

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT — BERLIN-CHARLOTTENBURG

# Technischer Bericht Nr. 182

Vektorfilterung von ADPCM-Koeffizientensätzen

von

Dipl.-Ing. Bernd Heuser

Dr.-Ing. Peter Noll

Berlin

1 9 7 5

EINSTEINUFER 37 1 BERLIN 10

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT

Berlin-Charlottenburg

Technischer Bericht Nr. 182

Vektorfilterung von ADPCM - Koeffizientensätzen

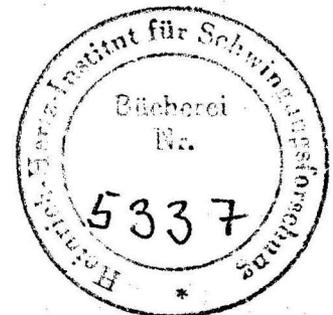
von

Dipl.-Ing. B. Heuser

Dr.-Ing. P. Noll

Berlin

1975



Vektorfilterung von ADPCM - Koeffizientensätzen

Zusammenfassung:

Bei der adaptiven DPCM-Codierung von Sprachsignalen müssen zusätzlich zum Differenzsignal Informationen über die Prädiktoreinstellung zum Empfänger übertragen werden. In dem vorliegenden Bericht werden verschiedene Verfahren einer effizienten Übertragung von Prädiktor- und PARCOR-Koeffizientensätzen miteinander verglichen. Die zeitlich-räumlichen Korrelationen zwischen den Vektoren wurden auf verschiedene Arten zur Reduktion der bei der Quantisierung der Vektoren entstehenden Bitraten ausgenutzt. Neben linearen Transformationen, die die Korrelationen zwischen den Vektorelementen beseitigen, wurde ein Verfahren einer Vektor-Prädiktion untersucht. Alle Untersuchungen zeigten, dass auch bei der Verwendung sehr aufwendiger Codierverfahren höchstens 1 bit je Vektorelement eingespart werden kann.

Heinrich-Hertz-Institut

Die Bearbeiter

*B. Heuser*

(Dipl.-Ing. B. Heuser)

Der Abteilungsleiter

*i.V. Noll*

(i.V. Dr.-Ing. P. Noll)

*P. Noll*

(Dr.-Ing. P. Noll)

Der Geschäftsführer

*H. Ohnsorge*

(Dr.-Ing. H. Ohnsorge)

Berlin-Charlottenburg, den 26. Mai 1975

## INHALTSANGABE

|  | <u>Seite</u> |
|--|--------------|
| 1. Einleitung  | 1            |
| 2. ADPCM-Koeffizienten; Problemdarstellung                   | 5            |
| 2.1 Prädiktor-Koeffizienten                                  | 5            |
| 2.2 PARCOR-Koeffizienten                                     | 5            |
| 2.3 Darstellung des Problems                                 | 6            |
| 3. Statistische Kenngrößen der Koeffizientenvektoren         | 14           |
| 3.1 Mittelwerte und Streuungen der Koeffizienten             | 14           |
| 3.2 Amplitudendichte-Verteilungen der Prädiktorkoeffizienten | 17           |
| 3.3 Korrelationen der Prädiktorkoeffizienten                 | 17           |
| 4. Prädiktionsverfahren                                      | 24           |
| 4.1 Einkanal-DPCM (EK-DPCM)                                  | 25           |
| 4.2 Mehrkanal-DPCM (MK-DPCM)                                 | 30           |
| 5. Blockquantisierungsverfahren                              | 39           |
| 5.1 Blockquantisierung ohne DPCM                             | 44           |
| 5.2 Blockquantisierung mit DPCM                              | 47           |
| 6. Zusammenfassung   | 49           |
| 7. Literatur   | 52           |

## 1. Einleitung

Dieser Bericht befasst sich mit Fragen der Codierung für eine effiziente Übertragung von Vektorfolgen. Untersucht wird dieses Problem am Beispiel der adaptiven Differenz-PCM für Sprachsignale (Übertragung der Zusatzinformation für den Prädiktor). Im folgenden ist zunächst dargestellt, welchen Ursprung diese Vektoren haben und welche Aufgabe sie erfüllen.

Bei dem Verfahren der nichtadaptiven Differenz-Pulscode-  
modulation (DPCM) wird ein stationärer Prozess einem Prädiktionsverfahren mit einer Quantisierung des Differenzsignals unterworfen. Aus der Autokorrelationsfunktion (AKF) des Prozesses kann näherungsweise derjenige Prädiktor bestimmt werden, der die beste Schätzung des zu codierenden Signals ermöglicht, so dass die Varianz des Differenzsignals zum Minimum wird. Da die im System entstehende Varianz des Quantisierungsfehlers der Varianz des Differenzsignals proportional ist, sollte gewährleistet sein, dass der Prädiktor immer optimal arbeitet. Ist der zu codierende Prozess entgegen der getroffenen Annahme nichtstationär, d. h. sind die statistischen Kenn-  
daten zeitlichen Schwankungen unterworfen, so liefert der Prädiktor falsche Schätzwerte. Eine solche Situation ergibt sich bei der DPCM-Codierung von Sprachsignalen: Die Annahme, die Sprache sei ein stationärer Prozess, und dementsprechend könne der Prädiktor als zeitinvariantes Netzwerk dimensioniert werden, führt auf eine nicht-optimale Prädiktion. Eine Verbesserung ergibt sich dadurch, dass die Sprache in Segmente aufgeteilt wird, innerhalb derer die statistischen Eigenschaften relativ konstant sind, und dass dann der Prädiktor für jedes Segment neu optimiert wird. Dieses Verfahren der Quellencodierung nennen wir im folgenden adaptive Differenz-Pulsmodulation (ADPCM).

Ein adaptiver Algorithmus hat nicht nur den Vorteil eines erhöhten Signal-Rausch-Abstandes bei der Codierung von Sprachsignalen, sondern führt zusätzlich zu einer Verringerung des Ruhegeräusches gegenüber einer nicht-adaptiven DPCM-Sprachcodierung; zudem ist das Verfahren durch die Anpassung an die statistischen Kenndaten des Eingangssignals datenkompatibel. Bei der adaptiven DPCM-Codierung wird die zu codierende Signalfolge in Segmente eingeteilt; die Prädiktion wird mit einem Koeffizientenvektor vorgenommen, der für das jeweilige Segment den kleinsten mittleren quadratischen Fehler zwischen dem wahren Wert und dem Schätzwert liefert /1,2/. Ist die Signalfolge nicht-stationär, so ergeben sich für die einzelnen Segmente unterschiedliche Koeffizientenvektoren, weil sich die Kurzzeit-Leistungsdichtespektren bzw. die Kurzzeit-Autokorrelationsfolgen der einzelnen Segmente unterscheiden. Die Information über den gerade gültigen Koeffizientenvektor muss jeweils zum Empfänger übertragen werden. Die Strukturen des ADPCM-Codierers und -Decoders sind in Abb. 1 dargestellt. Besonders gut geeignet zur Übertragung der Prädiktor-Information sind die Prädiktor-Koeffizienten  $h$  und auch die PARCOR-Koeffizienten  $p$ . Ihr Zusammenhang wird im Abschnitt 2 kurz dargestellt. In der vorliegenden Arbeit wird das Problem der günstigsten Übertragung dieser Vektoren (im folgenden Koeffizientenvektoren oder ADPCM-Koeffizienten genannt) diskutiert, insbesondere wird untersucht, ob durch Anwendung von Quellencodierverfahren eine effiziente Digital-Übertragung möglich ist (beispielsweise mit kleinerer mittlerer Bitrate als durch direkte Digital-Übertragung bei gleicher Verzerrung). Als Codierverfahren werden die Differenz-PCM und die Blockquantisierung verwendet; die Differenz-PCM wird dabei auf die Vektor-Prädiktion erweitert. Die bei dieser Untersuchung zugrundeliegende Problemstellung wird ebenfalls im Abschnitt 2 erläutert.

Notwendig für die Anwendung der genannten Quellen-Codierverfahren ist die Kenntnis bzw. Schätzung der statistischen Daten der Vektorfolgen, vor allem der Korrelation. Diese

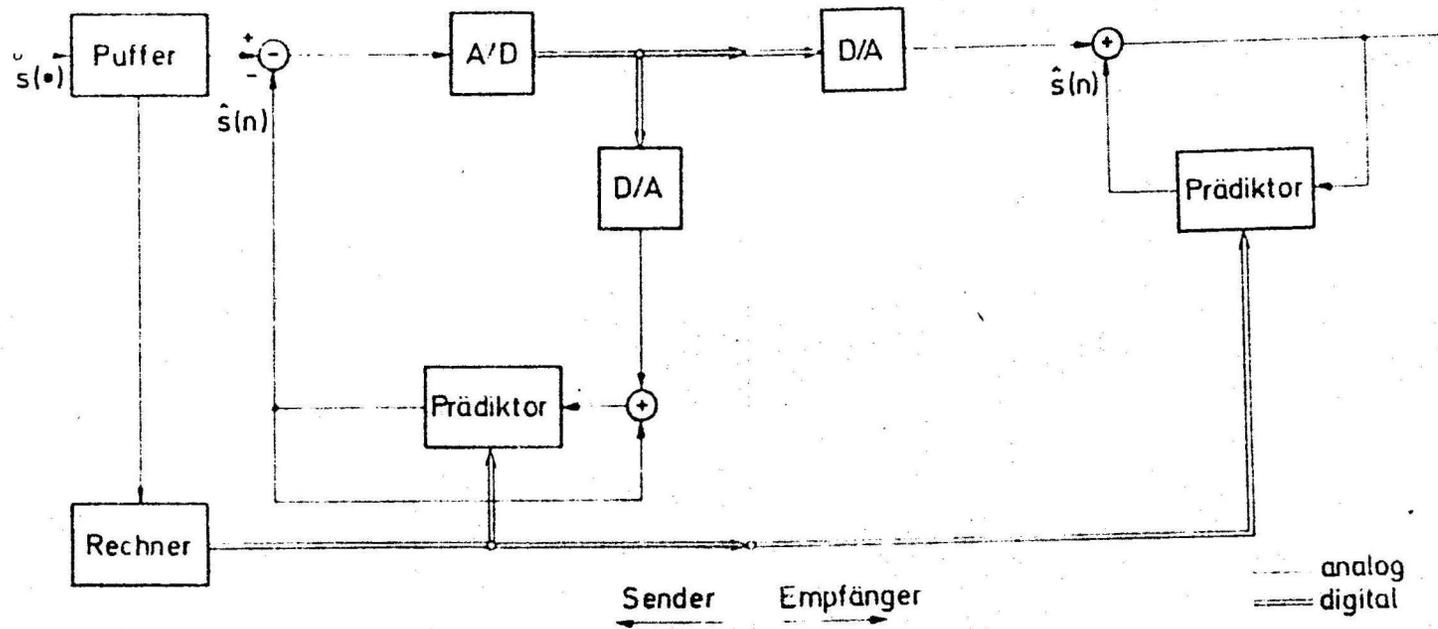


Abb. 1: Struktur der ADPCM

Von den Eingangswerten  $s(n)$  werden Schätzwerte  $\hat{s}(n)$  subtrahiert; die Differenz wird quantisiert und übertragen; der Empfänger addiert  $\hat{s}(n)$  zum quantisierten Differenzsignal. Der Prädiktor wird segmentweise adaptiv an die statistischen Eigenschaften des zu codierenden Signals angepaßt.

sind im Abschnitt 3 dargestellt. Verwendet wurden die Vektoren aus der Simulation von 3.2 bzw. 5 sec ADPCM-Codierung von Sprache auf dem Digitalrechner. Die Optimierung der Quellen-Codiersysteme für die ADPCM-Koeffizienten ist in den Abschnitten 4 und 5 erläutert; dazu werden die bei der Digital-Übertragung erreichbaren Verbesserungen im Signal-Rauschabstand genannt. Diese Verbesserungen sind aus den optimierten Daten des Vektor-DPCM-Filters bzw. der Transformationsmatrix (Blockquantisierung) und aus den Korrelationen der Vektorfolge errechnet, aber auch durch Simulationen der Codiersysteme ermittelt worden.

Es ist wichtig, darauf hinzuweisen, dass bei einer Quantisierung der ADPCM-Koeffizienten möglicherweise auftretende Probleme der Instabilität des ADPCM-Decodierfilters und der Abhängigkeit der Güte der Prädiktion von der Genauigkeit der Prädiktoreinstellung nicht in die Untersuchungen einbezogen wurden; diese Probleme werden in /1/ diskutiert. Die Untersuchungen des vorliegenden Technischen Berichtes beschränken sich auf die Angabe einer Quantisierungsfehler-Verringerung, wie sie durch Anwendung der genannten Quellen-Codierverfahren erreichbar ist. Theoretische Grenzwerte für den Mindestfehler bei der Übertragung der ADPCM-Koeffizienten findet man in /3/; dort wird die Rate-Distortion-Funktion für die einzelnen ADPCM-Koeffizienten angegeben.

## 2. ADPCM-Koeffizienten; Problemdarstellung

### 2.1 Prädiktor-Koeffizienten

Wird als Prädiktor für das im Abschnitt 1 beschriebene ADPCM-System ein einfaches nichtrekursives Filter verwendet, so sollen dessen Koeffizienten als Prädiktor-Koeffizienten  $h_j$ ;  $j = 1, 2, \dots, N$  bezeichnet werden. Um eine optimale Prädiktion zu erreichen, müssen die  $N$  Prädiktorkoeffizienten  $h_j$  für jedes Segment neu bestimmt werden. Der Vektor  $\underline{h}$  mit den Elementen  $h_j$  wird aus dem Gleichungssystem

$$\sum_{j=1}^N h_j R_{ss}(i-j) = R_{ss}(i); \quad i=1, 2, \dots, N \quad (2.1)$$

für jedes Segment neu berechnet /1/. Die Autokorrelationsfolge  $R_{ss}(n)$  des Sprachsignals  $s(n)$  kann als Schätzfunktion aus den gespeicherten Eingangswerten des Segments bestimmt werden /1/. Vorausgesetzt wird hier, dass der Mittelwert des Sprachsignals  $s(n)$  in jedem Segment verschwindend klein ist. Die Autokorrelation ist dann identisch mit der Autokovarianz. Auf die Probleme der Prädiktion von Zahlenfolgen mit einem Gleichanteil wird noch kurz im Abschnitt 4 eingegangen.

### 2.2 PARCOR-Koeffizienten

Die PARCOR-Koeffizienten  $p_j$ ;  $j = 1, 2, \dots, N$  können auch aus der Autokorrelationsfolge  $R_{ss}(n)$  des Sprachsignals bestimmt werden; sie stellen eine redundanzreduzierte Abbildung der Autokorrelations-Koeffizienten dar /4/. Ihr Vorteil gegenüber den Prädiktor-Koeffizienten  $\underline{h}$  besteht

einmal darin, dass sie betragsmässig den Wert 1 nicht überschreiten dürfen, wenn das Decodierfilter stabil bleiben soll; diese Eigenschaft ermöglicht auf einfache Weise eine Sicherstellung der Stabilität beim Quantisierungsvorgang. Zum anderen können die PARCOR-Koeffizienten gröber quantisiert werden als die Prädiktor-Koeffizienten /4/. Es kann daher nützlich sein, zur Übertragung die  $\underline{p}$ -Vektoren zu verwenden, und dann beim Empfänger die  $\underline{h}$ -Vektoren rückzurechnen. Andererseits kann aber auch auf eine Rückrechnung verzichtet werden, wenn statt des reinrekursiven Decodierfilters ein Kreuzglied-Kaskaden-Filter verwendet wird; die Koeffizienten dieses Filters sind mit den PARCOR-Koeffizienten identisch /4/.

Die folgenden Untersuchungen wurden sowohl mit Prädiktor-Koeffizienten  $\underline{h}$  als auch mit PARCOR-Koeffizienten  $\underline{p}$  durchgeführt. Im Abschnitt 2.3 beziehen wir uns auf die  $\underline{h}$ -Vektoren.

### 2.3 Darstellung des Problems

Der gemäss Gleichung 2.1 errechnete Koeffizientenvektor  $\underline{h}$  muss so quantisiert werden, dass der quantisierte Vektor  $\underline{h}_Q$  möglichst gut mit dem Vektor  $\underline{h}$  übereinstimmt. Die Differenz  $\Delta \underline{h}$  sollte möglichst klein sein. Genauer fordern wir:

$$E [\Delta \underline{h}^T \cdot \Delta \underline{h}] \stackrel{!}{=} \text{Min} \quad (2.2)$$

mit  $\Delta \underline{h} = \underline{h} - \underline{h}_Q$

Der Vektor  $\underline{h}_Q$  wird in digitaler Form zum Decoder übertragen und dort zur Decodierung der ADPCM-Signalfolge verwenden

det. Gleichzeitig muss  $\underline{h}_Q$  aber auch zur Prädiktion im Coder verwendet werden, um den Gleichlauf zwischen Codierer und Decodierer sicherzustellen. Abb. 2 zeigt die Vektorquantisierung für den soeben geschilderten Fall einer getrennten PCM-Quantisierung jedes einzelnen Vektorelementes.

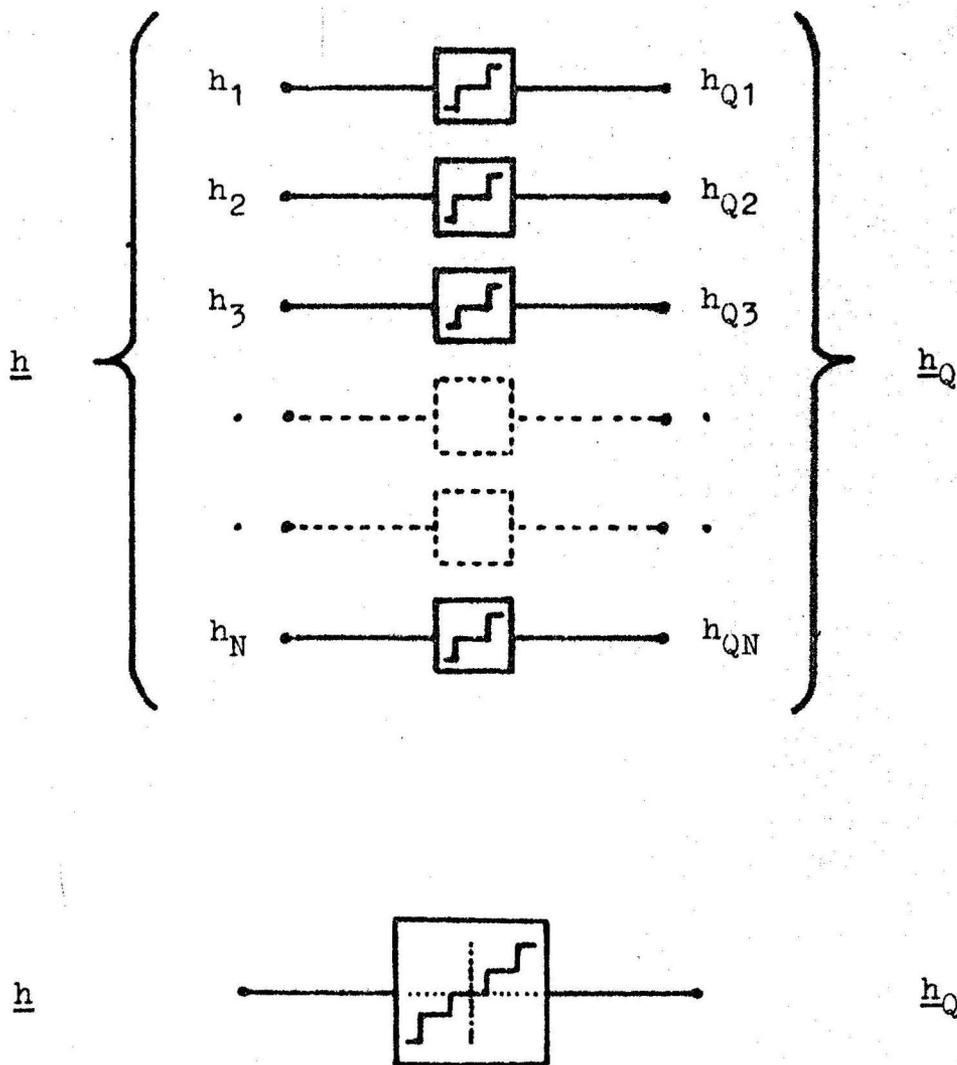


Abb. 2: N-Block-Quantisierer:  
Schema (oberes Bild) und Kurzdarstellung  
(unteres Bild).

Wie diese Quantisierung für jedes Element am günstigsten durchgeführt wird, zeigt die folgende Betrachtung; die Ergebnisse werden in den Abschnitten 4 und 5 benötigt. Im folgenden wird immer vorausgesetzt, dass die zu quantisierenden Signale keinen Gleichanteil besitzen (vgl. dazu auch Abschnitt 4); ein evtl. vorhandener Gleichanteil kann durch Subtraktion dieses Wertes bzw. durch die Verschiebung des Nullpunktes der Quantisierer-Kennlinie beseitigt werden. Man kann die folgenden Aufgaben lösen:

1. Minimierung der mittleren Verzerrung nach Gl. 2.2 bei vorgegebener Bitzahl für den gesamten Vektor (bzw. bei vorgegebener mittlerer Bitrate pro Vektorelement),

oder

2. Minimierung der mittleren Bitrate bei vorgegebener mittlerer Quantisierungsverzerrung.

Wird das Vektorelement  $k$ , das die Varianz  $\sigma_k^2$  besitzt, mit  $R_k$  bit quantisiert, so stellt sich eine mittlere Verzerrung

$$D_k = \sigma_k^2 \cdot 2^{-2R_k} \cdot \delta_k^2 \quad (2.3)$$

ein.  $\delta_k$  ist ein Korrekturfaktor, der von der Amplitudendichteverteilung und der Quantisiererkennlinie (auch  $R_k$ ) abhängt.  $\delta_k$  nimmt monoton ab, wenn  $R_k$  zunimmt, wird aber für die weitere Rechnung als Konstante betrachtet.

Aus (2.3) lässt sich umgekehrt berechnen

$$R_k = \delta_k + \frac{1}{2} \lg \frac{\sigma_k^2}{D_k} \quad (2.4)$$

Es soll jetzt gezeigt werden, wie eine Vorschrift zur Quantisierung der Vektorelemente gewonnen werden kann.

Gl. 2.5 entfällt

Es sei eine mittlere Bitrate

$$\bar{R} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N R_j \quad (2.6)$$

vorgegeben; die Quantisierung soll so erfolgen, dass die mittlere Verzerrung

$$\bar{D} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N D_j \quad (2.7)$$

zu einem Minimum wird. Gesucht ist der Verzerrungsanteil  $D_k$  des  $k$ -ten Vektorelements. Mit der Nebenbedingung Gl.2.6 muss gelten

$$\frac{\partial F}{\partial D_k} = 0 \quad (2.8)$$

$$\text{mit } F = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N D_j + \lambda \left[ R - \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N R_j \right]$$

Aus dieser Gleichung ergibt sich mit Gl. 2.4 für den Lagrange-Multiplikator:

$$\lambda = 2 \cdot \ln 2 \cdot D_k \quad (2.9)$$

Da dies für alle  $k$ -Indices gilt, muss der Verzerrungsanteil für alle Vektorelemente der gleiche sein

$$D_k = \bar{D} = \text{const.} \quad (2.10)$$

Um diese Bedingung zu erreichen, müssen den Vektorelementen, die eine grössere Varianz besitzen, Quantisierer mit grösserer Stufenzahl zugeordnet werden. Für den k.ten Koeffizienten ergibt sich eine gegenüber der mittleren Bitrate  $\bar{R}$  um

$$R_k - \bar{R} = \delta_k - \bar{\delta} + \frac{1}{2} \lg \frac{\sigma_k^2}{\left[ \prod_{j=1}^N \sigma_j^2 \right]^{1/N}} \quad (2.11)$$

geänderte Bitrate; diese Beziehung folgt direkt aus den Gleichungen 2.4 und 2.6 mit Gleichung 2.10. Die Grösse  $\bar{\delta}$  ist der mittlere Korrekturfaktor:

$$\bar{\delta} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \delta_j^2 \quad (2.12)$$

Mit  $R_k$  gemäss Gl. 2.11 ergibt sich aus Gl. 2.3 der Verzerrungsanteil aller Koeffizienten:

$$D_k = \bar{D} = 2^{2(\bar{\delta} - \bar{R})} \left[ \prod_{j=1}^N \sigma_j^2 \right]^{1/N} \quad (2.13)$$

Ist umgekehrt die mittlere Verzerrung  $D$  vorgegeben, und soll die mittlere Bitrate  $R$  minimiert werden, so ergibt eine analoge Betrachtung, dass auch dann alle Vektorkoeffizienten so quantisiert werden müssen, dass sie den gleichen Verzerrungsanteil ergeben (Gl. 2.10). Dementsprechend ist für den k.ten Koeffizienten eine Bitrate

$$R_k = \delta_k + \frac{1}{2} \lg \frac{\sigma_k^2}{D} \quad (2.14)$$

zu wählen; die mittlere Bitrate ergibt sich somit zu

$$\bar{R} = \bar{\delta} + \frac{1}{2} \text{ld} \frac{\left[ \prod_{j=1}^N \sigma_j^2 \right]^{1/N}}{\bar{D}} \quad (2.15)$$

Es sei darauf hingewiesen, dass bei den optimalen Bitzuordnungen gemäss Gl. 2.11 und Gl. 2.14 vorausgesetzt wurde, dass die Bitzahlen  $R_k$  kontinuierliche Variable sein können; ihre Umwandlung in natürliche Zahlen wird hier nicht behandelt.

Wie aus den Gleichungen 2.13 und 2.15 hervorgeht, bestimmt das geometrische Mittel der Varianzen der Vektor-koeffizienten die mittlere Verzerrung  $\bar{D}$  bzw. die mittlere Bitrate  $\bar{R}$ . Diese Werte können durch Quellencodierungsverfahren verringert werden, indem die Varianzen verringert werden (durch Prädiktionsverfahren) oder aber, indem die Verteilung der Varianzen geändert wird (Transformationen). Dabei ist die Verteilung so vorzunehmen, dass das geometrische Mittel der Varianzen möglichst klein wird; das wird erreicht, wenn die Ungleichverteilung der Varianzen möglichst gross ist. Wir beschränken uns in der weiteren Betrachtung auf die Verbesserung des Signal-Rauschverhältnisses bei konstanter mittlerer Bitrate und definieren den Gewinn durch Anwendung eines Quellencodierungsverfahrens als den Quotienten der mittleren Verzerrungen vor und nach Anwendung des Verfahrens

$$G = \frac{\bar{D}}{\bar{D}_{tr}} \Bigg|_{\substack{\bar{R}=\text{const.} \\ \bar{\delta}=\text{const.}}} = \frac{\left[ \prod_{j=1}^N \sigma_j^2 \right]^{1/N}}{\left[ \prod_{j=1}^N \sigma_{tr,j}^2 \right]^{1/N}} \quad (2.16)$$

Der Index 'tr' bezeichnet die transformierten Werte. Die Umrechnung für die Reduktion der mittleren Bitrate lau-

tet:

$$\left. \begin{array}{l} \bar{R} - \bar{R}_{tr} \\ \bar{D} = \text{const.} \\ \bar{\delta} = \text{const.} \end{array} \right\} = \text{ld} \left[ \frac{\prod_{j=1}^N \sigma_j^2}{\prod_{j=1}^N \sigma_{trj}^2} \right]^{1/N} = \text{ld } G \quad (2.17)$$

Für das einzelne Vektorelement muss die Varianz mindestens auf die Hälfte herabgesetzt werden, wenn mindestens 1 bit bei der Quantisierung eingespart werden soll.

Das Prinzipbild der Quellencodierung der ADPCM-Koeffizienten zeigt Abb. 3. Durch eine lineare Transformation (LT)

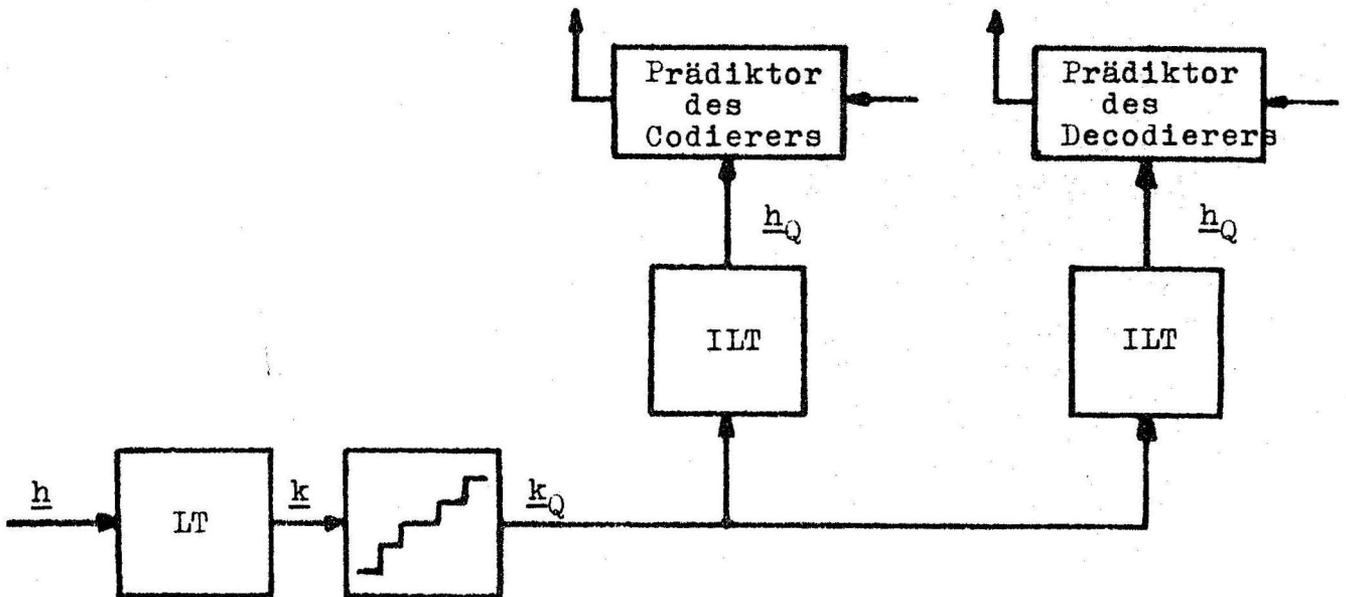


Abb. 3 Quellencodierung von ADPCM-Vektoren.

LT = lineare Transformation  
 ILT = inverse lineare Transformation

wird jedem Koeffizientenvektor  $\underline{h}$  Redundanz entzogen; der redundanzreduzierte Vektor  $\underline{k}$  wird quantisiert ( $\underline{k}_Q$ ), zum Empfänger übertragen und mit einer inversen linearen Transformation (ILT) in einen Vektor  $\underline{h}_Q$  umgerechnet. Die gleiche Rückrechnung muss auch beim ADPCM-Codierer erfolgen, damit Codierer und Decodierer die gleiche Prädiktion durchführen. Durch die Quellencodierung entsteht sowohl beim Empfänger als auch beim Sender eine genauere Darstellung der ADPCM-Koeffizienten.

Als Codierungsverfahren für die Koeffizienten haben wir drei typische Vertreter ausgewählt, zwei DPCM-Verfahren (siehe Abschnitt 4) und eine Blockquantisierung (siehe Abschnitt 5). Beide Verfahren zeichnen sich dadurch aus, dass sie die in den zu quantisierenden Vektoren enthaltenen linearen Korrelationen beim Quantisierungsvorgang berücksichtigen; dazu muss die lineare Transformation (LT, siehe Abb.3) geeignet gewählt werden. Im Falle der DPCM müsste die Abb. 3 ein wenig modifiziert werden, weil hier lineare Transformation und Quantisierung stärker miteinander verknüpft sind; diese Eigenschaft wird im Abschnitt 4 erläutert. Es zeigt sich, dass die Verringerung des Quantisierungsrauschens mit sehr guter Genauigkeit aus den statistischen Kenndaten des transformierten Koeffizientenvektors  $\underline{k}$  bestimmt werden kann. Bei den Prädiktionsverfahren ist der Prädiktionsgewinn (das Verhältnis der Varianzen von Eingangs- und Differenzsignal) ein Mass für die erreichbare Verringerung des Quantisierungsrauschens /5/; bei der Blockquantisierung ist die Ungleichverteilung der Varianzen der transformierten Vektorelemente ein solches Mass. Diese Werte wurden sowohl aus der Autokorrelation der Vektorfolge berechnet als auch mit Simulationsläufen gemessen. Es sollte bei unseren Untersuchungen die Nützlichkeit einer Quellencodierung für die Koeffizientenvektoren überprüft werden. Unbeachtet blieb dabei

- a) der Einfluss eines quantisierten Koeffizientenvektors auf die Güte der Prädiktion eines Sprachsignals,
- b) der Einfluss der Koeffizientenquantisierung auf die Stabilität des rekursiven ADPCM-Decodierfilters.

### 3. Statistische Kenngrößen der Koeffizientenvektoren

Durch die Simulation einer ADPCM-Codierung auf dem Digitalrechner wurden einige wichtige statistische Kenndaten der Koeffizientenvektoren gemessen. Es wurde die auf den Frequenzbereich 300 - 3400 Hz begrenzte Sprache eines männlichen Sprechers verwendet. In allen Untersuchungen wurden  $N=10$  Prädiktor- (bzw. PARCOR-) Koeffizienten benutzt. Die optimalen Koeffizientensätze  $\underline{h}$  bzw.  $\underline{p}$  wurden aus jeweils 128 Abtastwerten bestimmt, d. h., der ADPCM-Codierer wurde alle 16 ms neu optimiert (Abtastfrequenz 8 KHz). Die Abbildungen 4a und 4b zeigen den zeitlichen Verlauf der zehn Prädiktorkoeffizienten für die ersten 2.56 sec Sprache (160 Vektoren).

#### 3.1. Mittelwerte und Streuungen der Koeffizienten

Abb. 5 zeigt die Mittelwerte und Streuungen der Prädiktorkoeffizienten (Abb. 5a) und der PARCOR-Koeffizienten (Abb. 5b). Die PARCOR-Koeffizienten haben nicht nur - wie im Abschnitt 2.2 angedeutet - den Vorteil, dass sie betragsmässig nicht grösser als 1 werden können, sie haben auch eine geringere Varianz als die Prädiktor-Koeffi-

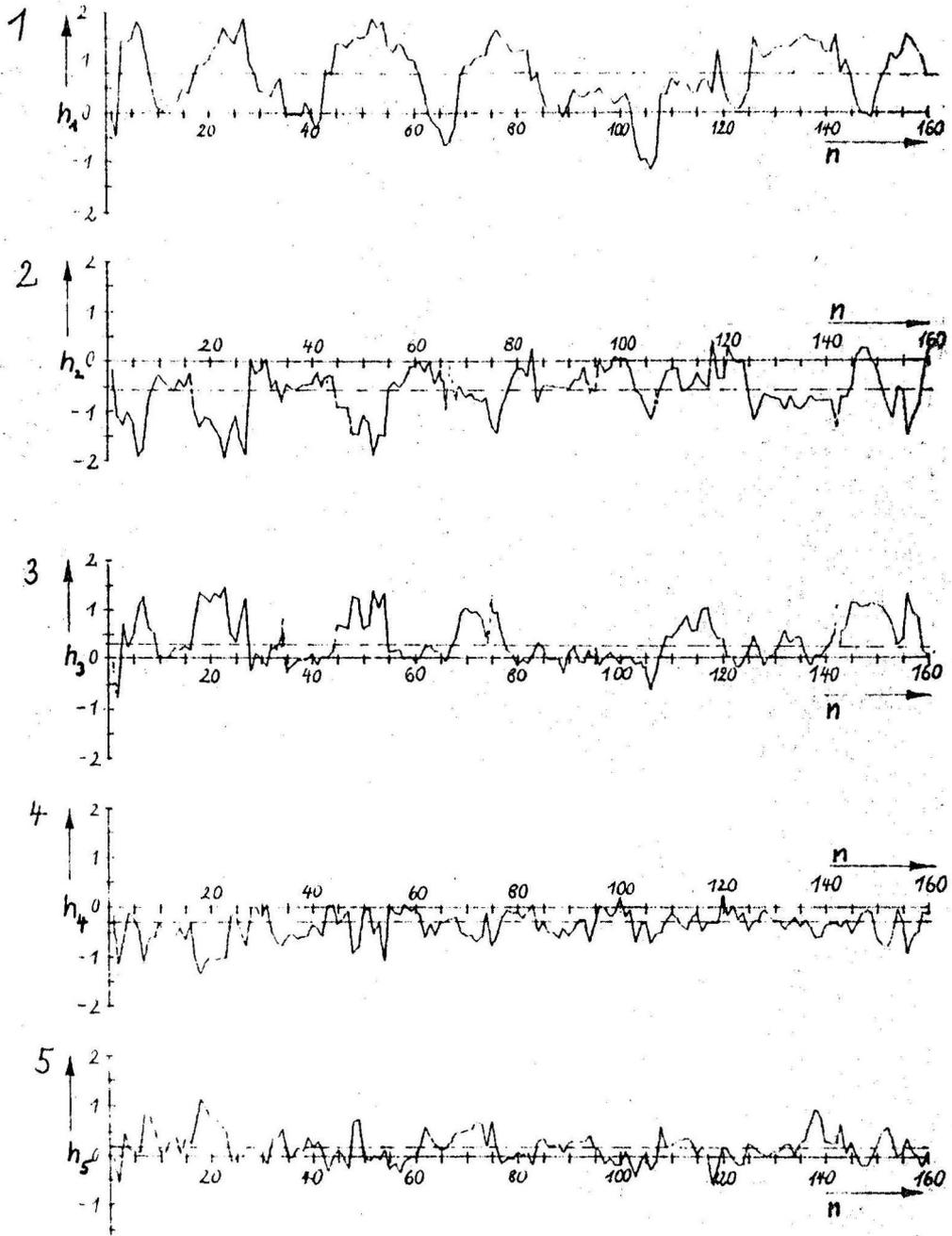


Abb. 4a: Zeitlicher Verlauf der ADPCM-Prädiktor -  
koeffizienten  $h_1$  ,  $h_2$  ,  $h_3$  ,  $h_4$  ,  $h_5$  .

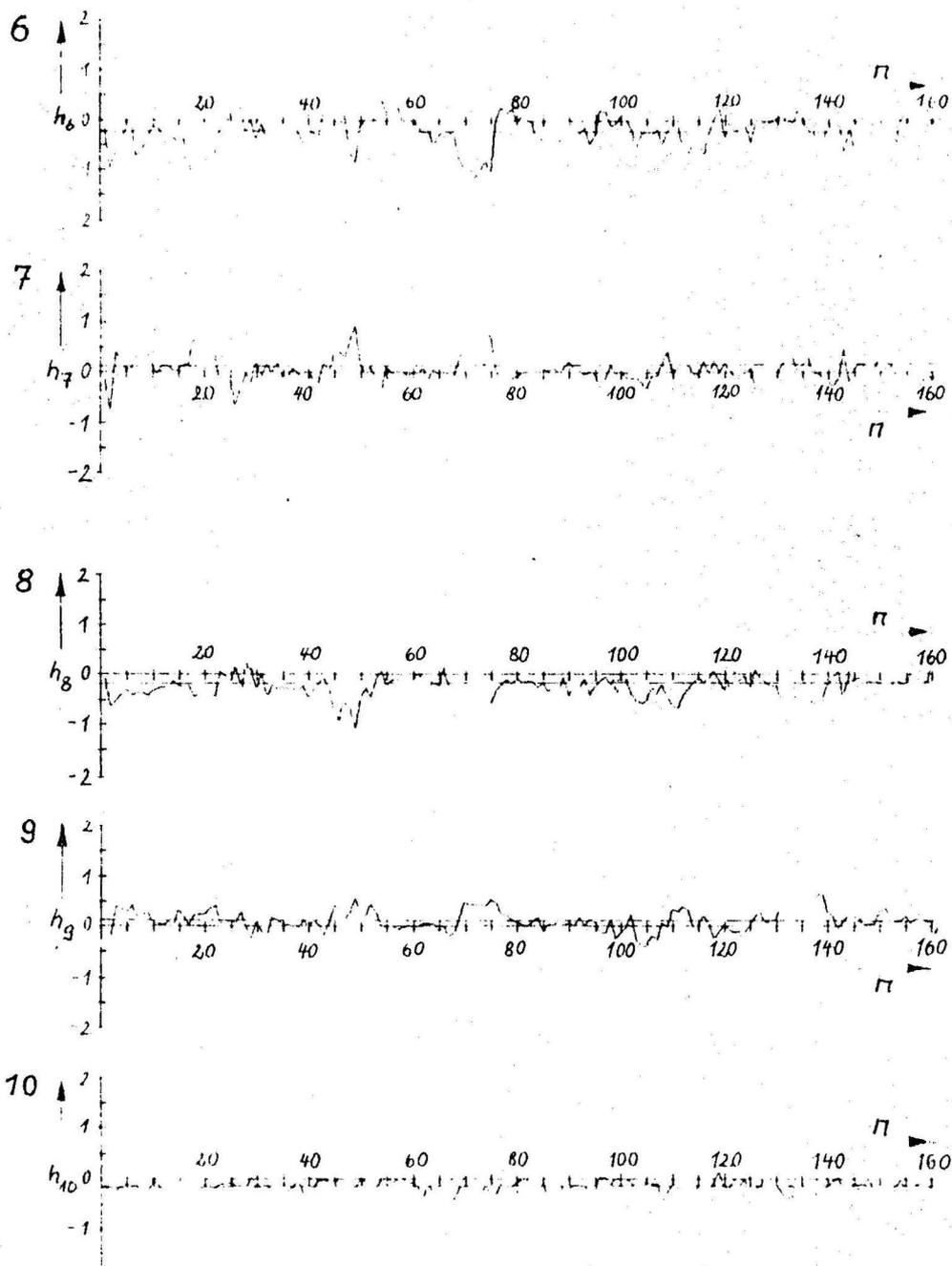


Abb.4b: Zeitlicher Verlauf der ADPCM-Prädiktor-  
koeffizienten  $h_6$  ,  $h_7$  ,  $h_8$  ,  $h_9$  ,  $h_{10}$  .

zienten und können daher mit einem kleineren Fehler quantisiert werden. Der letzte PARCOR-Koeffizient ist - wie es die Theorie fordert - mit dem letzten Prädiktor-Koeffizienten identisch. Die in Abb. 5 gezeigten Ergebnisse wurden aus jeweils 200 Vektoren gemessen (3.2 sec Sprache).

### 3.2 Amplitudendichteverteilungen der Prädiktorkoeffizienten

3398  $h$ -Vektoren (55 sec Sprache) wurden verwendet, um die Amplitudendichteverteilungen dieser Vektorelemente zu bestimmen. In den Abbildungen 6 a und 6 b sind diese Verteilungen in normierter Form [d. h. ohne Mittelwert, und auf die Streuung bezogen; Mittelwert  $\mu(\cdot)$  und Streuung  $\sigma(\cdot)$  sind für die zugehörigen Vektorelemente in Abb. 6a und 6b als Zahlenwerte eingetragen] aufgetragen und mit einer Gauss-Amplitudendichteverteilung verglichen worden. Es zeigt sich, dass die Amplitudendichteverteilungen einen unsymmetrischen Verlauf haben. Dieser Verlauf müsste bei einer optimalen Quantisierung durch eine entsprechende Einteilung der Quantisierungsstufen berücksichtigt werden.

### 3.3 Korrelation der Prädiktionskoeffizienten

Die folgenden Korrelationen treten bei der Vektorübertragung auf:

- a) "räumliche" Korrelationen zwischen den Elementen der Koeffizientenvektoren,
- b) zeitliche Korrelationen zwischen aufeinanderfolgenden Vektorelementen,
- c) räumlich-zeitliche Korrelationen zwischen unterschiedlichen Elementen aufeinanderfolgender Vektoren.

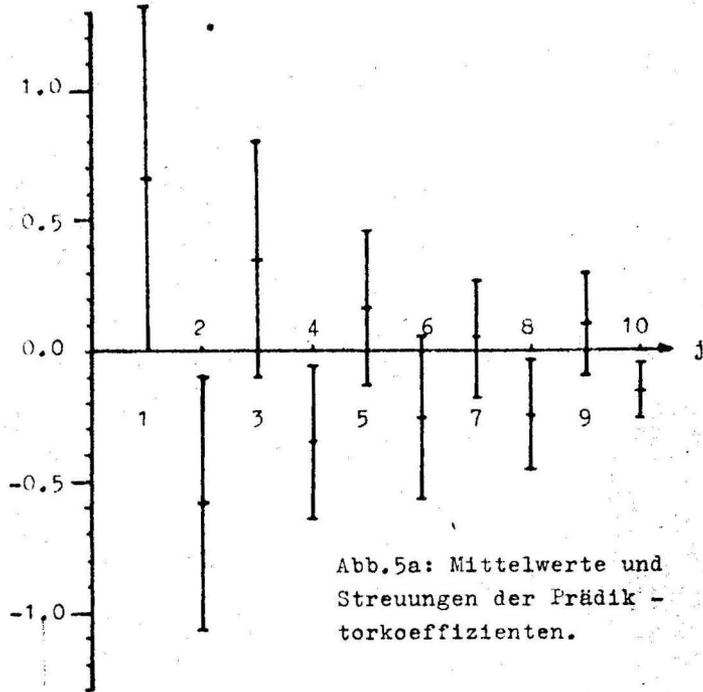


Abb.5a: Mittelwerte und Streuungen der Prädik - torkoeffizienten.

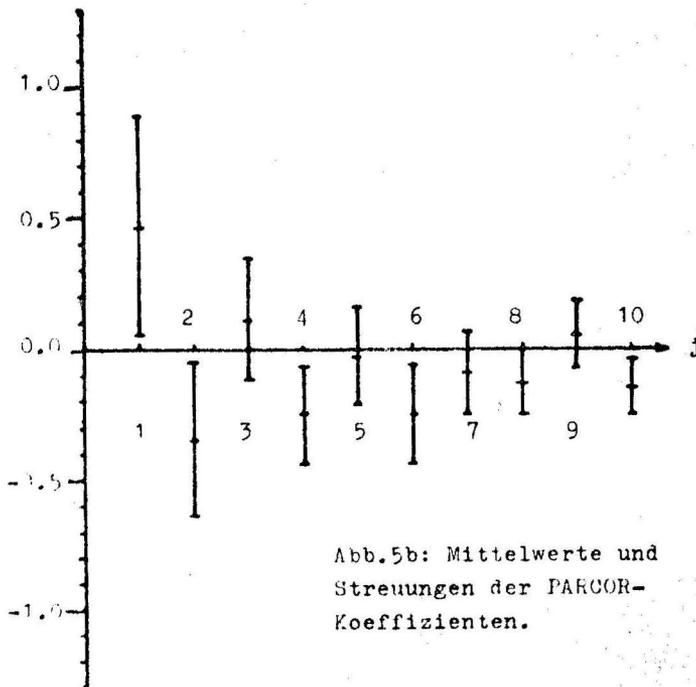
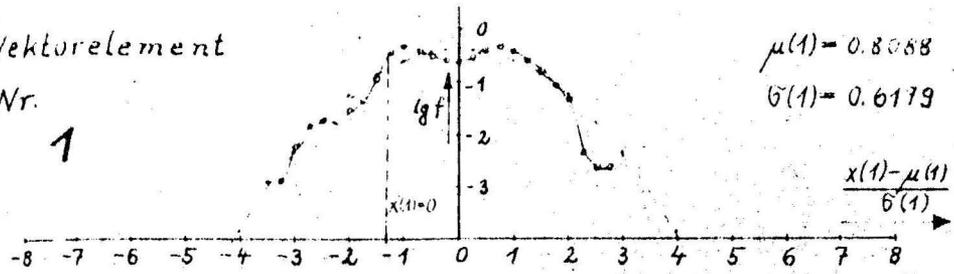


Abb.5b: Mittelwerte und Streuungen der PARCOR - Koeffizienten.

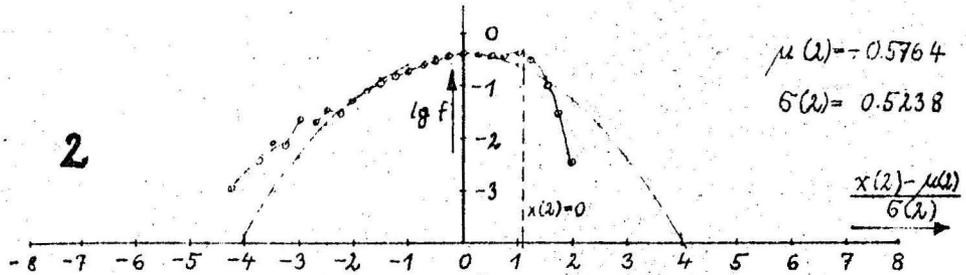
Vektorelement

Nr.

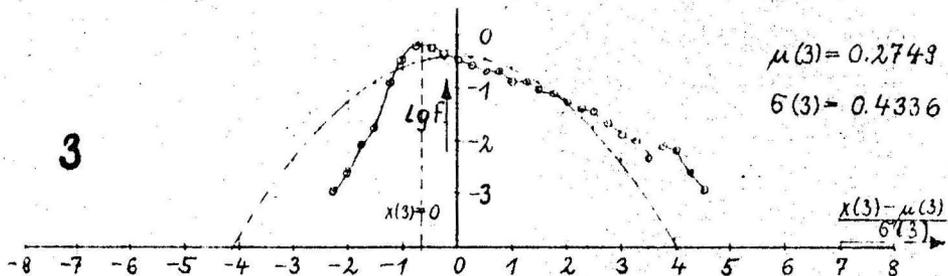
1



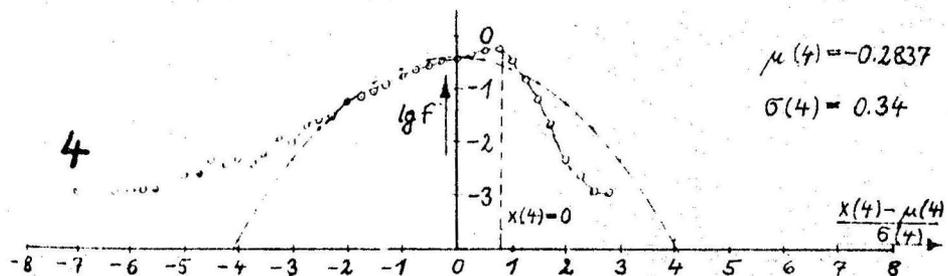
2



3



4



5

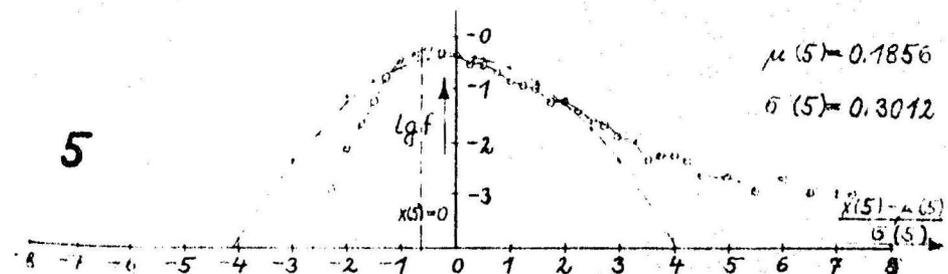
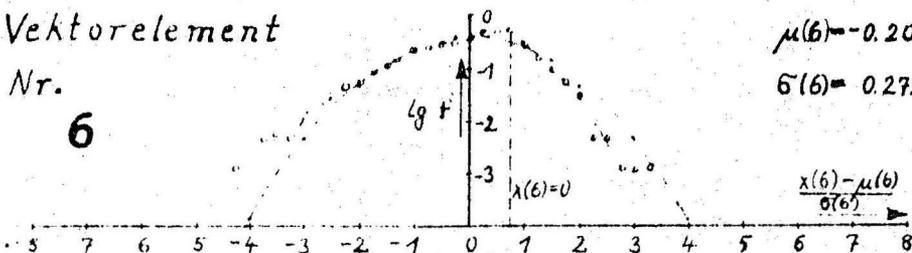


Abb. 6a: Amplitudendichteverteilungen  $f(\cdot)$  der ADPCM-Prädiktorkoeffizienten  $h_j$ ;  $j=1,2,\dots,5$

Vektorelement

Nr.

6

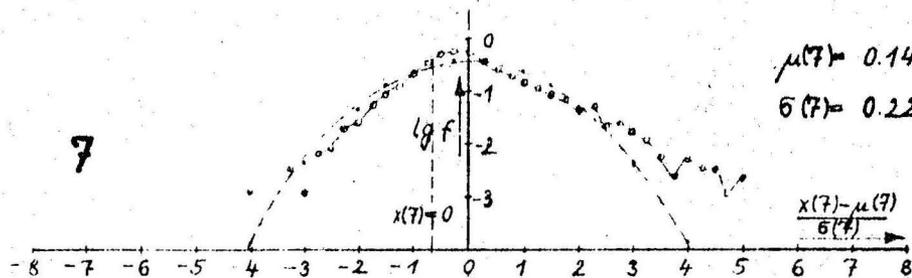


$$\mu(6) = -0.2030$$

$$\sigma(6) = 0.2723$$

$$\frac{x(6) - \mu(6)}{\sigma(6)}$$

7

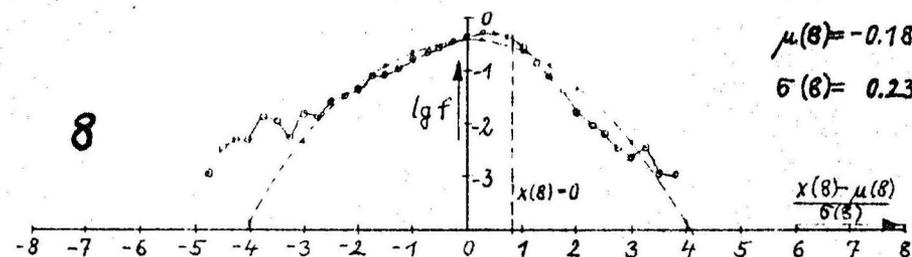


$$\mu(7) = 0.1427$$

$$\sigma(7) = 0.225$$

$$\frac{x(7) - \mu(7)}{\sigma(7)}$$

8

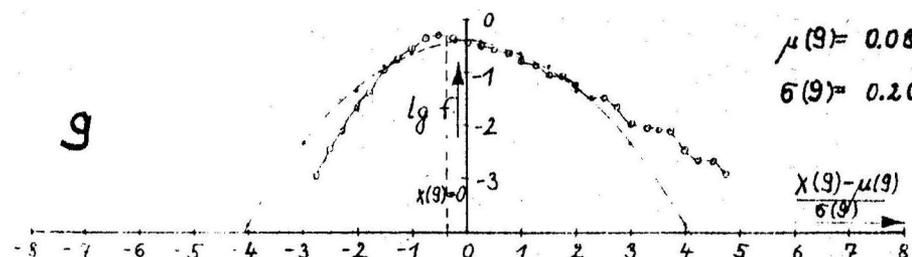


$$\mu(8) = -0.1881$$

$$\sigma(8) = 0.2326$$

$$\frac{x(8) - \mu(8)}{\sigma(8)}$$

9

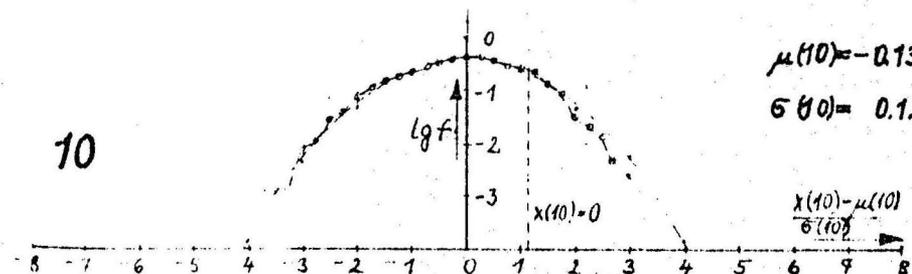


$$\mu(9) = 0.0806$$

$$\sigma(9) = 0.2088$$

$$\frac{x(9) - \mu(9)}{\sigma(9)}$$

10



$$\mu(10) = -0.1385$$

$$\sigma(10) = 0.1205$$

$$\frac{x(10) - \mu(10)}{\sigma(10)}$$

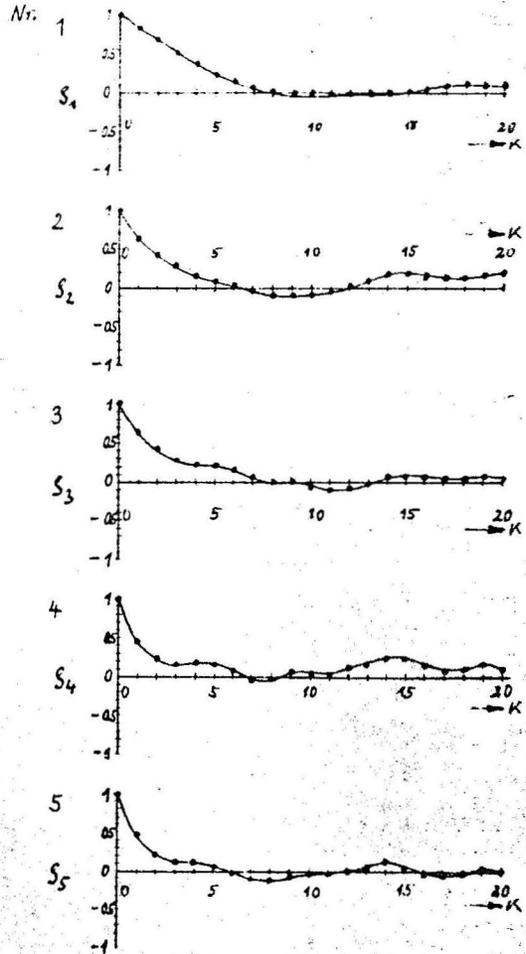
Abb. 6b: Amplitudendichteverteilungen  $f(\cdot)$  der ADPCM-Prädiktorkoeffizienten  $h_j$  ;  $j=6,7,\dots,10$ .

Wir nehmen an, dass nur lineare Abhängigkeiten auftreten und dass sich diese Abhängigkeiten nicht zeitlich ändern. Dann kann die Folge  $\{\underline{h}(n)\}$  der Koeffizientenvektoren als stationärer Vektorprozess aufgefasst werden; die linearen Abhängigkeiten werden durch eine Folge von Korrelationsmatrizen beschrieben:

$$\underline{R}_h(k) = E [\underline{h}(n) \cdot \underline{h}^T(n-k)] = E [\underline{h}(n+k) \cdot \underline{h}^T(n)] \quad (3.1)$$

Die Matrix  $\underline{R}_h(k)$  enthält die Korrelationen zwischen zwei Koeffizientenvektoren im zeitlichen Abstand  $k$ . In den Hauptdiagonalen stehen die Autokorrelationsfunktionen der einzelnen Vektorelemente (also die zeitlichen Korrelationen), die Matrixelemente ausserhalb der Hauptdiagonalen geben die Kreuzkorrelationen zwischen den  $\underline{h}$ -Vektoren im Abstand  $k$  an (also die "räumlichen" Korrelationen für  $k = 0$ , die räumlich-zeitlichen Korrelationen für  $k \neq 0$ ). Werden die Mittelwerte der Vektorelemente entfernt, so werden aus den Korrelationsmatrizen die Kovarianzmatrizen. Die Hauptdiagonalen enthalten die Autokovarianzen der einzelnen Vektorelemente. Ihre Abhängigkeit von dem zeitlichen Abstand  $k$  zwischen den Elementen ist in den Abbildungen 7a und 7b für je 313 Vektorelemente dargestellt; dazu wurde eine Normierung auf die jeweilige Varianz des Vektorelementes vorgenommen. Es wird deutlich, dass die linearen Abhängigkeiten ziemlich schnell abnehmen. Der Kovarianzverlauf der Vektorelemente entspricht näherungsweise dem einer Markoffquelle erster Ordnung; dies wird bei der Darstellung der Ergebnisse der DPCM-Codierung der einzelnen Elemente deutlich werden (Abschnitt 4.1 und Abb. 10). Die Korrelationen geben - im Unterschied zu den Kovarianzen - vorwiegend die Tatsache wieder, dass die Vektorelemente einen Mittelwert besitzen; die Änderungen mit wachsendem zeitlichen Abstand  $k$  sind daher nur schwach ausgeprägt. Abb. 8 zeigt als Beispiel die Autokorrelationsfunktion des ersten Vektorelementes  $h_1$ .

7a:



7b:

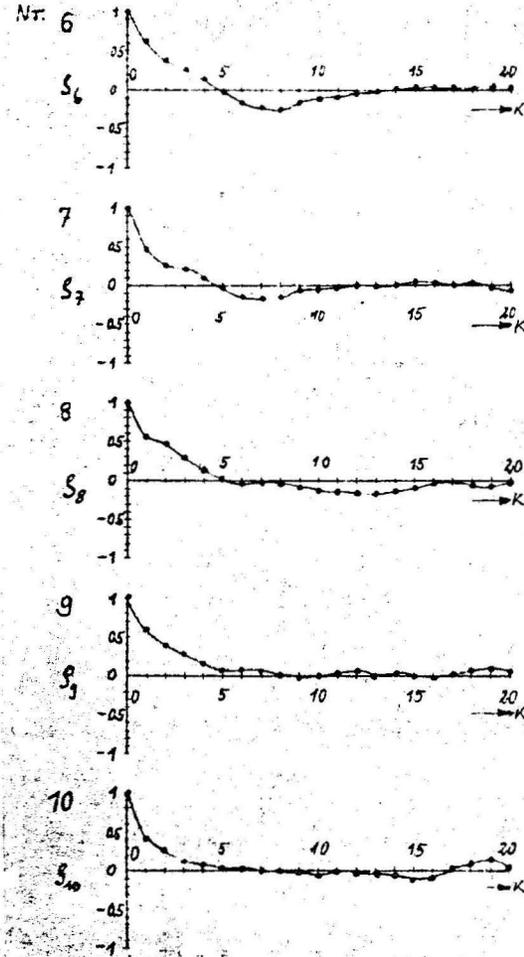


Abb. 7a und 7b: Autokovarianzfunktionen der ADPCM-Prädiktorkoeffizienten  $h_1, h_2, \dots, h_{10}$ .

und die Kreuzkorrelationsfunktionen zwischen  $h_1$  und den anderen Vektorelementen. Normiert wurde hier auf das geometrische Mittel aus den Leistungen des ersten und des zugehörigen anderen Vektorelementes. Geht man von  $h_j$ ;  $j = 2, 3, \dots, 10$  aus, so ergeben sich Verläufe, die sich nicht sehr von Abb. 8 unterscheiden, sie sind daher nicht wiedergegeben worden.

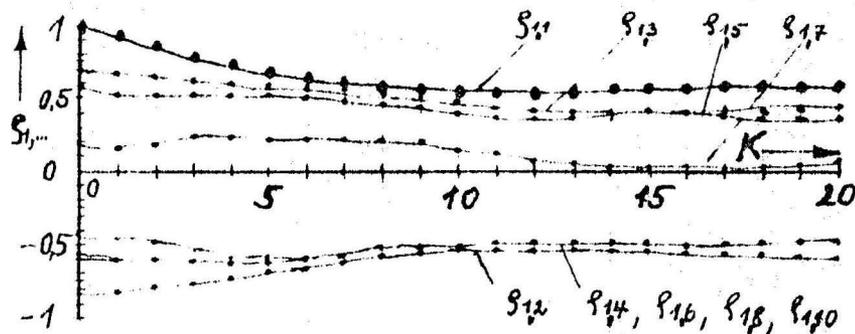


Abb.8: Normierte Autokorrelationsfunktion  $S_{1,1}$  des ersten ADPCM-Prädiktorkoeffizienten  $h_1$  und normierte Kreuzkorrelationsfunktionen  $S_{1,j}$  zwischen  $h_1$  und den anderen Prädiktorkoeffizienten  $h_j$ ;  $j=2, 3, \dots, 10$ .

#### 4. Prädiktionsverfahren

Lineare Prädiktionsverfahren reduzieren bzw. beseitigen die in dem zu quantisierenden Signal enthaltene Redundanz; dazu wird von jedem Signal-Abtastwert ein Schätzwert subtrahiert, der als Linearkombination vorhergegangener Abtastwerte berechnet wird.

Die Koeffizienten der Linearkombination -die Prädiktorkoeffizienten- werden i.a. aus der Autokorrelationsfunktion des Signals bestimmt. Ziel der Prädiktion ist es, die Prädiktionsfehlerleistung - hervorgerufen von den Differenzwerten zwischen den Signal-Abtastwerten und deren Schätzwerten - zum Minimum zu machen. Ist das Signal nicht mittelwertfrei, so interessiert viel mehr die Varianz des Fehlersignals, da diese Varianz die Grösse des Quantisierungsrauschens bestimmt. Zur Minimierung dieser Varianz wird die Autokovarianzfunktion verwendet (das ist die Autokorrelationsfunktion des Signals, wenn von den Abtastwerten deren Mittelwert abgezogen wurde). Es lässt sich zeigen, dass die Varianz des Schätzfehlers durch direkte Minimierung aus der Autokovarianz stets kleiner ist als nach Minimierung der Fehlerleistung mit Hilfe der Autokorrelationsfunktion. Wir haben zur Vereinfachung der folgenden Betrachtungen stets angenommen, dass vor Anwendung der Quellencodierungsverfahren die Mittelwerte der interessierenden Signale bereits extrahiert sind. Der Vorteil dieses Verfahrens wird auch für die notwendige Quantisierung deutlich; die Quantisierungskennlinie braucht nicht mehr so verschoben zu werden, dass sie symmetrisch zum Mittelwert liegt. Bei der Übertragung stationärer Signale ist nur eine einmalige Vereinbarung nötig, um den Mittelwert beim Empfänger wieder zuzusetzen.

Da das Quantisierungsrauschen (die mittlere Verzerrung nach Gl. 2.3) proportional zur Varianz des zu quantisierenden Signals ist, kann der durch eine Prädiktionscodierung er-

reichbare Gewinn  $G$  aus dem Verhältnis der Varianzen vom ursprünglichen Signal ( $\sigma^2$ ) und dem Schätzfehlersignal ( $\sigma_d^2$ ) bestimmt werden. Dabei wird wie im Abschnitt 2 vorausgesetzt, dass sich die Amplitudendichtefunktionen beider Signale nicht unterscheiden und jeweils der gleiche Quantisierertyp benutzt wird. Die erste Annahme trifft als Sonderfall für "gaussverteilte" Signale zu, nur geringe Abweichungen sind aber auch in anderen Fällen, z.B. für Sprachsignale bestätigt worden /6/. Das Quantisierungsrauschen lässt sich danach näherungsweise um einen Faktor

$$G = \frac{\sigma^2}{\sigma_d^2} \quad (4.1)$$

verringern. Dieser Gewinn wird durch die bei DPCM-Systemen typische Rückführung des Quantisierungsrauschens auf den Quantisierer-Eingang nicht ganz erreicht; dieser Einfluss wird jedoch in den folgenden Betrachtungen vernachlässigt.

#### 4.1 Einkanal-DPCM (EK-DPCM)

Bei der Einkanal-DPCM werden die  $N$  Elemente des Koeffizientenvektors voneinander unabhängig einer DPCM-Codierung unterworfen. Die bisherigen Betrachtungen der Prädiktion gelten somit für die Folge jedes Vektorelementes, unabhängig von den anderen Elementen. Abb. 9a zeigt das DPCM-Netzwerk für ein Vektorelement  $s_j$ . Mit  $\underline{s}$  wird im folgenden ein Vektor bezeichnet, bei dem alle Elemente den Mittelwert 0 haben, also

$$\underline{\mu}_s = E[\underline{s}] = \underline{0} \quad (4.2)$$

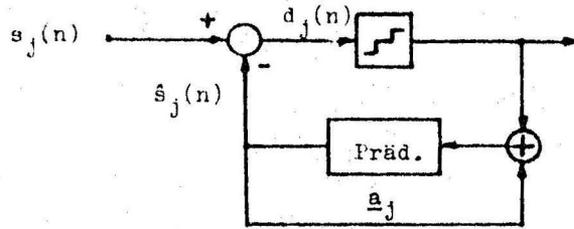


Abb. 9a: Einkanal-DPCM zur Codierung des j.ten Elementes des Koeffizientenvektors  $\underline{s}$ .

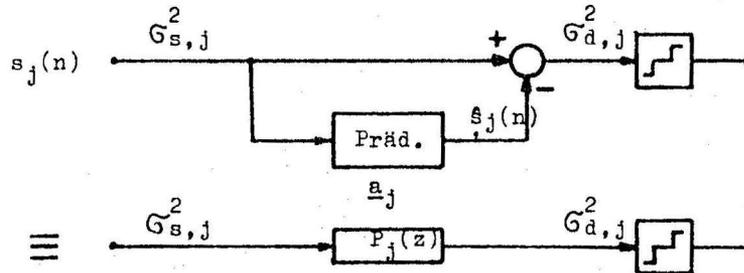


Abb. 9b: Ersatzdarstellung zur Bestimmung der Varianz des Differenzsignals für das j. te Element des Koeffizientenvektors.

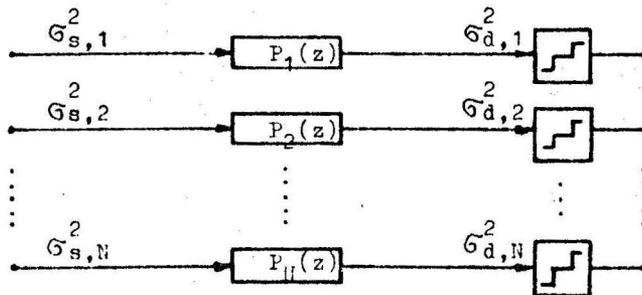


Abb. 9c: Ersatzdarstellung des gesamten Einkanal-DPCM-Systems.

Bei der DPCM wird die Prädiktion mit rekonstruierten Werten vorgenommen, um beim Empfänger eine gleichartige Prädiktion sicherzustellen (vgl. Abb. 1). Bei nicht zu grosser Quantisierung kann das DPCM-Codiersystem durch das einfache System nach Abb. 9b ersetzt werden; dadurch wird die Bestimmung der Varianz des Differenzsignals vereinfacht. Diese Varianz ist

$$\sigma_{d,j}^2 = \sigma_{s,j}^2 - \underline{a}_j^T \cdot \underline{r}_j \quad (4.3)$$

Der Index  $j$  zeigt an, dass alle Grössen nur für den ADPCM-Koeffizienten mit dem Index  $j$  gelten. Der Autokorrelationsvektor  $\underline{r}_j$  beschreibt die zeitlichen Korrelationen des  $j$ -ten Koeffizienten mit sich selbst. Hat der DPCM-Prädiktor die Länge  $M$ , so ist

$$\underline{r}_j^T = \{ r_j(1), r_j(2), \dots, r_j(M) \} \quad (4.4)$$

$$\text{mit } r_j(k) = E[s_j(n) \cdot s_j(n-k)] \quad (4.5)$$

$$= R_{j,j}(k)$$

$s_j(n)$  ist der zum Zeitpunkt  $n$  auftretende  $j$ -te ADPCM-Koeffizient und  $R_{j,j}(k)$  das Element  $(j,j)$  der Korrelationsmatrix  $\underline{R}_s(k) = E[\underline{s}(n) \cdot \underline{s}^T(n-k)]$  (vgl. auch Gl. 3.1). Sollen als ADPCM-Koeffizienten die um ihre Mittelwerte reduzierten Prädiktorkoeffizienten gelten, so kann der Verlauf der normierten Kovarianzwerte aus Abb. 7 abgelesen werden. Der Vektor

$$\underline{a}_j^T = \{ a_j(1), a_j(2), \dots, a_j(M) \} \quad (4.6)$$

enthält die optimalen Koeffizienten des M-stufigen Prädiktors für den ADPCM-Koeffizienten Nr. j. Die Berechnung von  $\underline{a}_j$ ,  $j = 1, 2, \dots, N$  erfolgt sinngemäss nach Gl. 2.1. Der Prädiktionsvorgang für den j-ten Koeffizienten kann auch durch ein Prädiktionsfehlerfilter mit der Übertragungsfunktion

$$P_j(z) = 1 - \sum_{k=1}^M a_{j(k)} z^{-k} \quad (4.7)$$

dargestellt werden (siehe Bild 9b). Abb. 9c zeigt dann das gesamte (vereinfachte) DPCM-Codiersystem. Für das Vektorelement j ergibt sich ein Prädiktionsgewinn

$$G_j = \frac{\sigma_{s,j}^2}{\sigma_{d,j}^2} \quad (4.8)$$

Der Gesamtgewinn dieses Codiersystems ergibt aus den Überlegungen in Abschnitt 2.3. Aus Gl. 2.16 folgt

$$G = \left[ \prod_{j=1}^N \frac{\sigma_{s,j}^2}{\sigma_{d,j}^2} \right]^{1/N} = \left[ \prod_{j=1}^N G_j \right]^{1/N} \quad (4.9)$$

Der Gesamtgewinn ist das geometrische Mittel der Einzelgewinne. Die durch Gl. (4.8) und Gl. (4.9) erreichbaren Gewinne sind in Abb. 10a für die Prädiktorkoeffizienten  $\underline{h}$  und in Abb. 10b für die PARCOR-Koeffizienten  $\underline{p}$  dargestellt. Aus den Abhängigkeiten der Gewinne von der Länge der DPCM-Prädiktoren wird deutlich, dass die Länge  $M = 1$  genügt, um fast den maximal möglichen Gewinn zu erreichen. Daher können die einzelnen Vektorelemente  $h_j$  und  $p_j$  als Markoff-

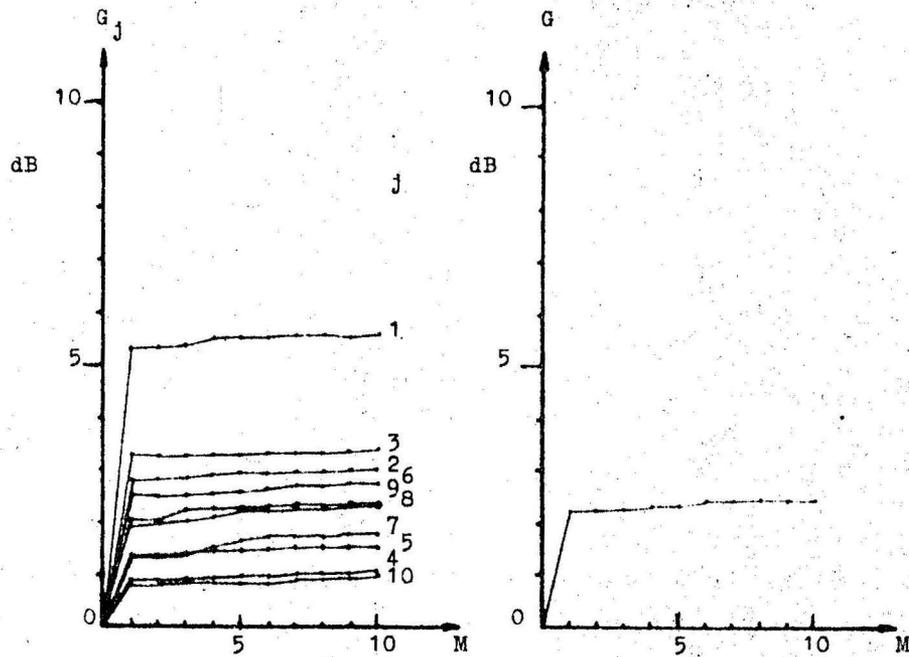


Abb. 10a

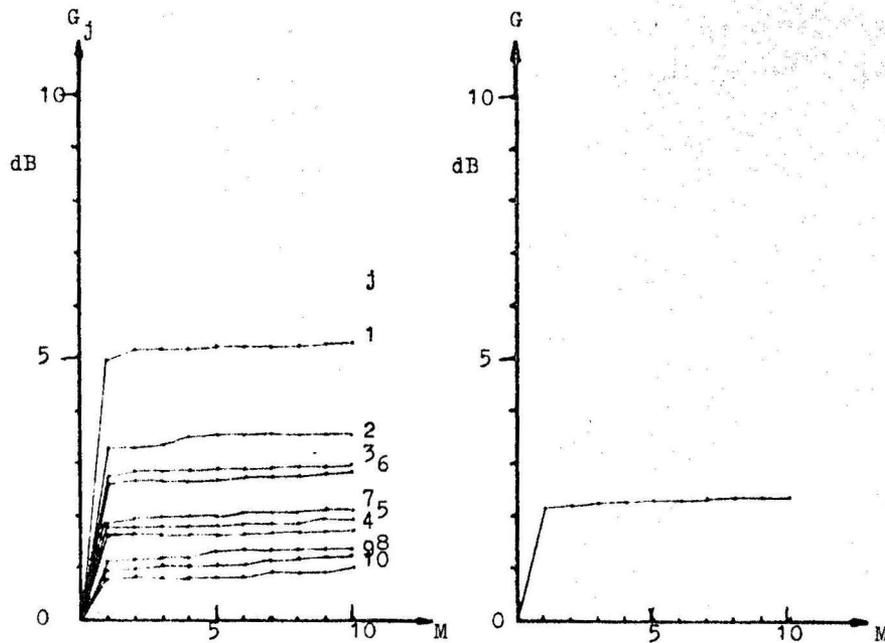


Abb. 10b

Abb. 10 : Prädiktionsgewinne für die Einkanal-DPCM-Codierung von ADPCM-Koeffizientensätzen.  
a: Prädiktor-Koeffizienten.  
b: PARCOR-Koeffizienten.

quellen erster Ordnung approximiert werden.

#### 4.2. Mehrkanal-DPCM (MK-DPCM)

Bei der Einkanal-DPCM werden nur die zeitlichen Korrelationen, die in jedem Vektorelement enthalten sind, entfernt. Bei der Mehrkanal-DPCM werden zusätzlich die räumlich-zeitlichen Korrelationen zwischen den Vektorelementen zur Schätzung herangezogen. Der neue ADPCM-Vektor  $\underline{s}(n)$  wird durch eine Linearkombination vorhergegangener Vektoren geschätzt; der Differenzvektor wird quantisiert und übertragen. Abb. 11 zeigt das Prinzipbild der MK-DPCM, Abb. 12 das zur Berechnung bzw. zur Messung mittels Simulation herangezogene Ersatzbild (Analogteil des vereinfachten DPCM-Codierers, vgl. Abb. 9). Für dieses Ersatzbild gilt folgender Prädiktionsalgorithmus

$$\hat{s}(n) = \sum_{i=1}^M \underline{W}_i \cdot \underline{s}(n-i) \quad (4.10)$$

Die Filterkoeffizienten  $\underline{W}_i$  des DPCM-Prädiktors sind  $N \times N$  Matrizen. Die Optimierung dieses Filters geschieht durch Minimierung des Mittelwertes der Prädiktionsfehler-Leistungen aller Vektorelemente, also

$$\epsilon^2 = \frac{1}{N} E \left[ (\underline{s} - \hat{\underline{s}})^T \cdot (\underline{s} - \hat{\underline{s}}) \right] \stackrel{!}{=} \text{Min} \quad (4.11)$$

Die optimalen Filterkoeffizienten können bei Kenntnis der Korrelationsmatrizen  $\underline{R}_s(k)$ ,  $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm M$  bestimmt werden. Es ergibt sich dann folgendes Gleichungs-

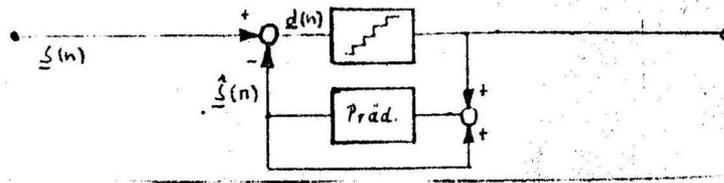


Abb. 11a: Mehrkanal-DPCM: Blockschaltbild des Coders.

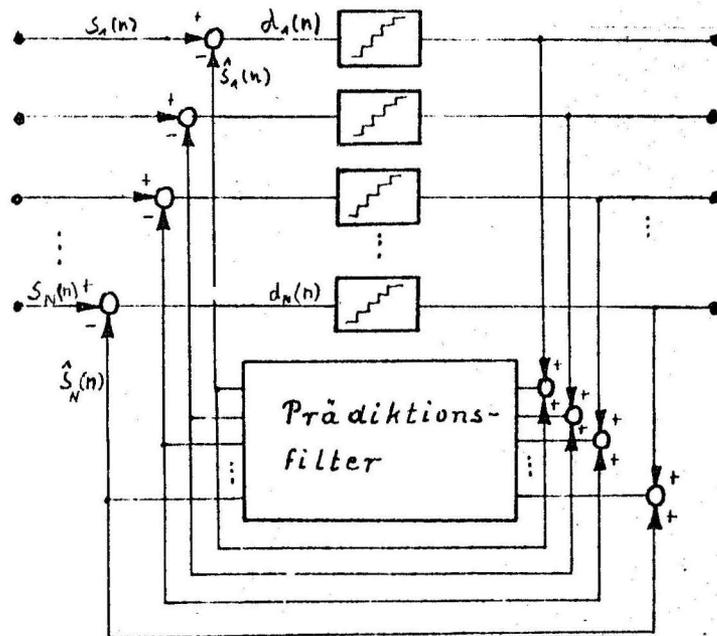


Abb. 11b: Mehrkanal-DPCM: Struktur des Coders.

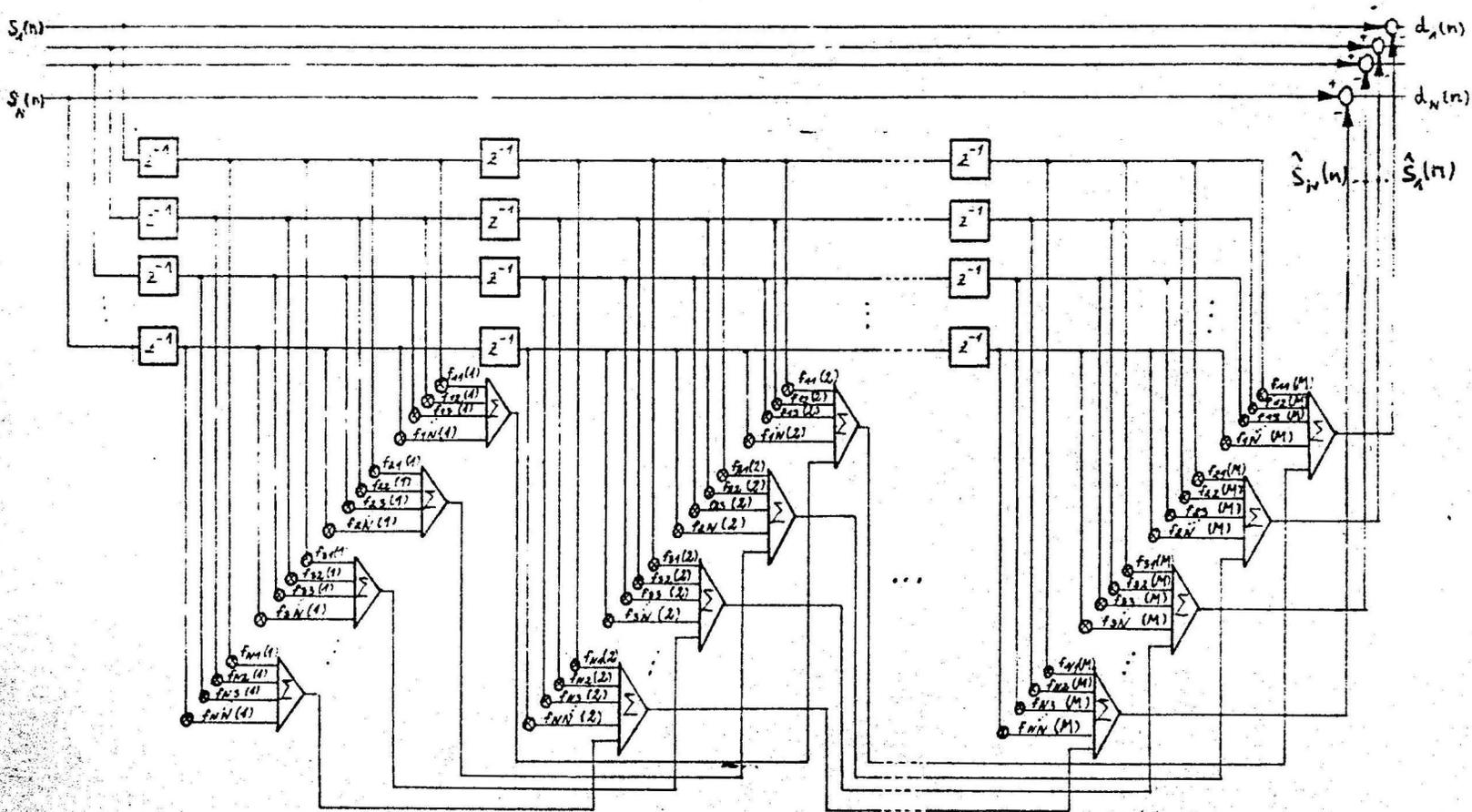


Abb. 12: Struktur des Prädiktionsfehler-Filters für Vektoren.

Die Koeffizienten  $f_{ij}(k)$ ;  $i, j=1, 2, \dots, N$ ;  $k=1, 2, \dots, M$  sind identisch mit den Elementen der Filtermatrizen  $\underline{W}_k$ ;  $k=1, 2, \dots, M$ .

system:

$$\sum_{j=1}^M \underline{W}_j \cdot \underline{R}_S(i-j) = \underline{R}_S(i) \quad (4.12)$$

$$i = 1, 2, \dots, M$$

Formal handelt es sich dabei um die Lösung eines Gleichungssystems wie Gl. (2.1), die Skalaralgebra muss lediglich durch die Matrixalgebra ersetzt werden. Zu beachten ist die folgende Beziehung

$$\underline{R}_S(-k) = \underline{R}_S^T(k) \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (4.13)$$

wobei mit  $\underline{R}_S^T(k)$  die transponierte Matrix von  $\underline{R}_S(k)$  gemeint ist. Gl. (4.13) ist - bei Berücksichtigung der Erläuterung im Abschnitt 3.3 - leicht einzusehen. Die Elemente der Korrelationsmatrizen ausserhalb der Hauptdiagonalen bestehen aus Kreuzkorrelations-Funktionen, für die im stationären Falle gilt

$$E [s_i(n) \cdot s_j(n+k)] = E [s_j(n) \cdot s_i(n-k)] \quad (4.14)$$

damit wird

$$R_{i,j}(-k) = R_{j,i}(k) \quad (4.15)$$

Schreibt man das Gleichungssystem nach Gl. (4.12) in Matrizenform (dabei bestehen die Elemente dieser Matrizen dann selbst aus Matrizen), so hat die Koeffizientenmatrix eine Streifenstruktur (Töplitz-Block-Matrix); das Gleichungssystem

chungssystem kann daher wie bei der EK-DPCM rekursiv gelöst werden /7,8/.

Für die optimale Vektorprädiktion lassen sich zwei interessante Ergebnisse leicht ableiten:

1. Die Komponenten der Schätzfehler-Vektoren sind jeweils mit allen Elementen der bis maximal M Zeitpunkte zurückliegenden Vektoren nicht mehr korreliert (Orthogonalitätsprinzip,  $M = \text{DPCM-Prädiktorlänge}$ ).

Es gilt

$$E \left[ [s_k(n) - \hat{s}_k(n)] s_l(n-i) \right] = 0 \quad (4.16)$$

$$k = 1, 2, \dots, N$$

$$l = 1, 2, \dots, N$$

$$i = 1, 2, \dots, M$$

in abgekürzter Schreibweise

$$E \left[ [\underline{s}(n) - \hat{\underline{s}}(n)] \cdot \underline{s}^T(n-i) \right] = \underline{0} \quad (4.17)$$

$$i = 1, 2, \dots, M$$

Bei der optimalen EK-DPCM gilt hingegen dieses nur für die einzelnen Vektorkomponenten, nicht jedoch für den Zusammenhang zwischen den Vektoren.

2. Im Grenzfall des unendlich langen optimalen Prädiktors ( $M \rightarrow \infty$ ) sind alle räumlich-zeitlichen Korrelationen beseitigt. Dies lässt sich wie im eindimensionalen Fall /9/ aus den Korrelationsmatrizen des Differenzvektors mit Einsetzen von Gl. (4.12) ableiten. Zu bemerken ist, dass die räumlichen Korrelationen innerhalb des Differenzvektors durch die Prädiktion i.a. nicht beseitigt werden können. Dies ist aus dem Prinzip der Prädiktion

(Gl. 4.10) einzusehen; die Elemente des Schätzvektors werden immer aus Elementen vorhergegangener Vektoren gebildet. Bei optimaler Prädiktion werden die verbleibenden räumlichen Korrelationen des Differenzvektors beschrieben durch

$$\begin{aligned}
 \underline{R}_d(0) &= \underline{R}_s(0) - \sum_{i=1}^M \underline{R}_s(i) \underline{W}_i^T \\
 &= \underline{R}_s(0) - \sum_{i=1}^M \underline{W}_i \underline{R}_s^T(i) \\
 &= \underline{R}_s(0) - \sum_{i=1}^M \underline{W}_i \underline{R}_s(-i) \quad (4.18)
 \end{aligned}$$

Die minimisierte mittlere Prädiktionsfehler-Leistung ist aus der Spur dieser Matrix (das ist die Summe der Hauptdiagonal-Elemente) zu berechnen.

Wir haben unterschiedliche Mehrkanal-Prädiktionsfilter auf dem Digitalrechner simuliert und die bei der Prädiktion von ADPCM-Vektoren  $\underline{h}$  bzw.  $\underline{p}$  entstehenden Varianzen der Differenzvektoren gemessen. Die Abbildungen 13a und 13b zeigen die Einzelgewinne  $G_j$ ,  $j = 1, 2, \dots, N$  gemäss Gl. (4.8) und den mittleren Gewinn  $G$  gemäss Gl. (4.9). Es wird deutlich, dass durch die Hinzunahme der Kreuzkorrelationen zwischen unterschiedlichen Vektorelementen eine bessere Schätzung erreichbar ist als bei der Einkanal-DPCM. Weiterhin wird deutlich, dass - im Gegensatz zur EK-DPCM - die Hinzunahme weiter zurückliegender Vektoren die Prädiktion verbessert.

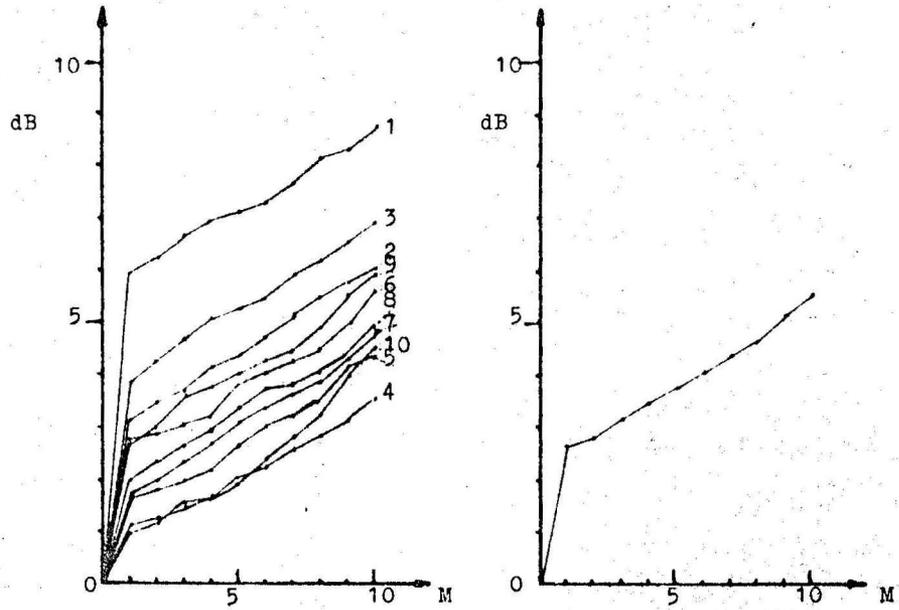


Abb. 13a: Prädiktorkoeffizienten.

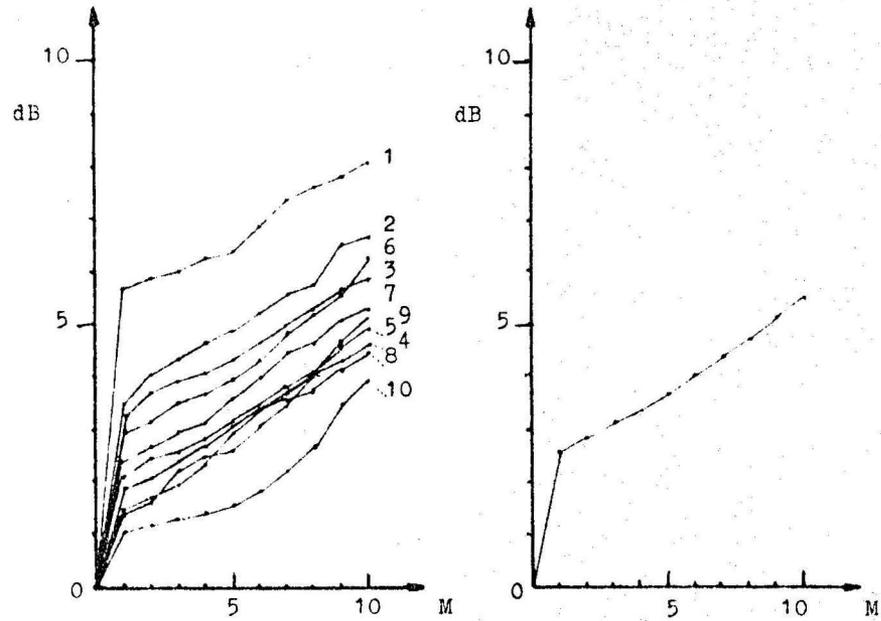


Abb. 13b: PARCOR-Koeffizienten.

Abb. 13: Prädiktionsgewinne für die Mehrkanal-DPCM-Codierung von ADPCM-Koeffizientensätzen.

a: Prädiktorkoeffizienten.

b: PARCOR-Koeffizienten.

Die Abbildungen 14 a und 14 b zeigen den zeitlichen Verlauf der Prädiktionsfehler für die einzelnen Vektorelemente, wenn Mehrkanal-Prädiktion benutzt wird (Prädiktorlänge 1, gleicher Maßstab wie in Abb. 4a und Abb. 4b).

### 5. Blockquantisierungsverfahren

Eine weitere Möglichkeit, die mittlere Quantisierungsverzerrung bei der digitalen Vektorübertragung zu verringern, besteht darin, den Vektor vor der Quantisierung einer linearen Transformation zu unterwerfen. Abb. 15a zeigt das Schema für die Codierung: der Koeffizientenvektor  $\underline{s}(n)$  wird durch die (als zeitinvariant angenommene) lineare Transformation  $\underline{L}$  in den Vektor  $\underline{t}(n)$  transformiert; die Elemente des Vektors  $\underline{t}(n)$  nennen wir Spektrallinien. Es ist

$$\underline{t}(n) = \underline{L} \cdot \underline{s}(n) \quad (5.1)$$

Entsprechend dem Vorgehen bei den Prädiktionsverfahren wird vorausgesetzt, dass eventuell vorhandene Mittelwerte vor der Transformation entfernt wurden. Es soll also gelten:

$$E [\underline{s}(n)] = \underline{0} \quad (5.2)$$

Dann folgt mit Gl. (5.1)

$$E [\underline{t}(n)] = \underline{L} \cdot E [\underline{s}(n)] = \underline{0} \quad (5.3)$$

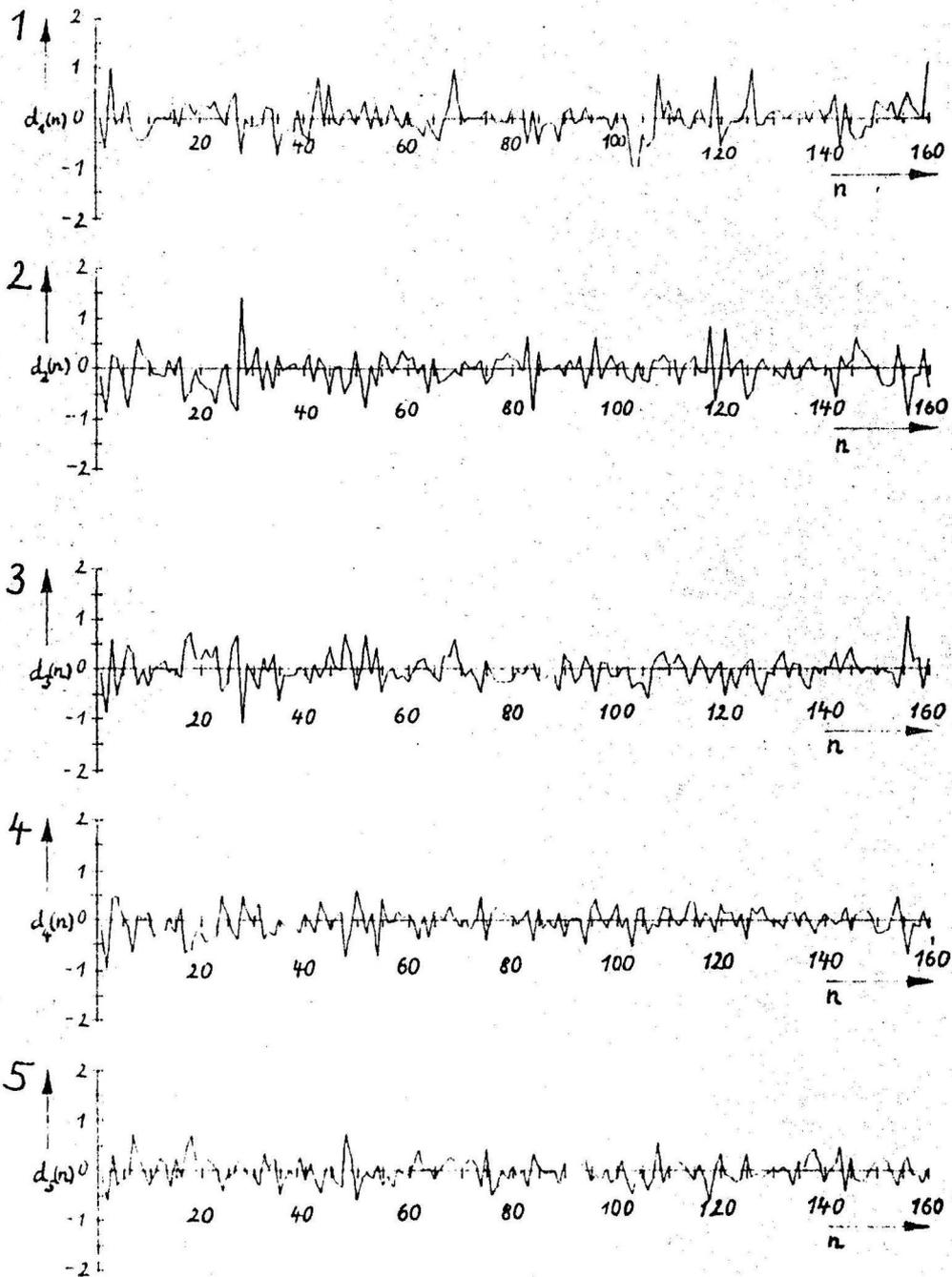


Abb. 14a: Zeitverläufe der Prädiktionsfehler-Vektor-Elemente 1 - 5.

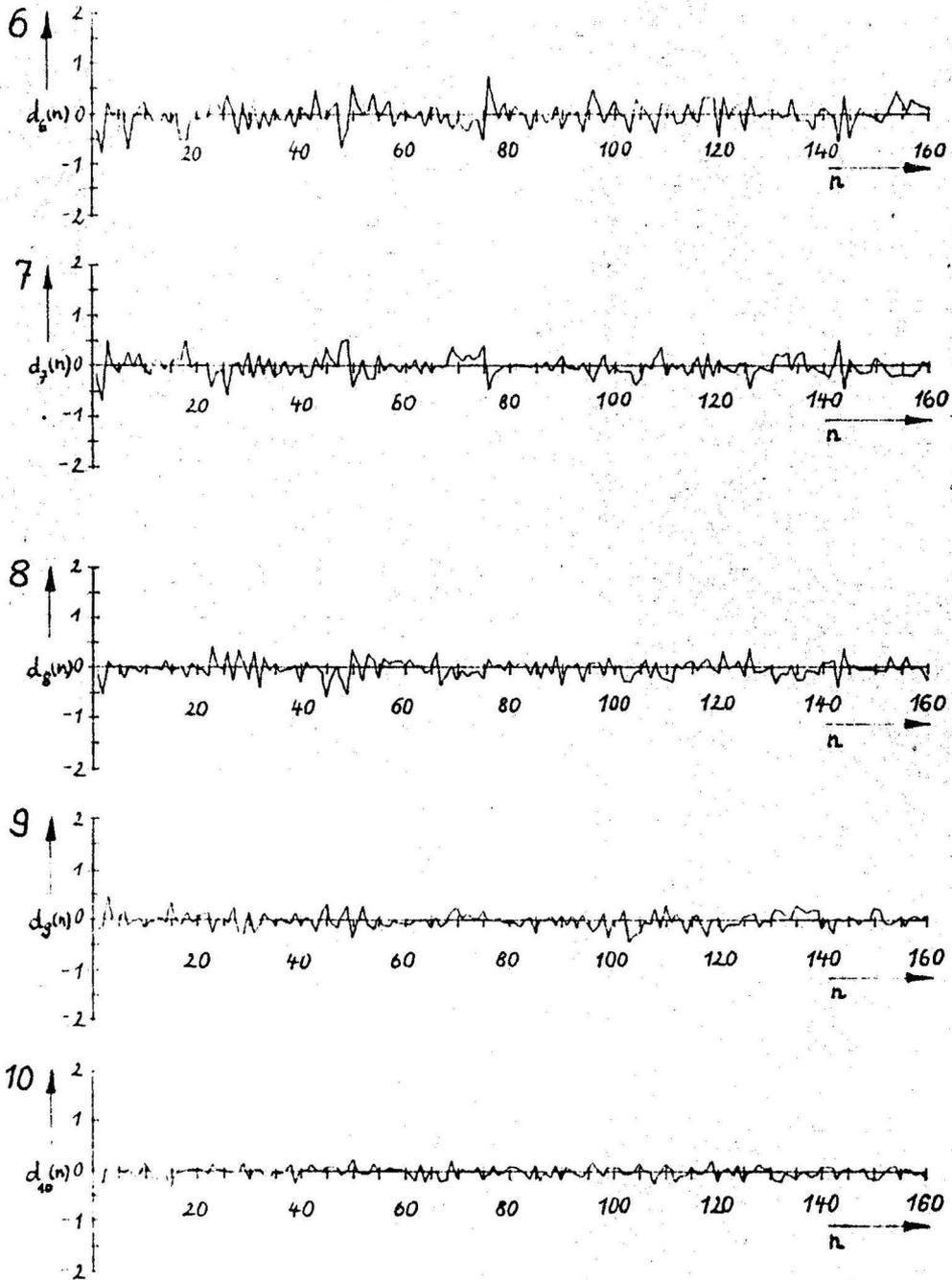


Abb. 14b: Zeitverläufe der Prädiktionsfehler-Vektor-Elemente 6 - 10.

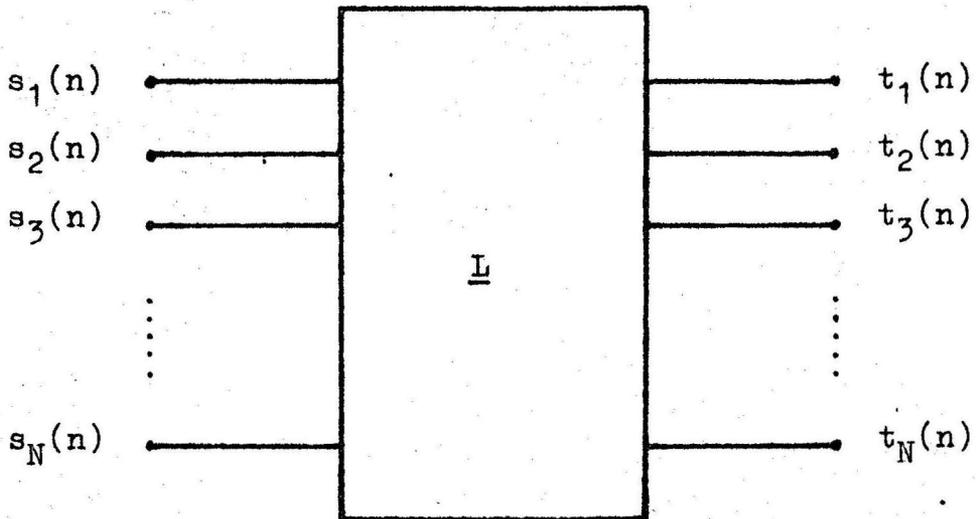


Abb. 15a: Schema der linearen Transformation

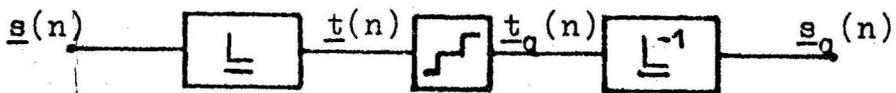


Abb. 15b: Schema der Blockquantisierung

d.h. die Mittelwerte aller Spektrallinien sind dann ebenfalls null. Die Korrelationen der Spektrallinien lassen sich ebenso einfach mit Hilfe der Matrizenrechnung aus den bekannten Korrelationen des Vektors  $\underline{s}(n)$  berechnen. Mit Gl. (3.1) und Gl. (5.1) gilt

$$\begin{aligned} R_t(k) &= E \left[ \underline{t}(n) \cdot \underline{t}^T(n-k) \right] \\ &= E \left[ \underline{L} \cdot \underline{s}(n) \cdot \underline{s}^T(n-k) \cdot \underline{L}^T \right] \\ &= \underline{L} \cdot R_s(k) \cdot \underline{L}^T \end{aligned} \quad (5.4)$$

Das vollständige System zur digitalen Übertragung der Vektoren mittels linearer Transformationen zeigt Abb.15b. Huang und Schultheiss /10/ haben nachgewiesen, dass für eine minimale mittlere Verzerrung des Vektors die lineare Transformation nach der Decodierung invers zu der beim Codierer sein muss (in Abb. 15b schon berücksichtigt). Meist wird gefordert, dass der rekonstruierte Vektor  $\underline{s}_q(n)$  linear unabhängig aus den Komponenten des Spektralbereichs zusammengesetzt werden kann, d. h. dass er sich in einem orthogonalen Basissystem befindet, das aus den Spaltenvektoren der Transformationsmatrix  $\underline{L}^{-1}$  gebildet wird. Um verschiedene orthogonale Transformationen besser vergleichen zu können, wird einschränkend Orthonormalität gefordert. Das heisst, der Betrag jedes Spaltenvektors von  $\underline{L}^{-1}$  soll eins sein. Ist  $\underline{b}_k$  der Vektor aus der k-ten Spalte von  $\underline{L}^{-1}$  und bildet die l-te Spalte den Vektor  $\underline{b}_l$ , so gilt nach Voraussetzung der Orthonormalität

$$\underline{b}_k^T \underline{b}_l = \delta_{k,l} \quad (5.5)$$

$\delta_{k,l}$  ist das Kronecker-Delta-Symbol, das heisst

$$\delta_{k,l} = \begin{cases} 1 & \text{für } k=l \\ 0 & \text{für } k \neq l \end{cases} \quad (5.6)$$

Gl. (5.5) wird im folgenden zum Umschreiben der Transformationsmatrix der inversen linearen Transformation benutzt.

$$\begin{aligned} (\underline{L}^{-1})^T \cdot \underline{L}^{-1} &= \underline{I} \\ (\underline{L}^{-1})^T &= \underline{L} \\ \underline{L}^{-1} &= \underline{L}^T \end{aligned} \quad (5.7)$$

$\underline{I}$  ist die sogenannte Einheitsmatrix, eine quadratische Matrix, bei der alle Hauptdiagonalelemente eins, die übrigen Elemente null sind (sowohl die linksseitige als auch eine rechtsseitige Multiplikation einer quadratischen Matrix mit der Einheitsmatrix ergibt die ursprüngliche Matrix). Orthonormale Transformationen sind leistungsinvariant, d. h. die mittleren Leistungen vom transformierten Vektor und Ursprungsvektor sind gleich. Dies wird in der folgenden Ableitung gezeigt.

$$\begin{aligned} \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \tilde{G}_{t,j}^2 &= \frac{1}{N} E \left[ \underline{t}^T(n) \cdot \underline{t}(n) \right] \\ &= \frac{1}{N} E \left[ \underline{s}^T(n) \cdot \underbrace{\underline{L}^T \cdot \underline{L}}_{\underline{I} \text{ nach Gl. (5.7)}} \underline{s}(n) \right] \\ &= \frac{1}{N} E \left[ \underline{s}^T(n) \underline{s}(n) \right] \\ &= \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \tilde{G}_{s,j}^2 \end{aligned} \quad (5.8)$$

Analog wie im Abschnitt 4 (vgl. Gl. 4.9) wird hier der Gewinn einer linearen Transformation bei der Quellencodierung bezeichnet mit

$$G = \frac{\left[ \prod_{j=1}^N \sigma_{s,j}^2 \right]^{\frac{1}{N}}}{\left[ \prod_{j=1}^N \sigma_{t,j}^2 \right]^{\frac{1}{N}}} \quad (5.9)$$

Auch hier gelten die Betrachtungen von Abschnitt 2.3 (invariante Amplitudendichteverteilung, immer optimale Bitzuordnung). Um den Gewinn nach Gl. (5.9) zu maximieren, muss das geometrische Mittel aus den Varianzen der zu quantisierenden Spektrallinien  $t_j$ ,  $j = 1, 2, \dots, N$  möglichst klein sein, d. h. die Varianzen müssen möglichst ungleich verteilt sein. Um diese Bedingung erfüllen zu können, muss als lineare Transformation die Loève-Karhunen-Transformation (LKT) gewählt werden. Die genannten Basisvektoren (Spalten der Matrix für die inverse lineare Transformation) sind die Eigenvektoren der Kovarianzmatrix  $\underline{R}_s(0) = E[\underline{s}(n) \cdot \underline{s}^T(n)]$ , diese Matrix wird durch die LKT diagonalisiert, d.h. die räumlichen Korrelationen der Vektorfolge  $\underline{s}(n)$  werden beseitigt. Ist  $\underline{L} = \underline{A}$  die Transformationsmatrix für die LKT, so gilt mit Gl. (5.4)

$$\begin{aligned} \underline{R}_t(0) &= E[\underline{t}(n) \cdot \underline{t}^T(n)] \\ &= \underline{A} \cdot \underline{R}_s(0) \cdot \underline{A}^T \\ &= \begin{bmatrix} \sigma_{t,1}^2 & & & \\ & \sigma_{t,2}^2 & & \\ & & \sigma_{t,3}^2 & \\ & & & \sigma_{t,N}^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.10)$$

Die Varianzen der Spektrallinien sind mit den Eigenwerten der Kovarianzmatrix identisch; diese werden meist mit abnehmender Grösse geordnet. Abb. 16 a und Abb. 16b zeigen den Verlauf der Elemente von 160 Loeve-Karhunen-transformierten Vektoren (Hier wurden die Mittelwerte vor der Transformation nicht extrahiert).

### 5.1 Blockquantisierung ohne DPCM

Wir haben die Loève-Karhunen-Transformation sowohl für die Transformation der ADPCM-Prädiktor- als auch der ADPCM-PARCOR-Koeffizienten (jeweils mit extrahierten Mittelwerten) angewendet. Die erreichbaren Gewinne durch die genannten Quellencodierungsverfahren zeigt die Tabelle 2. Die Gewinne sind nicht sehr hoch, weil durch die bisher beschriebene Blockquantisierung nur die räumlichen Korrelationen beseitigt werden. Zeitliche bzw. zeitlich-räumliche Korrelationen können aber einfach dadurch beseitigt werden, dass aufeinanderfolgende Koeffizientenvektoren  $\underline{s}(n)$ ,  $\underline{s}(n-1)$ , ...  $\underline{s}(n-\alpha)$  zu einem neuen Vektor der Länge  $N \times \alpha$  zusammengesetzt werden. Für die Folge dieser Vektoren kann wiederum die optimale Loeve-Karhunen-Transformation bestimmt werden. Durch die Zusammenfassung von aufeinanderfolgenden Vektoren treten Verzögerungen bei der Codierung und Decodierung auf; daher können nur wenige Vektoren verwendet werden. Tabelle 2 zeigt, dass in der Tat eine wesentliche Erhöhung des Gewinns erreichbar ist.

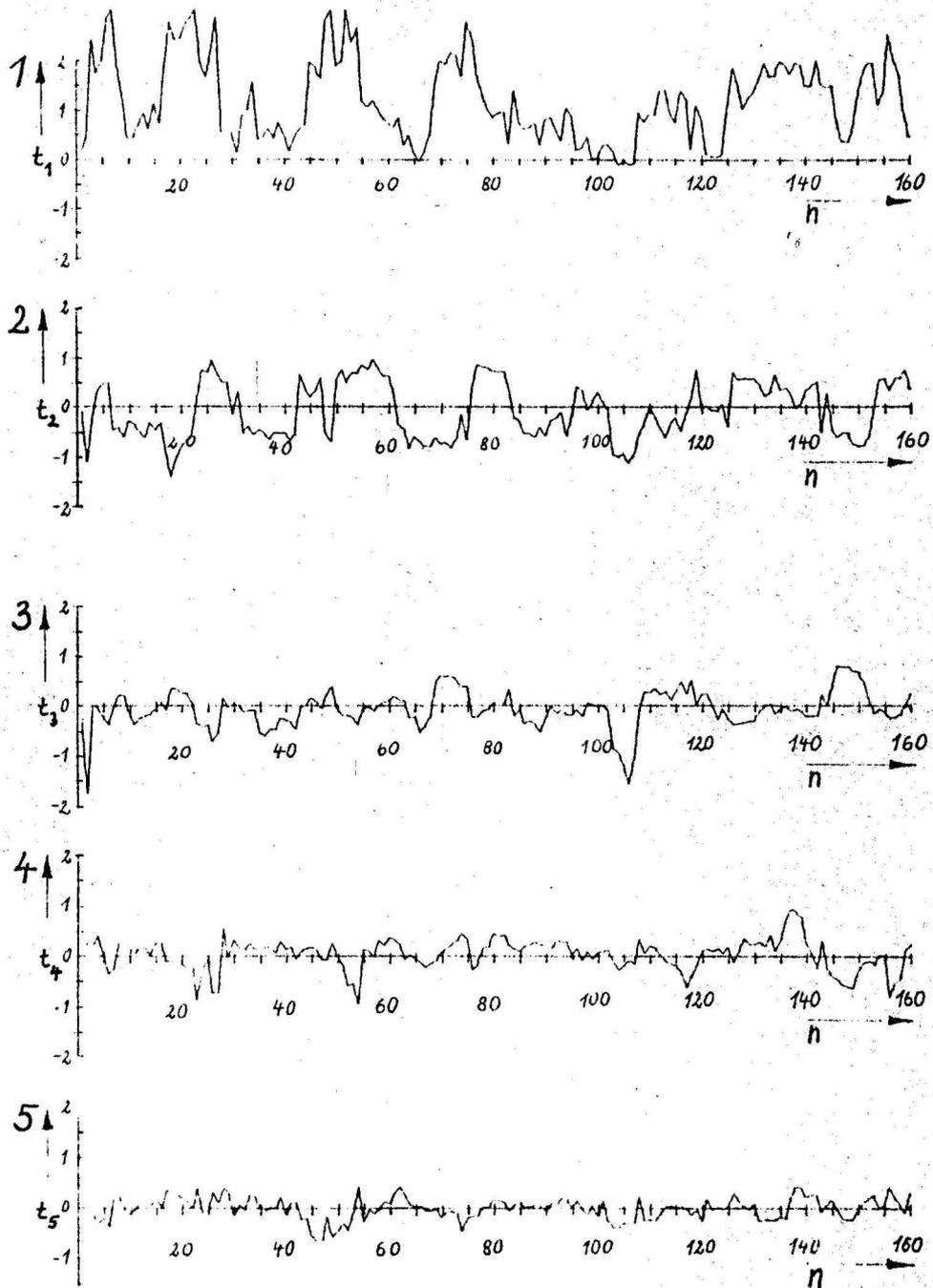


Abb. 16a: Verlauf der Elemente 1 - 5 von 160 orthonormal transformierten Prädiktorkoeffizienten - Vektoren.

Transformation nach Loève-Karhunen.

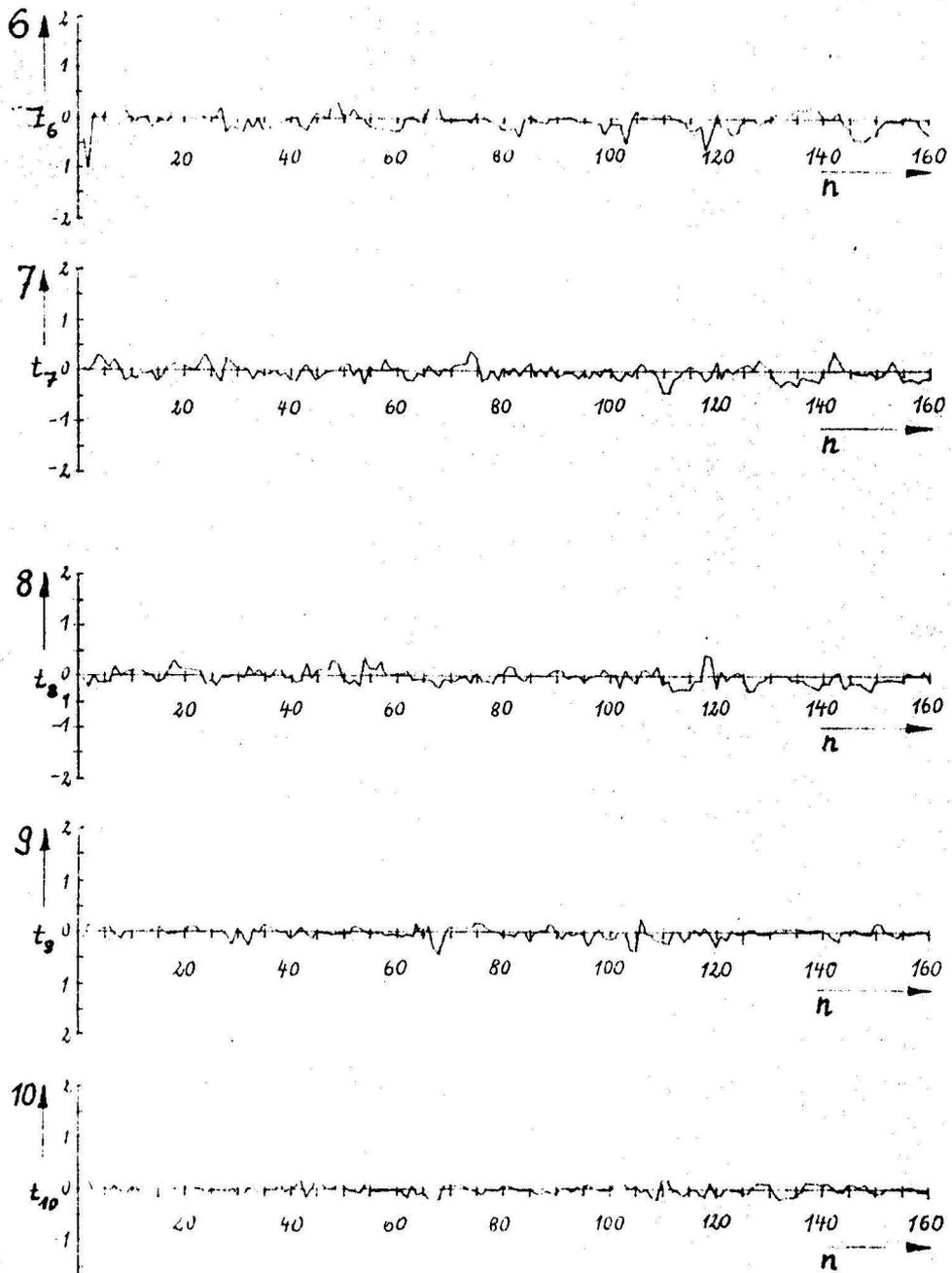


Abb. 16b: Verlauf der Elemente 6 - 10 von 160 ortho-normal transformierten Prädiktorkoeffizienten-Vektoren.

Transformation nach Loève-Karhunen.

| $\alpha$ | Prädiktor-Koeffizienten | PARCOR-Koeffizienten |
|----------|-------------------------|----------------------|
| 1        | 2.8 dB                  | 1.1 dB               |
| 2        | 4.2 dB                  | 2.3 dB               |
| 4        | 7.2 dB                  | 5.3 dB               |

Tabelle 3: Gewinne bei einer Loève-Karhunen-Transformation (LKT) der Koeffizientenvektoren

$\alpha = 1$  : getrennte LKT für jeden ADPCM-Koeffizientenvektor

$\alpha = 2$  : gemeinsame LKT für zwei ADPCM-Koeffizientenvektoren

$\alpha = 4$  : gemeinsame LKT für vier ADPCM-Koeffizientenvektoren

## 5.2 Blockquantisierung mit DPCM

Im Idealfall lässt sich durch die DPCM-Codierung mit anschließender Loève-Karhunen-Transformation eine vollständige Dekorrelation erreichen; durch ein optimal ausgelegtes Prädiktions-Codiersystem (i.a. mit unendlich langem Prädiktor) lassen sich alle räumlich-zeitlichen Korrelationen beseitigen, die verbleibenden räumlichen Korrelationen eliminiert eine optimal durchgeführte Loeve-Karhunen-Transformation. Wie Gl. (5.4) zeigt, können nach einer linearen Transformation einmal beseitigte räumlich-zeitliche Korrelationen nicht wieder auftreten.

Abb. 17 zeigt die Struktur eines solchen DPCM-Codierers für Vektorfolgen. Die Differenzvektoren  $\underline{d}(n)$  werden nicht direkt einem N-dimensionalen Quantisierer zugeführt, son-

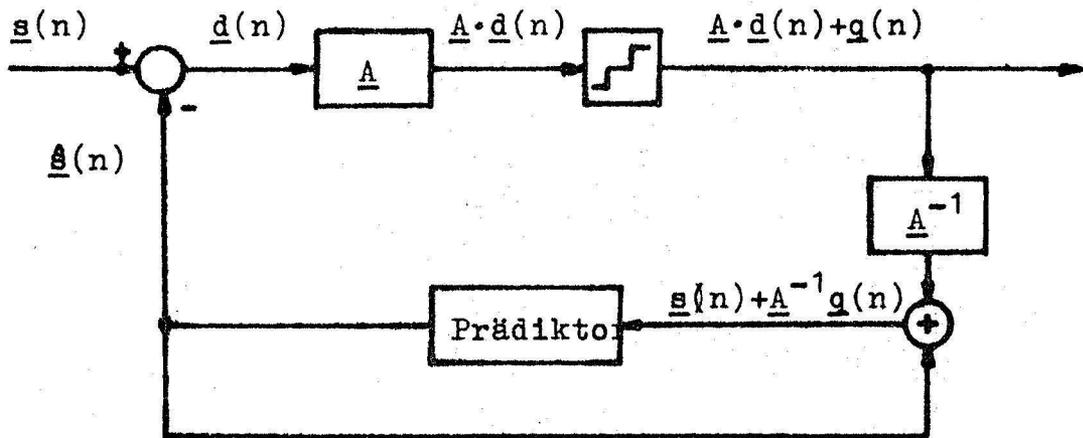


Abb. 17: Verallgemeinerte Mehrkanal-DPCM-Codierung für Vektorfolgen.

dem vorher linear transformiert; die Spektrallinien der Differenzvektoren werden sodann quantisiert. Auf diese Weise werden zuerst durch die Mehrkanal-DPCM die zeitlich-räumlichen Korrelationen und sodann durch die lineare Transformation  $\underline{A}$  die rein räumlichen Korrelationen (zwischen den Elementen der Differenzvektoren  $\underline{d}(n)$ ) beseitigt. Tabelle 3 zeigt den durch die Blockquantisierung gegenüber einer reinen Mehrkanal-DPCM erreichbaren Zusatzgewinn und die Gesamtgewinne bei Vektor-Prädiktionen mit  $M = 1, 2$  und  $4$  Prädiktor-Koeffizienten.

|                                      | Prädiktor-<br>Koeffizienten | PARCOR-<br>Koeffizienten |
|--------------------------------------|-----------------------------|--------------------------|
| <u>Zusatzgewinn</u><br>durch die LKT | 2.3 dB                      | 0.6 dB                   |
| <u>Gesamtgewinn</u><br>MK-DPCM+LKT   |                             |                          |
| M = 1                                | 4.9 dB                      | 3.2 dB                   |
| M = 2                                | 5.1 dB                      | 3.4 dB                   |
| M = 4                                | 5.8 dB                      | 4.1 dB                   |

Tabelle 3: Gewinne bei einer verallgemeinerten Mehrkanal-DPCM von ADPCM-Koeffizientensätzen

## 6. Zusammenfassung

Bei der adaptiven DPCM-Codierung von Sprachsignalen müssen zusätzlich zum Differenzsignal Informationen über die Prädiktorkoeffizienten zum Empfänger übertragen werden. In der vorliegenden Arbeit wurden verschiedene Verfahren einer effizienten Übertragung dieser Koeffizientensätze (Vektoren) miteinander verglichen. Um diesen Vergleich durchführen zu können, wurden verschiedene statistische Kenndaten der zu übertragenden Koeffizientensätze gemessen, wobei sowohl Prädiktorkoeffizienten als auch die aus diesen ableitbaren PARCOR-Koeffizienten un-

tersucht wurden. Der Vergleich wurde so durchgeführt, dass die durch das jeweilige Codierverfahren erzielbare Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses bestimmt wurde. Zur Vereinfachung des Vergleichs wurde jeweils der mittlere Gewinn ermittelt, d. h. die sich im Mittel für jeden der N Koeffizienten bei einer Quantisierung dieses Koeffizienten erreichbare Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses. Eine Verbesserung von 6 dB bei vorgegebener Bitrate entspricht jeweils einer möglichen Einsparung von einem bit, wenn das Signal-Rausch-Verhältnis konstant gehalten wird. Ein mittlerer Gewinn von 6 dB je Koeffizient bedeutet daher, dass je Koeffizientenvektor N bit eingespart werden können, wobei sich diese Einsparung natürlich nicht gleichmässig auf die einzelnen Koeffizienten verteilt. Die Bestimmung der mittleren Gewinne wurde auf zwei Arten durchgeführt:

- a) durch Berechnung aus den gemessenen statistischen Kenngrößen der Koeffizientensätze
- b) durch Simulation der Codierverfahren (Prädiktion, lineare Vektor-Transformation und Kombination dieser Verfahren) auf einem Digitalrechner.

Beide Bestimmungsverfahren brachten so ähnlich Ergebnisse, dass diese in dem Bericht nicht getrennt ausgewiesen sind.

Es zeigte sich, dass bei allen Verfahren nur bescheidene Gewinne erreichbar sind. Fast alle Ergebnisse basieren auf einer 16 ms-Segmentierung der Sprache; es wurden je Segment 10 Koeffizienten bestimmt. Bei einer getrennten DPCM-Codierung eines jeden zu übertragenen Koeffizienten (Einkanal-DPCM) ergibt sich ein mittlerer Gewinn von etwa 2.5 dB; ein sehr viel aufwendigere Mehrkanal-DPCM (Vektor-Prädiktion) ergibt einen kaum höheren Gewinn, wenn nur der jeweils letzte Koeffizientenvektor ( $M=1$ ) zur Vorhersage verwendet wird. Ein Gewinn von nicht ganz 6 dB entsteht, wenn eine sehr viel aufwendigere Prädiktion mit  $M > 10$  zurückliegenden Vektoren durchgeführt wird. Durch die Vektor-

Prädiktion werden die zeitlich-räumlichen Korrelationen zwischen den unterschiedlichen Elementen aufeinanderfolgender Vektoren verringert bzw. beseitigt, nicht jedoch die ("räumlichen") Korrelationen zwischen den Elementen eines Vektors. Diese Korrelationen können durch eine Loeve-Karhunen-Transformation beseitigt werden. Wird diese Transformation auf die Differenzsignal-Vektoren der Mehrkanal-DPCM angewendet, so ergibt sich ein Zusatzgewinn von etwa 2.5 dB für die Prädiktorkoeffizienten und von nur etwa 0.5 dB für die PARCOR-Koeffizienten. Die Korrelationen zwischen den PARCOR-Koeffizienten sind also nur sehr gering.

Eine andere Möglichkeit einer effizienten Übertragung der ADPCM-Vektoren besteht darin, diese - ohne Prädiktion - mittels der Loeve-Karhunen-Transformation zu transformieren und die Spektrallinien in geeigneter Weise zu codieren. Wird dieses Verfahren auf die Prädiktorkoeffizienten angewendet, so ergibt sich ein Gewinn von etwa 3 dB. Werden mehrere ADPCM-Vektoren zu einem neuen Vektor zusammengefasst, so werden bei der Codierung auch die zeitlichen Korrelationen zwischen benachbarten Vektoren erfasst. Die Zusammenfassung von vier Vektoren liefert dann einen Gewinn von etwa 7 dB. (Jeweils um 2 dB geringere Gewinne entstehen, wenn die PARCOR-Koeffizienten einer solchen Blockquantisierung unterworfen werden).

Die Untersuchungen haben ergeben, dass die linearen Verfahren zur effizienten Codierung der ADPCM-Vektoren nur bescheidene Gewinne (in der Größenordnung von 1 bit/Vektorelement) ermöglichen. Es zeigt sich, dass die adaptive DPCM ein Codierverfahren ist, das - auch bei erheblich erhöhten Aufwand - kaum noch Verbesserungen zulässt, es sei denn, die Segmentierung wird grundfrequenzsynchron durchgeführt. Dieses zur Vocodertechnik hinführende Verfahren wurde nicht untersucht.

7. Literatur

- /1/ P. NOLL  
Sprachübertragung mit adaptiven DPCM-Verfahren, Heinrich-Hertz-Institut Berlin, Techn. Bericht 164, 1973
- /2/ P. NOLL  
"Untersuchungen zur Sprachcodierung mit adaptiven Prädiktionsverfahren", Nachrichtentechnische Zeitschrift, Vol. 27, H.2, S. 67-72, 1974
- /3/ R.A. JONES, S.C. GUPTA  
A Rate Distortion Bound on Channel Requirements for Transmission of Parameters of Adaptive Predictive Coders, with Speech Applications, IEEE Trans. on Inform. Theory, Vol. IT-19, No.4, 1973, S. 458-471
- /4/ R. ZELINSKI  
"Anwendungen der PARCOR-Koeffizienten für die lineare Prädiktion stationärer Prozesse", Heinrich-Hertz-Institut Berlin, Technischer Bericht 173, 1974
- /5/ P. NOLL  
"Nonadaptive and Adaptive Differential Pulse Code Modulation of Speech Signals", Polytechn. Tijdschr., Ed. Elektrotech. Elektron. No. 19, S. 623-629, 1972
- /6/ P. NOLL, R. BLOCK  
Simulation von Differenz-PCM-Systemen zur Sprachcodierung, Technischer Bericht Nr. 150 des Heinrich-Hertz-Instituts Berlin, 1972
- /7/ R.A. WIGGINS, E.A. ROBINSON  
Recursive solution to the multichannel filtering problem, J. Geophysics Research 70, S.1885-1891, 1965

/8/

B. HEUSER

Analyse von Vektorfolgen  
Diplomarbeit an der TU Berlin, 1974

/9/

P. NOLL

Digitale Wiener-Kolmogoroff-Filterung  
Nachrichtentechn. Fachbericht Band 46, 1974  
S. 7 - 32

/10/

I.I.Y. HUANG, P.M. SCHULTHEISS

Block quantization of correlated gaussian  
random variables  
Trans. IRE, Vol.C-2, S. 289-296, 1963

