

VERGLEICH ZWISCHEN ANALOG- UND DIGITAL- TECHNIK BEI DER NACHRICHTENÜBERTRAGUNG*

Von

G. ÜLRICH

Technische Hochschule, Ilmenau

(Eingegangen am 29. November, 1967)

Einleitung

Bereits seit der Erteilung des PCM-Patentes von REEVES (1938) war es bekannt, daß die Einführung der Digitaltechnik in die Nachrichtentechnik Systemvorteile mit sich bringen würde. Allein die damaligen Schwierigkeiten der Realisierung überwogen bei weitem diese Vorteile. Inzwischen haben sich auf dem Bauelementensektor entscheidende Veränderungen vollzogen, so daß sich seit geraumer Zeit ein Umschwung anbahnt, d. h. die Nachrichtentechnik steht am Scheidewege, ob sie sich weiterhin der Analogtechnik bedienen oder der Digitaltechnik zuwenden soll. Es soll deshalb ein Vergleich zwischen einem TF-System und einem binären Digitalsystem durchgeführt werden, wobei das Koaxialkabel als Übertragungsmedium dienen soll. Dabei darf aber nicht übersehen werden, daß die Nachrichtentechnik nur ein Teilgebiet der Informationstechnik ist, und daß man jene nur im Rahmen des Gesamtkomplexes betrachten darf.

Mit dem Begriff »Informationselektronik« soll der wissenschaftlich-technische Komplex bezeichnet werden, in dessen Rahmen die Lehre von der Information, ihre Verarbeitung, Wandlung, Speicherung, Übertragung und Verteilung zusammengefaßt werden und deren Systeme, Anlagen und Geräte im wesentlichen mit elektronischen Mitteln realisiert werden.

Die Expansion unseres gesamten Informationsvolumens hat derartige Ausmaße angenommen, daß man von einer Informationsexplosion bzw. der technisch-kybernetischen Revolution spricht. Die Fähigkeit des Menschen, die anfallende Information zum Nutzen der Gesellschaft allein zu verarbeiten, ist nicht mehr gegeben, so daß er sich entsprechender Systeme und Anlagen bedienen und die wirklich schöpferische Komponente sich selbst vorbehalten muß. Selbstverständlich steigt mit der Vervollkommnung der Systeme und Anlagen auch die Qualität dieser schöpferischen Komponente.

Der Bedeutung dieser Umwälzung entsprechend hat auch die Entwicklung der zugeordneten Technik einen stürmischen Aufschwung genommen. Abb. 1 zeigt das relative Wachstum einiger Gebiete der Informationselektronik

* Vortrag, gehalten an der Technischen Universität, Budapest am 23. 11. 1967.

in den USA und in Westdeutschland im Vergleich zu dem der Weltbevölkerung und des Nationaleinkommens hochindustrialisierter Staaten [1, 2].

Das Bild zeigt, daß sich in einem Zeitraum von 10 Jahren die Weltbevölkerung um 20%, das Nationaleinkommen um den Faktor 2, der Fernmeldeweitverkehr um den Faktor 4 und die Informations- und Datentechnik um den Faktor 10 erhöht. Zu letzterem Gebiet gehören u. a. die Datenverarbeitung, die Datenfernübertragung und die Datenverteilung.

Aus diesen Betrachtungen kann man folgern, daß die Informations-elektronik extrem hohe Wachstumsraten aufweist. Die daraus resultierenden Forderungen lassen sich durch eine konventionelle Rationalisierung mit den

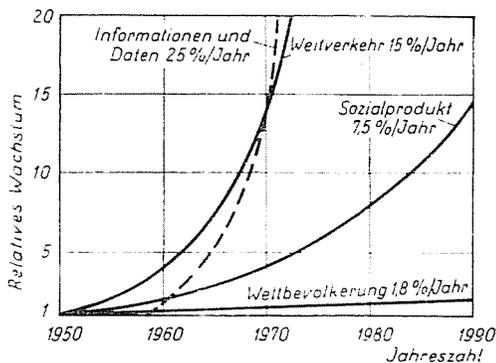


Abb. 1. Wachstumsraten

sich daraus ergebenden Wachstumsraten von etwa 7,5%/Jahr nicht erfüllen, da man die Zahl der Arbeitskräfte nicht um eine Größenordnung erhöhen kann. Bei gegebenen Technologien und Verfahren werden außerdem die Rationalisierungsschritte immer kleiner, während der zugeordnete Aufwand immer größer wird. Aus diesem Dilemma kann nur der Entschluß führen, die bisherige Technik, die unsere Möglichkeiten begrenzt, zu verlassen und neue kybernetische und physikalische Gesetze in der Informationselektronik anzuwenden, die betreffs der zugeordneten neuen Technologien und Verfahren einen extrem hohen Anteil an der Automation zulassen. Die entscheidende der sich uns anbietenden Möglichkeiten ist wohl der Übergang von der Analogtechnik zur Digitaltechnik.

Die Digitaltechnik hat folgende Vorteile:

1. Ihre Anlagen und Geräte können im wesentlichen durch integrierte Schaltkreise aufgebaut werden.

2. Allein diese Technik läßt eine echte Standardisierung derartiger Schaltkreise zu. Man nimmt an, daß man in der Digitaltechnik mit etwa 100 standardisierten Schaltkreisen 70–80% der entsprechenden Schaltungsaufgaben lösen kann [1]. Nur eine derartige Standardisierung führt zu zentralen

Fertigungen mit extrem hohen Stückzahlen (Automation) derartiger Schaltkreise.

3. Hohe Zuverlässigkeit und Arbeitspunktunempfindlichkeit.

4. Extrem hoher Anteil der Automation am Gesamtprodukt und damit extrem hohe Prokopfleistung.

Es sollte nun gefordert werden, daß bei den Aufgabenstellungen aller Sparten der Informationselektronik technisch und ökonomisch geprüft wird, ob sich Lösungen in Digitaltechnik anbieten.

Das ist u. a. auch eine Frage der technischen Leistungsfähigkeit und der Kosten der Schaltkreise der Mikroelektronik und damit an sich nur eine

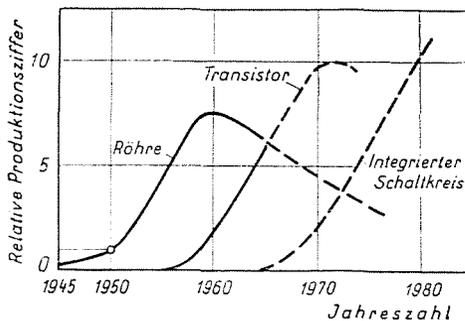


Abb. 2. Produktionsentwicklung elektronischer Bauelemente in Westdeutschland

Zeitfrage. Nach dem technischen Stand in den elektronisch hochentwickelten Ländern kann man annehmen, daß der weitaus größte Teil der in der Informationselektronik anfallenden Probleme digital gelöst werden kann und in der Zukunft auch wird. Das überzeugende Beispiel der Digitaltechnik ist das jüngste Kind der Informationselektronik — die Datenverarbeitungstechnik.

Die modernen Entwicklungslinien auf dem Bauelementektor begünstigen die Digitaltechnik gegenüber der Analogtechnik. Abb. 2 zeigt die vermutliche Produktionsentwicklung elektronischer Bauelemente in Westdeutschland [1]. Gemäß den Zusammenhängen über die Wechselwirkung zwischen Bauelemente — und Systementwicklung ergibt sich aus der Aussage dieses Bildes, auf jeden Fall zumindest mit der Forschung zur Vorbereitung der Einführung der Digitaltechnik auf breiter Front einzusetzen.

Es ist nun zu prüfen, ob es auch in der Nachrichtentechnik als einem Teil der Informationselektronik ökonomisch und technisch von Vorteil ist, die Einführung der Digitaltechnik vorzubereiten. Ich möchte dabei nicht von der Mehrfachausnutzung bereits vorhandener symmetrischer Kabel durch digitale Nahverkehrssysteme in der Knotenamtsebene sprechen. Hier sind die Vorteile der neuen Technik bereits evident. Es geht darum, ob es sinnvoll ist, das gesamte kommerzielle Nachrichtennetz auf Digitaltechnik umzustellen.

In der Richtfunktechnik bietet die Digitaltechnik zweifellos Vorteile. Man kann annehmen, daß durch sie auch der 15 Gigahertzbereich der kommerziellen Nachrichtentechnik erschlossen wird. Auch zukünftige Nachrichtenübertragungssysteme mittels Laser werden sich der Digitaltechnik bedienen.

Heute möchte ich ein wesentliches Übertragungsmedium der Nachrichtentechnik, nämlich das Koaxialkabel auf seine Eignung für die Digitaltechnik untersuchen.

Zur Zeit beherrschen im Weitverkehr die analog arbeitenden Trägerfrequenzsysteme das Feld. Hier liegt eine in vielen Jahrzehnten ausgereifte Technik vor, die wegen ihrer Güte und Zuverlässigkeit international vorerst dominierend bleiben wird. Erst nach Zeiträumen von vielleicht 20–40 Jahren, die etwa der Lebensdauer kommerzieller Nachrichtensysteme entsprechen, könnten auch digitale Weitverkehrssysteme stärker eingesetzt werden, wenn eine derartige Prognose für sinnvoll angesehen wird.

Man muß aber auch die Datenfernübertragung berücksichtigen, ein Komplex, der von den eigentlichen Übertragungstechnikern noch nicht mit dem Ernst beachtet wird, wie es seine Bedeutung erfordert. Dieses Gebiet hängt besonders eng mit der sogenannten Informationsexplosion zusammen. Deshalb wird von vielen Fachleuten eingeschätzt, daß in den hoch industrialisierten Ländern die Datenfernübertragung, das Fernsprechen nach Gewicht aber auch nach Volumen in 10–20 Jahren übertreffen wird. Dies dürfte auch mit daran liegen, daß in absehbarer Zeit der Zeitpunkt kommen wird, daß man bei dezentralisiert aufgestellten Datenverarbeitungsanlagen wegen der mit der Größe stark ansteigenden Kosten die Grenzen ihrer Leistungsfähigkeit erreicht und zu zentralen Großanlagen kommen muß, die ökonomisch über Datenfernübertragung genutzt werden.

Entsprechendes gilt für die Einrichtung von Informationszentren, die nötig sind, weil der exponentiell anwachsende Wissensumfang bei zukünftigen Aufgabenstellung nicht mehr in der bisherigen Weise abgefragt werden kann, wenn zwischen den beiden Funktionen des Wissens und der technischen Nutzung nicht eine immer größer werdende Differenz entstehen soll. Vielleicht wird sich auch der kommerzielle Briefverkehr einmal nur noch über Datenübertragung abwickeln. Dabei schöpfen diese Beispiele den Anwendungsumfang der Datenverarbeitung und der Datenfernübertragung bei weitem nicht aus.

Es darf auch nicht vergessen werden, daß gerade in einer plangelenkten Wirtschaft deren Vorteile durch eine intensive Einschaltung der objektiven Datenverarbeitungstechnik erst evident werden.

Wenn die Gesamteinschätzung der Bedeutung der Datenfernübertragung nach Gewicht und Volumen richtig ist, sind verschiedene Übertragungssysteme, ja sogar verschiedene Netze für Fernsprechen und Datenfernübertragung ökonomisch nicht mehr tragbar. Die in die Milliarden gehenden Investi-

tionen der postalischen Einrichtungen müssen außerdem auch zeitlich so weit wie möglich genutzt werden, wobei die voll automatisierte Datenfernübertragung in den Nachtstunden in einem integrierten Netz ein Beispiel wäre.

In der Nachrichtentechnik hat die Analogtechnik deshalb einen dominierenden Charakter erhalten, weil es sinnvoll war, die analogen Zeitfunktionen des Fernsprechens auch analog zu übertragen.

Eine Datenquelle emittiert nun digitale und im wesentlichen binäre Signale. Wechselt nun der Schwerpunkt — wenn auch nach längerer Zeit — allmählich vom Fernsprechen zur Datenfernübertragung, so müßte diese das Gesicht der Übertragungstechnik bestimmen. Sind die Annahmen von der wachsenden Bedeutung der Datenfernübertragung richtig, so wäre es grundsätzlich aus den o. a. Gründen von Vorteil, die Übertragungssysteme ebenfalls digital mit binärem Charakter aufzubauen. Für die Digitaltechnik sprechen weiterhin, wie bereits erwähnt, die technologischen Erwägungen.

Es darf allerdings nicht unerwähnt bleiben, daß Problemlösungen in Digitaltechnik eine bis zu einer Größenordnung höheren Aufwand an Bauelementen benötigen. Als Beispiel sei der Regenerativverstärker des amerikanischen 224 Mbit-Systems genannt [3].

Es ist zu untersuchen, ob die Vorteile der Digitaltechnik betreffs einer integrierten Technologie auch vom System her sinnvoll ergänzt werden. Während dies z. B. bei Richtfunkstrecken wohl eindeutig zu bejahen ist, liegen vorerst beim Koaxialkabel als Übertragungsmedium und damit verbundenen hohen Übertragungsgeschwindigkeiten relativ wenige Untersuchungen vor. Die folgenden Ausführungen beschäftigen sich mit dieser Problematik; d. h. es wird ein Klein-Koaxialkabel (4,4/1,2) auf seine Eignung betreffs Fernsprechen und Datenübertragung in Digitaltechnik unter die Lupe genommen und die gewonnenen Ergebnisse werden mit den technischen Parametern eines geeigneten TF-Systems verglichen. Der Übergang zu anderen Koaxialsystemen ist unproblematisch und nur eine Maßstabsfrage.

Die erhaltenen Ergebnissen sollen mit entsprechenden Werten der Analogtechnik verglichen werden.

Für die theoretischen Untersuchungen benötigen wir den Frequenzgang des Kabels. Wir nehmen im folgenden stets einen frequenzproportionalen Phasenverlauf an, so daß wir uns auf die Dämpfungskonstante beschränken können. Da bei den hier vorkommenden Frequenzen nur die Längsdämpfungskonstante betrachtet zu werden braucht und wir uns praktisch oberhalb der Grenzfrequenz des Skineffektes des Kabels bewegen, kann man für die Dämpfungskonstante α schreiben

$$\alpha \approx \alpha_e = \frac{R'_0}{2} \sqrt{\frac{C'}{L'}} \cdot \sqrt{\frac{f}{f_0}} \quad [Np/km]$$

(f_0 = Grenzfrequenz des Skineffektes).

Für ein Koaxialkabel mit dem Radienverhältnis

$$r_2/r_1 = 3,6$$

und Kupfer als Material erhält man

$$\alpha \approx \frac{0,273}{r_2 [\text{cm}]} \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{f} \quad [Np/\text{km}]$$

Für ein Kabel der Länge l ergibt sich als Dämpfung

$$a_l = \alpha \cdot l = \frac{0,273}{r_2 [\text{cm}]} \cdot 10^{-3} \cdot l \cdot \sqrt{f} \quad [Np] \quad (1a)$$

bzw.

$$a_l = B \cdot \sqrt{f} \quad [Np] \quad (1b)$$

Die Bestimmung der Kanalkapazität [5]

Wir gehen davon aus, daß nach einem Verstärkerfeldabstand l ein Entzerrerverstärker $V(f)$ den Frequenzgang des Kabels ausgleicht; d. h.

$$V(f) = e^{a_l} = e^{B\sqrt{f}l} \quad (2)$$

Da am Eingang des Verstärkers die spektrale Rauschleistungsdichte $k \times T$ liegt, erhält man die spektrale Rauschleistungsdichte $n_a(f)$ am Ausgang des Verstärkers

$$n_a(f) = k \cdot T \cdot F \cdot V^2(f) = k \cdot T \cdot F \cdot e^{2B\sqrt{f}l} \quad [W/s] \quad (3)$$

wobei F die Rauschzahl bedeutet.

Da die spektrale Rauschleistungsdichte am Ausgang des Verstärkers nicht unabhängig von der Frequenz konstant ist, ergibt sich die Kanalkapazität C bei farbigem Rauschen, wenn

$$p(f) + n_a(f) = \text{konst} = D$$

ist, wobei $p(f)$ die spektrale Sendeleistungsdichte ist.

Mit

$$\int_0^{f_m} p(f) \cdot df = S_m$$

erhält man die mittlere Sendeleistung S_m , die vorgegeben ist. Die Bandbreite f_m des Kanals ist dagegen nicht vorgegeben, sondern errechnet sich aus der

Tabelle I

Mittlere Sendeleistung S_m , Kanalkapazität C und Grenzfrequenz f_m für die Verstärkerfeldlängen $l_1 = 1,3$ km und $l_2 = 1,7$ km

	$l_1 = 1,3$ km	$l_2 = 1,7$ km
$\frac{S_m}{\text{mW}}$	29,8	30,1
$\frac{C}{\text{Mbit/s}}$	2250	1403
$\frac{f_m}{\text{MHz}}$	204	124,3

Sendeleistung, Verstärkerabstand, Rauschzahl und der Art des Kabels. Für die Kanalkapazität ist weiterhin gefordert, daß die Sendequelle normal verteilt ist. Als mittlere Sendeleistung wurde aus Gründen des Vergleiches die halbe Impulsspitzenleistung der später betrachteten digitalen Nachrichtenübertragung gewählt. Die Theorie der Kanalkapazität bei farbigem Rauschen ist bekannt. Deshalb soll hier nicht näher darauf eingegangen, sondern nur die Ergebnisse der Rechnung mitgeteilt werden.

Nach der Informationstheorie ist die berechnete Kanalkapazität die für das hier untersuchte Übertragungsmedium höchst mögliche Übertragungsgeschwindigkeit. Es soll nun im folgenden auch untersucht werden, wie weit diese Werte durch praktische Möglichkeiten angenähert werden können.

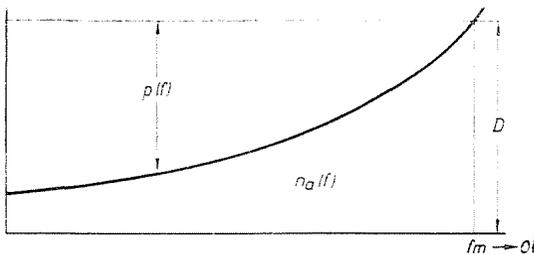


Abb. 3. Spektrale Rauschleistungsdichte

Die Übertragungsgeschwindigkeit v_{ii} bei binärer Pulsübertragung auf dem Klein-Koaxialkabel

Bei der Projektierung des Digitalsystems werden zur Vereinfachung einige idealisierende Annahmen gemacht. Diese sind:

1. Beim Koaxialkabel wird Leitungsnebensprechen vernachlässigt. Als Störsignal wird deshalb nur weißes Rauschen jeweils am Eingang eines Regenerativ-Verstärkers angenommen.

2. Das Entzerrernetzwerk ist so zwischen Vorverstärker und Hauptverstärker geschaltet, daß sich durch die Entzerrung keine Vergrößerung der Rauschleistung ergibt. Das Eigenrauschen der ersten Vorverstärkerstufe wird durch die Rauschzahl F berücksichtigt.

3. Zur weiteren Vereinfachung sollen Fehler, die durch den Jitter auftreten unberücksichtigt bleiben, da man diese durch Jitter-Reducer klein halten kann. Die entscheidende Größe, die der Projektierung zugrunde gelegt werden muß, ist die Gesamtfehlerwahrscheinlichkeit p_{ges} des Übertragungssystems; d. h. im statistischen Mittelwert bei z. B. $p_{\text{ges}} = 10^{-7}$ erhält man auf 10^7 Impulse eine Fehlentscheidung.

Diese Gesamtfehlerwahrscheinlichkeit hängt mit der Zahl n der Verstärkerfelder und der Fehlerwahrscheinlichkeit p eines Verstärkerfeldes linear zusammen.

$$p_{\text{ges}} = n \cdot p \quad (4)$$

Bestimmt werden soll bei einer geforderten Gesamtfehlerwahrscheinlichkeit des Übertragungssystems die erreichbare Übertragungsgeschwindigkeit $v_{\text{ü}}$ in Abhängigkeit von der Verstärkerfeldlänge l . Es soll später noch gezeigt werden, ob eine Erhöhung der Amplitudenstufenzahl s Vorteile mit sich bringt.

Gegeben sind [3, 4]:

die Signalleistung S_s (Spitzenwert) am Eingang des Repeaterfeldes,
das Rauschmaß F des Vorverstärkers (6 dB),
das Schwächungsmaß I (12...14 dB).

Dieses Schwächungsmaß beinhaltet:

die Verringerung der Spitzenleistung des Eingangssignals durch den Frequenzgang des Repeaterfeldvierpoles,

den Einfluß des Impulsnebensprechens (intersymbol-interference), Änderung der Kabeldaten durch Temperaturschwankungen,

Schwächung durch Echos,

Abweichungen vom idealen Entscheidungspunkt und der idealen Entscheidungsschwelle.

Die Abweichungen von der Entscheidungsschwelle ergeben sich z. B. auch durch Schwankungen des Bezugswertes. Sie sind bei mehrstufigen Systemen ($s > 2$) kritischer, während bei symmetrisch-binärer Übertragung die Null-Linie feste Entscheidungsschwelle ist. Man kann deshalb für symmetrisch binäre Pulsfolge einen minimalen Schwächungswert $I = 12$ dB, für größere Stufenzahlen $I = 14$ dB setzen. Die angegebenen Werte des Schwächungsmaßes I sind Meßwerte, die über das Augendiagramm gewonnen wurden und die der amerikanischen bzw. japanischen Literatur entnommen wurden.

Vorerst wird der Zusammenhang der Fehlerwahrscheinlichkeit p eines Verstärkerfeldes mit dem Signalrauschverhältnis S/N_1 am Entscheidungspunkt des Regenerativverstärkers benötigt, wobei der Wert S die Signal- bzw. Impulsspitzenleistung wiedergibt, während durch N_1 die effektive Rauschleistung des durch den Verstärkungsgang sich ergebenden farbigen Rauschens gekennzeichnet wird.

Wir gehen vorerst von symmetrisch binärer Pulsfolge aus. Man erhält in bekannter Weise

$$p = \frac{1}{2} [1 - \Phi(\sqrt{S/N_1})] \tag{5}$$

(Φ = Gaußsches Fehlerintegral).

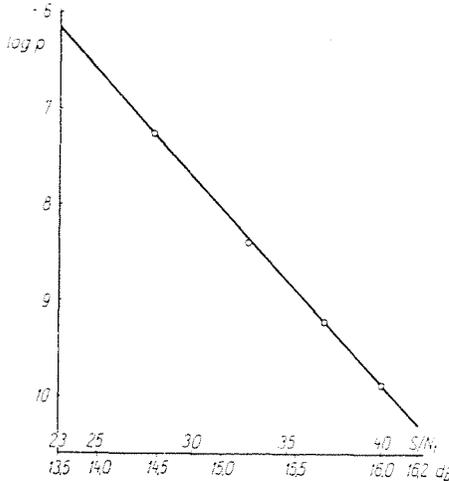


Abb. 4. Die Fehlerwahrscheinlichkeit p in Abhängigkeit vom Signal-Rauschverhältnis

Die Rauschleistung N_1 erhält man nach Gleichung (3)

$$N_1 = \int_0^\infty n_a(f) df = k \cdot T \cdot F \int_0^\infty V^2(f) \cdot df = N \cdot F, \quad [W] \tag{6}$$

während sich die Spitzenleistung S der Impulsantwort am Entscheidungspunkt des Verstärkers aus der Spitzenleistung S_s des Sendeimpulses am Eingang des Verstärkerfeldes und dem Schwächungswert I ergibt.

$$S = S_s/I \tag{7}$$

In Abb. 4 ist die Fehlerwahrscheinlichkeit p in Abhängigkeit vom Signalrauschverhältnis S/N_1 angegeben. Infolge des sehr steilen Abfalles der Gaußschen Normalverteilung liegt die Fehlerrate von etwa 10^{-7} bis 10^{-11} in dem sehr kleinen Intervall des Signalrauschverhältnisses von etwa 14...16,5 dB.

Bei Pulsfolgen mit höheren Stufenzahlen rechnet man analog. So muß man z. B. bei den sogenannten bipolaren Pulsfolgen des T1-Systems mit pseudoternären Charakter das Signal-Rauschverhältnis (nur Gaußsches Rauschen) um 6 dB erhöhen. Es wird allerdings später gezeigt, daß bei Änderungen bis etwa 10 dB des Signal-Rauschverhältnisses im interessierenden Bereich sich die zugeordneten Repeaterfeldlängen nur um etwa 0,8...1,3% pro dB ändern; d. h. derartige Unterschiede sind nicht gravierend.

Betreffs des Signal-Rauschverhältnisses ist das symmetrisch binäre Verfahren als vorerst hier betrachtetes Beispiel das günstigste.

Für unsere weiteren Betrachtungen benötigen wir die Fehlerwahrscheinlichkeit p , die sich nach Gl. (4) aus der Gesamtfehlerwahrscheinlichkeit ableiten läßt. Bei einer Gesamtlänge L des Übertragungssystems erhält man als Zahl n der benötigten Verstärkerfelder

$$n = L/l.$$

Bei einer vorgegebenen Gesamtfehlerwahrscheinlichkeit

$$p_{\text{ges}} = 2 \times 10^{-7}$$

ergibt sich nach Gl. (4)

$$\begin{array}{ll} n = 20 & p = 10^{-8} \\ n = 2000 & p = 10^{-10} \end{array}$$

Nach Abb. 4 benötigt man für $p = 10^{-8}$ ein Signal-Rauschverhältnis $S/N_1 \approx \approx 15$ dB, für $p = 10^{-10}$ ein Signal-Rauschverhältnis $S/N_1 \approx 16$ dB. Dieser geringe Unterschied des Signal-Rauschverhältnisses, der bei einer angenommenen Verstärkerfeldlänge von etwa 1,5 km eine Gesamtlänge der Übertragung zwischen 30 km und 3000 km bei gleicher Gesamtfehlerrate überstreicht, charakterisiert die hohe Längenunempfindlichkeit des digitalen Systems. Die Differenz von 1 dB liegt innerhalb der Toleranz der weiteren Annahmen. Es soll deshalb zur Sicherheit nur mit der oberen Grenze des Signal-Rauschverhältnisses

$$S/N_1 = 16 \text{ dB}$$

gerechnet werden.

Es macht sich nun erforderlich die Rauschleistung N vorerst ohne Berücksichtigung der Rauschzahl F zu berechnen. Wir untersuchen dabei zwei Formen des Verstärkerfeldtiefpasses, in die sich die praktischen Fälle im wesentlichen einordnen lassen dürften, nämlich den gaußförmigen und den kosinusförmigen Tiefpaß.

Die Tiefpässe haben folgenden Dämpfungsverlauf:

a) Gauß:

$$a_g = \pi \cdot \left(\frac{f}{2f_m} \right)^2 \quad [Np] \quad (8a)$$

b) cos:

$$a_c = -\ln \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \pi \frac{f}{2f_m} \right) \quad [Np] \quad (8b)$$

Dabei ist die Frequenz f_m bei diesen Impulstiefpässen die sogenannte Nutzbandsbreite.

Damit errechnet sich mit Berücksichtigung der Leitungsdämpfung folgende Verstärkung:

$$a) \quad V(f) = e^{(a_l - a_d)} \quad (9a)$$

$$b) \quad V(f) = e^{(a_l - a_c)} \quad (9b)$$

Wir führen in die Gleichungen (8a) und (8b) sowie (1a) und (1b) der Leitungsdämpfung folgende Normierung ein

$$x = f/f_m \quad (10)$$

Damit ergibt sich für die Leitungsdämpfung

$$a_l = B \cdot \sqrt{f_m} \cdot \sqrt{x} \quad [Np] \quad (1c)$$

Nun ergibt sich nach Gl. (1a) und (1b) der Wert B für das Klein-Koaxialkabel mit $r_2 = 0,44$ cm zu

$$B = 0,621 \times 10^{-3} \times l.$$

Für die spätere Auswertung ist folgende Normierung günstiger. Wir setzen

$$B \cdot \sqrt{f_m} = 0,621 \times A \quad (11a)$$

Daraus ergibt sich

$$A = l \times \sqrt{f_m} \times 10^{-3} \quad (11b)$$

Damit erhält man für die Leitungsdämpfung

$$a_l = 0,621 \cdot A \cdot \sqrt{x} \quad [Np] \quad (1d)$$

Damit ergibt sich für den Verstärkungsgang unter Berücksichtigung der Gleichungen (1d), (8) und (9)

$$a) \quad V(f) = \exp(0,621 \cdot A \cdot \sqrt{x} - 0,785 \cdot x^2) \quad (12a)$$

$$b) \quad V(f) = \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \pi \cdot \frac{x}{2} \right) \cdot \exp(0,621 \cdot A \cdot \sqrt{x}) \quad (12b)$$

Unter Berücksichtigung der Gleichung (6) erhält man als Rauschleistung

$$a) \quad N = f_m \cdot k \cdot T \cdot \int_0^{\infty} \exp 2(0,621 \cdot A \cdot \sqrt{x} - 0,785 x^2) \cdot dx \quad (13a)$$

$$b) \quad N = f_m \cdot k \cdot T \cdot \int_0^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \pi \cdot \frac{x}{2} \right)^2 \cdot \exp (2 \cdot 0,621 \cdot A \cdot \sqrt{x}) \cdot dx \quad (13b)$$

Abb. 5 zeigt bei einem vorgegebenen Wert A das Quadrat des Verstärkungsfaktors $V(f)$ in Abhängigkeit von $x = f/f_m$ für die Fälle a und b .

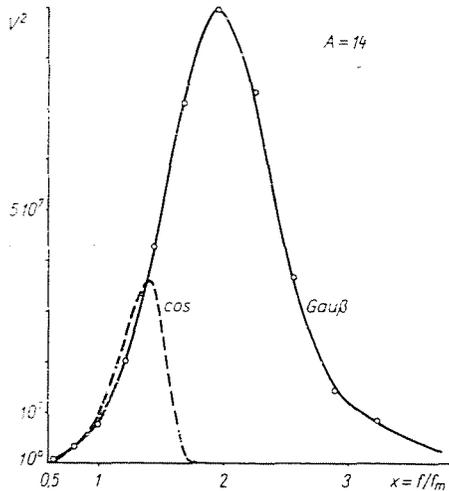


Abb. 5. Das Quadrat des Verstärkungsfaktors $V(x)$ in Abhängigkeit von der normierten Frequenz $x = f/f_m$

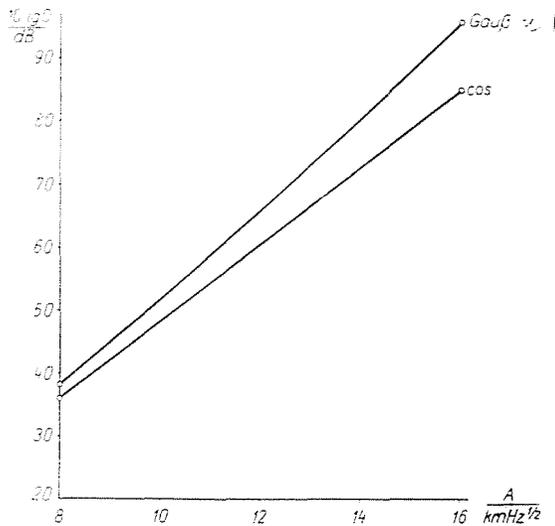


Abb. 6. Die auf f_m und kT bezogene Rauschleistung

Abb. 6 zeigt die Integralwerte σ in Abhängigkeit von A . Aus beiden Diagrammen gehen eindeutig die Vorteile der Wahl des Kosinustiefpasses gegenüber dem Gauß-Tiefpaß betreffs der Rauschleistung hervor.

Das ergibt sich daraus, daß beim Kosinustiefpaß als Selektionsbandbreite die doppelte Nutzbandbreite benötigt wird, während man beim Gauß-Tiefpaß die dreifache braucht. Durch das Ansteigen der Leitungsdämpfung mit der Frequenz ergibt sich damit eine erhöhte Forderung an den Verstärkungsgrad

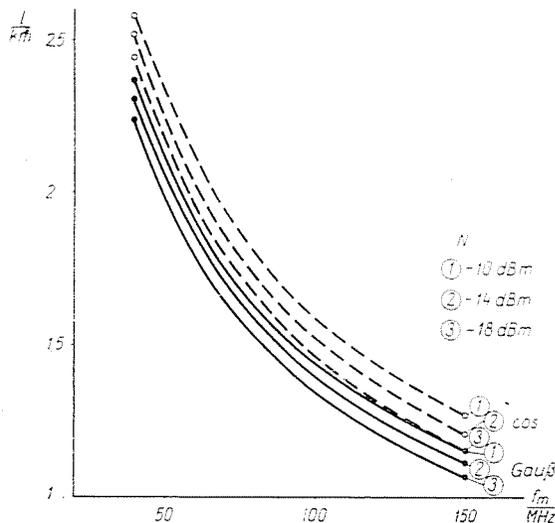


Abb. 7. Die Verstärkerfeldlänge l in Abhängigkeit von der Nutzbandbreite f_m

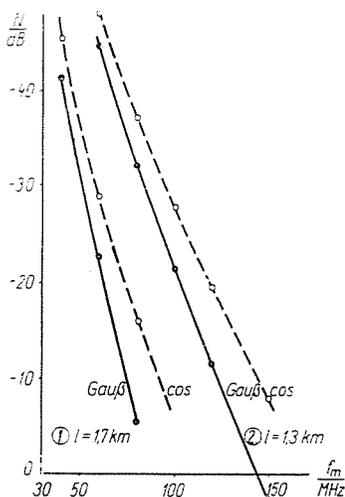


Abb. 8. Die Rauschleistung N in Abhängigkeit von der Nutzbandbreite f_m — Parameter Verstärkerfeldlänge l

bei höheren Frequenzen und damit eine erhebliche Erhöhung der Rauschleistung.

Die Abb. 6 ist vielseitig verwendbar. Über die dort angegebenen Integralwerte 0 der Gleichung (13) lassen sich die auf die Nutzbandbreite f_m bezogenen Rauschleistungen N bestimmen. Man erhält im absoluten Pegelmaß (dBm) nach (13)

$$N/f_m = 10 \log 0 + 10 \log k \cdot T + 30 \quad [\text{dBm}]$$

Für $kT = 4 \times 10^{-21} \text{ (W} \cdot \text{s)}$ ergibt sich

$$N/f_m = 10 \log 0 - 174 \quad [\text{dBm}] \quad (14)$$

Da sich, wie noch gezeigt wird, die höchst zulässige Rauschleistung N aus den vorgegebenen Größen des zu projektierenden Systems bestimmen läßt, kann man über diese festgelegte Rauschleistung aus Abb. 6 die Verstärkerfeldlänge l in Abhängigkeit von der Nutzbandbreite f_m ableiten (z. B. Abb. 7). Man kann aber auch bei festgehaltener Verstärkerfeldlänge l die Rauschleistung N in Abhängigkeit von der Nutzbandbreite f_m festlegen (Abb. 8). Besonders dieses Diagramm 6 ist sehr wertvoll bei der Untersuchung mehrvalenter Systeme. Die Rauschleistung $N = N_1/F$ läßt sich leicht bestimmen. Wir hatten wegen der geforderten Fehlerwahrscheinlichkeit $p = 10^{-10}$ bereits nach Abb. 4 festgelegt, daß

$$S/N_1 = 16 \text{ dB}$$

sein muß. Weiterhin sei die Spitzensendeleistung [4]

$$S_s = 63 \text{ mW (18 dBm)}$$

Mit Gleichung (7) erhält man demnach

$$\frac{S}{N_1} = \frac{S_s}{I \cdot N \cdot F}$$

bzw.

$$N = \frac{S_s}{I \cdot F \cdot (S/N_1)}$$

oder in dB

$$\begin{aligned} N &= S_s - (S/N_1) - I - F \quad [\text{dBm}] \\ &= 2 - I - F \quad [\text{dBm}] \end{aligned} \quad (15)$$

Es wird von Minimal- und Maximalwerten des Rauschmaßes F und des Schwächungsmaßes I ausgegangen. Damit ergibt sich als Rauschleistung N

$$\begin{array}{ll} I = 12 \text{ dB} & I = 14 \text{ dB} \\ F = 4 \text{ dB} & F = 6 \text{ dB} \\ N = -14 \text{ dBm} & N = -18 \text{ dBm} \end{array}$$

Mit Hilfe der Gleichungen (14) und (15), der Abb. 6 und der Entnormierung des Wertes A nach Gleichung (11b) wurde mit der Rauschleistung N als Parameter die Repeaterfeldlänge l in Abhängigkeit von der Nutzbandbreite f_m errechnet, und im Abb.7 aufgetragen. Auch hier sieht man den Vorteil der kosinusförmigen Begrenzung gegenüber der gaußförmigen Begrenzung. Weiterhin läßt sich ablesen, daß sich die Repeaterfeldlängen nur um etwa 0,6...1,3% pro dB einer Änderung des Parameters N verschieben.

Bei der Ermittlung der Übertragungsgeschwindigkeit $v_{\bar{u}}$ setzen wir nach Nyquist die Schrittgeschwindigkeit v_s gleich der doppelten Nutzbandbreite. Damit erhält man in bekannter Weise bei beliebiger Stufenzahl s die Übertragungsgeschwindigkeit

$$v_{\bar{u}} = 2f_m \cdot lds \quad (16)$$

Im binären Fall, den wir bisher betrachtet haben, ergibt sich

$$v_{\bar{u}} = 2f_m \quad (16a)$$

Somit kann man bei festgelegter Rauschleistung N aus Abb. 7 die Übertragungsgeschwindigkeit $v_{\bar{u}}$ in Abhängigkeit von der Verstärkerfeldlänge l ablesen.

Das Diagramm 4 soll bei Berücksichtigung der dort verwendeten Toleranz der Rauschleistung N in einer kleinen Tabelle ausgewertet werden:

Tabelle II

Übertragungsgeschwindigkeit $v_{\bar{u}}$	Verstärkerfeldlänge
[Mb/s]	[Km]
300	1,1 — 1,25
200	1,35 — 1,55
150	1,60 — 1,85
120	1,8 — 2,10

Die Übertragung von Sprache und digitalen Signalen über ein TF-System auf der Zwertube [6]

Ein Fernsprechkanal darf am relativen Pegel 0 eine Geräuschleistung (bewertetes Geräusch) von 10 000 pW aufweisen. Davon entfallen auf die Strecke 7500 pW. Bei Verwendung eines koaxialen Kabels verbleiben davon 5000 pW für Rauschstörungen (2500 pW für Intermodulationsstörungen).

Im folgenden sollen die verwendeten Formelzeichen und Werte festgelegt und definiert werden. Sie beziehen sich nur auf einen Fernsprechkanal.

B	= Kanalbandbreite = 3300 Hz
L	= Gesamtlänge der Übertragung
l	= Länge eines Verstärkerfeldes
n	= L/l = Zahl der Verstärkerfelder im Zuge der Übertragung
p_s	= relative Kanalsendepegel = -15 dB
p_r	= bewerteter Geräuschpegel am Eingang des Leitungsverstärkers (Bandbreite $B = 3300$ Hz)
α	= Dämpfungskonstante des Kabels (Zwertube) = $5 \cdot 4 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}$ dB
F	= Rauschmaß = 6 dB
$N_{R_{ges}}$	= zulässige bewertete Rauschleistung am relativen Pegel 0 = 5000 pW
N_{R_n}	= zulässige bewertete Rauschleistung am relativen Pegel 0 für ein Verstärkerfeld = $N_{R_{ges}}/n = 5000$ pW

Durch die Bewertung ist die bewertete Rauschleistung um 2,5 dB geringer als die unbewertete.

Die Rauschleistung am Verstärkereingang:

$$N_e = kTB = 1,32 \cdot 10^{-17} \text{ W}$$

Damit ist der bewertete Geräuschpegel p_r am Eingang des Leitungsverstärkers einschließlich Bewertung und Rauschmaß = -135,3 dB.

$$-10 \log N_{R_n} [\text{mW}] = p_s - p_r - \alpha_0 \cdot l$$

α_0 = Dämpfungskonstante für die höchste Frequenz des gesamten Übertragungsbandes.

$$-10 \log N_{R_{ges}} [\text{mW}] + 10 \cdot \log n = p_s - p_r - \alpha_0 \cdot l$$

Mit dem Einsetzen der Zahlenwerte ergibt sich bei einem geringen Abzug wegen Temperaturschwankungen im Kabel, wegen der Übertrager usw.

$$10 \cdot \log n + \alpha_0 \cdot l = 65 \text{ (dB)}$$

Die errechneten Ergebnisse sind im Abb. 9 aufgetragen, und zwar die maximal mögliche Verstärkerfeldlänge l eines TF-Systems über Zwergtube in Abhängigkeit von der oberen Frequenzgrenze (Gesamtlänge $L = 2500$ km). Ein TF-System auf Zwergtube für 2700 Kanäle (V 2700) benötigt eine obere Frequenzgrenze von 12,388 MHz. Nach Abb. 9 wird dazu eine maximale Verstärkerfeldlänge von 1,77 km benötigt. (Eine Vorverzerrung ist dabei nicht berücksichtigt, die eine Erhöhung der Verstärkerfeldlänge um etwa 10–20% ermöglicht.) Nutzt man die untere Frequenzlücke aus, kann man insgesamt 2760 Fernsprechanäle frequenzmultiplex übertragen.

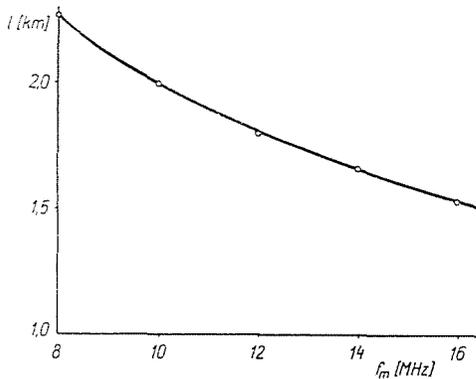


Abb. 9. Verstärkerfeldlänge eines TF-Systems auf Zwergtube in Abhängigkeit von der oberen Frequenzgrenze (Gesamtlänge $L = 2500$ km)

Für die Datenübertragung ergibt sich minimal bei einer Kanalübertragungsgeschwindigkeit binärer Signale von

$$v_{UK} = 2400 \text{ Bit/sec}$$

eine gesamte Übertragungsgeschwindigkeit binärer Daten von

$$v_{ii} = 2760 \cdot 2400 = 6,6 \text{ Mb/s.}$$

Bei Restseitenbandübertragung über die primären Grundgruppen erhält man eine gesamte Übertragungsgeschwindigkeit [7]

$$v_{ii} = 50 \cdot 230 \cdot 10^3 = 11,5 \text{ Mb/s.}$$

Betreffs der Übertragung binärer Signale zeigt der Vergleich zwischen Analog- und Digital-System:

Nach o. a. Zahlen und der Abb. 7 erreicht das Digital-System eine um den Faktor 10...20 höhere Übertragungsgeschwindigkeit als das Analog-System gemäß dem hier durchgerechneten Beispiel mit der Zwergtube als Übertragungsmedium (bei gleichen Verstärkerfeldlängen).

(Dabei muß allerdings berücksichtigt werden, daß die Datenquelle bei Übertragung über TF-Systeme asynchron emittieren kann, während bei digitaler Übertragung entweder nach [8] ein Verlust um etwa den Faktor 3 in Kauf genommen werden muß, bzw. die Daten gespeichert und der Speicher im Rhythmus des Digitalsystems abgefragt wird, oder die Datenquelle synchron mit dem Digitalsystem emittieren muß.)

Der größere Faktor bezieht sich auf symmetrisch binäre Pulsfolge. Die Redundanz von mindestens 25%, die zur Gleichstromentfernung und zur »timing information« benötigt wird, ist dabei nicht berücksichtigt, zumal sie auch zur Fehlererkennung und -korrektur ausgenutzt werden kann. Eine entsprechende Redundanz benötigt man aber auch für analoge Verfahren.

Der kleinere Faktor bezieht eine zur Vermeidung dieser Schwierigkeiten gewählte höhere Redundanz (z. B. pseudo-ternäre Pulsfolge) und eine Erhöhung der Verstärkerfeldlänge beim TF-System durch Vorverzerrung mit ein.

Es soll noch abschließend der Vergleich über die Anzahl der Sprachkanäle durchgeführt werden. Es war bereits festgestellt worden, daß in TF-Technik das V 2700 System eine Bandbreite $f_m = 12,388$ MHz benötigt, wobei sich zu Einhaltung des geforderten Signal-Störabstandes auf der Zwergtube eine Verstärkerfeldlänge von $l = 1,77$ km ergibt. Unter den Voraussetzungen des Digitalsystems (Repeaterfeldfehlerwahrscheinlichkeit $p = 10^{-10}$) erreicht man nach Abb. 7 eine Nutzbandbreite von etwa 75 MHz und damit eine Übertragungsgeschwindigkeit von

$$v_{\bar{u}} \approx 150 \text{ M bit/sec}$$

Nach den zur Zeit vorliegenden Standardisierungen wird für den Sprachkanal bei digitaler Übertragung und einer Bandbreite von 3100 Hz eine Abtastpulsfolge von 8000 Imp./sec verwendet. Da jede der Proben bei einer Quantisierungsstufenzahl von 128 mit 7 bit kodiert und ein Signalbit hinzugefügt wird, benötigt man für einen Sprachkanal eine Übertragungsgeschwindigkeit $v_{\bar{u}_k} = 64$ kbit/sec. Die mögliche Zahl z der Sprachkanäle ist

$$z = \frac{v_{\bar{u}}}{v_{\bar{u}_k}} = \frac{150 \text{ Mbit/s}}{64 \text{ kbit/s}} = 2344 \quad (2000)$$

Nach dem jetzigen Stand der Technik dürfte es erforderlich sein, die Übertragungsgeschwindigkeit $v_{\bar{u}}$ um etwa 25% (dieser Prozentsatz ist nicht für eigentliche Information ausnutzbar) geringer anzusetzen, um Gleichstromfreiheit der Pulsfolge und »timing information« zu erreichen. Eine Verringerung der Fehlerwahrscheinlichkeit bringt nach Abb. 4 keine wesentliche Erhöhung der Übertragungsgeschwindigkeit $v_{\bar{u}}$, muß auch abgelehnt werden, da damit die Datenübertragung erheblich belastet würde. Mit dieser Verringerung um 25% erhält man eine Zahl z der Sprachkanäle

$$z = 1761 \quad (1500) \text{ Sprachkanäle}$$

Die Digitaltechnik erreicht unter diesen Voraussetzungen für Sprachübertragung nur etwa 64% (55%) der Analogtechnik. (Die in Klammern gesetzten Werte berücksichtigen die Vorverzerrung.) Es kann aber erwartet werden, daß

1. der Digitalverstärker ökonomisch günstiger als der Analogverstärker liegen wird und damit die Verstärkerfeldlänge verringert werden kann;
2. die hohe Redundanz der Sprache mit digitalen Mitteln technisch und ökonomisch relativ einfach verringert werden kann; und
3. ähnlich wie bei den Bemühungen der Analogtechniker zur Erhöhung der Geschwindigkeit der Datenübertragung durch mehrvalente Verfahren, dies auch von der Digitaltechnik prinzipiell eingeführt werden kann.

Zusammenfassend kann betreffs des Koaxialkabels als Übertragungsmedium gesagt werden:

1. Die Digitaltechnik wird der Analogtechnik in technologischen Hinsicht überlegen sein, wenn man die Vorteile der hohen Toleranzen, der Standardisierung und der Automation ausnützt.
2. Sie ist der Analogtechnik betreffs der Datenübertragung zur Erreichung hoher Übertragungsgeschwindigkeit und geringer Fehlerwahrscheinlichkeit überlegen.
3. Betreffs der Zahl der Sprachkanäle ist sie bei binärer Übertragung und ohne Berücksichtigung der Redundanz der Sprache der Analogtechnik unterlegen.

Es soll noch festgestellt werden, daß die errechneten Ergebnisse zeigen, daß man bei binärer Übertragung auf dem Koaxialkabel eine Übertragungsgeschwindigkeit erhält, die nur etwa den zehnten Teil der Kanalkapazität erreicht. Man sollte aber weiterhin nicht vergessen, daß in der Digitaltechnik der Forschung noch ein großes Feld offen steht; denn z. Zt. werden die Möglichkeiten der neuen Technik durch den häufigen Einsatz analoger Mittel noch nicht ausgeschöpft.

Zusammenfassung

Die Arbeit befaßt sich auf dem Gebiet der Nachrichtenübertragung mit einem Vergleich zwischen dem analog arbeitenden TF-System und dem binären Digitalsystem, wobei als Übertragungsmedium ein Koaxialkabel dient. Die Perspektive der Entwicklung der Mikroelektronik und die damit verbundene Wechselwirkung zwischen Bauelement und System sprechen für die Digitaltechnik, wobei es erforderlich ist, die besonderen Merkmale dieser Technik, wie große Toleranzen, weitgehende Standardisierung, Automation usw., zu berücksichtigen. Es kann weiterhin angenommen werden, daß die Datenübertragung stärker als das Fernsprechen zunimmt, so daß von dieser Seite die Einheit des Nachrichtensystems ebenfalls eine digitale Übertragungstechnik fordert.

Bei der Bestimmung der technischen Parameter wurde die Kanalkapazität des Koaxialkabels bei festgelegten Verstärkerfeldlängen als obere Grenze der Übertragungsgeschwindigkeit berechnet. Anschließend wurde die binäre Pulsübertragung bei vorgegebener Fehlerwahrscheinlichkeit für ein Verstärkerfeld untersucht, wobei für das Koaxialkabel nur weißes Rauschen am Eingang des Regenerativverstärkers als Störquelle angenommen wurde. Es zeigt sich, daß die cos-förmige Bandbegrenzung gegenüber der Gaußförmigen aus Gründen der sich ergebenden geringeren Rauschleistung am Entscheidungspunkt des Verstärkers günstiger ist. Im Vergleich eines TF-Systems (V 2700) mit dem binären Digitalsystem ergibt sich:

1. die Digitaltechnik wird der Analogtechnik in technologischer Hinsicht überlegen sein, wenn man die Vorteile der hohen Toleranzen, der Standardisierung und der Automation ausnützt.

2. Sie ist der Analogtechnik betreffs der Datenübertragung zur Erreichung hoher Übertragungsgeschwindigkeit und geringer Fehlerwahrscheinlichkeit überlegen.

3. Betreffs der Zahl der Sprachkanäle ist sie bei binärer Übertragung und ohne Berücksichtigung der Redundanz der Sprache der Analogtechnik unterlegen.

Literatur

1. MÖHRING, D.: Neue Technologien erfordern neue Unternehmenskonzeptionen. Int. El. Rundschau **7**, 373–376 (1965).
2. HALINA, W.: Datenübertragung. Entwicklungstendenzen und Zukunftsaussichten. El. Nachrichtenwesen **41**, 190–209 (1966).
3. DORROS, I., SHIPRESS, J.M., WALDHAUER, F.D.: An Experimental 224 Mb/s Digital Repeater Line. BSTJ. **45**, 999 ff. (1966).
4. KAWASHIMA, M., FUDEMOTO, I., KATAGIRI, Y.: Studies on long chains of broad band PCM Repeaters. IEEE International Convention Record 1966 Part 1. Wire and Data Communication.
5. PIERCE, J.R.: Information rate of a coaxial cable with various modulation systems. BSTJ **45**, 1197 ff. (1967).
6. HÖLZLER, E., THIERBACH, F.: Nachrichtenübertragung. Springer Verl. Berlin/Heidelberg/New York 1966.
7. RONNE, J. S.: Transmission facilities for general purpose wideband services on analogue carrier systems. IEEE Trans. Comm. Techn. **14**, 655 ff. (1966).
8. TRAVIS, L. F., YAEGER, R. E.: Wideband data of T1 carrier. BSTJ **44**, 1567 ff. (1965).

Prof. Dr. G. ULRICH, Ilmenau, Am Wenzelsberg 12. DDR.