

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT — BERLIN-CHARLOTTENBURG

Technischer Bericht Nr. 189

Über einige neuere Entwicklungen auf dem
Gebiet der A/D - und D/A - Umsetzung

von

Dr.-Ing. Peter Noll

Berlin

1 9 7 6



EINSTEINUFER 37

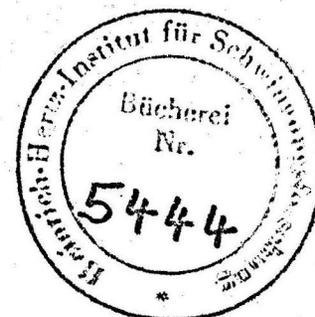
1000 BERLIN 10

ÜBER EINIGE NEUERE ENTWICKLUNGEN AUF DEM GEBIET

DER A/D - UND D/A-UMSETZUNG

März 1976

P. NOLL



Über einige neuere Entwicklungen auf dem Gebiet der
A/D- und D/A-Umsetzung

Zusammenfassung:

Die Kosten eines volldigitalen Systems werden nicht zuletzt von den A/D- und D/A-Umsetzern bestimmt. Bei der Sprachcodierung wird daher bisher die Umsetzung im Multiplexbetrieb vorgenommen, jedoch wird eine getrennte Umsetzung je Kanal angestrebt. Verschiedene Möglichkeiten einer wirtschaftlichen Einzelkanal-Codierung werden in diesem Bericht beschrieben. Dabei wird auch auf Fragen der Kompatibilität mit dem genormten PCM-Wort-Format und auf Umwandlungen zwischen verschiedenen Formaten eingegangen.

Der Bearbeiter

P. Noll

(Dr.-Ing. P. Noll)

Der Abteilungsleiter

Vöge

(Dr.-Ing. K.H. Vöge)

Der Geschäftsführer

H. Ohnsorge

(Dr.-Ing. H. Ohnsorge)

Berlin 10, den 10. Mai 1976

I N H A L T :

	<u>Seite</u>
1. <u>Einleitung</u>	1
2. <u>Beispiel für die Kosten eines Sprach-Kommunikationssystems</u>	4
3. <u>Verfahren einer wirtschaftlichen A/D-D/A-Umwandlung von Sprachsignalen</u>	12
3.1 <u>Prinzipien der A/D - D/A-Umwandlung</u>	14
3.1.1 A/D-Verfahren	14
3.1.2 D/A-Umsetzung	16
3.1.3 Wichtige Fehlermöglichkeiten	16
3.2 <u>Kompondierung</u>	19
3.3 <u>Digitale Verarbeitung kompondierter Signale</u>	21
3.4 <u>Direkte PCM-Codierung</u>	23
3.4.1 Typische Lösung für eine A/D - D/A-Umsetzung von Sprachsignalen	24
3.4.2 Technologische Lösungen	27
3.4.3 Filter-Anforderungen	32
3.5 <u>Indirekte PCM-Codierung mittels Deltamodulation</u>	33
3.5.1 Allgemeines	33
3.5.2 Umwandlung zwischen LDM und PCM-LIN	37
3.5.3 Umwandlung zwischen LDM und DPCM	41
3.5.4 Umwandlung zwischen ADM und PCM-LIN	42
Beispiel 1 : Delta-Sigma-DM	42
Beispiel 2 : High-Information-DM	44
3.5.5 Umsetzungen zwischen PCM u. LDM oder ADM	46
3.5.6 Umwandlungen zwischen LDM und ADM	46

	<u>Seite</u>
3.6 <u>Interpolierende A/D- und D/A-Umsetzung</u>	47
3.7 <u>Nearly Instantaneous Companding (NIC)</u>	53
3.7.1 Arbeitsweise	53
3.7.2 Bestimmung des maximalen Segments	56
3.7.3 Vor- und Nachteile der NIC	57
4. <u>Zeitmultiplex-PCM</u>	60
5. <u>Literatur</u>	63

Über einige neuere Entwicklungen auf dem Gebiet der

A/D- und D/A-Umsetzung

1. Einleitung

Die wichtigsten Kommunikationssysteme für Sprach- und Bildsignale werden zukünftig rein digitale Systeme sein. Die Endgeräte in solchen Systemen bestimmen nicht nur die Qualität der beim Empfänger rekonstruierten Sprach- oder Bildsignale, sondern haben auch einen erheblichen Einfluss auf die Gesamtkosten eines digitalen Netzes. Daher muss im einzelnen eine Abwägung vorgenommen werden zwischen den verschiedenen Grössen, die die Gesamtkosten beeinflussen; von dem Netz her gesehen sind möglichst geringe Bitraten bei der digitalen Übertragung von Signalen anzustreben, da die Kanalkosten mit der benötigten Bitrate ansteigen. Andererseits steigen die Endgeräte-Kosten teilweise stark an, wenn bitratenreduzierende Codierverfahren verwendet werden müssen, um die Bitraten bei etwa gleichbleibender Qualität des rekonstruierten Signals zu verringern. Die Entscheidung über ein bestimmtes Verfahren hängt u. a. von den folgenden Problemen ab:

- Kosten des digitalen Kanals
- Kosten des Codierverfahrens (Endgerät)
- Subjektive Forderungen an die Signalqualität
- Objektive Forderungen an die Signalqualität
- Kompatibilität mit bestehenden Kommunikationssystemen
- Zuverlässigkeit

Kostenfragen sind in der Literatur nicht sehr häufig angeschnitten worden. Das hängt u. a. damit zusammen, dass zu-

erst einmal die Vor- und Nachteile einer möglichst grossen Zahl von Codierverfahren studiert werden mussten, um dann einen Vergleich vornehmen zu können. Oft ist es auch nicht sinnvoll, die Kostenfrage zu sehr in den Vordergrund zu stellen; das gilt z. B. für die Bildcodierung: da ein ausgedehnter Bildtelefondienst in naher Zukunft nicht eingeführt sein wird, ist es auch nicht sinnvoll, ein Codierverfahren nur deswegen auszuschneiden, weil es zur Zeit noch zu teuer ist. In der Tat werden in der Bildcodierung auch aufwendige Codierverfahren akzeptiert (Transformationsverfahren, Interframe-Codierungen). Ganz anders liegt die Problematik bei der Codierung und digitalen Übertragung von Sprachsignalen. Hier muss jedes Verfahren mit bestehenden analogen und digitalen Systemen in Konkurrenz treten, und die Kosten spielen dann eine entscheidende Rolle. Daneben ist die Kompatibilität mit den bereits bestehenden PCM-Systemen von grosser Wichtigkeit: ein Codierverfahren kann nur dann eingeführt werden, wenn es in das PCM-System passt, wobei die Anpassung durchaus so erfolgen kann, dass eine digitale Umwandlung zwischen verschiedenen Datenformaten vorgenommen wird.

Bei der Entwicklung von Verfahren der Bildcodierung ist eigentlich noch kein Schwerpunkt des Interesses feststellbar; es werden verschiedene Codierverfahren weiterentwickelt (vor allem mit Interframe-Codierungen); daneben werden noch viele Grundlagen-Untersuchungen durchgeführt. Bei der Sprachcodierung hingegen gibt es einen Schwerpunkt des Interesses: die Verbesserung, vor allem aber Verbilligung der PCM-Endeinrichtungen. Die A/D- und D/A-Umwandlung wird bisher ausschliesslich im Multiplexbetrieb vorgenommen; eine getrennte A/D- und D/A-Umwandlung je Kanal wird angestrebt. Verschiedene Möglichkeiten einer billigen PCM-Codierung wurden in den letzten beiden Jahren bekannt, wobei sich in vielen Fällen die zu fordernde Kompatibilität mit dem genormten PCM-Wort-Format als schwer lösbares Problem erwies. Einige

Möglichkeiten einer wirtschaftlichen Einzelkanalcodierung werden in diesem Bericht beschrieben.

Neben der Aufgabe, Verbesserungen und Verbilligungen in bestehenden oder im Aufbau befindlichen PCM-Telephonie-Systemen durchzuführen, hat es eine grössere Zahl von Entwicklungen von Sprachcodier-Verfahren gegeben, bei denen die Kompatibilität mit dem kommerziellen PCM-System nicht gefordert war. In den USA wurden vor allem Studien über ein digitales Fernsprech- und Datennetz für die amerikanische Administration durchgeführt, in diesen Studien war auch die Bitrate eine variable, d. h. zu optimierende Grösse, und es wurde nach einer Lösung gesucht, die die Gesamtkosten (d. h. die Summe aus Kosten der Kanäle und Endgeräte) minimiert. Die in diesen Studien erzielten Kostenabschätzungen sind von allgemeinem Interesse und werden daher im folgenden eingehender dargestellt. Anschliessend werden dann verschiedene Verfahren der PCM-Codierung vorgestellt, die möglicherweise so billig implementiert werden können, dass sie eine Einzelkanal- A/D- und D/A-Umwandlung ermöglichen. Es sind darunter vor allem auch Verfahren, die Deltamodulation zur eigentlichen A/D-Wandlung benutzen und dann eine digitale Umwandlung in PCM vornehmen. Der Schwerpunkt in der Darstellung wird dabei auf solchen Verfahren liegen, die eine Umwandlung von Deltamodulation in das genormte PCM-Wort-Format und umgekehrt vornehmen. In einem weiteren Abschnitt werden dann neuere Zielsetzungen auf dem Gebiet der PCM-Zeitmultiplexsysteme dargestellt: durch Einführung von integrierten Schaltungen, aktiven Filtern und (teilweise) Einzelkanal-A/D-Wandlern wird versucht, die Kosten der PCM-Endgeräte zu senken. Ausserdem wird noch kurz auf einige Probleme der Komprimierung eingegangen; die notwendige Komprimierung bei der Codierung von Sprachsignalen hat einen erheblichen Einfluss auf die Gesamtkosten eines A/D- oder D/A-Wandlers. Neue Einrichtungen ermöglichen eine direkte lineare Verarbeitung komprimierter Signale und eine digitale Umformung

zwischen verschiedenen Kommandierungsgesetzen (vor allem zwischen der 15-Segment μ -Kennlinie der USA und der 13-Segment A-Kennlinie der europäischen Länder).

2. Beispiel für die Kosten eines Sprach-Kommunikations-Systems

Es soll an einem Beispiel gezeigt werden, wie die Kosten von Endgeräten und die Kanalkosten die Gesamtkosten eines Systems beeinflussen. Es zeigt sich, dass die "beste Lösung" eine Funktion verschiedener Schätzgrößen ist (vor allem Kosten und technologische Entwicklung), und dass geringe Fehler bei der Schätzung die Wahl der besten Lösung beeinflussen können. Die anzuwendende Technik, durch Angabe von Vertrauensintervallen etc. die Fehlermöglichkeiten zu verringern, wird im folgenden nicht weiter behandelt.

In unserem Beispiel geht es um die Abschätzung der Gesamtkosten eines volldigitalen Sprachkommunikationssystems für die amerikanische Regierung. Von der zu verwendenden A/D-D/A-Umwandlung wird erwartet, dass sie zumindest subjektiv der PCM-Qualität des kommerziellen Telefonsystems gleichwertig ist, dass die Wortverständlichkeit 95 % beträgt (Messverfahren : Diagnostic Rhyme Test), dass der objektive Signal-Rausch-Abstand wenigstens 20dB beträgt (falls er messbar ist), und dass durch die Digitalisierung die Möglichkeit einer Sprechererkennung nicht reduziert wird. Das System soll etwa 1990 voll aufgebaut sein, die erwartete Bitfehlerrate ab diesem Zeitpunkt wird mit $\leq 10^6$ geschätzt. Interessant bei der Aufgabenstellung ist, dass die Bitrate nicht eine vorgegebene Größe, sondern einer der zu optimierenden Parameter ist. Die von der Defense Communications Agency, Reston, USA, durchgeführte Studie vergleicht im wesentlichen

vier für die jeweilige Klasse typische Codierer: einen LPC-Vocoder (LPC = linear predictive coder) mit einer typischen Bitrate von 4 Kbit/s, einen APC-Codierer (adaptive prediction coding, nicht pitchsynchon) mit etwa 8 Kbit/s, einen wichtigen Typ (CVSD = continuous variable slope delta) aus der Klasse der adaptiven Deltamodulation (ADM) mit etwa 16 Kbit/s, und PCM mit etwa 48 Kbit/s. In die folgende Zusammenstellung ist zusätzlich noch ein DPCM-Codierer aufgenommen worden; P_{akz} gibt für jedes Verfahren die akzeptierbare Fehlerrate an. Tabelle 2 vergleicht eine grössere Zahl von Sprachcodierverfahren. Die Komplexität eines Coders

	Kbit/s	P_{akz} (%)	Zahl der Gates	Dollars
<u>LPC-Vocoder</u>	2.4 - 9.6	0.1 %	80.000	8.000
<u>ADPCM</u>	8 - 32	0.1 %	20.000	2.000
<u>ADM (CVSD)</u>	16 - 32	1.0 %	500	100
<u>DPCM</u>	32 - 64	0.1 %	2.500	500
<u>PCM</u>	48 - 64	0.01%	1.000	200

Tabelle 1 : Typische Codierer für Sprache

kann in erster Näherung aus der Zahl der Gates abgeleitet werden. Für CMOS-Logik und LSI-Schaltkreise liegt der Preis pro Gate bei etwa 0,10 Dollar (Stand: Anfang 1975); die Preise werden sich bis 1985 um etwa eine Zehnerpotenz verringern. Für PCM und ADM lohnt sich eine LSI-Technik nicht, und die Preise müssen ein wenig modifiziert werden.

CONVERSION TECHNIQUE	APPLICABLE TRANSMISSION RATE RANGE (Kb/s)	QUALITY	INTELLIGIBILITY	ESTIMATED ERROR RATE REQUIREMENT	POINT OF APPLICATION	PROJECTED COST
PCM	48 to 64	SATISFACTORY	SATISFACTORY	10^{-4}	ACCESS OR TRUNK	\$200
DIFFERENTIAL PCM	32 to 56	SATISFACTORY	SATISFACTORY	10^{-3}	ACCESS OR TRUNK	\$500
ADAPTIVE DELTA MODULATION	24 to 48	SATISFACTORY	SATISFACTORY	10^{-2}	ACCESS OR TRUNK	\$150
ADAPTIVE PREDICTIVE CODER	7 to 28	SATISFACTORY	SATISFACTORY	10^{-3}	ACCESS OR TRUNK	\$2,500
VOICE EXCITED VOCODER	7 to 16	MARGINAL	SATISFACTORY	10^{-2}	ACCESS OR TRUNK	\$2,500
LINEAR PREDICTIVE CODER	2.4 to 9.6	SATISFACTORY	SATISFACTORY	10^{-3}	ACCESS	\$7,500
CHANNEL VOCODER	2.4 to 4.8	MARGINAL	MARGINAL	10^{-2}	ACCESS	\$7,500
FORMANT VOCODER	.6 to 2.4	UNSATISFACTORY	UNSATISFACTORY	10^{-3}	ACCESS	\$10,000

Tabelle 2 : Vergleich von Sprach - Digitalisierungsverfahren

Tabelle 3 gibt die voraussichtlichen Kosten für den Zeitraum von 1980 - 1990 an. Das ADPCM-Verfahren

		Dollars in		
		1980	1985	1990
<u>LPC-Vocoder</u>	4 Kbit/s	3.200	800	300
<u>ADPCM</u>	8 Kbit/s	800	200	150
<u>ADM (CVSD)</u>	16 Kbit/s	80	25	25
<u>PCM</u>	48 Kbit/s	150	50	50

Tabelle 3 : Geschätzte Preisentwicklungen

und das Vocoder-Verfahren werden also auch in Zukunft relativ teuer bleiben; es wird sich jedoch zeigen, dass die Gesamtkosten eine neue Rangordnung der "günstigen" Verfahren erzwingen. Neben den Kosten spielen natürlich auch noch andere Parameter bei der Auswahl eine Rolle. Tabelle 4 gibt die Entwicklung von wichtigen Gate-Parametern an (wiederum für die CMOS-Technologie); die Schaltgeschwindigkeit wird also noch um eine Zehnerpotenz abnehmen, ebenso der Leistungsverbrauch, und die Packungsdichte wird erheblich zunehmen. Im Jahre 1985 wird ein ADM-Coder etwa 0,5 W, ein LPC-Vocoder aber etwa 80 W Leistung benötigen.

Year	Logic-Gate Delays (ns)	Gate Power Dissipation Switching (mW)	Gate Power Stand by (W)	Maximum Gate Density (gates/in. ³) ^a	Gate Volume (in. ³) ^b	Gate Weight 1b
1975	1.0	5.6	10	17,800	5.6×10^{-5}	1.3×10^{-5}
1980	0.5	2.2	5	45,500	2.2×10^{-5}	0.5×10^{-5}
1985	0.28	1	2	100,000	1.0×10^{-5}	0.1×10^{-5}
1990	0.15	0.35	0.8	290,000	0.3×10^{-5}	0.08×10^{-5}

^a100 W/in.³ power-dissipation limit is assumed; 50 percent of the gates are assumed to be switching simultaneously.

^bBased on 0.024-1b weight of 0.1-in.³ package.

Tabelle 4 : Zukünftige Eigenschaften von MOS-Logik-Gattern

Um die Gesamtkosten berechnen zu können, müssen einige Aussagen über das geplante Netz gemacht werden. Das Netz wird aus etwa 50 Knotenämtern bestehen, jedes dieser Ämter hat seinerseits etwa 50 Konzentratoren. Im Endausbau sind 400.000 Terminals vorgesehen, und die Verkehrsmenge wird mit etwa 8.000 Erlang geschätzt. Die Bitrate wird durch die Sprachübertragung bestimmt, die Datenübertragung wird auch im Endausbau nur eine untergeordnete Rolle spielen. Es wird angenommen, dass die Terminals gekauft werden und eine Lebensdauer von etwa 5 - 10 Jahren haben. Die Kanäle werden gemietet, Tabelle 5 gibt die geschätzten Kosten in Dollar je Meile und Jahr an. Mit der Angabe von Vertrauensintervallen etc. können auf diese Weise die Gesamtkosten ermittelt werden. Bild 1 zeigt die Abhängigkeit der Gesamtkosten für die oben angegebenen vier Codierverfahren von der Abweichung von den für die Codierer geschätzten Kosten. Dabei wurde angenommen, dass die Kanalkosten richtig geschätzt wurden. Wichtiges Ergebnis ist, dass die DPCM mit adaptiver Prädiktion sich als das günstigste Codierverfahren erweist; d. h. aber auch, dass eine Bitrate von etwa 8 Kbit/s die beste Gesamtlösung darstellt. 50 % höhere Kosten entstehen, wenn mit 4 Kbit/s (LPC-Vocoder) oder mit adaptiver Deltamodulation (16 Kbit/s) übertragen wird.

	1980	1985	1990
Tn-Leitungen	14	9	9
Knotenamts-Leitungen	4	2	2

Tabelle 5: Übertragungskosten (Mietkosten der Kanäle) in Dollar/Meile/Jahr. Beispiel: Datenrate 8 Kbit/s.

Das in diesem Abschnitt dargestellte Beispiel macht deutlich, dass bei der Auswahl eines möglichst günstigen A/D-D/A-Verfahrens sehr viele Parameter gleichzeitig betrachtet werden müssen; die Terminalkosten allein geben keine Aussagen über das beste Codierverfahren. Unser Beispiel hat einen sehr realen Hintergrund. Die - hier nur skizzenhaft wiedergegebene Studie führte dazu, dass in den beiden letzten Jahren an verschiedenen Instituten Forschungsaufträge zur Hardware-Entwicklung von ADPCM-Codierern vergeben wurden. Zwei von der Codex-Corporation und an der University of Notre Dame entwickelte Coder wurden auf der International Conference on Communications 1975, San Francisco, vorgestellt /1,2/. Beide Coder benutzen eine DPCM mit adaptiver Prädiktion, wobei die Prädiktor-koeffizienten mit einem Gradientenverfahren nachgeregelt werden; zusätzlich wird der Quantisierer adaptiv gesteuert und eine Entropiecodierung des binären Ausgangssignals vorgenommen.

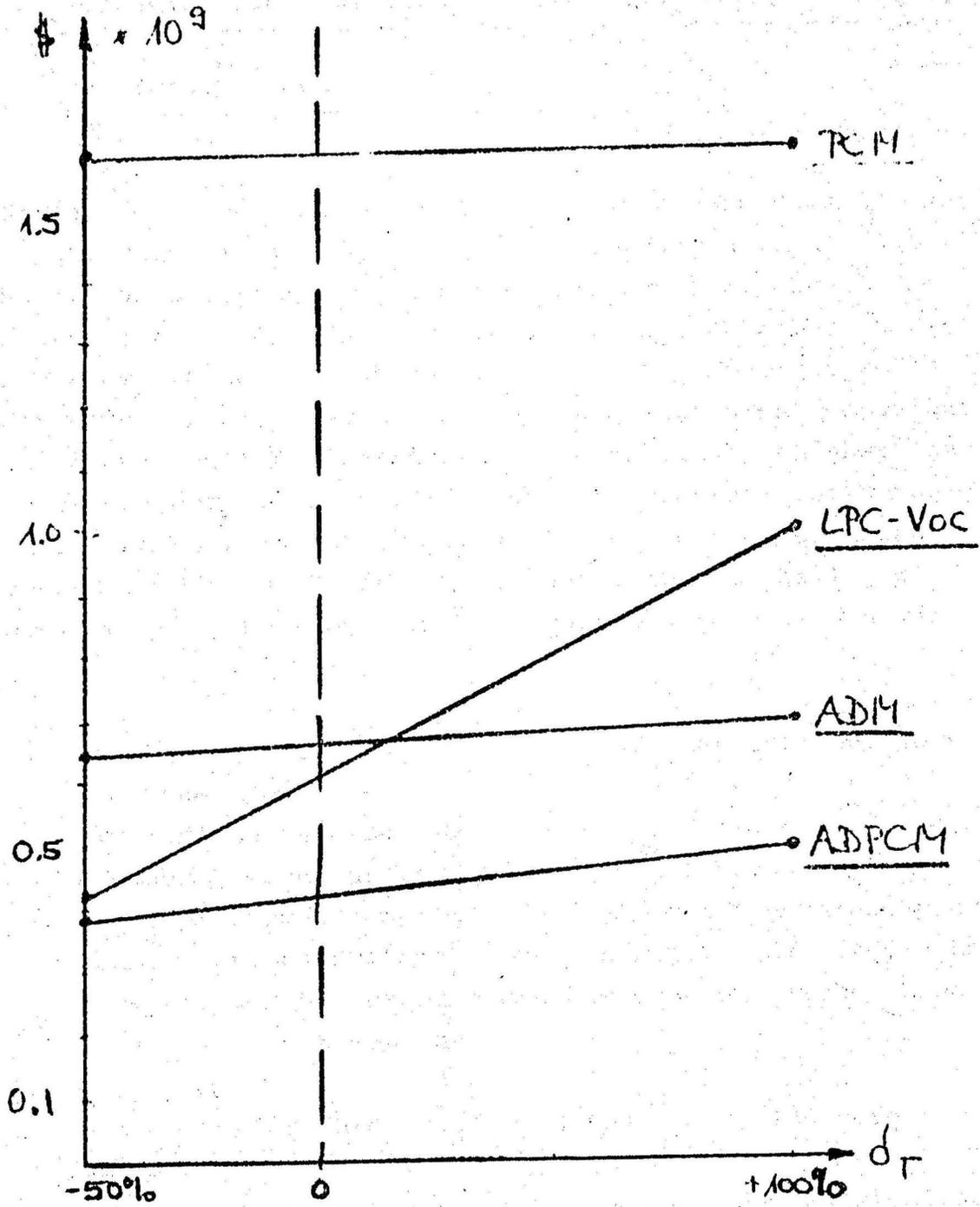


Bild 1 : Gesamtkosten eines Sprachkommunikations-Systems bei Abweichung der Terminalkosten vom Schätzwert. Jahr: 1985, Preis in 10^9 Dollar.

3. Verfahren einer wirtschaftlichen A/D - D/A-Umwandlung von Sprachsignalen

Im letzten Abschnitt wurde an einem konkreten Beispiel gezeigt, dass ein billiges A/D - D/A-Verfahren i. a. eine höhere Übertragungsrate benötigt als ein komplexeres Codierverfahren. Ist die Übertragungsrate eine mit zu optimierende Grösse, so führen die billigsten Codierer wegen der erhöhten erforderlichen Kanalkapazität nicht unbedingt zu den geringsten Gesamtkosten. Gewöhnlich liegt aber eine andere Fragestellung vor: die Übertragungsrate ist vorgegeben und es wird ein Codierer gesucht, der einer Anzahl von Qualitätsansprüchen genügt, dabei aber so billig wie möglich ist. Zwei Möglichkeiten müssen unterschieden werden:

- a) das Codierverfahren und das Datenformat ist (bei vorgegebener Übertragungsrate) frei wählbar.
Eine solche Fragestellung ergibt sich, wenn ein i. a. kleines Kommunikationsnetz entwickelt werden soll, das in keinem Zusammenhang mit anderen digitalen Sprachkommunikations-Systemen steht. Ein Beispiel ist die Entwicklung von Sprachcodierern für den beweglichen Landfunk (mobile telephony).
- b) das Codierverfahren und das Datenformat sind vorgegeben.
Eine solche Aufgabenstellung liegt bei der Entwicklung von preisgünstigen PCM-Codierern für das kommerzielle Fernsprechnetz vor; die Anforderungen und Eigenschaften eines solchen PCM-Codierers sind genau spezifiziert (z.B. nach CCITT).

Neben diesen beiden einander ausschliessenden Fragestellungen gibt es noch eine Mischform:

- c) das Codierverfahren und das Datenformat sind für ein (örtlich begrenztes) Kommunikationsnetz frei wählbar, aber es muss der digitale Übergang zu und von anderen Kommunikationsnetzen (normalerweise das kommerzielle PCM-Netz) möglich sein.

Diese Fragestellung ist dann von besonderer Bedeutung, wenn unterschiedliche Kommunikationsnetze aufeinander zuwachsen. Daneben interessiert das gleiche Problem, wenn ein PCM-Codierer nach einem indirekten Verfahren arbeiten soll, z. B. Deltamodulation als erste Stufe der A/D - Umwandlung und anschliessenden digitalen Umsetzung des Deltamodulations-Formats in ein Standard-PCM-Format.

Wir werden die hier angesprochenen Möglichkeiten im folgenden ausführlicher darstellen. Im Abschnitt 4 werden wir dann auf weitere Probleme und Möglichkeiten einer wirtschaftlichen A/D - und D/A-Umwandlung bei Zeitmultiplex-Übertragungssystemen eingehen.

3.1 Prinzipien der A/D - D/A - Umwandlung

Die möglichen Prinzipien sollen hier nur kurz dargestellt werden, um einige Begriffe einführen zu können, die dann im weiteren benötigt werden; bei der Darstellung werden jeweils die Vor- und Nachteile der einzelnen Prinzipien genannt. Ausführliche Darstellungen finden sich in /3/; in /4/ werden zusätzlich die Probleme der Auswahl eines geeigneten binären Codes (z.B. sign-magnitude, offset binary, two's complement, etc.) diskutiert.

3.1.1 A/D - Verfahren

Zählmethode (counting encoders)

Die Zählmethode geht von einem einzigen Normal von der Grösse eines Quantisierungsschrittes aus; das Normal wird so oft übereinandergestapelt, bis der zu digitalisierende Analogwert gerade überschritten wird.

Vorteil: nur ein Normal erforderlich

Nachteil: geringe Umsetzgeschwindigkeit. Besteht der gesamte zu quantisierende Amplitudenbereich aus N Quantisierungsschritten, so sind maximal $\lg N$ Schritte beim Umsetzvorgang erforderlich.

Iterationsmethode (sequential encoders)

Besteht der zu quantisierende Amplitudenbereich aus N Quantisierungsstufen, so werden bei der Iterationsmethode $\lg N$ Normale benutzt. Die Normale unterscheiden sich i. a. jeweils um einen Faktor 2; sie werden nacheinander mit dem zu digitalisierenden Wert verglichen und entweder angenommen oder zurückgestellt (wenn durch ihre Hinzunahme der Analogwert überschritten wird).

Vorteil: Höhere Umsetzgeschwindigkeit

Nachteil: Höhere Kosten, da $\lg N$ Normale benötigt werden.

Parallelcodierung (parallel encoders)

Es werden $\lg N - 1$ Normale gleichzeitig angelegt und der zu digitalisierende Amplitudenwert in einem Schritt umgesetzt.

Vorteil: Höchste Geschwindigkeiten möglich.
Code frei wählbar.

Nachteil: Sehr hohe Kosten.

Kombinationen

Die oben beschriebenen Verfahren können auf vielfältige Weise miteinander kombiniert werden. Die Iterationsmethode stellt an sich einen guten Kompromiss zwischen Kosten und erreichbarer Umsetzungsgeschwindigkeit dar; sie kann zur Reduzierung der Zahl der Normale noch mit der Zählmethode kombiniert werden /3/.

3.1.2 D/A - Umsetzung

Bei der D/A-Umsetzung wird das digitale Codewort in einen Amplitudenwert umgewandelt, der dem bei der A/D-Umsetzung ausgewählten Quantisierungsintervall zugeordnet ist. Die im Abschnitt 3.1.1 genannten Methoden der A/D-Umsetzung können auch hier verwendet werden. D/A-Umsetzer sind aber viel einfacher aufgebaut, da es keinen Entscheidungsvorgang (Quantisierung) gibt.

3.1.3 Wichtige Fehlermöglichkeiten

Der wesentliche (aber unvermeidbare) Fehler entsteht durch die Quantisierung selbst. Daneben gibt es noch ein Reihe von Fehlern, die durch die Technologie bestimmt sind. Bild 2 zeigt die wesentlichsten Fehlermöglichkeiten in D/A-Umsetzern,

und Bild 3 die entsprechenden Fehler in A/D-Umsetzern.

Conversion relationship in a 3-bit D/A converter and typical sources of error. A—Ideal relationship. B—Offset error. C—Scale-factor error. D—Linearity error. E—Nonmonotonicity (differential nonlinearity).

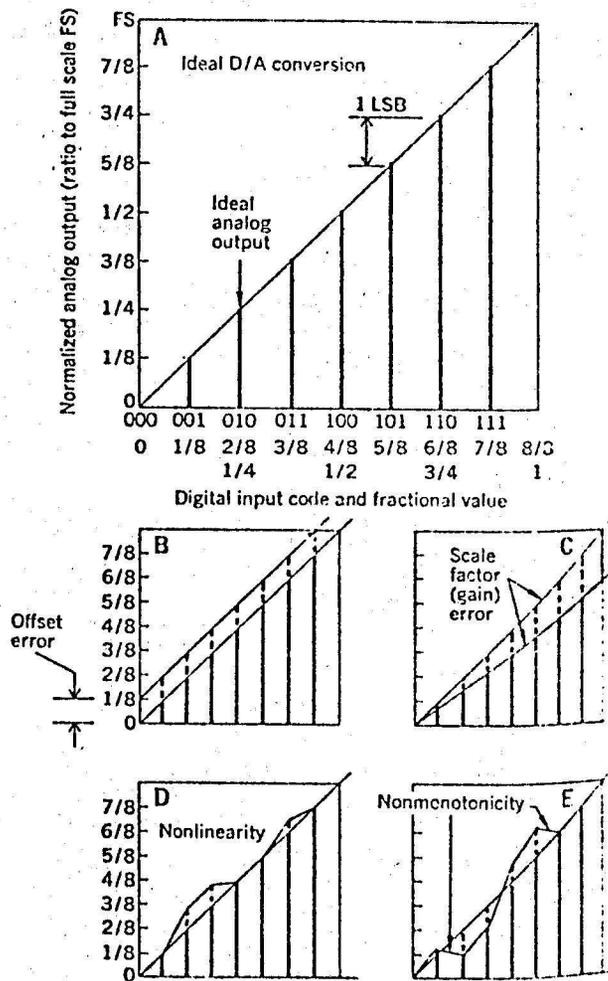


Bild 2 : Typische Fehler in D/A-Umsetzern

Conversion relationships in a 3-bit A/D converter and typical sources of error. A—Ideal relationship. B—Offset error. C—Scale-factor error. D—Linearity error. E—Missed codes (due to excessive differential nonlinearity).

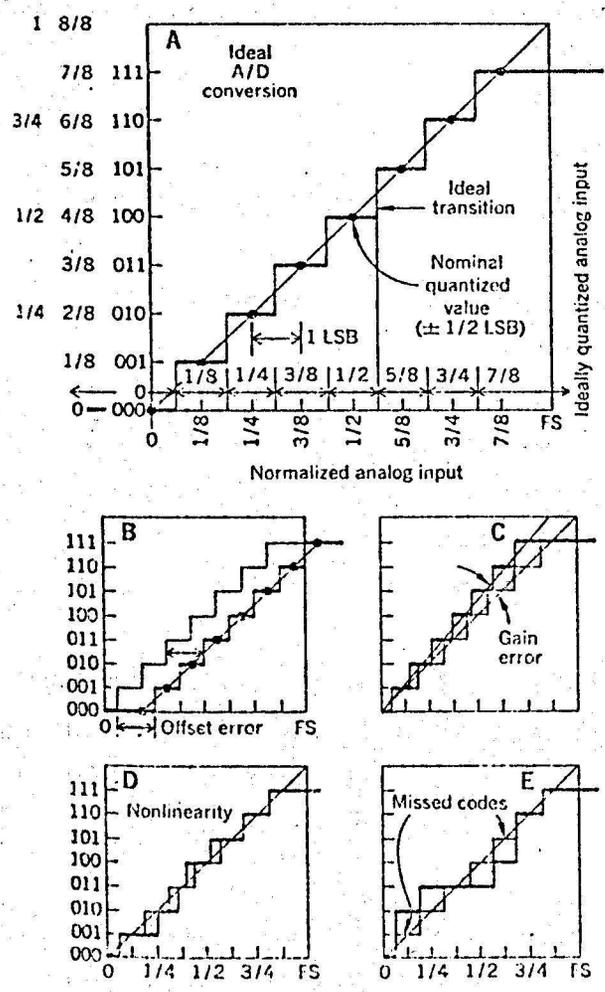


Bild 3: Typische Fehler in A/D-Umsetzern

3.2 Kompandierung

Um bei der Sprachsignal-Digitalisierung den Signal-Rausch-Abstand über einen grossen Aussteuerbereich konstant zu halten, wird eine Kompandierung durchgeführt. Als Kompander-Kennlinien werden Segment-Kennlinien benutzt:

USA: $\mu = 255$ -Gesetz; 15-Segment-Kennlinie

Europa: $A = 87.56$ -Gesetz; 13-Segment-Kennlinie

Die Steigungen benachbarter Segmente verhalten sich jeweils wie 2 : 1. Das bedeutet, dass sich auch die Grössen der Quantisierungsintervalle entsprechend verhalten, und es können alle im Abschnitt 3.1 angegebenen Prinzipien der A/D-Umsetzung verwendet werden.

Beide Kompandierungs-Kennlinien gehören zu der Klasse von Kennlinien, die digital linearisierbar genannt werden; sie erlauben eine einfache digitale Verarbeitung. Zwei Möglichkeiten existieren:

a) Direkte nichtlineare Quantisierung

Ein typischer Quantisierer ist der nichtlineare rückgekoppelte Wägecodierer

b) Digitale Kompression

Das Signal wird mit n_C bit linear quantisiert und dann mit einem Umrechner digital komprimiert, indem jeweils benachbarte Amplitudenstufen zu einem Codewort zusammengefasst werden (mit $n = 8$ bit). Beim Empfänger wird das Codewort dann mit einem weiteren Umrechner in n_E bit rückgerechnet und dann linear decodiert (siehe Bild 3).

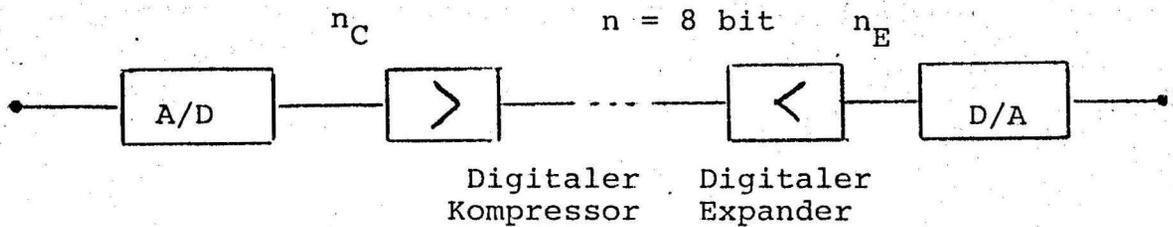


Bild 3: Digitale Kompression

Die folgenden Auflösungen werden benötigt:

	n_C	n_E
15-Segment-Kennlinie ($\mu = 255$) :	13	14
13-Segment-Kennlinie ($A = 87.56$) :	12	13

Es sind also 12-bit bis zu 14-bit Codes notwendig; diese hohe Genauigkeitsanforderung ist notwendig, um die geforderte hohe Auflösung im Bereich kleiner Amplituden sicherzustellen.

Es gibt sehr einfache Verfahren, um aus linearer PCM eine komprimierte PCM abzuleiten; das gilt speziell für die A-Kennlinie (13 Segmente) und die $\mu = 255$ - Kennlinie (15 Segmente). In den USA und Japan wird teilweise auch die $\mu = 100$ -Kennlinie benutzt. Um sie aus linearer PCM abzuleiten, wird zuerst eine $\mu = 255$ -Komprimierung vor-

genommen; die komprimierten Amplituden werden dann einem ROM (z.B. zwei Motorola - ROM's MC 5004) zugeführt; dieses read-only-memory führt dann die Code-Umsetzung durch.

3.3 Digitale Verarbeitung komprimierter Signale

In einem integrierten digitalen Netz sind u. a. auch verschiedene Situationen denkbar, in denen digitalisierte Signale verarbeitet werden müssen:

Beispiele dafür sind

- das Addieren von Signalen, vor allem in Konferenzschaltungen
- das Multiplizieren mit Faktoren (digitales Dämpfen und Verstärken)
- Digitales Filtern, d. h. frequenzmässiges Bewerten.

Ein komplexes Beispiel für eine solche digitale Verarbeitung ist das Problem der Echodämpfung und Echokompensation.

Alle Operationen könnten im Prinzip im Analogbereich durchgeführt werden. Dann wäre eine A/D- und -nach der Operation - eine D/A-Umsetzung erforderlich. Dadurch entstehen hohe Kosten, vor allem aber auch Einbussen in der Signalqualität. Die Operationen können aber alle im digitalen Bereich durchgeführt werden, indem der komprimierte Code linearisiert wird. Bild 4 zeigt die Struktur (siehe auch Bild 3):

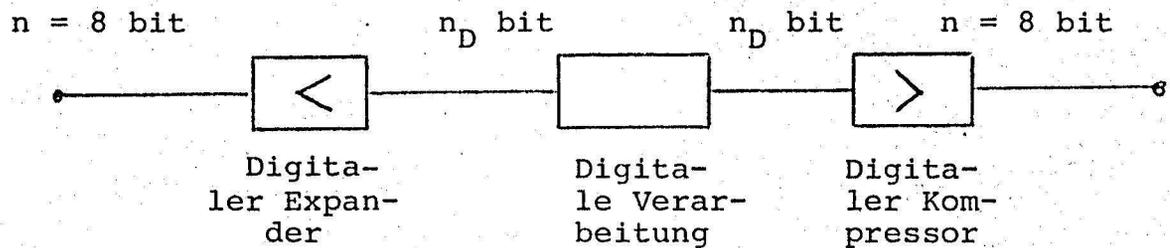


Bild 4 : Digitale Verarbeitung komprimierter Signale

Es gibt zur Zeit eine sehr rege Forschungsaktivität auf dem Gebiet der digitalen Verarbeitung komprimierter Signale. Dabei ist von Bedeutung, dass die im Abschnitt 3.2 angegebenen digital linearisierbaren Komprimierungskennlinien zu Codes führen, die teilweise eine direkte Verarbeitung der komprimierten Signale zulassen. Wichtige Beispiele werden in einem Mitte dieses Jahres erscheinenden Buch von D.G. Messerschmitt (Bell Telephone Laboratories, Holmdel) beschrieben. Beispiele für eine solche digitale Verarbeitung von Codewörtern sind

- Dämpfung der Signale
- Umsetzung zwischen der 13-Segment-Kennlinie der CCITT und der 15-Segment-Kennlinie (USA) und umgekehrt.

Im Unterschied zu Bild 4 vereinfacht sich dann die digitale Verarbeitung (siehe Bild 5).

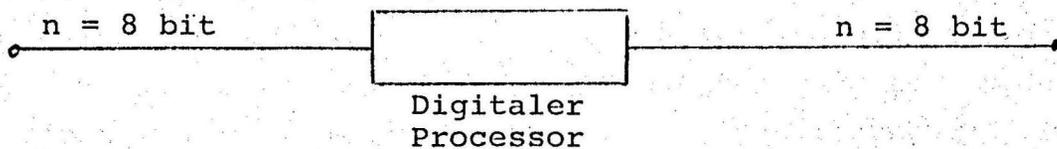


Bild 5 : Direkte digitale Verarbeitung komprimierter Signale. Voraussetzung : digital linearsierbare Komprimierungskennlinien.

3.4 Direkte PCM-Codierung

Unter direkter Codierung soll eine A/D- bzw. auch D/A-Wandlung verstanden werden, die die PCM-Codewörter erzeugt, ohne dass eine Deltamodulation oder Mehrbit-DPCM als Zwischenstufe zur PCM-Codierung verwendet wird (indirekte PCM-Codierung; siehe Abschnitt 3.5).

3.4.1 Typische Lösung für eine A/D - D/A-Umsetzung von Sprachsignalen

Im folgenden soll ein PCM-Codec für Sprachsignale dargestellt werden, das eine Kompondierung gemäss der A-Kennlinie (CCITT-CEPT) vornimmt. Die A-Kennlinie ist eine 13-Segmentkennlinie (siehe Bild 6); wichtig ist, dass die kleinste Stufenhöhe (im Zentrum) nur 1/4096 des gesamten Amplitudenbereiches ausmacht. Diese hohe Feinauflösung wird benötigt, um Niedrigpegel-Sprachlaute von Leise-Sprechern noch mit ausreichender Qualität umsetzen zu können; diese Forderung bestimmt den Preis eines PCM-Codecs.

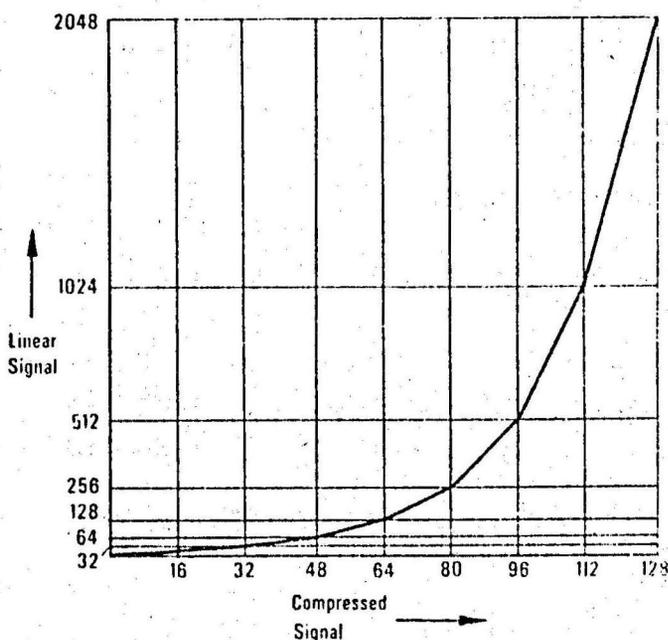
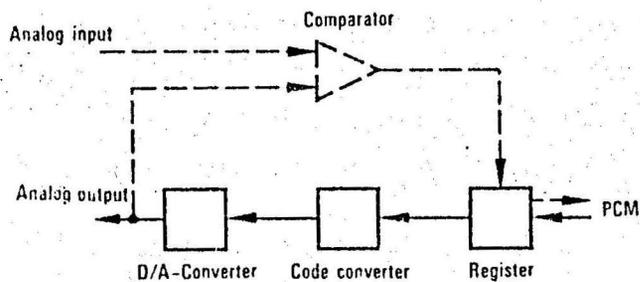


Bild 6 : A-Kennlinie zur Sprachkompondierung

Technologische Zwänge haben bisher dazu geführt, dass als A/D - und D/A-Verfahren eine Iterationsmethode verwendet wurde (bit-at-a-time method), bei der die Umsetzung in ein

N-bit Codewort oder aus einem N-bit Codewort in N Schritten erfolgen kann. Gegenüber der Zählmethode ist die Taktgeschwindigkeit so gering, dass MOS-Schaltkreise verwendet werden können. Die grössere logische Komplexität ist wegen der Einsatzmöglichkeit von LSI-Schaltungen nicht von Nachteil.

Bild 7 zeigt das allgemein verwendete Prinzip des rückgekoppelten Wägedcodierers und - decodierers. Der D/A - Umsetzer besteht aus 3 Teilen:



Block diagram of the Codec

— decoding procedure

- - - additional circuit for coding procedure

Bild 7 : Codierung und Decodierung mit dem rückgekoppelten Wägedcodierer

- Register: Serien-Parallel-Umsetzung des ankommenden 8-bit Codewortes
- Code-Umsetzer: Umsetzung des komprimierten 8-bit-Codewortes in ein 12-bit-Codewort, das lineare PCM präsentiert
- D/A-Umsetzung: lineare 12-bit-D/A-Umsetzung

Bei der Codierung wird der gleiche Decodierer verwendet. Die möglichen Codewörter werden nacheinander erzeugt, und die entsprechenden Analogwerte am Ausgang des D/A-Umsetzers werden mit dem zu digitalisierenden Analogwert verglichen. Die Codierung benötigt also nur einen Schritt mehr:

- Vergleicher: Vergleich des Eingangssignals mit allen möglichen Amplitudenwerten.

Bild 8 zeigt die Kombination von Code- und D/A-Umsetzer. Es werden 12 Stromgeneratoren und ein R-2R-Netzwerk benötigt; die Genauigkeitsanforderungen an diese Schaltkreise bestimmen den Preis eines PCM-Codecs. Dabei ist wichtig, dass der Code- und D/A-Umsetzer im Zeitmultiplex für die Codierung und die Decodierung verwendet werden kann; trotzdem kann ein solches Codec wegen der geforderten 12-bit Genauigkeit nicht billig sein.

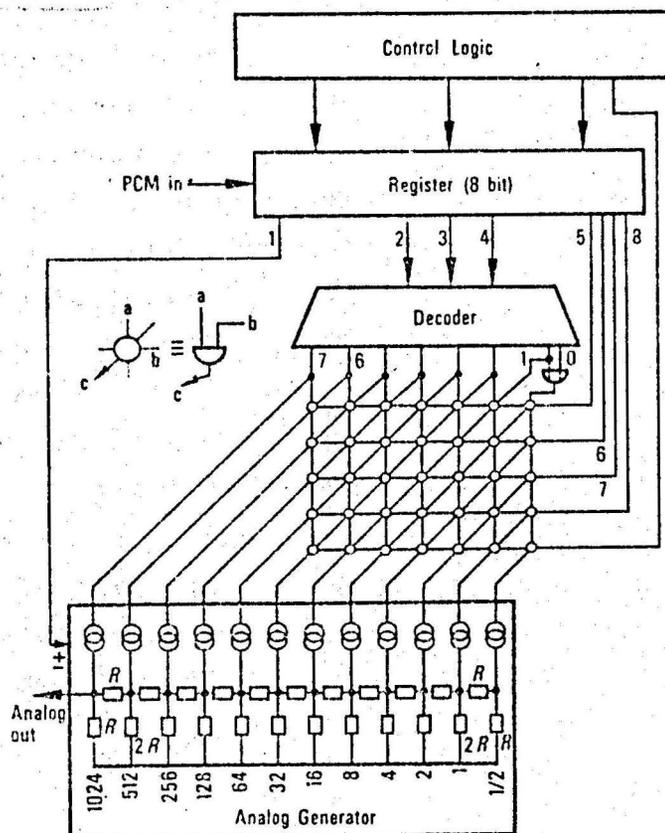


Bild 8 : Code- und D/A-Umsetzung

3.4.2 Technologische Lösungen:

PCM-Codern werden gewöhnlich als Mehrfach-Chip ausgeführt. Das R-2R-Leiternetzwerk wird in Dünnschichttechnik erstellt, und die Stromquellen erfordern eine Bipolartechnik. Für beide Schaltkreise müssen Genauigkeiten von weniger als 1 % gefordert werden. Alle logischen Funktionen werden von einem MOS-LSI-Kreis übernommen, dessen Taktgeschwindigkeit für die Iterationsmethode ausreicht, soweit es sich um Einkanal-PCM-Codierung handelt. Eine neuere Entwicklung der Firma Precision Monolithics hat eine PCM-Codec-Lösung mit nur noch zwei Chips ermöglicht. Das mit COMDAC bezeichnete Chip ist ein vollständiger D/A-Umsetzer mit Code-Umsetzung für die 13-Segment-Kennlinie (A-Gesetz; Europa) oder die 15-Segment-Kennlinie (μ -Gesetz; USA). Das Chip wird mittels Differenz-Bipolar-Technik hergestellt. Das zweite Chip enthält die gesamte Steuerlogik, wie sie für die rückgekoppelte Wägedcodierung erforderlich ist, und einen hochgenauen Komparator (SARC-Schaltkreis = successive approximation register logic and comparison). Auch dieser Schaltkreis ist in Bipolartechnik ausgeführt; der Komparator muss hochgenau sein (entsprechend der 12-bit Genauigkeitsanforderung für sehr kleine Amplituden); durch die Bipolartechnik ist er auch sehr schnell, daher können die Chips COMPAC und SARC auch in Multiplexbetrieb für 24 - 32 Kanäle eingesetzt werden. Bild 9 zeigt den PCM-Codec der Firma Precision Monolithics; der SARC-Schaltkreis übernimmt bei der Codierung die gesamte Steuerung und den Vergleich; bei der Decodierung hat der SARC nur die Aufgabe der Serien-Parallel-Umsetzung, alle weiteren Aufgaben übernimmt der COMDAC.

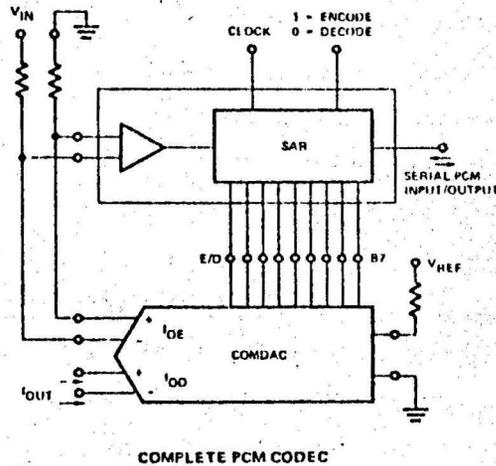


Bild 9 : Kommerzieller PCM-Codec für Sprachsignale

Bei vollintegrierten A/D - und D/A-Umsetzern liegt die Genauigkeit zur Zeit bei etwa 10 bit. Um eine 12-bit-Auflösung zu erreichen, wird i. a. ein mittels Laserstrahl abgeglichenes Dünnschicht-R-2R-Netzwerk benötigt. Neuere Entwicklungen wurden auf der ISSCC 1976 (International Solid-State Circuits Conference) diskutiert; u. a. ist es inzwischen möglich, die A/D-Umsetzung hochgenau auf einem Chip mit CMOS-Schaltkreisen vorzunehmen, wobei die CMOS-Schaltkreise sowohl lineare Funktionen (z.B. Komparator) als auch digitale Steuerfunktionen übernehmen /5,6/. Auf diese Weise ergeben sich Umsetzer, die nur eine Betriebsspannung benötigen, geringe Verlustleistung besitzen, voll kompatibel mit MOS-Schaltungen sind, und dabei billig herzustellen sind. Ein Prototyp eines MOS-integrierten A/D-Umsetzers ermöglicht eine 10-bit-Umsetzung in 23 μ s /7/; wesentliches Kennzeichen

dieser Generation ist, dass das R-2R-Leiternetzwerk ersetzt wird durch Kapazitäten; diese Kapazitäten werden in der Technik der Ladungs-Umverteilung anstatt des Widerstands-Netzwerks als hochgenaue Elemente eingesetzt.

Die folgenden Bilder zeigen das Prinzip der D/A-Umsetzung (die A/D-Umsetzung kann wiederum mit dem D/A-Umsetzer in der Rückkopplung gemäss dem Prinzip des Wägecodierers erfolgen) : C_1 und C_2 haben zu Beginn die gleiche Ladung. Ist das geringwertigste bit d_1 vom Wert 1, dann wird Schalter S2 kurz geschlossen und C1 auf die Spannung V_R gebracht. Ist d_1 hingegen von Wert 0, so wird S3 geschlossen und damit C1 auf Null gesetzt. Gleichzeitig wird C2 über S4 auf Null gesetzt. Wenn alle Schalter wieder geöffnet sind, wird S1 geschlossen, es findet eine Ladungs-Umverteilung statt, die resultierende Spannung ist

$$V_1(1) = V_2(1) = \frac{1}{2} d_1 V_R$$

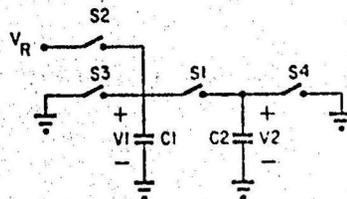


Bild 10 : Serial charge-redistribution digital-to-analog (D/A) converter.

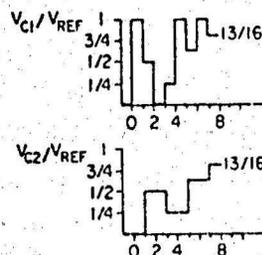


Bild 11 : Illustration of D/A conversion sequence for the input word 1101.

Die Ladung in C2 wird gehalten, C1 wird jetzt entsprechend des nächst höherwertigen bit (also des 2. bit) aufgeladen. Nach der erneuten Ladungs-Umverteilung ergibt sich insgesamt:

$$V_1(2) = V_2(2) = \frac{1}{2} \cdot (d_2 + \frac{d_1}{2}) \cdot V_R$$

Der Prozess der Ladungs-Umverteilung läuft insgesamt K-fach ab. Danach wird die Ladung in C2 halbiert und eine Ladung

$$\frac{d_K}{2} \cdot V_R$$

addiert. Die Gesamtspannung an C2 ist dann

$$V_1(K) = V_2(K) = \sum_{i=1}^K \frac{2^i d_i}{2^{k+1}} \cdot V_R$$

Diese Spannung ist gerade die gesuchte Spannung der D/A-Umsetzung. Es ist von Bedeutung, dass nur zwei genaue Kapazitäten benötigt werden; andererseits ist die Umsetzungsgeschwindigkeit wegen der besonderen Eigenschaften des Algorithmus nicht beliebig hoch. Die A/D-Umsetzung kann natürlich mit dem

gleichen D/A-Umsetzer im Rückkopplungs­zweig und einem Komparator durchgeföhrt werden (siehe Bild 12).

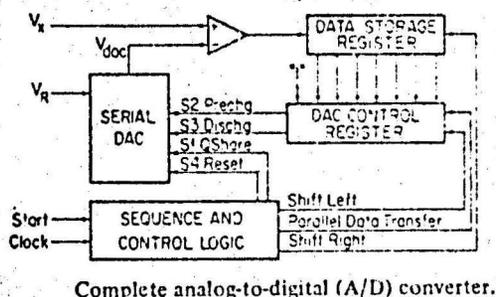


Bild 12: A/D-Umsetzung nach dem Prinzip der Ladungs-Umverteilung

Es ist u. a. möglich, mit Hilfe dieses neuen Prinzips (und einer Variante mit gewichteten Kapazitäts-Feldern) einen für Sprachcodierung geeigneten A/D- bzw. D/A- Wandler zu entwickeln. In /8/ wird ein entsprechender Coder beschrieben, der eine Komandierung gemäss der $\mu = 255$ - Kennlinie vornimmt. Bild 13 zeigt das Konzept:

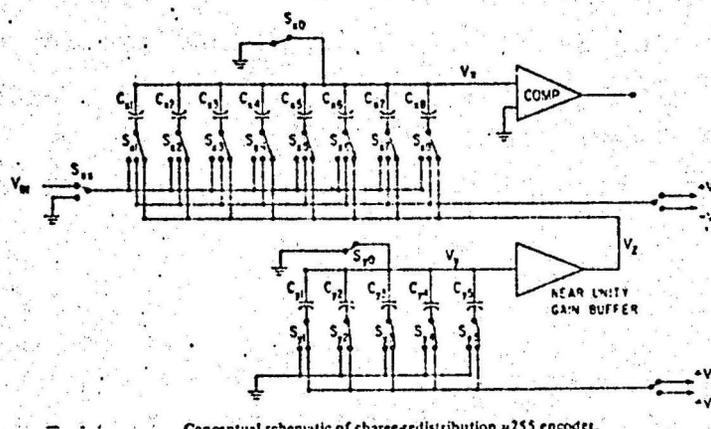


Bild 13:

Es müsste möglich sein, einen PCM-Coder auf der Basis der n-Kanal MOS-Technologie zu entwickeln; die geschätzte Umsetzzeit für einen Abtastwert liegt bei $52 \mu\text{s}$, also genügend weit unterhalb dem geforderten $125 \mu\text{s}$ -Wert bei Einzelkanalcodierung.

3.4.3 Filter-Anforderungen

Um Aliasing-Fehler zu vermeiden, müssen die Analogsignale vor der Abtastung bandbegrenzt werden. Bei einer Grenzfrequenz von 8 KHz werden Filter 5. Ordnung von Cauer-Typ benötigt. Die Daten sind genormt. Bis heute werden in PCM-Telefonnetzen dann passive LC-Filter benutzt; aktive Filter mit gleichen CCITT-Daten sind jedoch auf dem Markt, jedoch zeichnet sich zur Zeit noch kein Vorteil der aktiven Filter gegenüber den passiven Filtern ab.

Bei der Verwendung von Deltamodulationsverfahren mit ihren höheren Abtastraten werden die Anforderungen an die Filter geringer, (bei einer Abtastrate von 256 KHz genügen Filter 2-ter Ordnung), manchmal können sie auch ganz entfallen. Wird aber die Deltamodulation nur als Zwischenstufe zur PCM-Codierung benutzt, so können wieder Aliasing-Fehler entstehen, und es ist entweder eine Vorfilterung oder aber eine Digitale Filterung beim Übergang vom Deltamodulationsformat zum PCM-Format erforderlich (siehe Abschnitt 3.5).

3.5 Indirekte PCM-Codierung mittels Deltamodulation

3.5.1 Allgemeines

In den Verfahren der indirekten PCM-Codierung wird das gewünschte PCM-Format über den Umweg eines anderen Datenformats gewonnen. Dabei wird als erste Stufe der Codierung i. a. eine Form der Deltamodulation benutzt, die eine billige A/D - Umsetzung ermöglicht. Deltamodulation (DM) benötigt in ihrer nichtadaptiven Form (LDM = lineare DM) eine sehr hohe Abtastrate im MHz-Bereich, um den geforderten Dynamikbereich für die Sprachcodierung einzuhalten. In der adaptiven Form (ADM) reicht eine Bitrate zwischen 64 Kbit/s und 256 Kbit/s. Das gewünschte PCM-Format ist eine komprimierte PCM, d. h. genauer: eine Komprimierung mit logarithmischer Kennlinie ist erforderlich (PCM-LOG). Daraus kann aber auf einfache Weise lineare PCM (PCM-LIN) gewonnen werden; ebenso kann aus linearer PCM sofort komprimierte PCM abgeleitet werden (siehe Abschnitt 3.3). Es sind im Prinzip die folgenden direkten Code-Umwandlungen (DDMC = direct digital modulation conversion) denkbar:

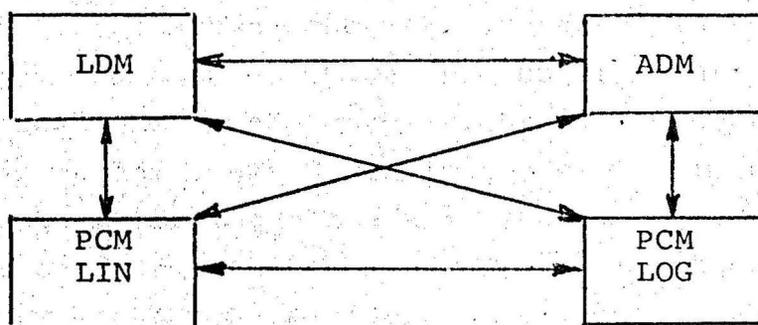


Bild 14: Denkbare Umwandlungen zwischen unterschiedlichen Datenformaten

LDM = lineare DM; ADM = adaptive DM

PCM-LIN = lineare PCM; PCM-LOG = log.komprimierte PCM

Von diesen Umwandlungen sind aber nicht alle uneingeschränkt durchführbar. Ohne grössere Schwierigkeiten sind die in Bild 15 angegebenen Umwandlungen möglich, wobei jedoch bei den ADM-Verfahren nur spezielle Algorithmen zulässig sind. Für die gezeigten Umwandlungen sind DDMC's angebar; sie lassen also eine direkte Umwandlung im digitalen Bereich zu.

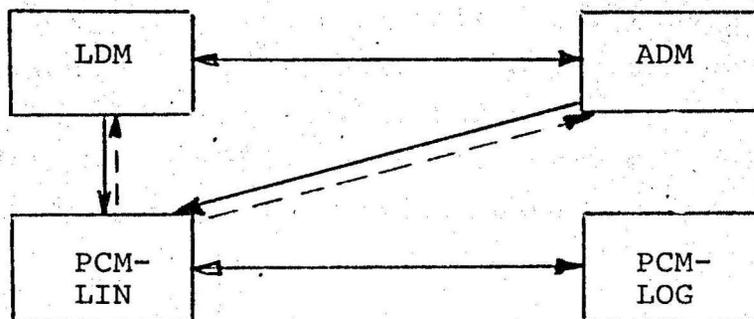


Bild 15: Mögliche direkte Umwandlungen

DM-Verfahren haben höhere Abstraten als PCM-Verfahren; dadurch ist auch das Quantisierungsrauschen über einen grösseren Frequenzbereich verteilt. Es wird oft übersehen, dass hierdurch bei einer Umwandlung zwischen DM und PCM Probleme entstehen. Das soll an einer Umwandlung von DM in PCM (Bild 16) verdeutlicht werden: in der ersten Stufe muss aus dem einlaufenden Binärwert der Wert des Differenzsignals berechnet werden (dazu muss in ADM-Systemen die Stufenhöhe aus den einlaufenden und früheren Binärwerten bestimmt werden). In der zweiten Stufe wird der Differenzsignalwert dem im vorhergehenden Takt ermittelten Amplitudenwert hinzuaddiert (digitale Integration). In der drit-

ten Stufe wird der digitale Amplitudenwert gefiltert mit einem digitalen Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von etwa 3.4 KHz. Auf diese Weise enthält das entstehende PCM-Signal keine Anteile des Quantisierungsrauschens oberhalb dieser Grenzfrequenz. In einem weiteren Schritt muss die Abtastrate von der DM-Rate auf 8 KHz verringert werden; das ist kein Problem, wenn die Bitrate der DM ein ganzzahliges Vielfaches von 8 KHz ist. Ist das nicht erfüllt (z.B. wenn die DM-Bitrate 19.2 Kbit/s oder 38.4 Kbit/s beträgt, so muss eine Interpolation vorgenommen werden, im einfachsten Fall einer Interpolation nullter Ordnung (einfaches Halten des letzten Wertes), oder eine lineare Interpolation. Durch Interpolation entsteht zusätzliches Rauschen, das evtl. durch ein weiteres Digitales Filter beseitigt werden muss. Nach der Reduktion der

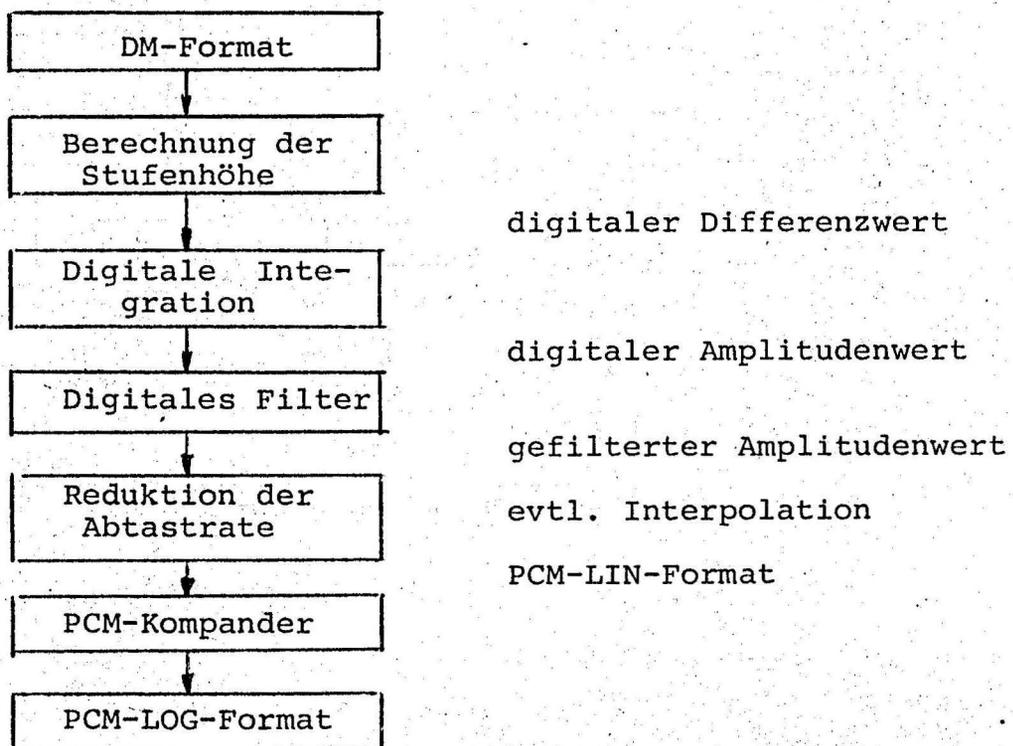


Bild 16 : Umwandlung von DM in PCM-LOG

Abtastwerte liegt das lineare PCM-Format vor; durch digitale Kompondierung entsteht daraus das PCM-LOG-Format (z.B. gemäss A-Kennlinie der CEPT).

Die Umsetzung von PCM-LOG in DM verläuft umgekehrt (siehe Bild 17); die Erhöhung der Abtastrate wird wiederum durch Interpolation vorgenommen. Die weiteren Stufen beschreiben einen vollständigen DM-Codierer.

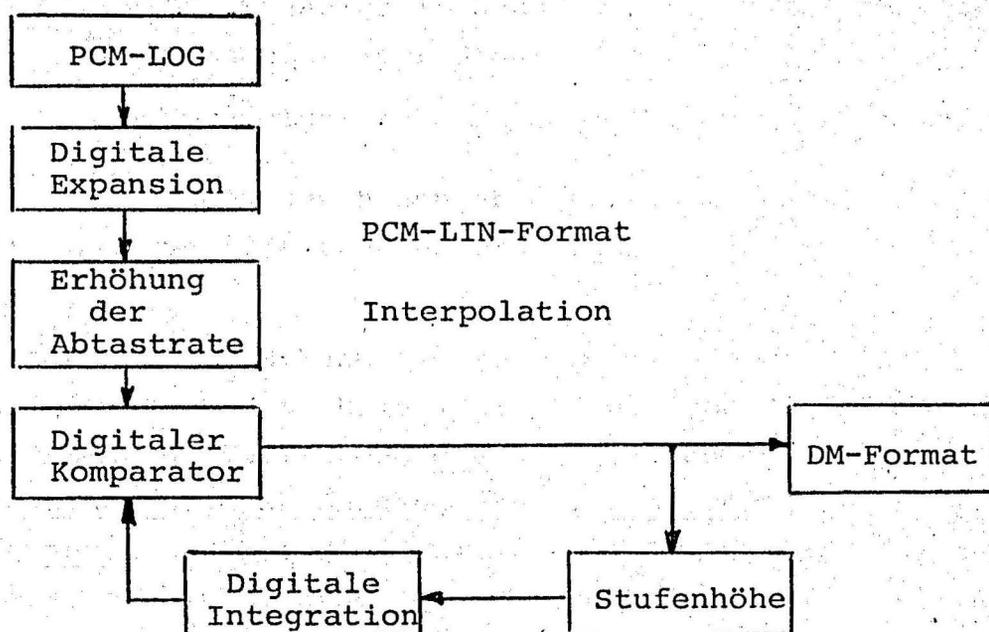


Bild 17 : Umwandlung von PCM in DM

3.5.2 Umwandlung zwischen LDM und PCM-LIN

Die Verwendung von linearen DM-Verfahren hat einige wesentliche Vorzüge

- LDM ist das einfachste A/D-Verfahren
- LDM ist billig; der Leistungsverbrauch ist sehr gering
- die Genauigkeit hängt nur von einem einzigen Parameter (der Stufenhöhe) ab
- Umwandlung in andere Datenformate ist einfach
- Wegen der hohen Abtastrate ist kaum eine Signalfilterung erforderlich.

Mittels der LDM kann ein sehr billiger PCM-Codierer aufgebaut werden. Bild 18 zeigt das von Mc Donald vorgeschlagene Verfahren: die aus 0 - und 1-Zeichen bestehende Binärfolge am Ausgang des DM-Codierers wird in DPCM umgewandelt, wobei die Zahl der 1-Zeichen über eine gewisse Zeit gezählt werden. Am Ende des Rahmens wird der Inhalt des Zählers in ein Schieberegister überführt, und der Zähler wird wieder auf Null gesetzt. Der Amplitudenwert im Schieberegister stellt ein DPCM-Format dar. Eine sich anschliessende DPCM-Decodierung mit einem Akkumulator erster Ordnung liefert dann das gewünschte PCM-Format.

In einem von D. Goodman vorgeschlagenen Verfahren wird der Umweg über die DPCM vermieden. Die DM-Ausgangsfolge wird mittels eines binären Transversalfilters und eines Up-Down-Zählers direkt in lineare PCM umgewandelt. Durch geeignete Wahl der Filterkoeffizienten g_j ; $j = 0, 1, \dots, N-1$ kann die

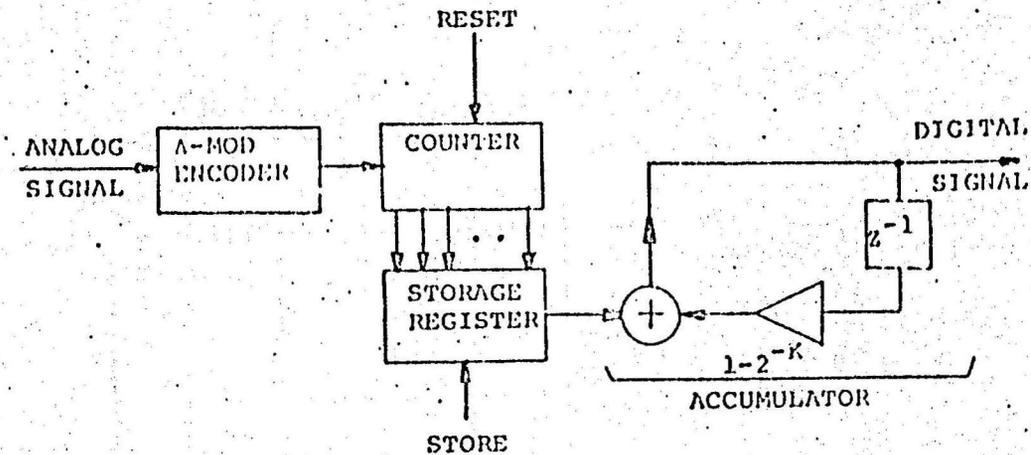


Bild 18 : A/D-Umsetzung von LDM über DPCM in PCM
(Methode nach McDonald)

resultierende Verzerrung klein gehalten werden. Bild 19 zeigt das Strukturbild.

Es ist wichtig zu betonen, dass sehr hohe DM-Abtastraten benötigt werden, damit der für die PCM-LIN geforderte Signal-Rausch-Abstand eingehalten wird. Für die Anwendung auf Sprache ist ein integrierter Baustein in Bipolar-technik entwickelt worden, der eine LDM-Codierung mit Abtastraten bis zu 17 MHz zulässt /9/; das Blockschaltbild zeigt Bild 20. Bei einer Abtastrate von mehr als 10 MHz wird ein Dynamikbereich von über 70 dB erreicht. Bei einem zulässigen Amplitudenbereich von ± 5 V kann eine minimale

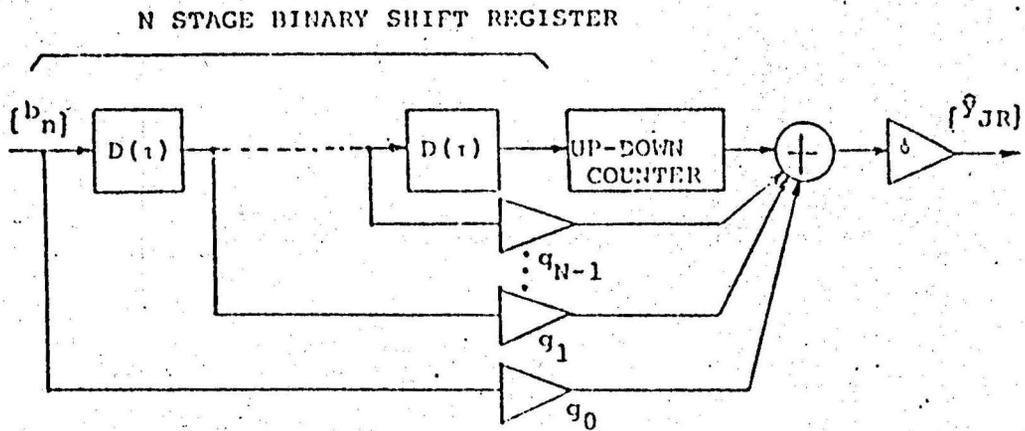


Bild 19: A/D-Umsetzung von LDM nach PCM-LIN
(Methode nach D. Goodman)

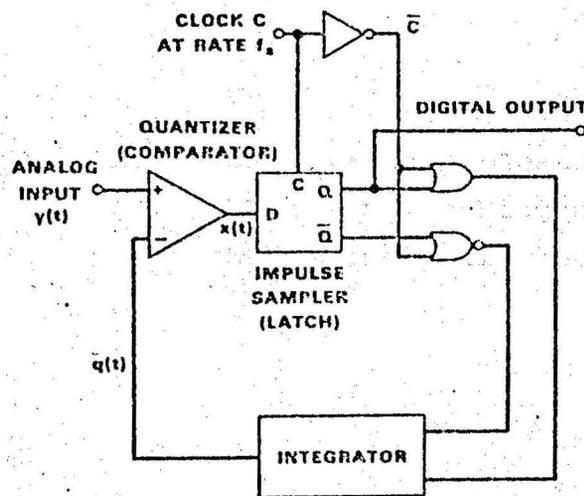


Bild 20 : DM-System, vollintegriert, 17 Mbit/s

Stufenhöhe von 1 mV erzielt werden. Damit kann eine äquivalente PCM-Auflösung von über 14 bit erreicht werden. Bild 21 zeigt eine entsprechende Messung /9/

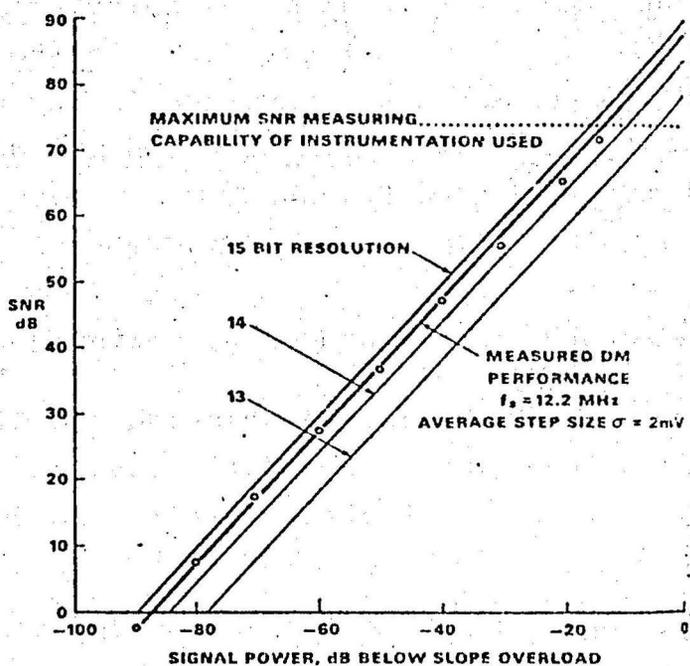


Bild 21 : LDM : Signal-Rausch-Abstand als Funktion der Eingangsleistung. Eingangssignal: 800 Hz - Sinuston.

3.5.3 Umwandlung zwischen LDM und DPCM

Die im letzten Abschnitt gezeigte Methode von McDonald ermöglicht eine Umwandlung zwischen LDM und DPCM. Eine solche Möglichkeit wurde von den Bell Laboratories benutzt, um ein digitales Zeitmultiplex-Vermittlungsamt mit Einzel-Kanal-Codern aufzubauen (s. auch Abschnitt 4). Aus Kostengründen hat dieses System eine Abtastrate von 32 KHz, und jeder Abtastwert wird mit 9 bit linear DPCM-codiert.

Die Bitrate beträgt daher 288 Kbit/s. Ein Übergang auf PCM hätte folgende Nachteile gehabt:

- höhere Kosten beim Übergang von DPCM auf PCM
- 10 bit/Abtastwert statt der 9 bit im DPCM-System (das zusätzliche bit wird wegen der Akkumulation benötigt; siehe Bild 18)

Bild 22 zeigt das DPCM-Codec. Die eigentliche A/D-Umsetzung

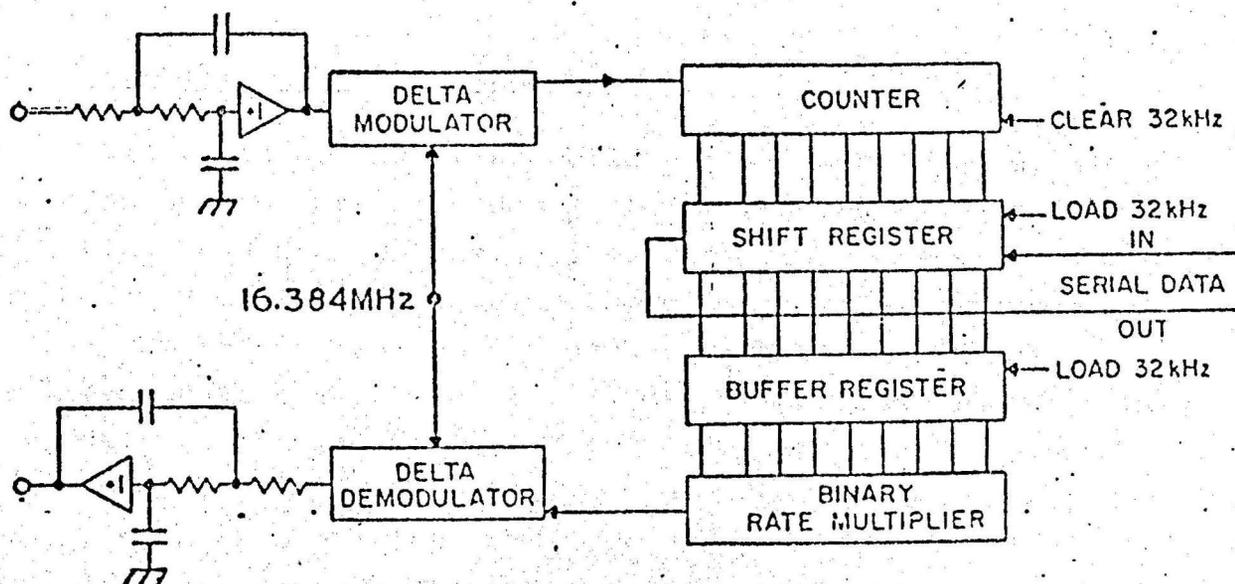


Bild 22: DPCM-Codec, mit LDM-DPCM-Umsetzung

wird von einem LDM-System bei einer Bitrate von 16.384 MHz vorgenommen. Dazu wird der in Abschnitt 3.5.2 beschriebene Baustein verwendet. Die LDM-Codierung ist die billigste Form der A/D-Wandlung, ein einfaches aktives Filter reicht zur Filterung aus, und es ist - im Gegensatz zu PCM-Systemen - kein Abtast-Halteglied im Eingang notwendig; Abtast-Halteglieder tragen in PCM-Systemen im erheblichen Masse zum Gesamtrauschen bei.

3.5.4 Umwandlung zwischen ADM und PCM-LIN

Lineare DM benötigt eine sehr hohe Bitraten, wenn die SNR- und Dynamikbedingungen von PCM-Systemen eingehalten werden sollen. Durch Anwendung einer Delta-Sigma-DM oder einer adaptiven DM können die Forderungen an die Abtast-rate reduziert werden. Zwei Beispiele sollen das zeigen:

Beispiel 1 : Delta-Sigma-DM /10/

Bild 23 zeigt das Prinzipbild der Delta-Sigma-Modulation; das System versucht, den Mittelwert der Differenz zwischen Eingangs- und Schätzsignal zu minimisieren; Bild 24 zeigt dann die entstehende Binärfolge. Eine Abtastrate von etwa 1 MHz reicht aus, um den gewünschten Signal-Rausch-Abstand einzuhalten (s. Bild 25). Um die DM-Bitfolge in PCM umwandeln zu können, muss wiederum eine digitale Filterung erfolgen, damit die hochfrequenten Anteile des Quantisierungsrauschens beseitigt werden (s. dazu Bild 16). Bild 26 zeigt dazu das geeignete Digitale Filter. Es liefert am Ausgang

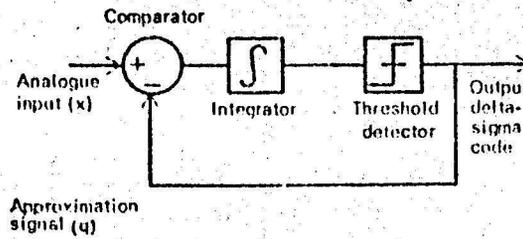


Bild 23 : Delta-Sigma-Modulation

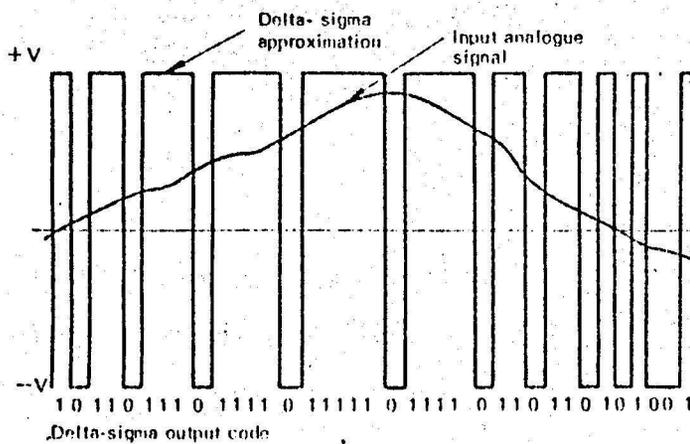


Bild 24 : Ausgangs-Code bei der Delta-Sigma-Modulation

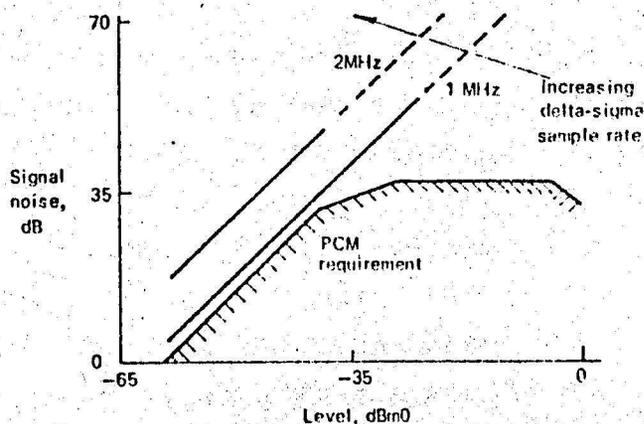


Bild 25 : Erreichbare Signal-Rausch-Abstände

eine 13-bit PCM-LIN, die dann durch digitale Kompondierung in den A-Kennlinien- Code umgesetzt werden kann.

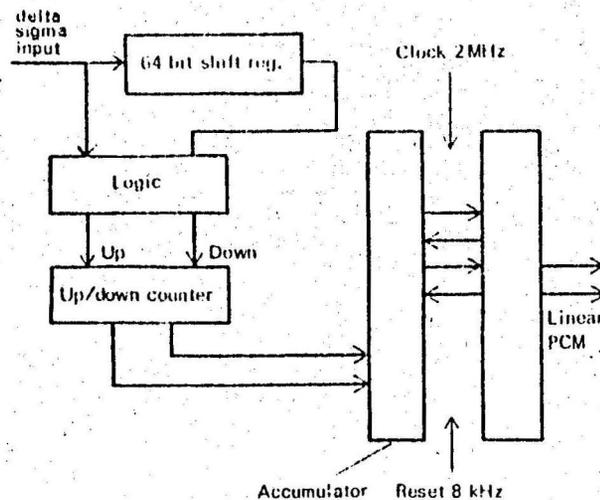


Bild 26 : Digitales Filter zur Beseitigung des Quantisierungsrauschens

Beispiel 2 : High-Information-DM /11/

Eine weitere Reduktion der Abtastwerte ist möglich, wenn adaptive DM-Verfahren verwendet werden. Bild 27 zeigt einen HIDM-Codierer, der im Gegensatz zur LDM eine (begrenzte Zahl) unterschiedlicher Stufenhöhen zur Approximation des Eingangssignals verwenden kann. Dem Nachteil, dass jetzt mehrere hochgenaue Normale verwendet werden müssen, steht als Vorteil die verringerte Abtastrate gegenüber. Lässt man 8 unterschiedliche Stufenhöhen zu, so reicht eine Abtastrate von 64 KHz. Um die Umwandlung in PCM vornehmen zu können, müssen die folgenden Schritte unternommen werden:

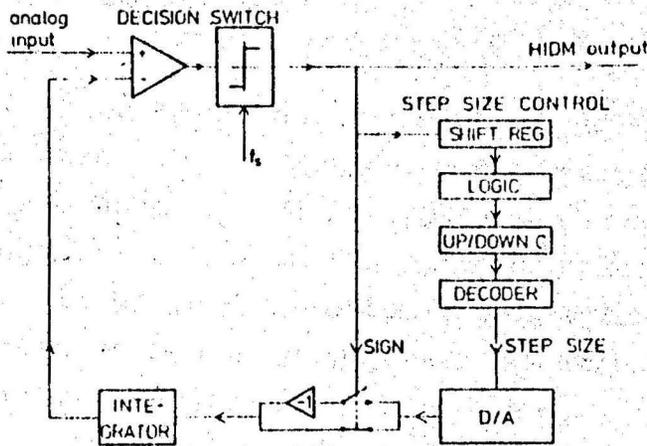


Bild 27: HIDM-Codierer

- HIDM-Codierung des Eingangssignals mit 64 Kbit/s
- Digitale Decodierung in lineare PCM bei einer Abtast-rate von 64 KHz
- Digitales Filtern zur Beseitigung des Quantisierungs-rauschens im hochfrequenten Bereich
- Reduktion der Abtastrate auf 8 KHz
- Digitale Kompondierung: PCM-LIN → PCM-LOG

Ein solches System kann mit zwei Chips aufgebaut werden: der HIDM-Codierer benötigt eine Bipolar-Technologie, und die Digitale Filterung und Kompondierung wird von einem LSI-Schaltkreis übernommen (p-channel Al-gate MOS).

3.5.5 Umsetzungen zwischen PCM und LDM oder ADM

Solche Umsetzungen treten bei der Decodierung auf, wenn das ankommende PCM-LOG-Datenformat in ein Analogsignal rückgewandelt werden soll. Bei der indirekten D/A-Wandlung über LDM oder ADM sind günstigere Lösungen erzielbar als bei der direkten PCM-D/A-Wandlung. Die möglichen Verfahren können direkt als Umkehrung aus den oben beschriebenen Verfahren der indirekten A/D-Umsetzung abgeleitet werden. Die einzige Änderung besteht darin, dass die Abtastrate durch Interpolation erhöht werden muss.

3.5.6 Umwandlungen zwischen LDM und ADM

LDM-Schaltkreise lassen sich sehr billig herstellen, benötigen aber eine hohe Abtastrate. ADM hingegen ermöglicht eine niedrige Bitrate, dafür müssen für die verschiedenen Stufenhöhen Normale zur Verfügung stehen, durch die sich ein ADM-Codec verteuert. Es ist jedoch möglich, die ADM rein digital aus der LDM abzuteilen. Bild 28 zeigt das Prinzipbild; der Up-Down-Zähler (digitale Integration) arbeitet mit der Bitrate der LDM-Stufe und erzeugt eine digitale

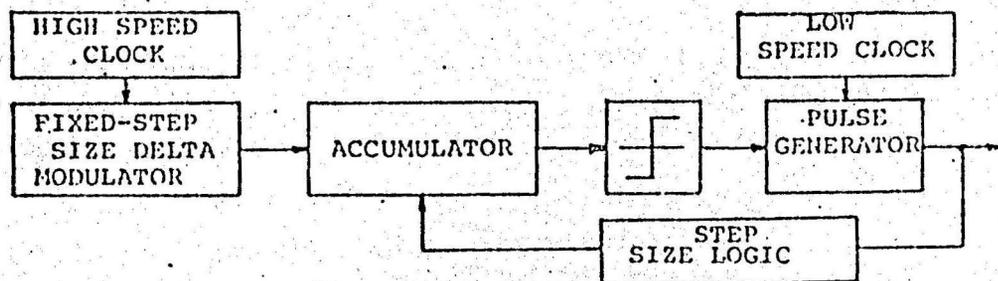


Bild 28 : Umwandlung von LDM in ADM

Version des Schätzwertsignals in der Rückkopplungsschleife. Die weiteren Stufen stellen dann einen Digitalen Delta-Modulator dar, der mit arithmetischen Operationen alle Operationen eines ADM-Codierers vollzieht. Die im Bild 29 gezeigte Rückwandlung hat einen m-stufigen Zähler ($m =$ Verhältnis der Bitraten von LDM zu ADM). Er wird jeweils so gesetzt, dass er die Zahl der LDM-Stufenhöhen angibt, die benötigt werden, um die jeweilige Stufenhöhe der ADM zu beschreiben.

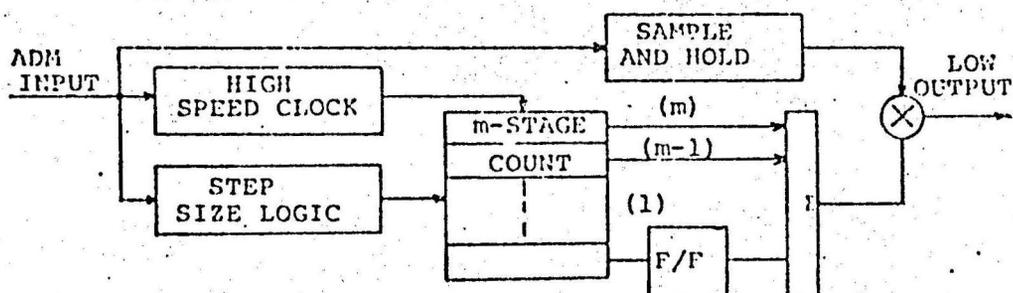


Bild 29 : Umwandlung von ADM in LDM

3.6 Interpolierende A/D- und D/A-Umsetzung

Es handelt sich hierbei um ein neues Prinzip der A/D- und D/A-Umsetzung, das von J.C. Candy von den Bell Laboratories entwickelt wurde. Die Codierung ist der LDM verwandt, und zwar einer LDM mit digitaler Integration mittels Vor-Rückwärts-Zählung im Rückkopplungszweig (siehe Bild 30 a). Auch die Differenzsignalbildung ist die gleiche: es wird die Differenz zwischen Eingangssignal und dem quantisierten Schätzwert gebildet. Dann wird jedoch bei dem interpolativen Verfahren eine recht grobe Quantisierung vorgenommen; die

Feinauflösung entsteht dadurch, dass mit höherem Takt zwischen den möglichen Quantisierungsstufen hin- und hergesprungen und dann über ein Nyquistintervall von $125 \mu\text{s}$ gemittelt wird: das Kurzzeitmittel des oszillierenden quan-

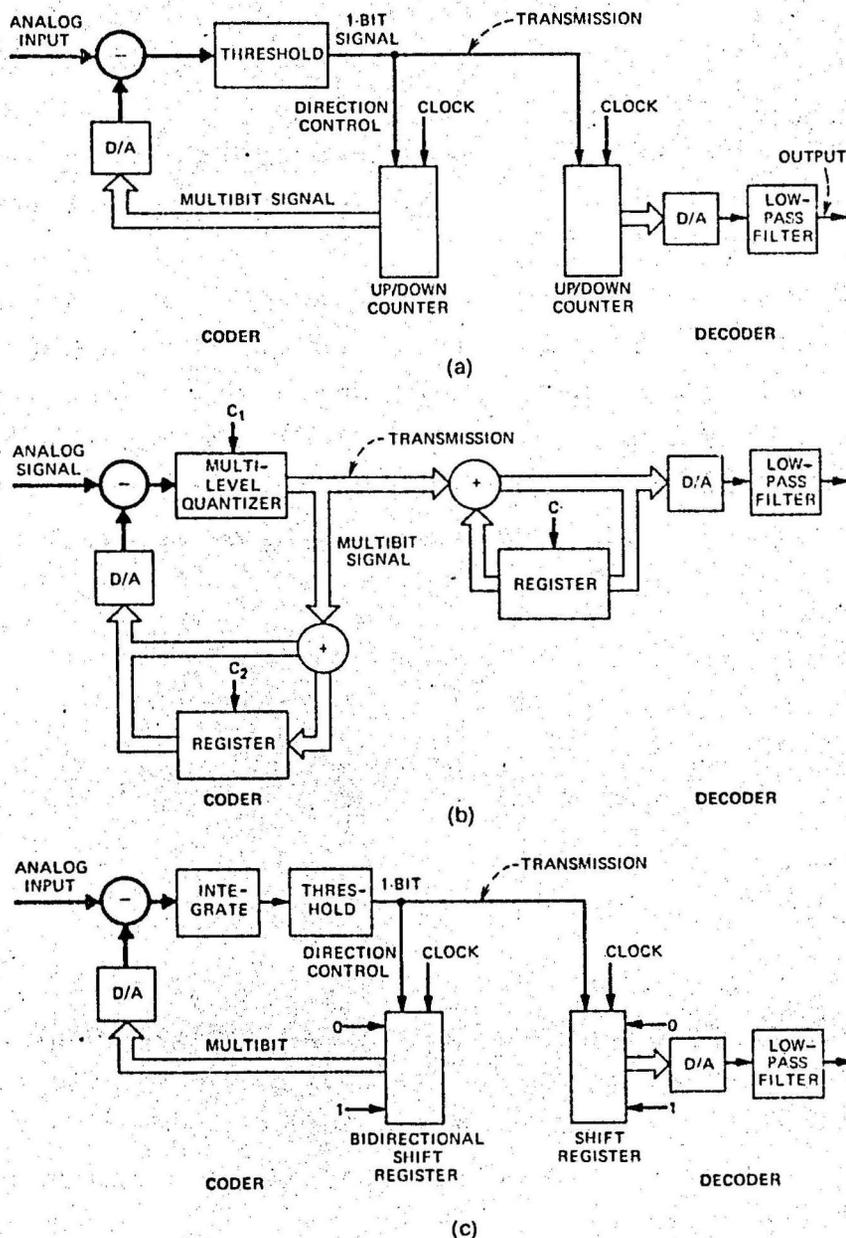


Bild 30 : Differentielle Codexs mit digitaler Integration
a) LDM b) DPCM c) Interpolierende A/D

tisierten Signals entspricht dem Kurzzeitmittel des Eingangssignals. Während eine frühere Arbeit von Candy /14/ von einer Mehrbit-Quantisierung ausging, wird neuerdings eine 1bit-Quantisierung vorgeschlagen (Bild 30c). Die Differenz zwischen Eingangswert und quantisiertem Wert wird aufintegriert, das Ergebnis wird einem Komparator zugeführt; entsteht eine "0", so wird das Schieberegister um eine Stufe zurückgesetzt; bei einer "1" wird es um eine Stufe erhöht. Das Schieberegister wirkt ähnlich wie eine integrierende Kapazität in einem analog aufgebauten LDM-Codierer. Die Ausgänge des Schieberegisters erzeugen über ein Widerstands-Netzwerk die quantisierte Approximation des Eingangssignals.

Der Integrierer vor dem Komparator bewirkt, dass das Integral des akkumulierten Signals möglichst gleich dem Integral des Eingangssignals ist. Dazu oszilliert das akkumulierte Signal $q(t)$ zwischen solchen quantisierten Werten, dass der Mittelwert dem Eingangswert möglichst gleich wird; es wird also der zeitlich gemittelte Fehler minimiert:

$$\int_0^T (x(t) - q(t)) dt = \text{Min.}$$

Wichtig ist nun, dass das akkumulierte Signal $q(t)$ viel gröber quantisiert ist als in LDM-Verfahren; dafür wird der Fehler durch eine erhöhte Abtastrate herausgemittelt. Bild 31 zeigt die Reaktion des Systems auf eine konstante Eingangsamplitude; die Abtastrate muss deutlich höher sein als die Nyquistrate, z.B. 256 KHz. Der Grundgedanke, Genauigkeitsanforderungen einzutauschen gegen Geschwindigkeitsanforderungen, kommt der heutigen Technologie sehr entgegen.

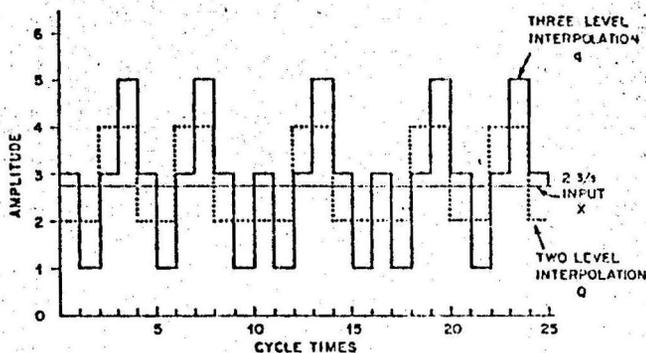


Bild 31 Response of the codec to a constant input, $x = 2 \frac{3}{4}$. q is the feedback signal and Q its average over two cycles.

Die in dem Widerstands-Netzwerk benötigte Genauigkeit liegt bei 2 % ! Die Gesamtstruktur eines interpolativen Coders ohne Kompondierung zeigt Bild 32.

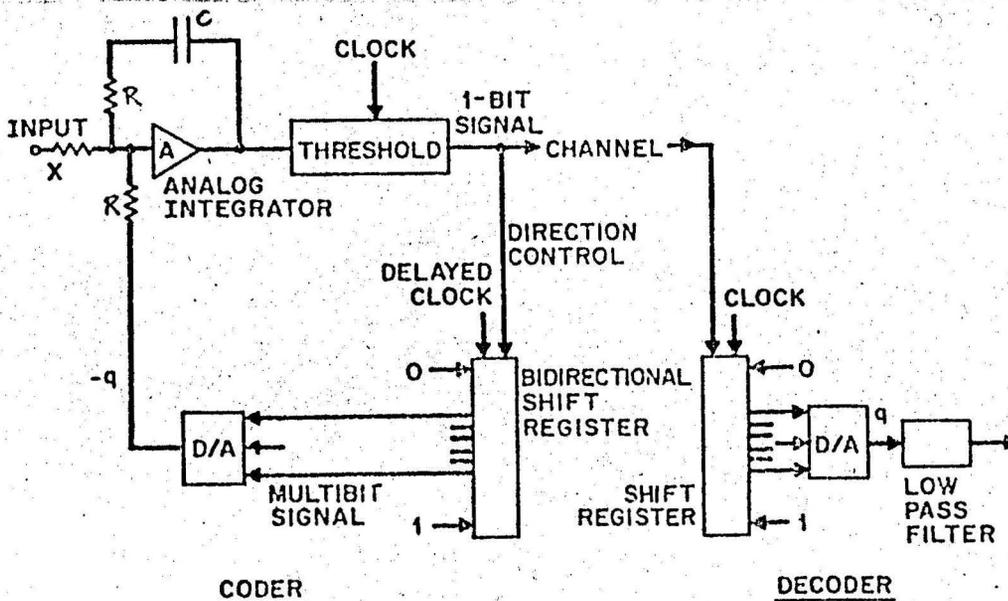


Bild 32 : Interpolierender 1-bit Codierer

Der Codierer ist zwar sehr einfach, aber er hat einen nicht ausreichenden Dynamikbereich. Durch eine Segment-Kompondierung ist es jedoch möglich, den Dynamikbereich zu vergrössern. Die Bilder 33 und 34 zeigen einen entsprechenden Signalverlauf und den erreichbaren Signal-Rausch-Abstand.

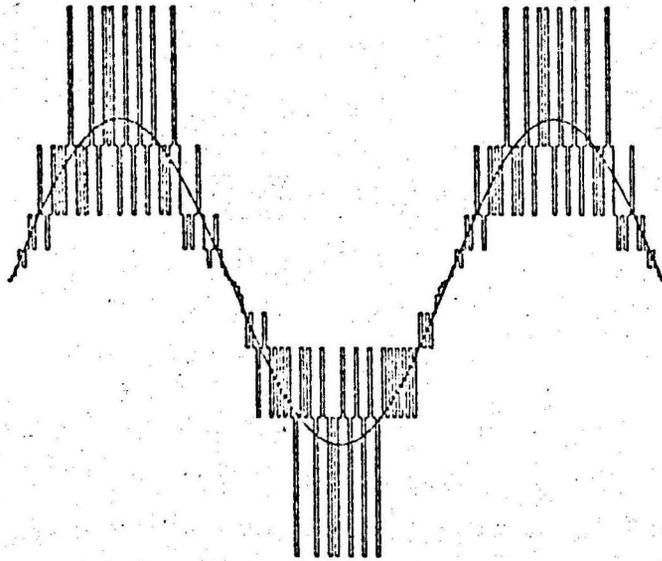


Bild 33 : Signalverlauf bei kompondiertem 1-bit Code

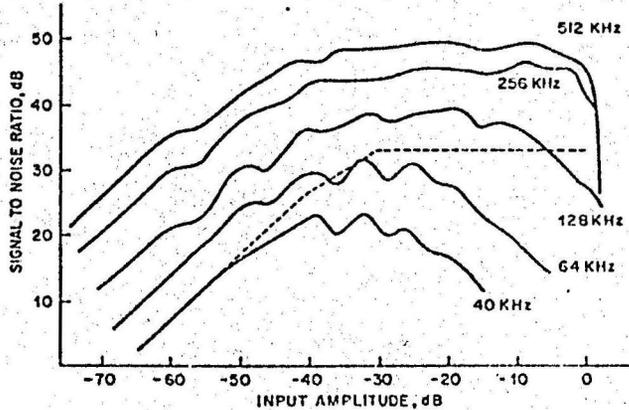


Bild 34 : SNR-Verläufe bei kompondiertem 1-bit/Code

Aus dem interpolierenden 1bit-Codierer kann auf einfache Weise ein lineares 13 bit-PCM-Datenformat abgeleitet werden; dieses Verfahren wird in einem in Vorbereitung befindlichen Artikel von J.C. Candy dargestellt. Das auf einfache und (wegen der zulässigen Bauteile-Toleranzen) billige Weise herstellbare PCM-Codec mit 13-bit-Auflösung hat einige interessante Anwendungen:

- Konferenzschaltungen
- lineares Filtern
- Echo-Kompensation

Daneben lässt sich das PCM-LIN-Format auf einfache Weise in ein komprimiertes PCM-LOG-Format umwandeln. Wie J.C.Candy gezeigt hat, können die für komprimierte PCM bekannten Anforderungen mit dem interpolierenden A/D- bzw. D/A-Umsetzer erfüllt werden; die Genauigkeitsanforderung an die Bauteile beträgt nur 1 %.

3.7 Nearly Instantaneous Companding (NIC)

3.7.1 Arbeitsweise /15/

Ein 8-bit PCM-Wort besitzt die folgende Struktur:

$$(S a b c w x y z)_2$$

$(S)_2$ bestimmt das Vorzeichen des Abtastwertes, $(a b c)_2$ das Segment der Kompan-dierungskennlinie, in dem der Abtastwert liegt, und $(w x y z)_2$ gibt die Position des Wertes innerhalb des Segments an. (Es spielt für die Betrachtung hier keine Rolle, ob der Code des PCM-Wortes eventuell komplementiert übertragen wird.

NIC behält nun Grösse und Anzahl der Segmente der Kompan-dierungskennlinie bei, eine Reduzierung der Bitrate wird durch Reduktion der Stufenzahl innerhalb bestimmter Seg-mente erreicht.

NIC setzt die Kenntnis desjenigen Segments voraus, das von dem grössten Abtastwert aus einem Block von N Werten er-reicht wird. In Abhängigkeit von diesem maximalen Segment L_m wird der gesamte Block codiert und übertragen. Der Algorith-mus für die Codierung ist relativ einfach:

Sei L_m die Nummer des gegenwärtig maximalen Segments. Dann zeigt Bild 35, dass für alle Segmente mit $L > L_m$ kein Code vorgesehen ist. Der Sättigungspunkt der Kompan-dierungskennlinie wird also an das Signal (bzw. an dessen Dynamikbereich) angepasst. Das maximale Segment L_m wird hier wie bei der üblichen $\mu 255$ Kompan-dierung durch 4 bit $(w x y z)_2$ weiter unterteilt. Alle Segmente mit $L < L_m$ werden jedoch nur noch durch eine immer geringer werdende Anzahl von bits unterteilt.

Das Segment $L = L_m - 4$ wird überhaupt nicht mehr unterteilt

8-to-6-to-8 Bit Code Translation Table

<u>L_m</u> Maximum Chord	<u>L</u> Chord	<u>6-Bit Code</u>	<u>Reconstructed</u> <u>8-Bit Code</u>
111	111	S1WXYZ	S111WXYZ
	110	S01WXY	S110WXY1
	101	S001WX	S101WX10
	100	S0001W	S100W100
	011	S00001	S0111000
	010	} S00000	S0100000
	001		
	000		
110	110	S1WXYZ	S110WXYZ
	101	S01WXY	S101WXY1
	100	S001WX	S100WX10
	011	S0001W	S011W100
	010	S00001	S0101000
	001	} S00000	S0010000
	000		
101	101	S1WXYZ	S101WXYZ
	100	S01WXY	S100WXY1
	011	S001WX	S011WX10
	010	S0001W	S010W100
	001	S00001	S0011000
	000	S00000	S0001000
100	100	S1WXYZ	S100WXYZ
	011	S01WXY	S011WXY1
	010	S001WX	S010WX10
	001	S0001W	S001W100
	000	S0000W	S000W100
011	011	S1WXYZ	S011WXYZ
	010	S01WXY	S010WXY1
	001	S001WX	S001WX10
	000	S000WX	S000WX10
010	010	S1WXYZ	S010WXYZ
	001	S01WXY	S001WXY1
	000	S00WXY	S000WXY1
001	001	S1WXYZ	S001WXYZ
	000	S0WXYZ	S000WXYZ
000	000	S0WXYZ	S000WXYZ

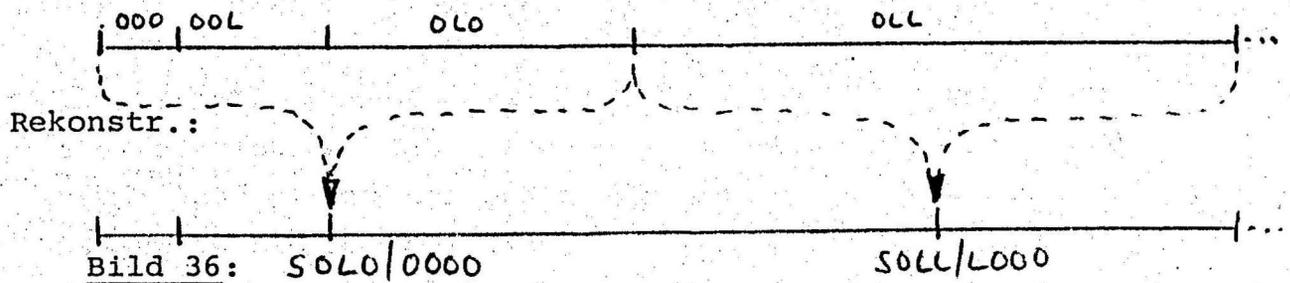
und alle Segmente mit $L < L_m - 4$ werden gemeinsam nur noch durch ein einziges Codewort dargestellt.

Der NIC-Code besitzt, (wenn das Vorzeichenbit nicht betrachtet wird), präfix-Eigenschaft. Der Code zweier verschiedener Segmente beginnt jeweils unterschiedlich. Das gegenwärtig maximale Segment besitzt die Codierung "1", das nächstkleinere "01", dann "001" usw.

So kann aus der Position der ersten "1" im Bitmuster auf die Position des gegenwärtigen Segments relativ zum maximalen Segment des Blocks geschlossen werden.

Die Rekonstruktion des ursprünglichen n-bit-Codes aus dem n-2-bit-NIC-Code ist natürlich nicht mehr exakt möglich, denn in den unteren Segmenten sind ja etliche bits verlorengegangen. Die Rekonstruktion wird nun so durchgeführt, dass der Rekonstruktionswert möglichst nah an der Mitte des zugehörigen Bereiches liegt. Dies verdeutlicht am besten ein Beispiel:

Segment:



Das maximale Segment ist hier mit $L_m = 111/2 = 8/10$ angenommen. Der NIC-Code für die ersten drei Segmente lautet

"S O O O O O" (vgl. Bild 35), bei der Rekonstruktion wird dieses Codewort in "S 010/0000" abgeändert. Alle Werte zwischen S 000/0000 und S 010/1111 werden also durch die NIC-Codierung und anschliessende Decodierung auf den Wert S 010/0000 abgebildet. Das Segment 011 wird in diesem Beispiel mit "S O O O O 1" codiert und der Rekonstruktionswert ist "S 011/1000".

3.7.2 Bestimmung des maximalen Segments

Jeder Block von N Abtastwerten wird auf der Seite des Senders vorübergehend gespeichert und das maximale Segment L_m hieraus bestimmt. Anschliessend werden die Abtastwerte gemäss L_m codiert und übertragen.

Bei dieser Methode werden mit Sicherheit keine Segmente L grösser als L_m angesprochen. Nachteilig hierbei ist jedoch die Notwendigkeit eines Speichers. Ausserdem bewirkt diese Methode eine Verzögerung des Signals um $N = 125 \mu s$. Bei Hintereinanderschaltung mehrerer NIC Übertragungstrecken addieren sich die jeweiligen Verzögerungen.

Die Prädiktionsmethode ermittelt L_m aus der Vergangenheit des Abtastsignals. Das maximale Segment L_m wird aus den Abtastwerten des vergangenen Blocks und dem 1. Wert des gegenwärtigen Blocks bestimmt.

Ein Speicher ist hier überflüssig, jedoch können im Block Werte auftreten, die in einem höheren Segment als dem vorherbestimmten liegen. Daher ist für die Prädiktionsmethode die Schaltung etwas komplizierter als für die Verzögerungs-

methode. Verzerrungen durch Übersteuerung der Kompan-
dierungskennlinie können die Übertragungsqualität verringern.

3.7.3 Vor- und Nachteile der NIC

Im Vergleich zu PCM mit einer μ -oder A-Kompan-
dierung kann durch NIC eine Reduktion der Bitrate von 20 bis 25 %
erreicht werden.

Bei sinusförmigen Eingangssignalen liefert NIC einen recht
guten Signal-Rausch-Abstand:

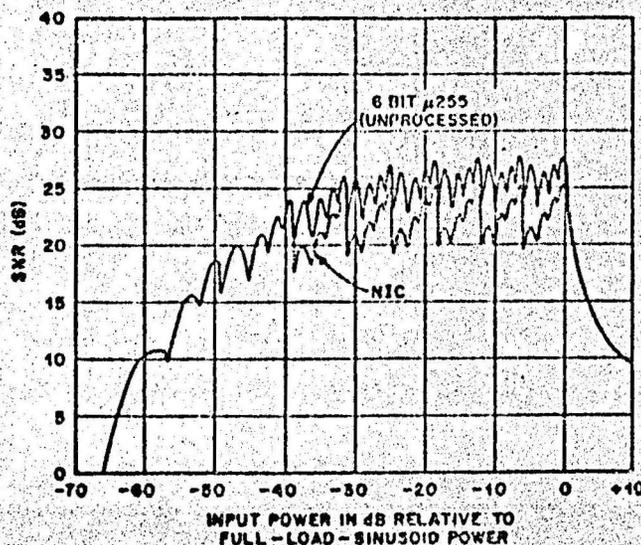


Bild 37

S/N Ratio as a Function of Sinusoidal
Input Level for 6 bit μ 255 PCM and NIC.

Der Verlust im Signal-Rausch-Abstand gegenüber μ 255-PCM ist durch die gröbere Quantisierung der unteren Amplitudenstufen zu erklären. Für den leerlaufenden Kanal (wenn nur die unteren beiden Segmente angeregt sind) ist NIC völlig mit einer LOG-Kompondierung identisch.

Zur Simulation von Sprachübertragung sind stochastisch unabhängige Signale mit Laplacescher Amplitudendichteverteilung angenommen worden. Bild 38 zeigt die Ergebnisse im Vergleich zu 6 bit μ = 255-PCM:

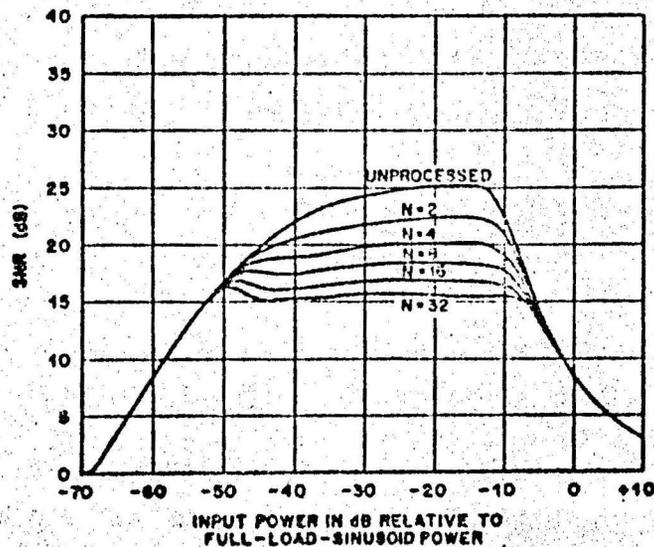


Bild 38

S/N Ratio as a Function of Input Level For Various Block Sizes N. Independent Laplacian Input Samples are Assumed.

Messungen mit realen Sprachsignalen ergaben einen um etwa 4 dB besseren Rauschabstand als bei Simulation mit Laplace-signalen. Diese Verbesserung wird durch die Korrelation eines realen Sprachsignals verursacht.

Eine 4 bit NIC Sprachübertragung ist daher deutlich besser als eine entsprechende 5 bit PCM Übertragung.

Allgemein folgt hieraus, dass eine $n-2$ bit NIC Sprachübertragung bessere Ergebnisse liefert, als eine $n-1$ bit PCM-Übertragung.

Endgültig kann die Qualität von Sprachübertragung jedoch nur durch subjektive Tests beurteilt werden. Diese Tests ergaben, dass bei der Verzögerungsmethode 8 auf 6 - oder 7 auf 5 bit-NIC keine hörbaren Verzerrungen bewirkte. Während 6 auf 4 bit-NIC von den Testpersonen unterschiedlich beurteilt wurde, zeigte 5 auf 3 bit-NIC schon deutliche Verzerrungen.

Subjektive Tests mit der Prädiktionsmethode ergaben hörbare Verzerrungen schon bei 8 auf 6 bit-NIC. Durch Erweiterung der Blocklänge N könnten diese Verzerrungen jedoch verringert werden.

Zwei Nachteile von NIC gegenüber der Deltamodulation, Übertragung von Formaten (Rahmen) und die Notwendigkeit einer Tiefpassfilterung am Eingang, sind typisch für alle PCM-Systeme. Einziger Nachteil, der allein durch NIC entsteht, ist der Speicher, der bei Anwendung der Verzögerungsmethode nötig ist.

Im Gegensatz zur Deltamodulation können NIC-Signale sehr leicht in das übliche PCM-LOG-Format zurückgewandelt werden. Daher sind NIC-Systeme voll kompatibel mit den üblichen PCM-Systemen.

4. Zeitmultiplex-PCM

In den bereits klassischen Zeitmultiplex-Übertragungssystemen (USA: 24 Kanäle; CEPT: 30 Kanäle) werden 24 bzw. 30 Kanäle PAM-moduliert und in einem für alle Kanäle gemeinsamen PCM-Codierer digitalisiert (Bild 39). Dabei ergeben sich folgende Probleme:

- Tiefpassfilterung mit Filter 5. Ordnung erforderlich
- PAM-Zeitmultiplexschiene bringt Geräusch- und Nebensprechprobleme
- Das Abtast-Halteglied bringt zusätzliche Verzerrungen
- Der A/D-Umsetzer muss sehr schnell arbeiten.

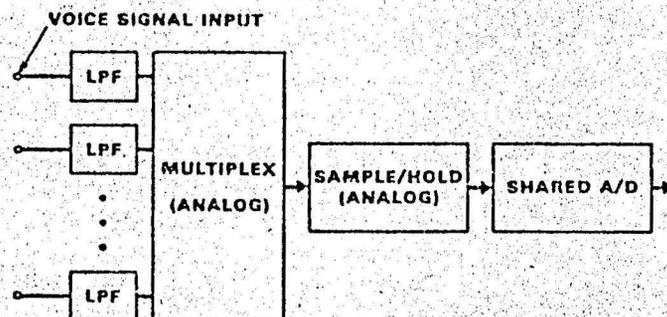


Bild 39 : Struktur eines PCM-Sendeteils mit gemeinsamen A/D-Umsetzer

Die CCITT-Empfehlung G 712 beschreibt die zulässigen Verzerrungen. Mit neuen Technologien ist es möglich, das PCM-Zeitmultiplexsystem wirtschaftlich herzustellen.

Heute werden dazu die LC-Filter durch aktive Schaltkreise in Dünnschichttechnik ersetzt, und die PAM-Schalter werden durch JFET's realisiert und durch integrierte Schaltkreise angesteuert (die früher verwendeten PAM-Schalter waren Präzisions-Dioden-Brücken oder Bipolar-Transistoren). In einer neuen Entwicklung werden auch bereits CMOS-Analogschalter verwendet; um den hohen EIN-Widerstand zu umgehen, müssen dann Verstärker eingesetzt werden. Der Codierer wird in Zeitmultiplex betrieben; diese Organisation ist zur Zeit noch wirtschaftlicher und zuverlässiger als eine Einzel-Kanal-codierung. Vor allem ist der Leistungsverbrauch und Platzbedarf geringer als bei Einzelkanal-Codern.

Andererseits ist aber eine Organisationsform, bei der jeder Kanal einen eigenen Codec besitzt, von einigem Interesse. Bild 40 zeigt die Struktur eines solchen Systems:

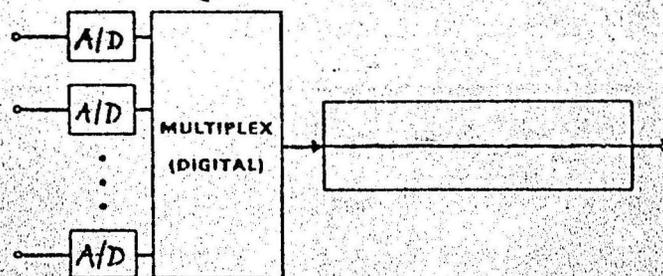


Bild 40 : PCM-Zeitmultiplex mit Einzelkanal-Codec

Folgende Vorteile könnten sich bei einem Zeitmultiplexsystem mit Einzelkanal-Codern ergeben:

- keine Nebensprechprobleme wegen digitalen Multiplexens
- Höhere Zuverlässigkeit
- Ökonomische Lösungen bei langsam wachsenden Ämtern
- Vereinfachte Organisation bei teilweise digitaler Übertragung als Teilnehmer.

Eine solche Lösung ist zur Zeit noch teurer als die Organisationsform mit gemeinsamen A/D-Umsetzer, obwohl der Einzelkanal-Codec sehr viel langsamere Arbeitsgeschwindigkeiten zulässt; aber die Kosten liegen in den Genauigkeitsanforderungen, die bei beiden Organisationsformen die gleichen sind.

Verbilligungen sind dadurch erreichbar, dass für den Einzelkanal-Codec eine andere Codierung, z.B. LDM, vorgesehen wird und dafür eine (beträchtlich) höhere Abtastrate zugelassen wird.

Bild 41 zeigt die Struktur eines solchen PCM-Zeitmultiplex-Übertragungssystems. Die Signale werden DM-codiert; wegen der hohen Abtastrate im MHz-Bereich (LDM) oder bei etwa 256 KHz (ADM) ist keine Vorfilterung erforderlich. Bei der gemeinsamen Umsetzung des DM-Formats auf ein PCM-Format

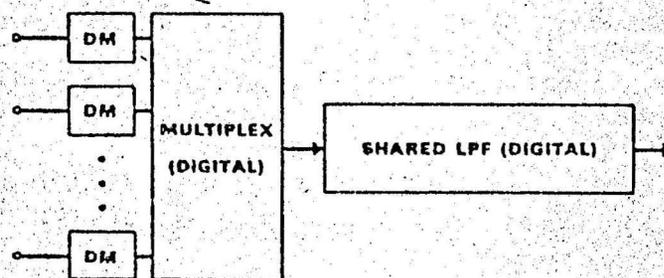


Bild 41: Einzelkanal-Codierung mit LDM oder ADM

mit niedriger Bitrate ist eine Filterung erforderlich, die für alle Kanäle gemeinsam mit einem Digitalen Filter vorgenommen werden kann. Die dabei auftretenden Probleme sind im Abschnitt 3.5 eingehend erläutert worden.

5. Literatur

- /1/ D.L. Cohn und J.L. Melsa
The Residual Encoder - an Improved ADPCM System
for Speech Digitization.
ICC'75, San Francisco, S. 30-26 - 30-30
- /2/ S.U.H. Qureshi und G.D. Forney, Jr.
A 9.6/16 Kb/s Speech Digitizer.
ICC'75, San Francisco, S. 30-31 - 30-36
- /3/ D.H. Sheingold und R.A. Ferrero
Understanding A/D and D/A Converters.
IEEE Spectrum, Sept.72, S. 47-56
- /4/ Hölzler-Holzwarth
Pulsmodulation.
Springer-Verlag, 1975
- /5/ F.H. Musa und R.C. Huntingtons
A CMOS Monolithic 3 1/2 - Digit A/D Converter.
1976 IEEE Intern. Solid-State Circuits Conference,
Digest of Technical Papers, S. 144-145
- /6/ A.G.E. Dingwall und B.D. Rosenthal
Low-Power Monolithic COS/MOS Dual-Slope 11-bit
A/D Converter.
1976 IEEE Intern. Solid-State Circuits Conference,
Digest of Technical Papers, S. 146-147
- /7/ J.L. McCreary und P.R. Gray
All-MOS Charge Distribution Analog-to-Digital
Conversion Techniques-Part I und II.
IEEE Journal of Solid-State Circuits,
Vol. SC-10, No. 6, Dec. 1975, S. 371 - 385

- /8/ P.R. Gray, D.A. Hodges, J.P. Tsividis und J. Chacko, Jr.
Companded Pulse-Code Modulation Voice Codec
Using Monolithic Weighted Capacitor Arrays.
IEEE Journal of Solid-State Circuits,
Vol. SC-10, No.6, Dec. 75, S. 497-501
- /9/ G.L. Baldwin und S.K. Tewhsbury
Linear Delta Modulation Integrated Circuit with
17 Mbit/s Sampling Rate.
IEEE Trans. on Comm. COM-22, 1974, S. 977-985
- /10/ A.R. Potter und N.T. Thurlow
Coding and Signal Interfacing for a Digital Local
Exchange.
Zürich-Seminar 1976, S. C8.1 - C8.5
- /11/ G.P. Edwards, T. Preston, L.D.J. Eggermont, M.H.H. Höfelt
System and Hardware Design Considerations for a
Single-Channel Analogue-to-PCM via HIDM-Encoder.
Zürich-Seminar 1976, S. B3.1 - B3.5
- /12/ D.J. Goodman und J.L. Flanagan
Direct Digital Conversion Between Linear and Adaptive
Delta Modulation Formats.
ICC Montreal, S. 1-33 - 1-36
- /13/ G.R. Ritchie, J.C. Candy, W.N. Ninke
Interpolative Digital-to-Analog Converters.
IEEE Trans. on Comm., COM-22, 1974, S. 1797-1806
- /14/ J.C. Candy
A Use of Limit Cycle Oscillations to Obtain Robust
Analog-to-Digital Converters.
IEEE Trans. on Comm., COM-22, 1974, S. 298 - 305

/15/

D.L. Duttweiler und D.G. Messerschmitt

Nearly Instantaneous Comanding and Time Diversity
as Applied to Mobile Radio Transmission.
ICC'1975, San Francisco, S. 40-12 - 4015

