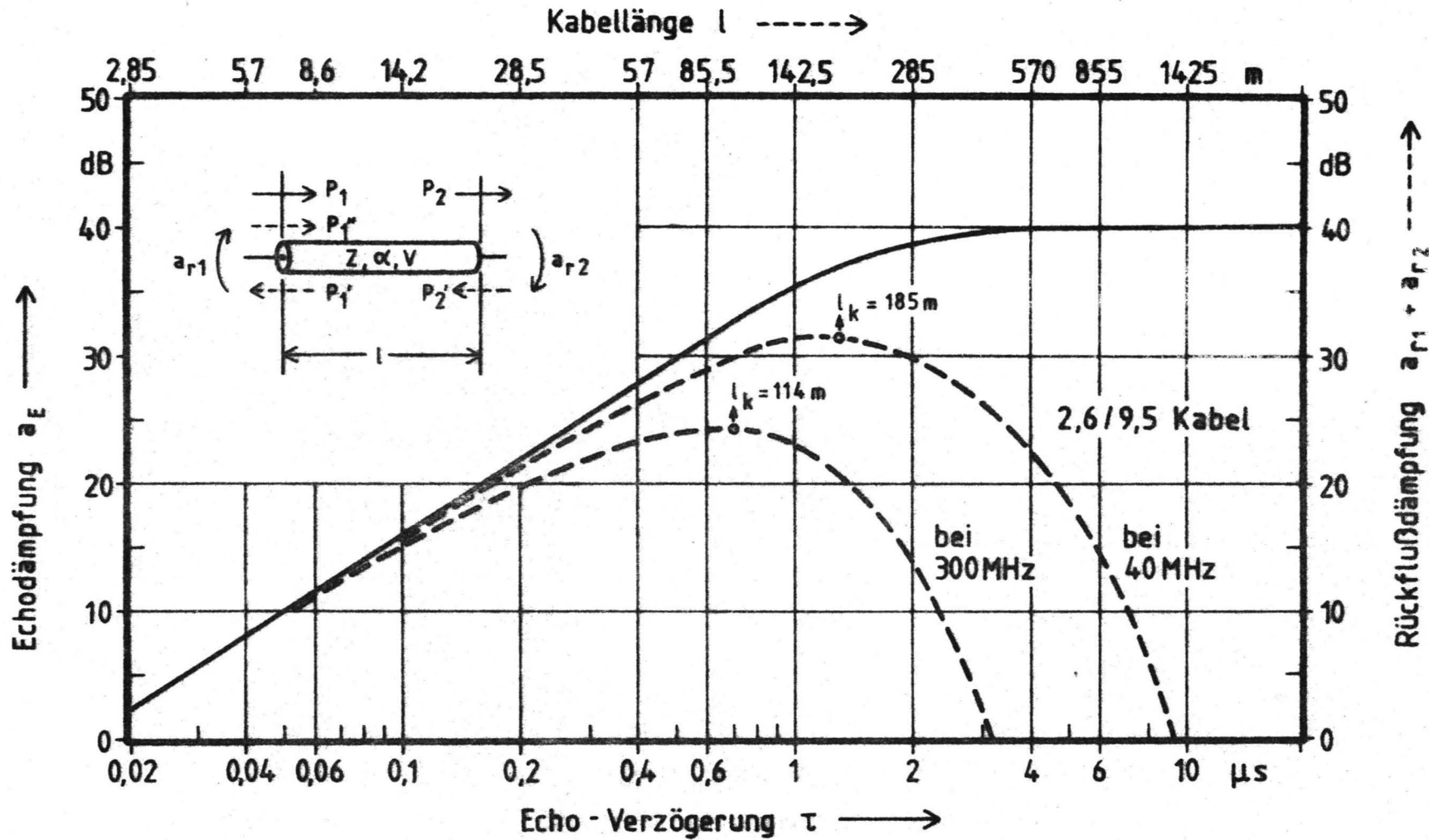


Bild 11: Erforderliche Echodämpfung a_E als Funktion der Echoverzögerung τ [—] und erforderliche Rückflußdämpfung $a_{r1} + a_{r2}$ als Funktion der Kabellänge l für CCI - Tube 2,6/9,5 bei 40 und 300 MHz [---]

