

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

Band: 48 (1970)

Heft: 5

Artikel: PCM-Wägecodierer mit digitaler Dynamik-Kompression

Autor: Fluhr, Josef / Molnar, Niklaus

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-876055>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 13.10.2024

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Zusammenfassung. Es wird über einen Analog-Digital-Wandler nach dem Wägeprinzip berichtet. Ein gemeinsamer Wandler für 30 Sprachkanäle setzt die mit 8 kHz abgetasteten Sprechwechselfspannungen in pulscodemodierte Signale um. Gleichzeitig mit der Codierung erfolgt eine digital ausgeführte Dynamikkompression. Die Kompressionskennlinie besteht aus 13 linearen Segmenten. Aus jedem Abtastwert wird ein siebenstelliges Binärwort gebildet. Es wird gezeigt, dass eine vor dem Wägevorgang vorgenommene Zweiteilung des Aussteuerungsbereiches die Verarbeitung von kleinen Sprachamplituden erleichtert.

Codeur MIC à pondération avec compression dynamique digitale

Résumé. Il est question dans l'article qui suit d'un transducteur digital analogue fonctionnant suivant le principe de la pondération. Un transducteur commun pour 30 canaux de conversation transforme les tensions alternatives vocales explorées à 8 kHz en signaux modulés par impulsions et codage. Le codage s'accompagne d'une compression dynamique digitale. La caractéristique de compression se compose de 13 segments linéaires. Un mot de code binaire à 7 positions est formé à partir de chaque valeur d'exploration. On montre que le partage de la plage de modulation effectué avant le processus de pondération facilite le traitement de faibles amplitudes vocales.

Codificatore valutativo PCM con compressione dinamica digitale

Riassunto. L'articolo è dedicato ad un convertitore numerico-analogico che s'avvale del principio di valutazione. Un convertitore comune per 30 canali telefonici commuta le correnti alternate vocali esplorate con 8 kHz in segnali a modulazione di impulsi in codice. Contemporaneamente alla codificazione si effettua una compressione dinamica su basi digitali. La linea caratteristica di compressione è composta da 13 segmenti lineari. Di ogni valore esplorato si costituisce una parola codice di sette posizioni. Si dimostra come una divisione del campo di regolazione prima del procedimento valutativo agevola il trattamento di amplitudine vocali ridotte.

1. Einleitung

In letzter Zeit werden zur Mehrfachausnutzung der vorhandenen Kabel des Nahverkehrsnetzes neben den Trägerfrequenzsystemen in zunehmendem Masse Übertragungssysteme mit Pulscodemodulation (PCM) eingesetzt.

Die bei diesem Modulationsverfahren auftretenden Schwierigkeiten liegen hauptsächlich bei den empfindlichen Übergangsstellen von den analogen zu den digitalen Übertragungswegen, das heisst in den Analog-Digital- und Digital-Analog-Wandlern, wo der auch kleine Amplituden zu verarbeitende analoge Schaltungsteil von den grossen Pulsspitzen des digitalen Teils gestört werden kann.

Für die Analog-Digital-Umwandlung gibt es viele Verfahren, wovon jedoch drei Methoden grössere Bedeutung erlangt haben: Die Zählmethode, die Iterationsmethode und das Falt-Codierprinzip. Bei der Zählmethode kommen sehr hohe Taktfrequenzen vor (≈ 1000 MHz), deshalb werden extrem schnell arbeitende Bauteile benötigt, die heute für eine fabrikmässige Gerätefertigung weniger gut geeignet sind. Bei den Umsetzern nach dem Faltungsprinzip durchläuft das Analogsignal so viele gleich aufgebaute Codierstufen wie die Anzahl bit eines Codewortes. Allgemein gesehen umfasst jede Stufe einen Analogverstärker, einen Analogschalter und einen Schwellwertentscheider. Das logische Ausgangssignal des Vergleichers bildet eine entsprechende Binärziffer im Codewort. Faltcodierer arbeiten asynchron, bei hinreichend schnell ansprechenden Bauelementen können sehr hohe Signalabtast-Pulsfolgen codiert werden. An die Analogverstärker, dem wesentlichen Schaltungselement aller Codierstufen, werden bezüglich Nullpunktstabilität und Verstärkungs-Bandbreitenprodukt sehr hohe Forderungen gestellt.

Es ist durchaus möglich, dass mit fortschreitender Halbleitertechnik die beiden Codierverfahren Zählprinzip und Faltungsprinzip an Bedeutung gewinnen werden.

Nach dem heutigen Stand der Technik sind die Anforderungen, die an einen Analog-Digital-Wandler für Nahverkehrssysteme gestellt werden, mit einem Wägecodierer trotz grösserem Schaltungsaufwand leichter zu erfüllen.

In dieser Arbeit wird ein nichtlinearer rückgekoppelter 7-bit-Wägecodierer mit einer 13-Segment-Kompanzierungscharakteristik beschrieben. Diese Codiereinrichtung ist in der Lage, 30 Sprachkanäle innert eines $125\text{-}\mu\text{s}$ -Pulsrahmens zu codieren. Die abgetasteten Sprachsignale werden auf der Digitalebene komprimiert, wodurch die empfangseitige Dehnerkennlinie sehr genau mit der sendeseitigen Presserkennlinie in Übereinstimmung gebracht werden kann.

2. Kompanzierungs-gesetz

Bei der Umwandlung von kontinuierlichen Analogsignalen in die diskontinuierliche Digitalform entsteht bekanntlich Quantisierungsgeräusch. Die Forderungen in bezug auf kleines Grundgeräusch in unbesprochenen Kanälen (Stufenkippen bei der Codierung) und guter Sprachverständlichkeit auch bei Leisesprechern verlangen um die Nulllinie eine feine Quantisierung. Bei immer gleichbleibender Stufenhöhe innerhalb des gesamten Dynamikbereichs sind für heutige Ansprüche 2000...4000 Codierstufen erforderlich. Dies entspricht einer bit-Zahl von 11 beziehungsweise 12. Für grosse Sprachamplituden ergeben sich daraus unnötig grosse Signal-Geräuschabstände. Eine Verkleinerung der Anzahl bit im Codewort auf 7 beziehungsweise 8 kann mit einer Momentanwert-Kompanzierung erreicht werden ohne

die Übertragungsqualität wesentlich zu verschlechtern (nichtlineare Quantisierung). Als besonders vorteilhaft hat sich als Kompandercharakteristik die sogenannte A-Kennlinie gemäss *Figur 1* erwiesen, bei der in einem grossen Teil des Dynamikbereichs das Verhältnis Signalamplitude zu Quantisierungsgeräusch annähernd konstant bleibt. Bei einer Kompandierung im digitalen Schaltungsteil, wo sie viel exakter durchführbar ist, kann die A-Kennlinie durch eine aus 13 linearen Segmenten bestehende Codierkennlinie approximiert werden.

Figur 1 zeigt die verwendete 7-bit-13-Segment-Charakteristik, sowie die Codiertabelle. Wegen der Symmetrie zur Nulllinie ist diese Kennlinie faltbar, das heisst, vom Vorzeichen- oder Polaritäts-bit abgesehen sind die Codewörter für gleiche positive und negative Abtastwerte identisch. Die Stufenhöhe, die innerhalb eines jeden Segmentes konstant ist, wächst mit dem Faktor 2 beim Übergang zum

nächsthöheren Segment. Aus dem Verlauf der Kompressor-kennlinie durch den Nullpunkt ergibt sich ein Kompressionsfaktor $K = \tan \alpha = 16$; somit ein Kompandergewinn von

$$g_K = 20 \log K = 24,1 \text{ dB.}$$

In *Figur 2* ist für Sinussignale der Verlauf des Signal-Geräuschverhältnisses in Funktion des Eingangspegels bei Verwendung einer 13-Segment-Kompressionscharakteristik dargestellt. Zum Vergleich sind auch die Geraden eingezeichnet, die sich bei linearer Codierung mit 128 und 2048 Quantisierungsstufen ergeben.

Im siebenstelligen Codewort folgen nach dem Vorzeichen-bit die drei bit B, C, D, welche die Segmentzugehörigkeit des codierten Analogwertes angeben. Das die Nulllinie durchstossende Segment wird für jede Polarität zweigeteilt. Die Teilsegmente umfassen wie die anderen Segmente je 8 Codierstufen. Für die Codierung innerhalb

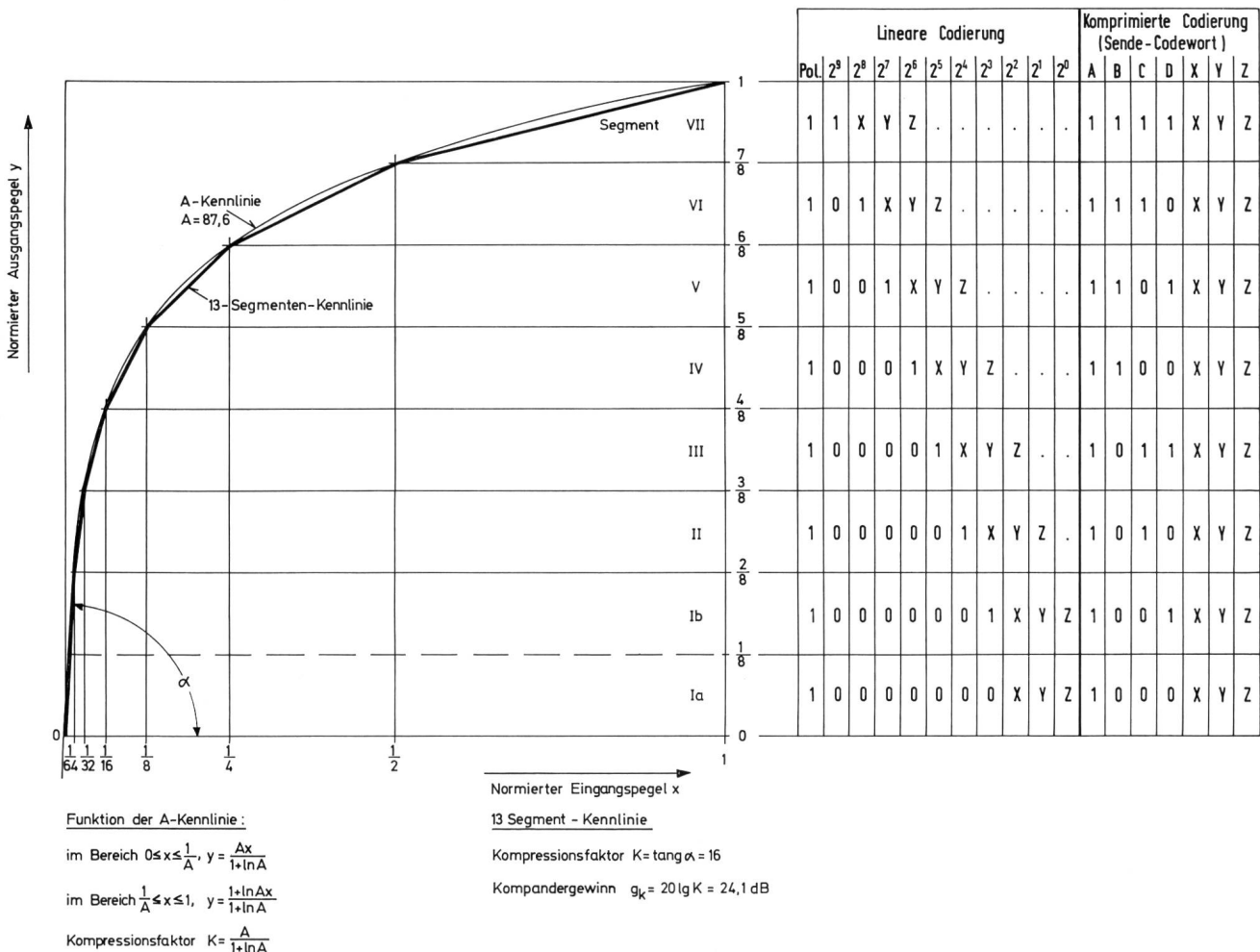


Fig. 1 Kompander-Kennlinien (nur positive Polarität dargestellt)

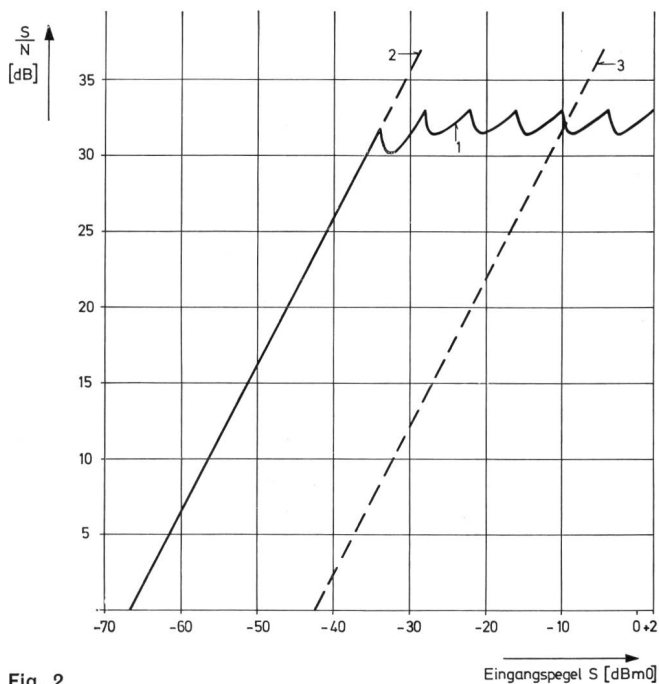


Fig. 2
Signal-Geräuschabstand in Abhängigkeit der Aussteuerung
1 = S/N - Abstand für Sinussignale bei nichtlinearer Codierung (13-Segment-Kennlinie)
2 = S/N - Abstand für die lineare Codierung mit 2048 Quantisierungsstufen
3 = S/N - Abstand für die lineare Codierung mit 128 Quantisierungsstufen

eines Segmentes (Feincodierung) sind die weiteren 3 bit X, Y und Z vorgesehen.

3. Prinzip des Gewichtscoders

Die Abtastproben der einzelnen Niederfrequenzkanäle werden in einem Gewichtscoder mit Kombinationen von binär abgestuften «Gewichten» (Ströme oder Spannungen) iterativ verglichen. Im ersten Vergleichsvorgang ist das grösste Gewicht eingeschaltet, dessen Wert der halben Maximalaussteuerung entspricht. Ist dieses Gewicht grösser als das abgetastete Signal, so bleibt es während aller nachfolgenden Codierschritte eingeschaltet. Im umgekehrten Fall wird mit dem logischen Ausgangssignal des Vergleichers (Komparator) das Steuer-Flipflop dieses Gewichtes wieder gelöscht. Auf die gleiche Art werden sukzessive immer kleinere Vergleichsgewichte ausprobiert. Die Schaltzustände der Steuer-Flipflops nach Beendigung aller Wägevorgänge bilden das dem quantisierten Abtastsignal entsprechende binäre Codewort. Aus Fig. 3 ist der prinzipielle Aufbau eines solchen Gewichtscoders ersichtlich.

Für die Verarbeitung von bipolaren Signalen (Sprechwechselströme) gibt es mehrere Möglichkeiten, zum Beispiel Gleichrichtung (Faltung des Eingangssignals um die Nulllinie) oder Überlagerung einer DC-Sockelspannung von

der Grösse $U_{DC} \geq \frac{1}{2} U_{ss \max}$. In dem hier beschriebenen Coder wird bei der Codierung positiver Abtastwerte ein positiver Gewichtssatz, bei negativen Abtastwerten ein negativer Gewichtssatz verwendet. Diese Codiermethode ist gegenüber anderen zwar etwas aufwendiger, benötigt jedoch dafür weniger genaue Bauteile.

3.1 Digital komprimierender Gewichtscoder

Wie bereits erwähnt, ist die Verwirklichung von segmentweise linearen Codierkennlinien mit einem Gewichtscoder sehr einfach. Wird jedem Segment der Kompressionscharakteristik ein eigener Gewichtssatz zugeordnet, so können beliebige Segmentsteigungen und Stufenhöhen hergestellt werden. Der Wägevorgang geschieht in zwei nacheinander folgenden Abschnitten, der Segmentbestimmung und der linearen «Feincodierung» innerhalb eines Segments. Die Segmentzugehörigkeit der Abtastprobe wird ermittelt durch Vergleiche seiner Spannung am Halte-kondensator mit Gewichten, die jeweils den unteren Segmentgrenzen entsprechen. Das der unteren Segmentgrenze des gefundenen Segments entsprechende Gewicht wird als Basisgewicht für die nachfolgende lineare Feincodierung benützt. Binär abgestufte Feingewichte werden dem Basisgewicht zugeschaltet bis der Abtastwert genügend angenähert ist.

Bei dem von der Europäischen PTT-Konferenz (CEPT) vorgeschlagenen 13-Segment-Kompandergesetz sind alle Stufenhöhen und Segmentgrenzen 2^n -Vielfache ($n = 0, 1, \dots, 6$) der Elementarstufe (Stufe des zentralen Segments). Dadurch ist eine Mehrfachausnutzung der Gewichte möglich. So wird beispielsweise das Gewicht 16 im zweiten, dritten, vierten und fünften Segment verwendet. (Segmentnumerierung siehe Fig. 1). Im zweiten Segment ist es Segmentanfangsgewicht, also Basisgewicht; im dritten Segment grösstes Feincodiergewicht und endlich im fünften Segment, wo die Stufenhöhe 16 Elementarstufen umfasst, das kleinste

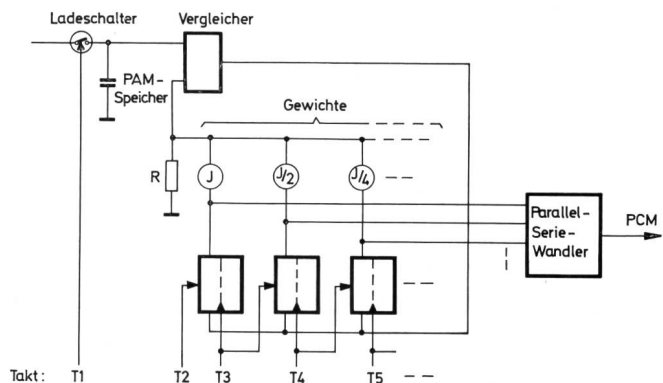


Fig. 3
Prinzipieller Aufbau eines Gewichtscoders

Feingewicht. Für eine 7-bit-Codierung sind je Polarität 10 Gewichte erforderlich.

4. Zweiteilung des Dynamikbereichs

Die schwierigsten Probleme, die bei einer Wägecodierung auftreten, sind auf den grossen Dynamikbereich der zu verarbeitenden Abtastproben zurückzuführen. Bei einer 7-bit-13-Segment-Codierung beträgt die maximale Abtastamplitude das 1024fache einer Elementarstufe. Infolge der bei einer 30-Kanal-Codierung vorkommenden hohen Abtast-Pulsfolgefrequenz (zum Beispiel $30 \times 8 \text{ kHz} = 240 \text{ kHz}$) können die Schaltungsglieder nicht mehr als 2...6 V Maximalspannung sauber verarbeiten. Dadurch ergibt sich für die Elementarstufe eine Amplitudenhöhe von 2...6 mV.

Die Codierung von kleinen Abtastwerten, das heisst die Codierung im zentralen Segment, wird durch folgende Probleme erschwert:

- Die Vergleichsschaltung (Komparator), deren logischer Ausgangszustand anzeigt, ob die pulsamplitudenmodulierte (PAM) Abtastprobe oder die Summe der eingeschalteten Gewichte überwiegt, muss diese Entscheidung in einer Zeit von weniger als 100 ns ausführen, wobei die zu unterscheidende Spannungsdifferenz an seinem Eingang nur einige $100 \mu\text{V}$ betragen kann. Eine solche Schal-

tung ist natürlich störanfällig und neigt zur Selbsterregung.

- Das PAM-Signal wird während des Wägevorgangs in einem Kondensator gespeichert. Zwischen zwei aufeinanderfolgenden Codiervorgängen muss dieser immer entladen werden. Eine unvollständige Entladung des Speicherkondensators bewirkt Nebensprechen von Kanal n auf Kanal $n + 1$, allenfalls auf den Kanal $n + 2$. Die Nebensprechgefahr ist dann am grössten, wenn Kanal n eine sehr grosse, Kanal $n + 1$ aber eine sehr kleine Signalamplitude aufweist.
- Die Ein- und Ausschwingvorgänge im vielgliedrigen Gewichtssatz sind schwer unter Kontrolle zu bringen. Besonders bei den «kleinen Gewichten» sind die dynamischen Fehler viel bedeutender als die statischen Toleranzen der Bauelemente.

In der hier beschriebenen Codiereinrichtung werden diese Schwierigkeiten weitgehend umgangen, indem der gesamte Dynamikbereich (0 ± 1024 Elementarstufen) in zwei Teilbereiche, den Grossamplitudenbereich und den Kleinamplitudenbereich unterteilt wird. In *Figur 4* sind die beiden Teilbereiche dargestellt. Die Bereichszugehörigkeit einer Abtastprobe wird noch vor ihrer Speicherung durch Vergleich mit den beiden Spannungsschwellen $+$ und $-$

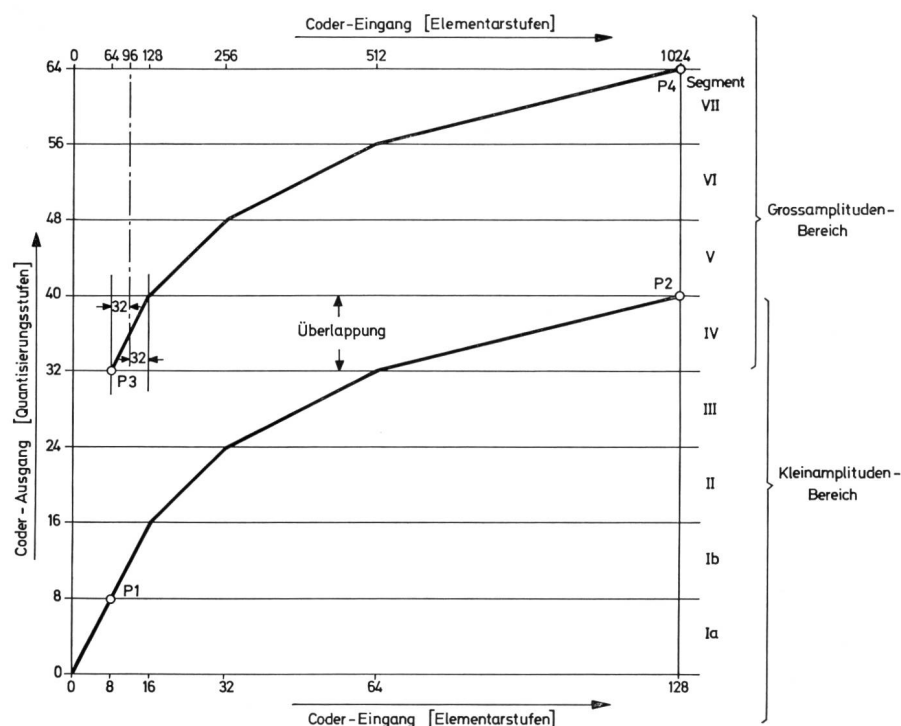


Fig. 4
Zweiteilung des Dynamikbereichs mit Überlappung

96 Elementarstufen festgestellt. Wegen der Überlappung der beiden Amplitudenbereiche im Segment IV ist eine Entscheidungsgenauigkeit bis zu ± 32 Elementarstufen zulässig. Alle PAM-Signale, die dem Kleinamplitudenbereich angehören, werden gegenüber den PAM-Signalen des Grossamplitudenbereichs achtfach vergrössert. Dadurch gelangen die achtfach angehobenen Abtastwerte vom Bereich Ib...IV in den Bereich der Segmente IV...VII, das heisst, die Kennlinie P1-P2 wird durch die achtfache Anhebung mit der Kennlinie P3-P4 zur Deckung gebracht. Da das restliche Teilsegment Ia die gleichen Stufen-schritte aufweist wie Ib, kann es bei der Codierung gleich behandelt werden wie Teilsegment Ib, nur das Basisgewicht wird weggelassen. Durch die Zweiteilung des Dynamikbereiches und das Anheben der «Kleinamplituden» in den Bereich der «Grossamplituden» erfolgt eine Einengung des ursprünglichen Wägebereichs, so dass für die Codierung nur sieben Gewichte je

Polarität erforderlich sind. Diese sind in *Tabelle 1* aufgeführt.

Tabelle 1. Gewicht der PAM-Signale einer Polarität

Bereich der...	Segment	PAM-Signal [Elementarstufen]	Gewichts-Wertigkeiten (theoretisch)						
			1	2	4	8	16	32	64
Gross-amplituden	VII	512 ... 1024				○	○	○	●
	VI	256 ... 512			○	○	○	●	
	V	128 ... 256		○	○	○	●		
	IV	64 ... 96 ... 128	○	○	○	●			
Klein-amplituden	IV	64 ... 96 ... 128			○	○	○	●	
	III	32 ... 64			○	○	○	●	
	II	16 ... 32		○	○	○	●		
	Ib	8 ... 16	○	○	○	●			
	Ia	0 ... 8	○	○	○				

- Gewichte, die den jeweiligen Segmentanfang bilden (Basisgewichte)
- Gewichte zur Codierung innerhalb des jeweiligen Segments (Feincodierung)

5. Der Wägevorgang (Figur 5)

Im Rhythmus von $4,16 \mu s$ wird in der Halteschaltung jeweils eine neue Kanal-Abtastprobe gespeichert. Das bedeutet, dass in diesem Zeitintervall alle Wägevorgänge auszuführen sind. Den Codierablauf steuert ein zehnstelliger Taktgeber. Die Dauer eines jeden Taktes beträgt 416 ns. Am Ende des dritten Taktes wird die Polarität der Abtastprobe ermittelt, indem der gewichtsseitige Eingang des Komparators auf Nulllinie-Potential geschaltet wird.

Entsprechend dem logischen Ausgangssignal des Komparators ist für die nachfolgenden Codierschritte derjenige Gewichtssatz aktiviert, dessen Polarität mit der des PAM-Signals übereinstimmt. Während der anschliessenden Takte 4 und 5 erfolgt die Ermittlung des Segments. Hierbei vergleicht man zunächst die Abtastprobe mit dem Gewicht 32. Für PAM-Signale des Grossamplitudenbereichs bedeutet dieses Gewicht 256 Elementarstufen. Je nach Vergleichsergebnis wird im nächsten Takt 5 das Gewicht 16 oder 64 zum Vergleich herangezogen; das entspricht im Grossamplitudenbereich der Stufenzahl 128 beziehungsweise 512. Für PAM-Signale des letztgenannten Amplitudenbereichs ist somit die Segmentbestimmung beendet. Dagegen muss für Abtastproben von weniger als 16 Stufen noch bestimmt werden, ob deren Amplitude zum Teilsegment Ia oder Ib gehört. Um dies festzustellen, schaltet man mit Takt 6 das Gewicht 8 ein. Ist die Abtastprobe kleiner als 8 Stufen, so bleibt es eingeschaltet, anderenfalls wird es weggeschaltet. Nun ist auch die Segmentbestimmung für sehr kleine PAM-Signale abgeschlossen.

In der Zeit während der Takte 7, 8 und 9 geht die lineare Feincodierung innerhalb des nunmehr bekannten Segmentes vor sich. Das der untersten Segmentgrenze entsprechende Gewicht 2^i ist als Basisgewicht in der restlichen Codierzeit ständig eingeschaltet. Zur Feincodierung, das heisst zur Ermittlung der bit X, Y und Z, werden die Gewichte 2^{i-1} , 2^{i-2} und 2^{i-3} benötigt. Eine logische «Weichenschaltung», die von den Schaltzuständen der Segment-

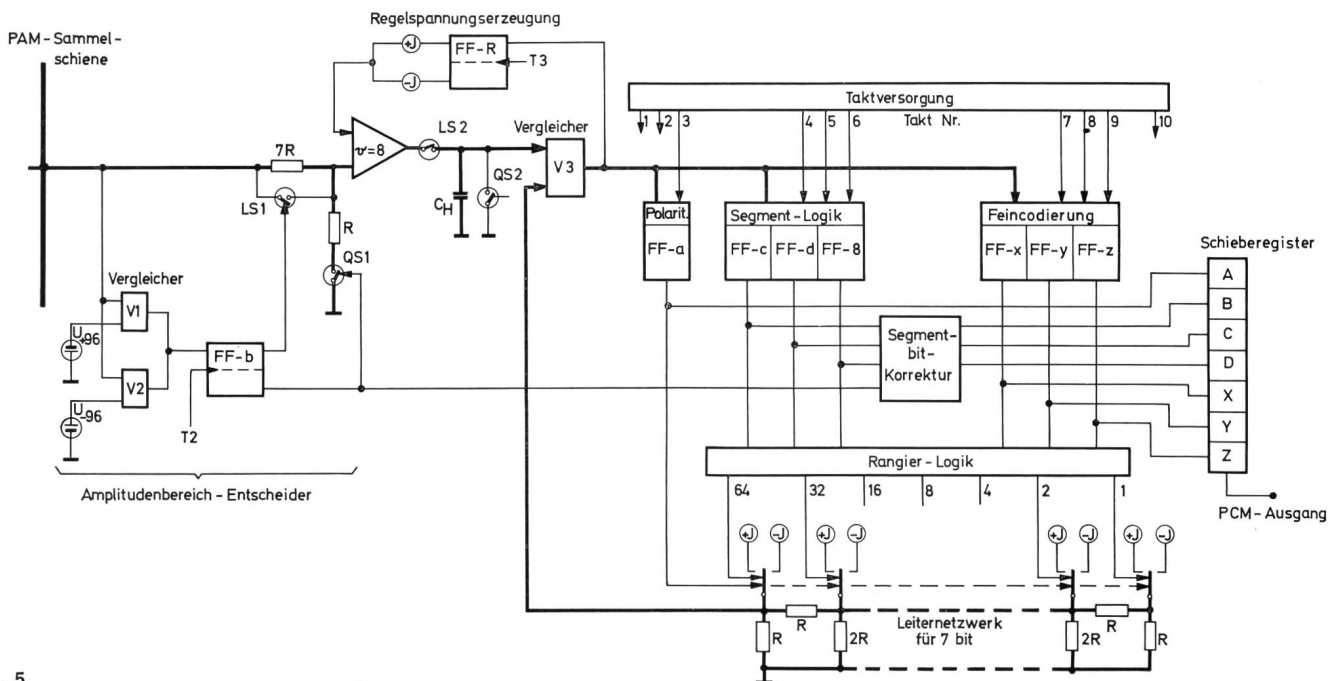


Fig. 5
Prinzipschema der Codiereinrichtung

Speicherzellen gesteuert wird, schaltet die drei Feincodierflipflops X, Y und Z an die entsprechenden Gewichte.

6. Bildung des Codewortes einer Abtastprobe-Bitaußgabe

Nach Beendigung aller Wägevorgänge (Ende Takt 9) kann die Polaritäts-, Segment- und Feincodierinformation an den entsprechenden Speicherzellen (FF-a bis FF-z nach Figur 5) in Parallelform abgegriffen werden. Zur Umwandlung dieser siebenstelligen Codegruppe in ein für die Übertragung geeignetes serielles Codewort dient ein mehrstelliges Schieberegister. Den sieben Zellen A bis Z, welche die Sprachinformation erhalten, wird für die vermittlungstechnische Zeichenübertragung, sowie für das Synchronwort, eine achte Zelle S hinzugefügt. Das Polaritätsbit A und die Feincodierbit X, Y, Z werden direkt ins Schieberegister eingeschrieben; die Segmentbit jedoch nur, wenn die Abtastprobe als zum Grossamplitudenbereich gehörend codiert wird. Im anderen Fall (das heisst U_{PAM} im Kleinamplitudenbereich) muss die am Vorentscheidspeicher b und an den Segment-Flipflops c und d vorliegende digitale Information wegen der Überlappung der beiden Dynamikbereiche noch korrigiert werden. Eine zusätzliche Korrektur ist bei der Codierung von sehr kleinen Abtastwerten, die zum Teilsegment Ia gehören, noch erforderlich. Die Korrekturgleichungen sowie die dazugehörige Wahrheitstabelle sind in *Tabelle II* dargestellt.

Tabelle II. Wahrheitstabelle und logische Gleichungen für Korrektur der Segmentinformation im Kleinamplitudenbereich

Bereich der...	Segment	Logisches Ausgangssignal der Flipflops...				Korrektur der Segmentinformation im Kleinampl. Bereich	Logischer Zustand der Bitspeicherzellen im Schiebereg.		
		FF-VE (b)	FF-C (c)	FF-D (d)	FF-8 (e)		B	C	D
Grossamplituden	VII	1	1	1	-	→ direkt	1	1	1
	VI	1	1	0	-		1	1	0
	V	1	0	1	-		1	0	1
	IV	1	0	0	-		1	0	0
Kleinamplituden	IV	0	1	1	-	→ mit Korrektur: B = cd C = cd + ed D = d(c + ed)	1	0	0
	III	0	1	0	-		0	1	1
	II	0	0	1	-		0	1	0
	Ib	0	0	0	1		0	0	1
	Ia	0	0	0	0		0	0	0

7. Einige Schaltungsdetails

7.1 Schaltbarer 8:1-Spannungsteiler (Fig. 6)

Der Teiler für die erdsymmetrische PAM-Spannung wird von zwei in Gegentakt arbeitenden Feldeffekttransistoren (FET1 und FET2) geschaltet. FET2, der bei einer Gate-Spannung von 0 Volt leitet, beeinflusst die Genauigkeit des Spannungsteilerverhältnisses stärker als FET1, der nur den

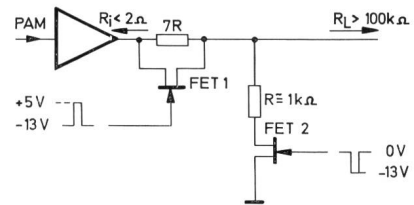


Fig. 6
Schaltbarer 8 : 1 – Spannungsteiler

störenden Einfluss der Lastimpedanz eliminieren muss. Von FET2 wird ein sehr kleiner Widerstand der Schaltstrecke R_{DS} verlangt. Beim verwendeten Typ ist R_{DS} etwa 15Ω . Die Schwierigkeit bei der Ansteuerung von FET1, dessen Bezugsspannung sich mit der PAM-Amplitude ändert, ist durch die Verwendung eines MOS-FET umgangen.

7.2 Gewichtssatz mit Leiternetzwerk und schaltbare Konstantstromquellen

Ein Gewichtscoder der beschriebenen Art enthält sieben binär abgestufte Vergleichsnormale für jede Polarität. Zur Bildung der Normale wird ein siebenstelliges Leiternetzwerk konstanter Impedanz verwendet. Die Spannungsteilung von Knotenpunkt zu Knotenpunkt hat den Wert 2. Am Knotenpunkt der höchsten Wertigkeit ist ein Eingang der Vergleichsschaltung (Komparator) angeschlossen. An jedem der sieben Knotenpunkte liegt eine positive und eine negative schaltbare Konstantstromquelle. Je nach Polarität

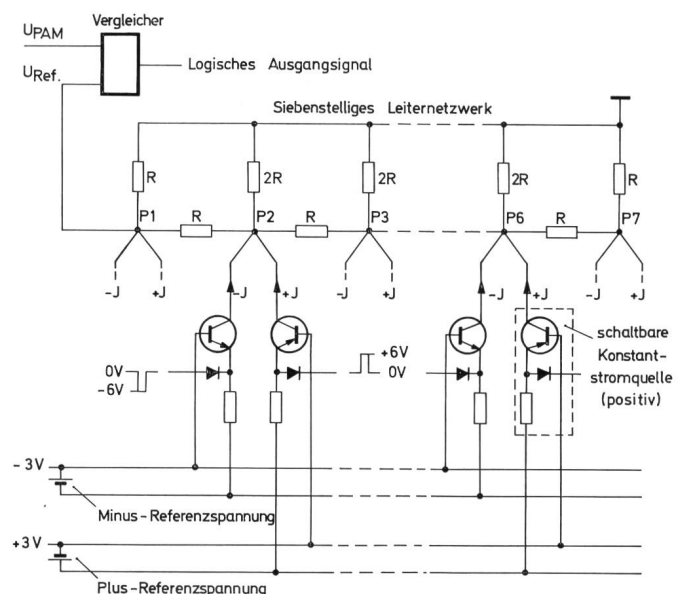


Fig. 7
Gewichtssatz mit Leiternetzwerk und schaltbaren Konstantstromquellen

der PAM-Amplitude sind die positiven oder die negativen Stromquellen aktiviert. Die Schaltungsanordnung erfordert hochpräzise Widerstände und Transistoren, die untereinander gleiche Verstärkung und gleiche Basis-Emitter-Spannung aufweisen.

Die Prinzipschaltung des Leiternetzwerkes mit den schaltbaren Konstantstromquellen ist in *Figur 7* dargestellt.

7.3 Regelung der Codiernullinie-Regelspannungserzeugung

Das angewandte Regelprinzip dient zur Nulllinien-Stabilisierung der in *Figur 5* ersichtlichen Coderteile wie Verstärker, Ladeschalter (LS2) und Vergleichler. Sofern die Kanalabtastschalter auch eine störende Offsetspannung aufweisen, müssen sie getrennt geregelt werden.

Die Regelung hat zwei Aufgaben zu erfüllen: Erstens, Festhalten der Codiernulllinie in der Mitte der Kompanderkennlinie, zweitens, dafür zu sorgen, dass der 8:1-Spannungsteilerfußpunkt das gleiche Potential hat wie die Codiernulllinie.

Als Regelkriterium wird das Vorzeichenbit benutzt. Dies ist möglich, weil die Sprachinformation den Langzeit-Mittelwert 0 hat, das heisst über mehrere Pulsrahmen gemittelt sind gleichviele positive wie negative Amplitudenwerte zu erwarten.

Figur 8 zeigt die Schaltung für die Regelspannungserzeugung.

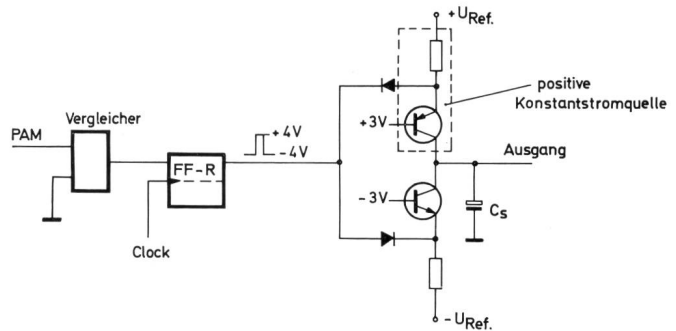


Fig. 8
Grundsaltung für die Regelspannungserzeugung

Das Steuer-Flipflop (FF-R) wird im Zeitpunkt der Polaritätsbestimmung geclockt, wobei der Referenzeingang des Vergleichlers auf Nulllinienpotential liegt (alle Gewichte sind ausgeschaltet). Zur Regelspannungserzeugung dienen ferner eine positive und eine negative Konstantstromquelle sowie ein Speicherkondensator C_s . Je nach Schaltzustand von FF-R ist die eine oder andere Konstantstromquelle eingeschaltet. Werden gleichviel positive wie negative Amplituden codiert, so bleibt die Regelspannung an C_s konstant. Überwiegt eine Polarität, so ändert sich die Spannung an C_s . Neben der Zeitkonstanten der Schaltung,

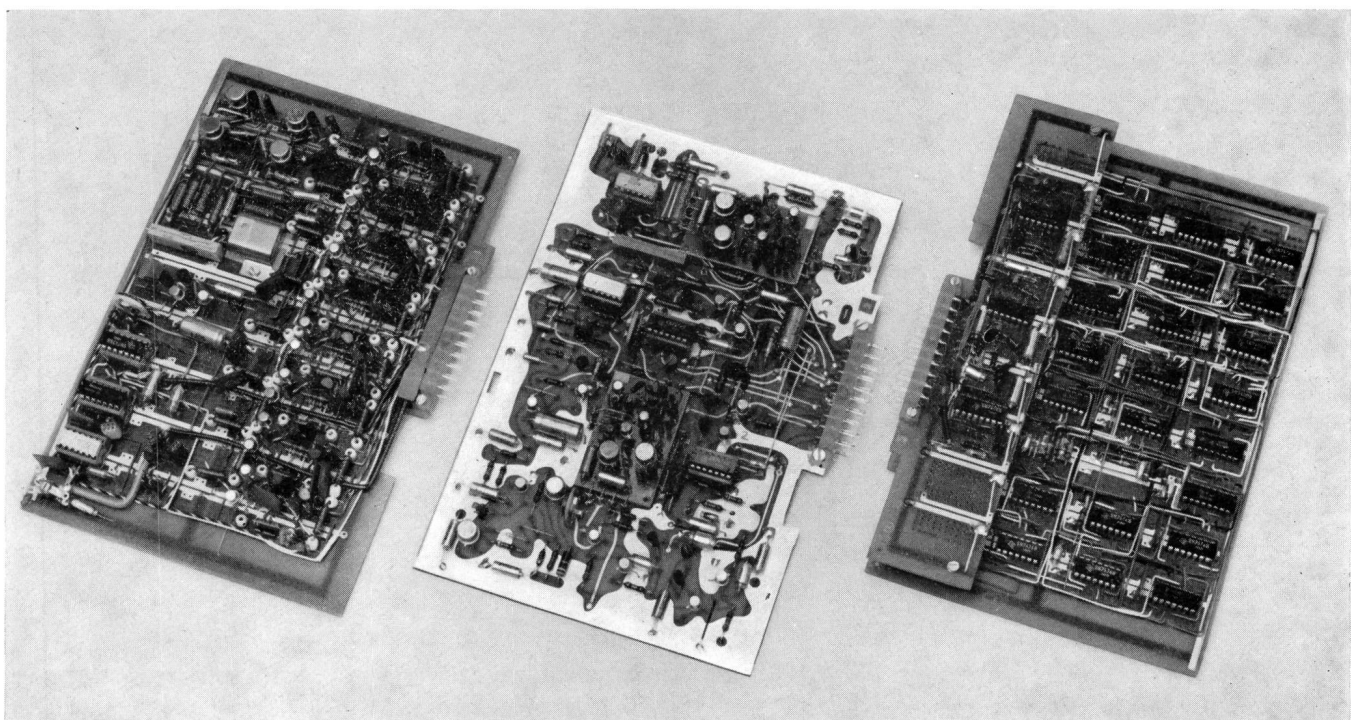


Fig. 9
Baugruppen des Analog-Digitalwandlers

die durch den Ladestrom und die Grösse von C_s gegeben ist, hängt die Änderungsgeschwindigkeit der Regelspannung vom Verhältnis der positiven zu den negativen Polaritätskriterien ab.

8. Baugruppen des Analog-Digitalwandlers

In *Figur 9* sind die drei Baugruppen des Coder-Prototyps gezeigt. Auf der links dargestellten Platte befindet sich der Gewichtssatz für beide Polaritäten, die Erzeugung der stabilisierten Referenzspannungen und die Regelspannungsgewinnung. Die Baugruppe in der Mitte ist mit folgenden Schaltungsteilen bestückt: Amplitudenbereich-Entscheider, schaltbarer 8:1-Spannungsteiler, PAM-Verstärker und PAM-Halteschaltung. Auf der dritten Platte (rechts) befindet sich die Steuer- und Codierlogik in TTL-Technik.

9. Schlussbetrachtung

Mit dem realisierten Prototyp konnten annähernd die theoretischen Quantisierungsgeräuschwerte gemäss *Figur 2* erreicht werden. Die pegelabhängige Restdämpfungsabweichung (Linearität) im Bereich $-45... + 2$ dBm₀, bezogen auf 0 dBm₀, ist kleiner als 0,25 dB. Diese geringen Abweichungen zeigen in erster Linie, dass die 8:1-Amplitudenteilung und die anschliessende Verstärkung technisch beherrscht werden kann.

Bei der Codierung werden die Amplituden der abgetasteten Sprachsignale, deren Grösse zwischen zwei Quantisierungsstufen liegt, der kleineren Stufe zugeordnet. Bei linearer Codierung und linearer Decodierung entsteht durch diese einseitige Rundung im statistischen Mittel eine Verschiebung um eine halbe Stufe zwischen codierten und decodierten Analogsignalen. Für Sprachübertragung ist dieser Fehler ohne Bedeutung. Erfolgt jedoch bei der Codierung eine digitale Komprimierung nach einer Knickcharakteristik, so vergrössert sich die Stufenhöhe beim Übergang von einem linearen Segment zum nächsten. Dementsprechend vergrössert sich auch die Abweichung zwischen decodiertem Empfangssignal und sendeseitigem Analogsignal. Die damit verbundene Entstehung von zusätzlichem Codiergeräusch kann durch Korrektur der sendeseitigen oder der empfangsseitigen Segmentbasisgewichte verhindert werden.

Für die Sprachübertragung mit binären PCM-Systemen verwendet man neuerdings 8 bit. Unter Beibehaltung der 13 Segment-Komprimierung bedeutet dies eine Erweiterung der linearen Feincodierung innerhalb der Segmente um ein zusätzliches bit. Neben der Vergrösserung der Feincodiereinrichtung um eine Binärstelle muss die Genauigkeit der Analogbauteile um den Faktor zwei besser sein.

Adresse der Autoren: c/o Albiswerk Zürich AG, Albisriederstrasse 245, CH-8047 Zürich