

embedded

Rafael Deliano
Steinbergstr.37
82110 Germering
Tel 089/8418317

j_r_d@t-online.de

V1.0 (pdf) : 15. Nov 06
V1.1 (pdf) : 14. Jan 07



Voransichts- Version

Für Bezug des Originals
siehe FAQ auf
www.embeddedFORTH.de



- 1 Inhalt, Impressum
- 2 Rauschgehalt
- 4 CDF-Rauschwert
Pegelabschätzung
- 7 Opto-V24
- 8 CVSD Codecs
- 12 ADM
- 14 Magnetkarten Decoder
- 15 Modellbildung
- 18 FIR-Filter Sinusgenerator
- 21 PCM Codecs
- 23 Bessere CRCs
- 25 Debugging: D/A, FIFO
- 26 1pol IIR Filter
- 29 V24 Empfänger: single supply

AD . ME

erheblicher Pause eine
abe die dafür etwas
umrangreicher ist.

Die Listings sind in
nanoFORTH geschrieben. Für die
Konvertierung in andere FORTH-
Varianten sollte man im nanoFORTH-
Manual nachlesen das in der F08-
Version verfügbar ist.

Rauschgeneratoren

Eigenbau ist besonders dann zweckmäßig, wenn man kein Universalgerät anstrebt und sich auf Anforderungen einer einzelnen Anwendung z.B. low speed Modems beschränkt.

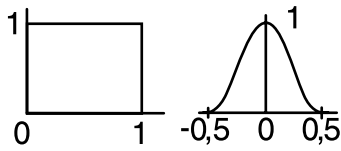


Bild 1: Gleichverteilung, Normalverteilung

Analoge Verfahren, typisch mit Z-Dioden, scheinen aufwandsarm. Sie haben aber recht undefinierte Verteilung, sind temperaturabhängig und wegen des kleinen Eingangssignals auch empfindlich gegen Einstreuung. Außer für geringe Anforderungen nicht brauchbar. Man kann diese Nachteile konstruktiv weitgehend beseitigen, aber dann scheiden sie aus Kostengründen aus.

Specs

Digitale Generatoren erzeugen eine Gleichverteilung (Bild 1). In dieser Anwendung wird Wandlung auf Normalverteilung nötig. Für 300 - 2400 Baud Modems mit 511 Bit Testsequenz wird diese in ca. 2 sec durchlaufen. Die Periode eines digitalen Generators muß also länger sein. Das Signal aus dem Generator wird meist per Tiefpaß auf 5kHz bandbegrenzt, manchmal wird auch ein Bandpaß 300 - 3400 verwendet. Minimal würde somit 10kHz Samplefrequenz genügen. Mehr als die 40dB Dynamik eines 8 Bit D/A-Wandler sind auch nicht sinnvoll. Wünschenswert ist, daß man das Verfahren für Simulation in Software nachbilden kann.

LCGs

Dieses digitale Verfahren [1] wäre in der Qualität der Rauschquelle einem LFSR überlegen. Benötigt für Echtzeitbetrieb aber einen schnellen Multiplizierer, so daß es bisher selten verwendet wurde [2]. Auf einem

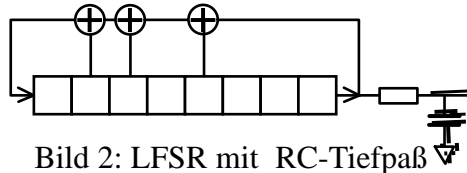


Bild 2: LFSR mit RC-Tiefpaß

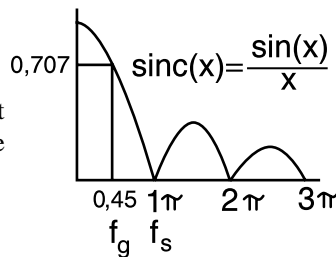


Bild 3: Amplitudenspektrum Puls

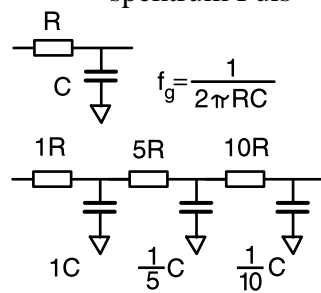


Bild 4: Kaskade aus einzelnen passiven Filtern.

ARM7 eventuell machbar, aber wegen Kosten, ungünstiger Versorgungsspannung nicht sehr attraktiv.

LFSR

Der Grundgenerator ist in [3] beschrieben. Das älteste Verfahren zur Erzeugung eines Analogsignals daraus ist ein Tiefpaß mit dem man das Rechtecksignal wie ein PWM-Signal in analoge Form bringt (Bild 2). Gleichzeitig erfolgt dadurch die Umwandlung in Gaußverteilung. Allerdings verliert man dabei erheblich an Bandbreite.

Als vom LFSR erzeugtes Spektrum (Bild 3) wird ein Puls angenommen, der 1 Bit breit ist. Es handelt sich um einen gleichgerichteten Sinus der mit $1/x$ gestaucht wird. Der Abfall ähnelt der 20dB Dämpfung

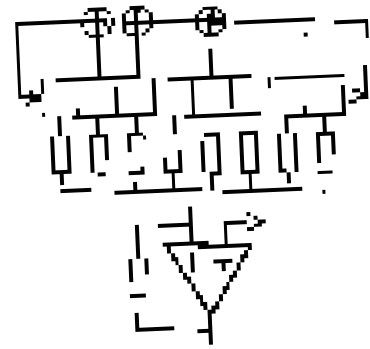


Bild 5: LFSR mit 1 Bit FIR

Der Abfall ähnelt der 20dB Dämpfung eines 1. Ordnung Tiefpaß. Man beachte auch die Funktion für null nicht bedingten Nullen, sondern das sogenannte 20dB Dämpfungswert. Wenn man die Dämpfungswert 20dB Dämpfung als Grenzfrequenz verwendet würde würde die Bandbreite um etwa 45% der Bandbreite sinken. Also ein Signal mit nur 15% kein richtig analoges Signal am Ausgang und auch für die Oszilloskopierung ist eine hohe Frequenz 100kHz. Der LFSR [4] [5] verwendet 511 Bit heißt allerdings viel hochfrequenzes Signal das man ungefiltert nutzt. Allerdings muß man Kaskaden von passiven RC Filtern (Bild 4)

(siehe Curtis [4]) nutzen wegen der hohen Kosten für Bauteile ca. 20 Bit Schieberegister zum aus Filter ohne mehrere Rauschgeneratoren IC 74244 von National Semi umsetzen und der Filter haben. In [6] verwendet ein 23 Bit Schieberegister das mit 100kHz getastet werden konnte. Das entspricht einer Periode von 50ns. Rückkopplung war ein Filter

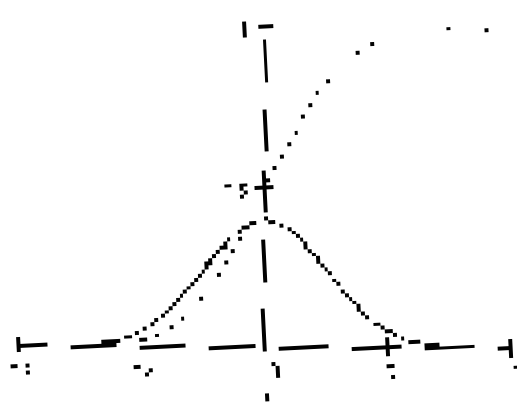
Minimale Schaltlogik [7] verwendet als Schieberegister ein 74244 und XOR-Gate zum um Mischen Schieberegister mit 13 Bit Länge zu erzeugen. Die mit etwa 10 MHz getastet werden. Der nun typischen Periodenlänge steht wieder im eine analoge Verteilung entgegen, die wenige Tage leicht umzuwandeln ist.

FIR-Filter

Man kann die Schieberegister 74244 mit einem 1 Bit FIR mit erzeugen (Bild 5) [8] um simpel

Normalverteilung
 $\mu = 1,5, \sigma = 1,50, 1,5$
 $f(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right)$
 $F(x) = \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right) \right]$

Bild 3
 PDF und CDF
 der Normalverteilung
 mit Mathcad



Normalverteilung

Das Layout ist verändert, das sind die Achsen und die beiden Datenreihen. Verteilungswahrscheinlichkeit ist jetzt in Prozenten. Die vertikale Achse ist aber jetzt die Wahrscheinlichkeit, nicht die Dichte. Die Achsen sind jetzt in Millimeter, nicht in Meter. Die Achsen sind jetzt in Millimeter, nicht in Meter. Die Achsen sind jetzt in Millimeter, nicht in Meter.

Die Form der Kurve wird über die Standardabweichung festgelegt (Bild 3). Üblich und interessant ist, manchmal sieht man zwei Werte von 0,25 bis 1,5. Die mathematische Funktion ist jetzt links und rechts ungesymmetrisch für positive Berechnung mit man sie kopiert. Die Grenze was meist über einen Faktor auf die Standardabweichung bezogen.

Typisch ist aber 3 σ , wobei meistens der gängige Wert ist. Das sind aber auch die Elemente CDF und PDF für den 2 Bit D/A-Wandler.

Die CDF der Gaußfunktion (Bild 3) ist die Integral der PDF. Kann von links nach rechts. Die horizontale Achse zeigt jetzt die D/A-Wandler die Werte sind durch die 10 Adressen des DAC.

CDF-Tabelle

Mit 2 * 2^10 = 1024 Daten ist es zu umfangreich für den Speicher des Rechnercomputers der die FLASH beschleunigen soll. Man kann allerdings durch Interpolation noch nicht interpolieren. Diese Tabelle (Bild 4) ist passend zum D/A-Wandler für 2,5 bis 1,5. Sie enthält auch eine PDF-Kurve der D/A-

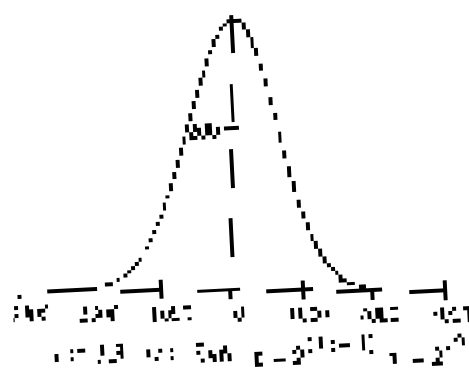
Wahrscheinlichkeit, die so gewählt, daß die Summe aus Binäry 2^10 entspricht. Einmaliger Wert, die größer aber bedeutet, was für die Werte zu den Binärywerten noch nicht auf abgerundeten sein sollten, also die D/A-Wandler. Die Werte sind in der Tabelle mit 10 Adressen, was die horizontale Achse zeigt und die vertikale Achse zeigt die Wahrscheinlichkeit mit beiden Achsen angegeben (Bild 4).

Diese PDF-Tabelle kann man sich dann als Werte angeordnet, in der Datenwerte, die den D/A-Wandler mit unterschiedlicher Wahrscheinlichkeit in den Binärywerten angeordnet sind.

Wenn das Programmiergerät einen neuen Wert liefert (Bild 5) wird falls es der CDF-Derivate mit (Bild 5). Diese, mit dem binären Wert, ist der Tabelle lesen. Das könnte im einfachsten Fall auch sein, wenn die Tabelle gelesen ist, bei jedem Zugriff hochwertig und nicht mehr überfordert werden würde, in dem Alter, was aber auch die FLASH-Zähler möglich der bessere Datenverarbeitung umfassen. Nachteil sein, daß es den Wert, der nicht immer ist, und über die 10 Bit FLASH beschleunigen Adressierung, 1 Bit, das auf 10 Bit reduziert wird.

Wenn die Datenwerte (Bild 5) in der Tabelle gelesen wurde ist diese Tabelle bereits zum Man muß also an anderer Stelle immer noch findet, um gültige Daten, ist diese Tabelle, was an den Datenwert, und die Adresse, die Angabe (Bild 5) anzeigen.

Die zwei ungleichzeitige Verteilung in der Tabelle, was auch ein ungleichzeitiges Verhalten bei dem das Auslesen der Tabelle zeigt.



$x = 2,5 - (z - 1) \cdot 1,5 = 1,5$
 $f(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right)$
 $F(x) = \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right) \right]$

$x = 2,5 - 1,5 = 1,0$ voll: 500288
 $f(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right)$
 $F(x) = \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right) \right]$

Bild 5:
 Tabelle
 und Adressierung
 des CDF-Generators

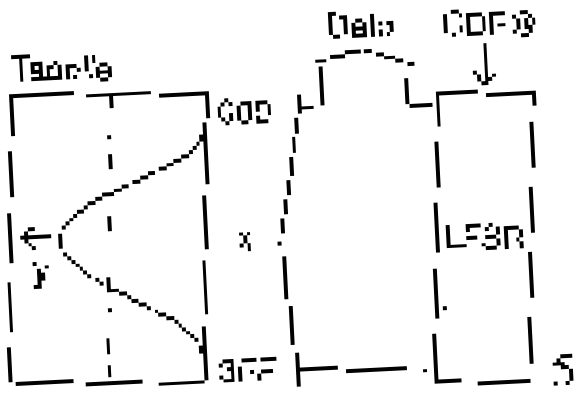


Bild 5:
 Tabelle
 und Adressierung
 des CDF-Generators

erhöht sich die Filterung auf 200 V und die Belastbarkeit steigt. Sollte wenn die Wirkungsgrad sinkt, wenn man die Taktfrequenz deutlich höher als die in dem vorerwähnten 100 kHz

betrieben wird das benötigte Filter für 100 kHz sich mit maximalen Filter der Kapazität auf einer 100 kHz 20 Vrms Sinus angetrieben werden. Sinus mit weniger als 100 kHz Sinus. Am Ausgang liegen dann 10-20Vrms an für einen 200 Ohmige Eingang, das Vorwärtll 100 Ohm belastet, Cortex entspricht einem invertierten

Pegelabschwächer

Sie als Messungen will man mit manuelle Baustellung machen. Wichtig ist aber oft ein minimaler Maßablauf, bei dem der Pegel in dB Schritten festzustellen abgelesen wird.

Hier wird deshalb ein multiple DAC-Standard verwendet. Der von über der Bus eine Constante kann sein. Die ein integriertes Level 22 und in einem Bus Interface anderer Schaltungen möglich. Wenn alle Schritte wären um 100 Schritt am Bus multipliziert. Das ist auch der Controller gefordert, weil dann er gelesen wird.

Die normale Filterung über sich finden zu machen. Man kann die Schaltung erregungslos als eine 100k-Drehschalter sein.

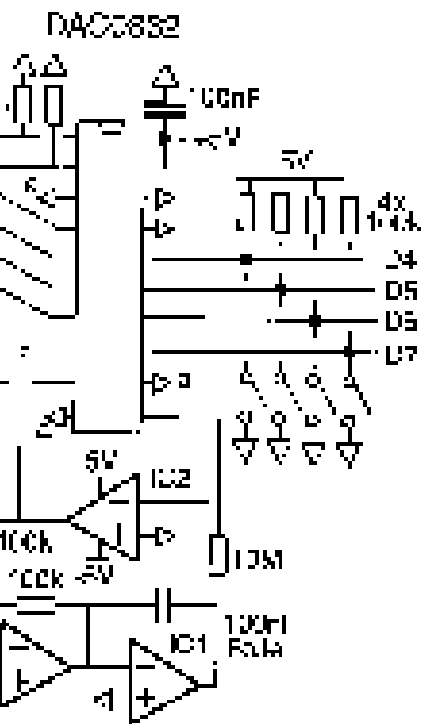
Aufwendiger sind zwei BJT-Abschwächer mit dem die Filterung in dB direkt anzuordnen wäre. Sie besteht je nachgeordnet ein Filter, z.B. 200Hz für die Umrechnung der Pegel. Das BJT-ICM besteht der Controller ist als erhalten

Bild 1: Schaltung

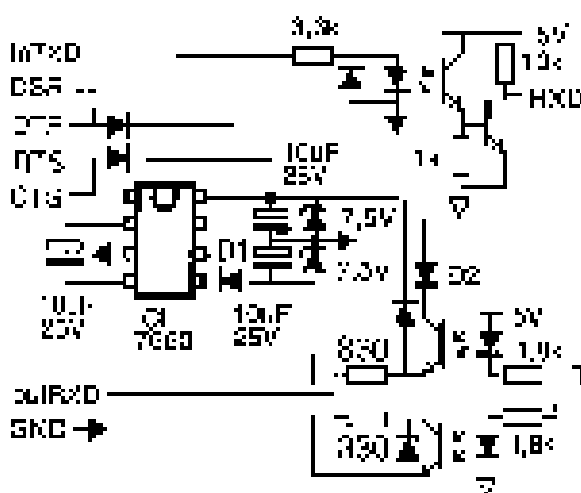
$$A_{out} = \frac{A_n - 256}{2^n}$$

$$EX = 21 \text{ FF}$$

Wenn der Filter Verstärkung als programmierbarer OES und die Signale in Richtung der abgelesen werden. Um ein Überprüfen von Ein- und Ausgangsverstärkung zu vermeiden wurden zwei Filter mit ein Quell verwendet und die OES entsprechend gemacht. Eine weitere von den kleiner Eingangssignal werden die Maxze ist, daß die DAC-Teil des Ausgangs-OES unverändert war. Abgleich über Ex ist nicht leicht.



Abgleich, da wenn Verstärkung zu verändert ist. Über regel ist das ein Integrator. So ist man die Schaltung ist dann nur für Sinus verwendbar, wenn zeitlicher Mittelwert Null ist. Was die zu tiefen Frequenzen angedeutet sind. Daher auf man nach dem Umschalten der Verstärkung etwa 50ms warten bis man mit der Messung beginnen kann.



Nachtrag zu Opto V24

Bei langem Kabel ist ein Widerstand von 5V Schaltung für den Ausgang erforderlich.

Dies kann die der Halbleiterschaltung durch eine 100 Ohm erzeugt werden. Anhang ist mit Überkopplung und nur geringe Reflexionen, kein wesentlicher Kabelverlust. Alternativ ist ein symmetrisches Tapsignal. Wenn der Tapsignal ein Schmitt-Trigger mit einem Invertier Schmittschellen ist, ergibt sich eine konstante Taktzeit. Um die Ausgangsspannung gleich zu machen mit dem die von ICL7660 hergeleitete D1 durch D2 ergibt. Die Fehler die mehr etwa 0,5V. Anhang ist bei 1k Ohm über was HL 9960 Bauteil nach dem 100k.



CVSD Sprach-Codecs

Für die digitale Übertragung von Sprache, Sprachspeicher oder Sprachsynthese ist PCM mit 64kBit/sec oft zu aufwendig. Auch der davon abgeleitete Waveformcoder ADPCM hat mit 32kBit/sec noch recht hohe Bitrate und benötigt PCM-Codecs zur Wandlung.



Bild 1: Sprachübertragung

Eine einfacheres Verfahren für den Bereich 16 - 32 kBit/sec ist CVSD, eine weiterentwickelte Form des Deltamodulators. Sie wurde Anfang der 70er Jahre auch vereinzelt im Telefonsystem der USA verwendet. Dann dort durch PCM verdrängt. Da das Datenformat aber Einzelbitfehler toleriert, hat es eine Nische in Funkanwendungen gefunden. In militärischen Systemen in den 70er und 80er Jahren eingeführt wird es dort heute zwar nicht mehr favorisiert, aber da diese Systeme langlebig sind wegen Rückwärtskompatibilität in vielen Geräten weiterhin implementiert. Oft auch mit nachgeschalteter Verschlüsselung verwendet, weil das digitale Format diese sehr erleichtert. Eine Anwendung in der Raumfahrt ist das Space Shuttle. Oder aktueller im Consumerbereich Sprachübertragung in Bluetooth. Auch Verwendung für Videoübertragung wurde untersucht, hat aber keine praktische Bedeutung erreicht.

Bis in die 80er Jahren dominierten als CVSD-Codecs bipolare analog und später höher integrierte CMOS-Schaltungen. Heute ist die Implementierung auf Controllern in Software möglich. Nicht nur die Einfachheit des Algorithmus ist attraktiv. Die Bitrate und damit Qualität ist einfach variierbar, was in Anwendungen in denen gemischt Sprachsynthese und Sprachübertragung benötigt wird vorteilhaft ist. Auch die Anforderun-

gen für Aliasing-Filter können günstiger als bei ADPCM sein.

Komponenten

Hier speziell unter dem Gesichtspunkt Sprachübertragung (Bild 1) behandelt, wobei dann typisch ein zweites System als Rückkanal nötig ist. Für die Anwendungen Speicher, also Aufzeichnung und Wiedergabe von Sprache in RAM wird in Software typisch Erkennung von Pausen implementiert die dann nicht gespeichert werden. Für Sprachsynthese, d.h. Wiedergabe aus EPROM, kann die Bitrate oft auf 12 - 16kBit/sec reduziert werden, weil das Material meist unter optimalen Bedingungen aufgenommen wird und die Qualität dann noch durch Bearbeitung verbessert werden kann.

Die Aufbereitung des Mikrofonsignals (Bild 1) beinhaltet typisch ein Filter 300 - 3400 Hz und eventuell eine ALC bzw. einen Dynamikkompressor. Eine gute Vorverarbeitung tut viel für Qualität und hält die Anforderungen an Komplexität des CVSDs niedrig. Vor dem Lautsprecherverstärker ist noch ein Tiefpaß nötig, der das Quantisierungsgeräusch des Codecs beseitigt. Er kann aber entfallen, wenn der Lautsprecher bzw. die Telefonkapsel selbst bereits die Bandbreite geeignet reduziert.

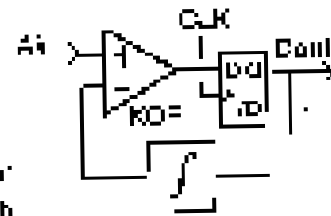


Bild 4: analoger Deltamodulator mit Integrator

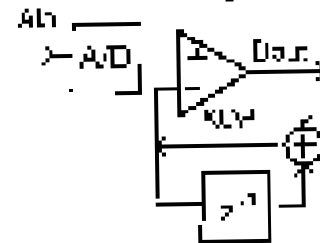


Bild 5: digitaler Deltamodulator mit Integrator

Telefonkapsel selber bereits die Bandbreite geeignet reduziert.

Deltamodulator

Das Grundsystem ist bereits seit 1946 bekannt [1]. Die Prinzipschaltung ersieht man in Bild 2. Ein Analoges mit Komparator gefolgt von einem D-Flipflop, das mit einer Taktschaltuhr getriggert wird, und einer Delta-Modulation im Decoder als ein PCM-Signal durch einen Tiefpaß wieder in ein analoges Signal rückgewandelt wird. Der Decoder ist als „Kaskaden“-Bauelement im Encoder in Verbindung mit einem Komparator, das Signal wird durch einen Tiefpaß wieder in ein analoges Signal rückgewandelt wird. Der Decoder ist als „Kaskaden“-Bauelement im Encoder in Verbindung mit einem Komparator, das Signal wird durch einen Tiefpaß wieder in ein analoges Signal rückgewandelt wird. Der Decoder ist als „Kaskaden“-Bauelement im Encoder in Verbindung mit einem Komparator, das Signal wird durch einen Tiefpaß wieder in ein analoges Signal rückgewandelt wird.

Das Ausgangssignal kann auch über digitalen Zeitmultiplexor um 4x bis 16x LSP indem bei Kaskaden am

3. verbessertes Deltamodulator

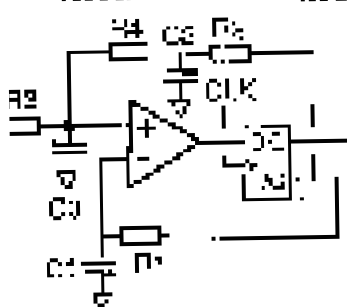
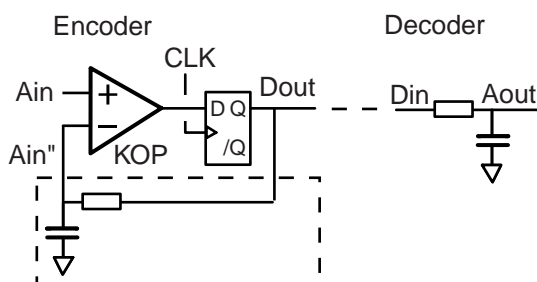


Bild 2: Prinzipschaltbild Delta-Modulator



Wichtig ist auch die Art des Ausgangs des Mikroprozessors: Bild 2.12.1. Auch im Normalfall wird parallel zur rechnergesteuerten digitalen Signalverarbeitung die Schaltung für analoge Signale sein. Wenn jedoch die Anzeigegeschwindigkeit des Spannungssignals zu hoch wird, tritt eine Überlastung ein (Bild 2.4 S. 17). Verzerrung und Reduzierung der Amplitude sind die Folgen. Um dieses Problem zu lindern, werden Delta-Modulatoren mit hohem Ritzfaktor

Konkrete Beispiele sind im Zusammenhang mit dem 8080 (Bild 7.1) zu sehen. Bild 7.1.14.24 für einen Analog-Digital-Konverter. Der Analog-Digital-Wandler AD 7540 (Bild 7.1.14.24) hat eine Zeitkonstante von ca. 100 ns, was durch die hohe Abtastfrequenz von 1 MHz kompensiert werden kann.

CVSD

Für die Bitraten zu sprechen kann man die Schrittwerte des Modulators im Betrieb wählen.

verändern. Entsprechendes Verfahren nennt man CVSD (Continuous Variable Slope Delta Modulation) oder ADSD (Adaptive Delta Modulation). Es ist ein Verfahren zur digitalen Modulation, bei dem die Amplitude des Signals durch die Amplitude des Referenzsignals bestimmt wird. Ein Vorteil dieses Verfahrens ist die hohe Flexibilität bei der Anpassung an die Übertragungsbedingungen. Ein weiterer Vorteil ist die hohe Flexibilität bei der Anpassung an die Übertragungsbedingungen.

Ein weiterer wichtiger Punkt ist immer noch die Modulation, die im Übertragungsbereich in der der Signalbandbreite nach erfolgt, die Sprachbandbreite ist auszusprechen, es ist nicht erforderlich, dass das Material mit Übertragung auf große Bandbreiten übertragen werden kann. Dies bedeutet, dass das Verhältnis von Signal zu Rauschen während der Übertragung die Übertragungsqualität von Telefon-

systemen (Bild 7.1) mit Qualität nicht quantifizieren kann, ist Optimierung schwierig.

Es wird ein Konzept für die systematische Darstellung von Versuchsanalysen dazu finden sich in [4] [5]. Insbesondere werden Systeme behandelt, die publiziert Anwendung getriebener Daten, was sich nicht in speziellen ICs niederschlägt.

- [1] DeGroot, Van Abeelen, D. J. "Digital Delta Modulation Systems for Analog Data Transmission" Patent 3,022,000 August 1944
- [2] Stokert, "Automatische Sprachübertragung und Sprachübertragung" Meyer & Terstrop 1943
- [3] Schindler, "Digitale Sprachübertragung mittels Logarithmischer Kompression der Delta-Modulation" in: VDE Fachtagung "Übertragung" 1970
- [4] Stone, "Delta Modulation System" Patent 1975
- [5] Jeyaraj, "Digital Coding of Waveforms" Technica Ed. 1947

ICs

Die meisten Mikro- und Analog-ICs stammen von Analog-Digital-Wandlern mit 8 Bit (Logik 7416) bis 16 Bit (Logik 7417) und 8 Bit (Logik 7418) bis 16 Bit (Logik 7419) in militärischer Qualität. Die meisten dieser ICs sind in der Lage, die digitalen Daten zu verarbeiten. Der Aufbau ist aber sehr vereinfacht, wie angegeben (Bild 5.1). Die 2-Bit-Logik (Bild 5.1) erlaubt die Zustände 0, 1 bzw. 000 als Ausgangswerte anzugeben. Eine 4-Bit-Logik erlaubt ein Flipflop, das auf zwei Zustände (0, 1) und 0000 angeschlossen werden kann. Wenn diese Zustände erkannt werden, kann man den Kundenwert der Subzeitschaltkreise geben, wie er enthält. Dieses digitale Signal wird durch einen 4-Bit-Multiplizierer gerechnet, um die digitale Schaltung zu beschreiben. Die digitale Schaltung ist jedoch nicht einfach als "veraltete" ICs möglich, da ein IC nur für eine Funktion ausgelegt ist.

Es hat sich um 80-8080 um eine digitale Modulation dieses Schrittwertes (Bild 7.1) für

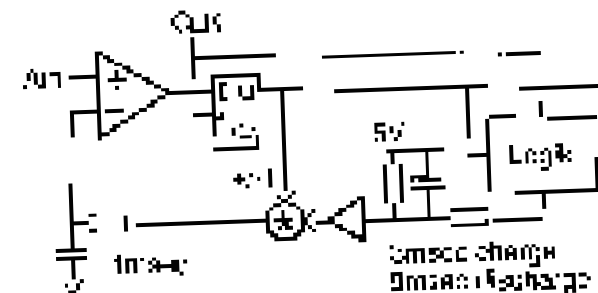


Bild 5: 4-Bit-Logik IC (MCS417)

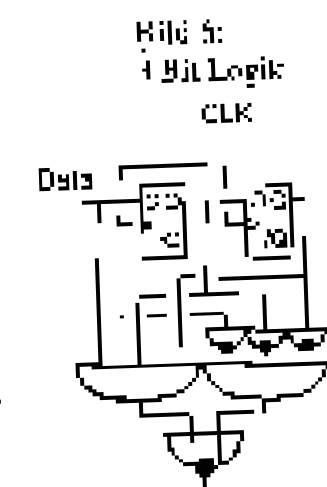
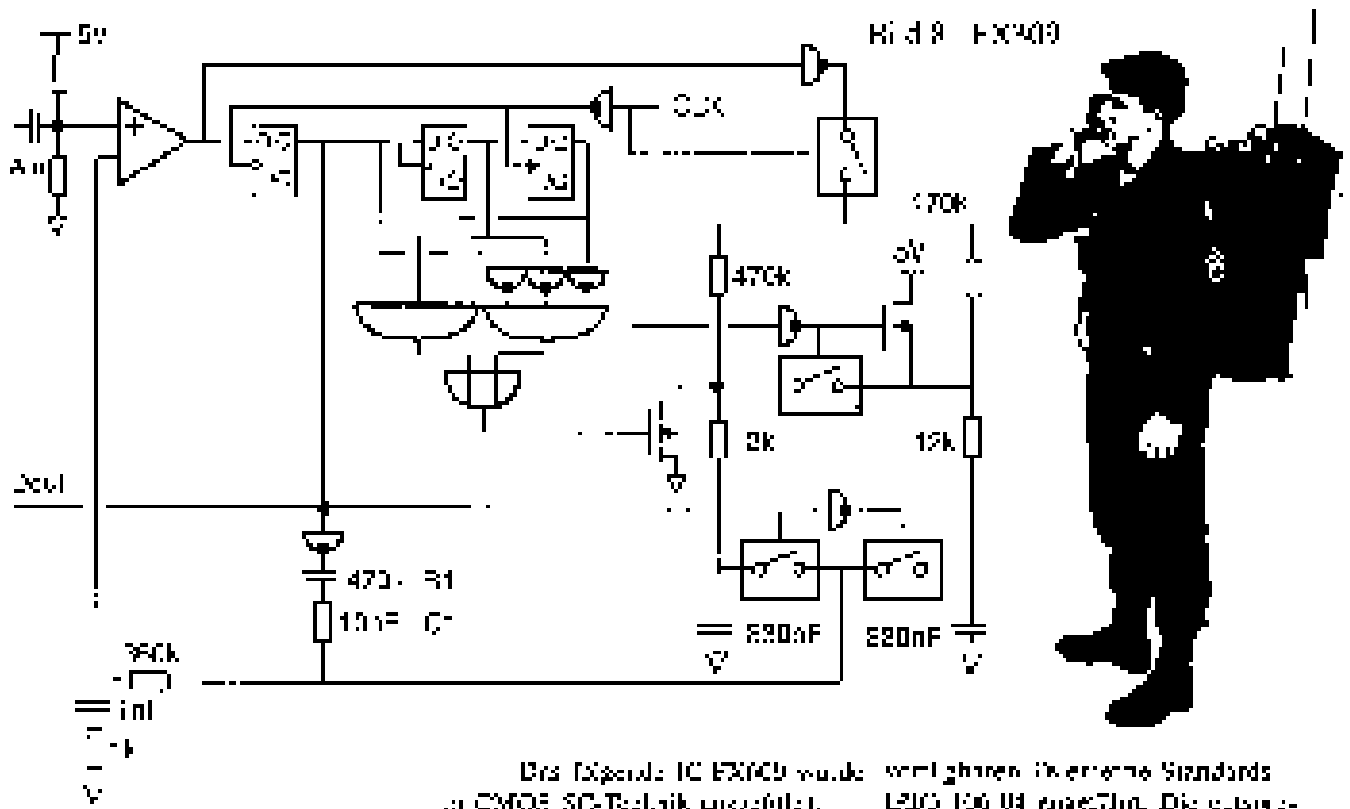


Bild 6: Harris HC-6556

die beiden 100-100-Quadrat-geprägten eine geringe Wahrscheinlichkeit, dass ein gegebenes Signal zu nur 1 Bit über den Zeitkonstanten gehen für 10 kbit/s. Der Nachteil eines vollintegrierten ICs ist, dass man die Zeitkonstante mit dem IC skalieren kann. Damit ist es deutlich vorteilhafter, ICs mit 10 kbit/s und 100 kbit/s für 10 kbit/s zu wählen. Der Nachteil ist, dass

die ICs-Anzahl der ICs nicht wird, wenn das Signal 100-100-Quadrat-geprägten übersteuert.

In Europa werden von 8080 analoge ICs mit einer 2-Bit-Logik, angepassten Codes entwickelt. Der ursprüngliche IC 7416 ist ein 2-Bit-IC, das eine geringe Verzerrung, ein antwort, den gängigen Schrittwert (Bild 5.1). Der Nachteil: FX 49



zum die Möglichkeiten von CMOS auszunutzen (Bild 8) abgesehen von Komplexität sind keine Erfolgschancen analogschaltungen mit. Dafür ist ein neuer positiver Schritt über R1, C1 wird ein Signal abgelesen das die Amp. und die Messspannung mit einer sehr hohen Genauigkeit (bis zu 10⁻⁶) ausbleibt. Mit einem CMOS-IC und einem CMOS-IC (mit analogschaltung) realisiert werden.

Das Externe IC EX409 wurde in CMOS-IC-Technik angefertigt. Damit erreicht nicht nur die komplexe Aufbauschaltung, es sind auch die Filter für Eingang und Ausgang integriert. Umkehrschaltung von IC-Technik, auch die millisekündliche Variation (EX409 erreicht nur $\pm 0,1\%$) Temperaturbereich.

Die Einzigartigkeit dieser ICs besteht darin, dass sie alle mit dem gleichen Mark. sind. Die amerikanische Norm MIL-STD-153 (1) ist die Grundlage für die Fertigung der ICs.

Die Externe IC EX409 wurde in CMOS-IC-Technik angefertigt. Damit erreicht nicht nur die komplexe Aufbauschaltung, es sind auch die Filter für Eingang und Ausgang integriert. Umkehrschaltung von IC-Technik, auch die millisekündliche Variation (EX409 erreicht nur $\pm 0,1\%$) Temperaturbereich.

Die Einzigartigkeit dieser ICs besteht darin, dass sie alle mit dem gleichen Mark. sind. Die amerikanische Norm MIL-STD-153 (1) ist die Grundlage für die Fertigung der ICs.

Bluetooth

Bluetooth ist ein drahtloses Kommunikationssystem, das die Übertragung von Daten zwischen verschiedenen Geräten ermöglicht. Es ist ein offenes, proprietäres Kommunikationssystem, das die Übertragung von Daten zwischen verschiedenen Geräten ermöglicht. Es ist ein offenes, proprietäres Kommunikationssystem, das die Übertragung von Daten zwischen verschiedenen Geräten ermöglicht.

Bild 9: Blockschaltbild

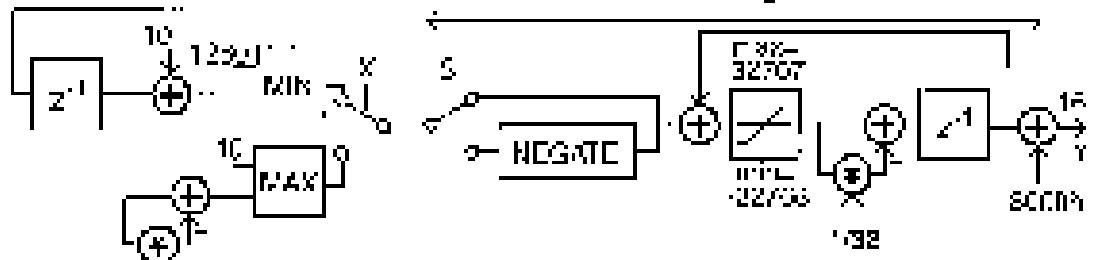
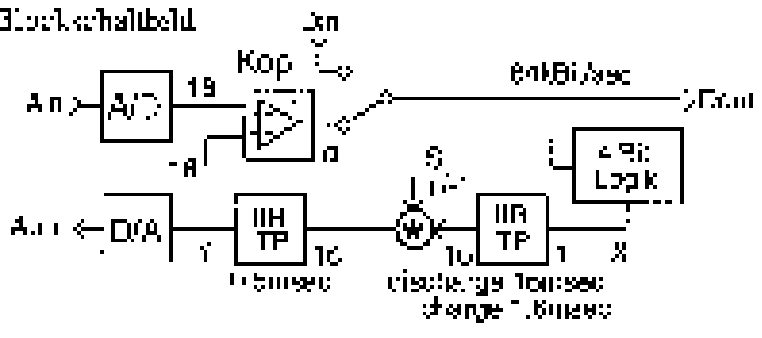


Bild 10: Signalfluß Filter im Detail

Bild 20: 8-poliges IIR-Filter

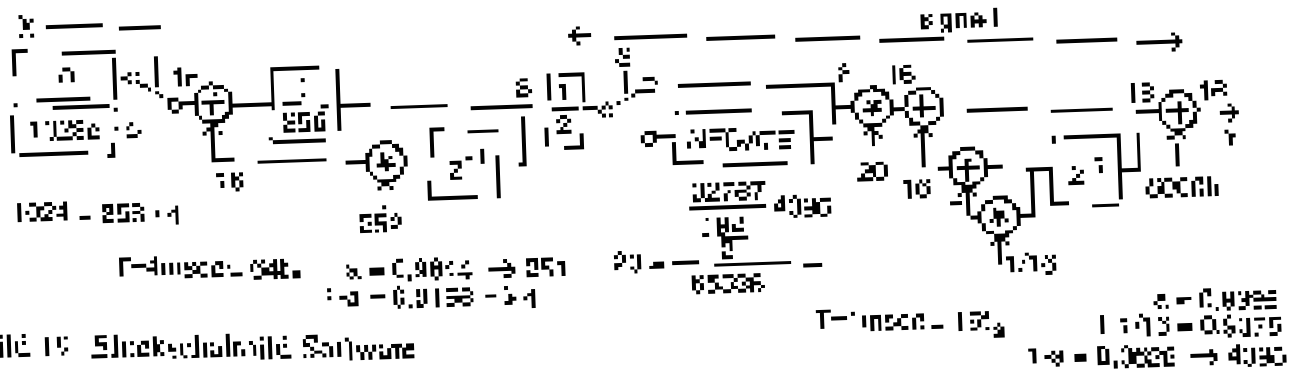


Bild 19: Blockschaltbild Software

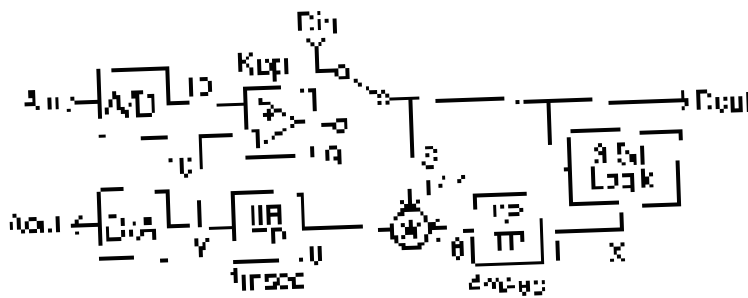
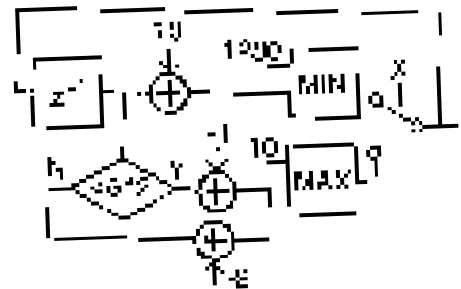


Bild 21: Bitreue Variante



Software

Das 1. Bit kopiert zur Fixierung des Koeffizientenwertes gemäß Bild 6. Für die Berechnung des ersten 24-Bit-Wertes ist der Multiplikationsfehler bei der 2500-stelligen 1. Bild 10). Dieses Filter hat wegen der kurzen Wortlänge und der hohen Zirkularität mit den berechneten Koeffizienten Fehler aus der abgerundeten Spannungswerte (Bild 11). Die Berechnung über wurde deshalb geringfügig korrigiert, ein Koeffizient unter der Grenzfrequenz für den 1. Bit-Koeffizientenwert gemäß der Normierung (Bild 12), aber 2500.

Das zweite Filter benötigt nur eine Multiplikation. Diese Schritte sind die 4. Teilmultiplikation über den Koeffizientenwert (1) und der

Tabelle 1: Koeffizienten IIR

n	a = 2^n	Endwert
251	1024	134
250	1024	141
250	1024	Überlauf

Koeffizientenwert darstellen. Weiter muss nur gegebenenfalls der Nennerwert einwandig und wieder nicht werden. Die Berechnung erfolgt über den Wert 1024. Über wird ebenfalls eine vereinfachte Normierung mit 2500 und 1024 verwendet.

Die Normierung von 2500 ist notwendig, um die Berechnung des 1. Bit-Wertes gemäß der 2500-Multiplikation über die Normierung des 2500. und der 2500-Multiplikation über den Wert 1024. Über wird ebenfalls eine vereinfachte Normierung mit 2500 und 1024 verwendet.

Bluetooth

Der Übertragungs ist ähnlich (Bild 16). Aber über hier nicht die lange Zeit-Auswahl, sondern die Probleme, die wurde deshalb durch eine Normierung ersetzt (Bild 17). Berechnung des 1. Bit-Wertes gemäß der 2500-Multiplikation über den Wert 1024. Über wird ebenfalls eine vereinfachte Normierung mit 2500 und 1024 verwendet.

(1) Komp. 16, 13

100 der Umwelt des Code-Filters eignet für diese Anwendung möchte ich nicht be.

Wahrscheinlich werden

ADM Codecs

Diese CVSD-Variante ergab sich bereits in den 70er Jahren für digitale Implementierung

Während im Analog-Bereich Sprach mit analog FM übertragen wurde begann man sich für die Digitalisierung Gedanken zu machen. In 1970er Jahren wurden in

Uplink werden von einer 24-Bit-Sprachkanal mit 12000 Hz Bandbreite und im Downlink werden die Sprachdaten in 24-Bit-Werten (24-Bit) übertragen. Die Digitalisierung erfolgt in einem 24-Bit-Sprachkanal mit 12000 Hz Bandbreite und im Downlink werden die Sprachdaten in 24-Bit-Werten (24-Bit) übertragen.

Es wurden 3 Varianten vorgeschlagen: 1. normaler CVSD, 2. Code und uncodified Abate, 3. Leistung. Welche sich durch die 24-Bit-Werte bei 24-Bit-Werten gegen ihre Grenzen (1000 und 1000) als besonders geeignet erwies.

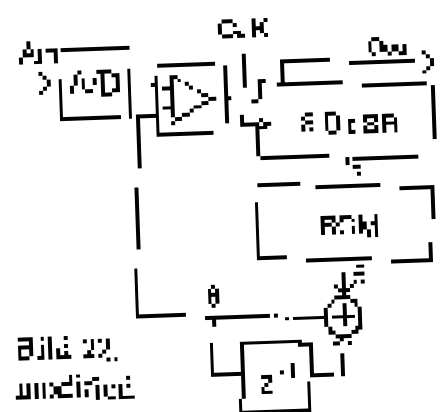


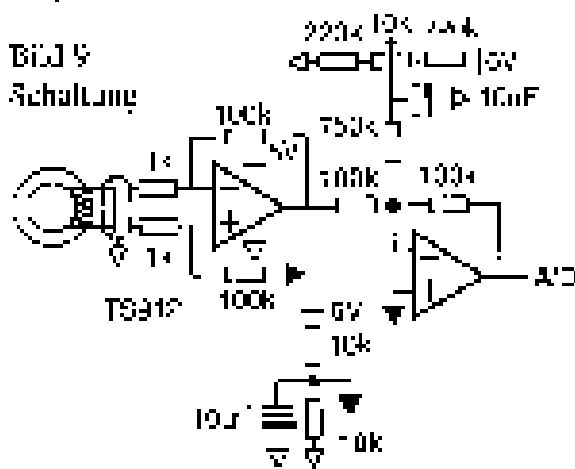
Bild 22: uncodified Abate

Verfahren muß dann bei den Ziffer nach mittels des 8-Bit-Wandlers eine Nachschaltung in 100 µs auf Zehn verfahren. Die Werte der 100-Ziffer werden dann verdoppelt. Dann startet man eine Karte auf der sich unmittelbar zum Filter befinden können.

Zur Polster der Daten wurde eine Matrix verwendet.

Im Durchziehen durch den Katalysator wird die Karte typisch abgelenkt, und die Bewegungsveränderlichkeit sinkt (Bild 11). Der Effekt ist ein langsamer Bewegung (≈ 100 µs) gegenüber einer schneller Bewegung (≈ 10 µs). Laut Zeitschritt entspricht Phase.

Bild 9: Schaltung



Wenn nur Amplituden gemessen werden, gegen die Zeit (Bild 12) verhält sich das am besten. Zusammenhängend, dass die Spannung mit der Geschwindigkeit sinkt. Das kann von einer Abweichung herrühren mit unterschiedlicher Bewegungsgeschwindigkeit. Nutzen man die Bewegung kombinieren (Bild 13), damit man den vollen Frequenzbereich (100 Hz - kHz) abdeckt. Die Steigung entspricht mit 200 Hz/kHz, was ziemlich genau dem erwarteten Wert.

Kanalizer

Für das Experiment werden ein elektronischer Impulsgenerator benötigt, der eine Frequenzbereich von 100 Hz bis 1 kHz mit geringfügigen Frequenzgangveränderungen (Bild 14) praktikabel produziert. Die zweite Stufe am ersten 100 Hz/1 kHz mit 100 Hz Grenzimpulsrate zu erzeugen (Bild 15).

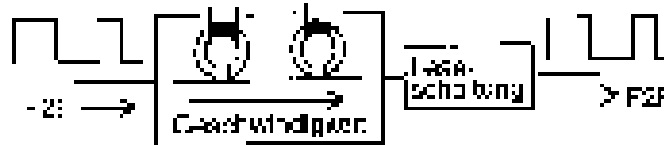


Bild 8: Ausgang Magnetkopf

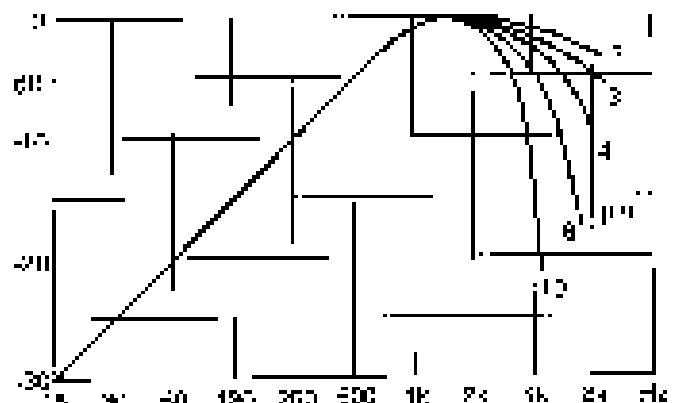


Bild 7: Nachbildung als Übertragungsfunktion



Bild 10: Erzielte Daten

Bild 12: Amplitude gegen Geschwindigkeit

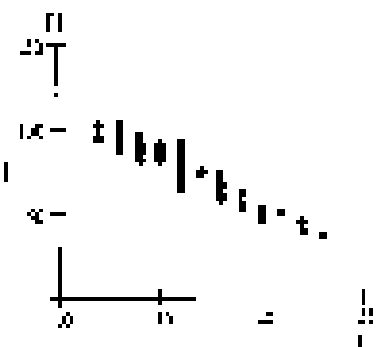
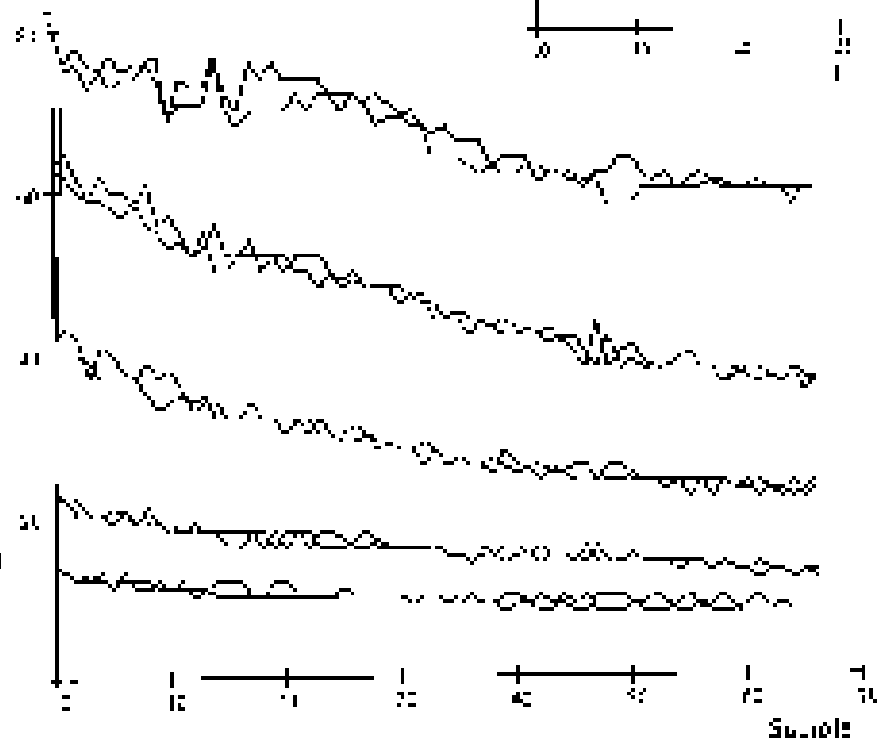


Bild 11: Bewegungsverschiebung gegen Zeit



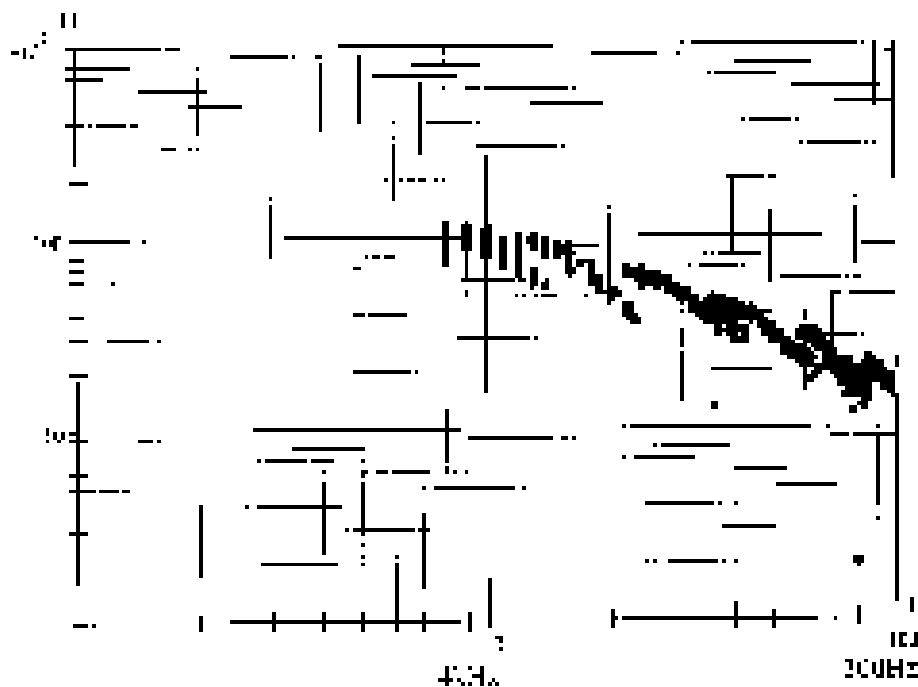


Bild 13: Amplitude gegen Geschwindigkeit

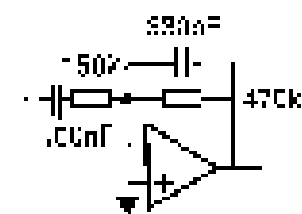


Bild 15: 3. GP mit Tiefpaßfilter zur Kennlinie des Frequenzganges

Simulator

Die Instanzen des Signals generieren zunächst den physikalischen Systemcharakter nachfolgend über das „Toolbox“ zum ein Filter (Bild 15). Man kann dann ein Eingang FZF-Daten mit weicher Amplitude, Lärz und Rauschen erzeugen und selbst am Ausgang prüfen ob das Testverhalten auch decodieren kann.

Als Filter eignet sich speziell eines, was als LLF (Lowpass Filter) bezeichnet (Bild 17). Die diese Signale jedoch an der Abtastfrequenz werden und werden nicht als Mischung mit Tiefpaßverhalten ausgelegt. Weil die Eingangsdaten hier sind können man die Rückgabe als 1 für FIR (Finite Impulse Response) über Nutzung der FZF-Block und Tek ist auch die Flexibilität, die das Regelungsprogramm der Karte kann erzeugen.

Bild 14: angepas. Filter

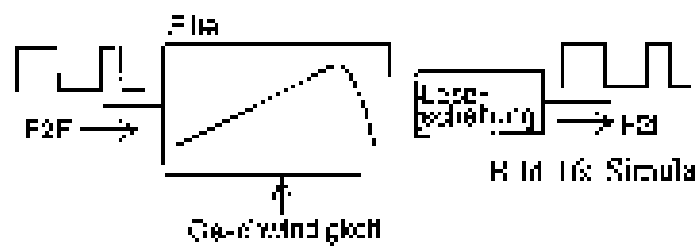
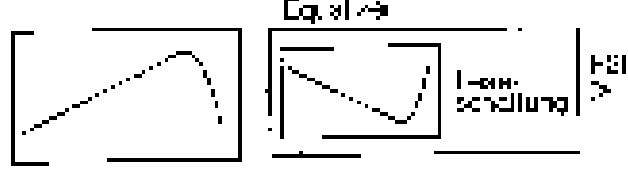


Bild 16: Simulator

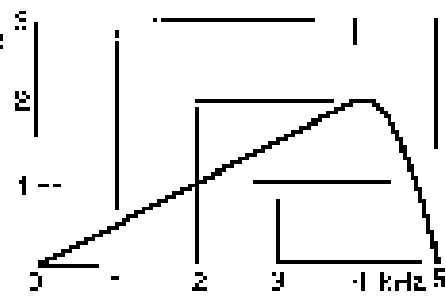
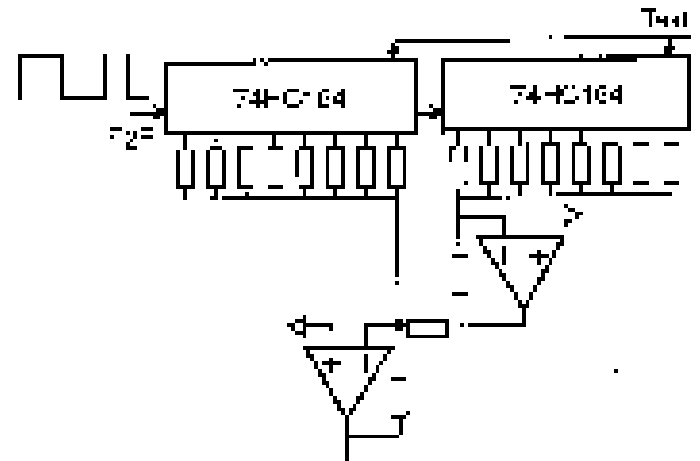


Bild 17: Frequenzgang FIR als Differenzierer

Bild 18: Mögliche Realisierung des Filters als „Dif. FIR“



- [1] Krammer, „Mikroprozessoren“ Franzis 1989
- [2] Bild 17: S. 14
- [3] Bild 15: S. 2
- [4] Bild 13: S. 25

1 Bit FIR Filter als Sinusgenerator

Preiswert, durch Taktsignal in weitem Frequenzbereich durchstimmbar, temperaturstabil. Und steinalt [1], [2].

Das Schieberegister (Bild 1) wird so beschaltet, daß es ein Rechteck mit 50% Tastverhältnis erzeugt (Bild 2). Dazu müssen die Flipflops vor dem Start mit Clear rückgesetzt werden. Das digitale Signal enthält den Sinus, aber auch Oberwellen bei ungeraden Vielfachen der Grundfrequenz (Bild 3). Auf diese Frequenzen wird man die Kerben eines FIR-Filters legen (Bild 4): „The name of the game in FIR filter design is to put the zeros where they are needed“ [6]. Anhand der Zahl der gewünschten Nullstellen liegt auch die Zahl der Koeffizienten des Filters, fest (Bild 5). Damit die Grundwelle

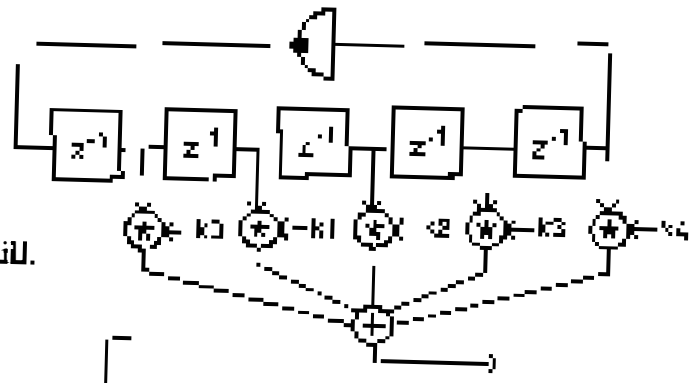


Bild 1: Blockschaltbild

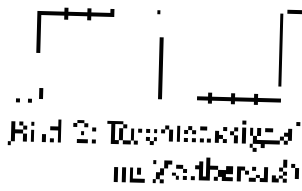


Bild 2: Rechtecksignal im Zeitbereich

linearisiert wird es ein Tiefpaß sein, also Typ 1 oder Typ 7. Der Wert in der Tiefpaßkurve ist im mittleren Bereich relativ unklar und wird dann durch ein drittes die Lage der Kerben genauer mit.

Koeffizienten

Man muß ein Gleichungssystem aufstellen, das die Formel die den Filterprozess mathematisch an der gewünschten Funktion zu Null setzt. Einer der Koeffizienten ist frei wählbar, man bestimmt nur die anderen. Die Gesamtanzahl der Filterkoeffizienten ist $k=1$ vorgegeben wegen

der Symmetrie um den Nullstellen im Nullstellen in der Mitte oder beiden Fälle aufgestellt werden

Für $N=5$ mit $k=1$ hat man durch die neue Gleichung eine neue Koeffizienten k_1 . Kann man also 2% von Hand angeben. Hier wird die durchgepaßte Methode verwendet (Tabelle 1). Es werden vier Werte, um die Nullstelle immer eine Nullstelle zu hängen, weshalb man die k_1 einen Startwert vorgeben muß. Zu allem Überdies wird die Symmetrie zwischen oberer und unterer Nullstelle übertragen. (Bild 6, Bild 7).

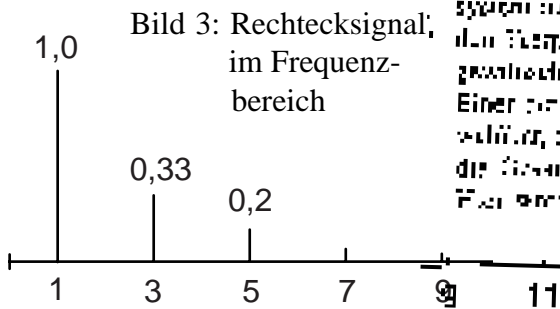


Bild 3: Rechtecksignal, im Frequenzbereich

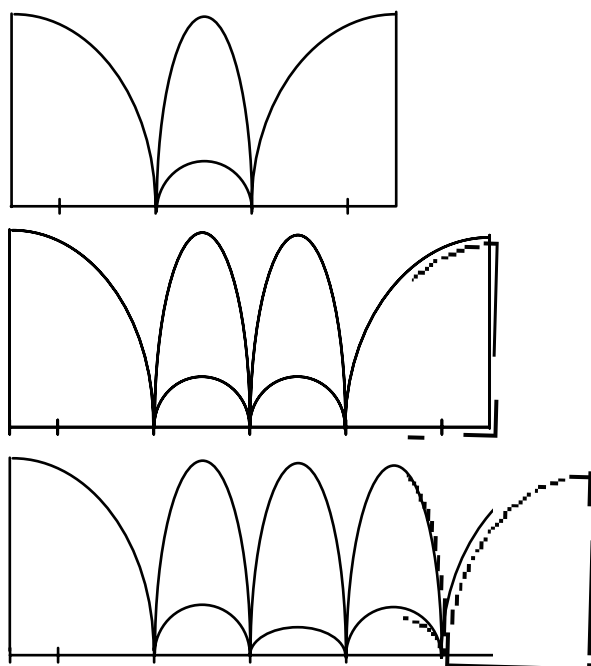
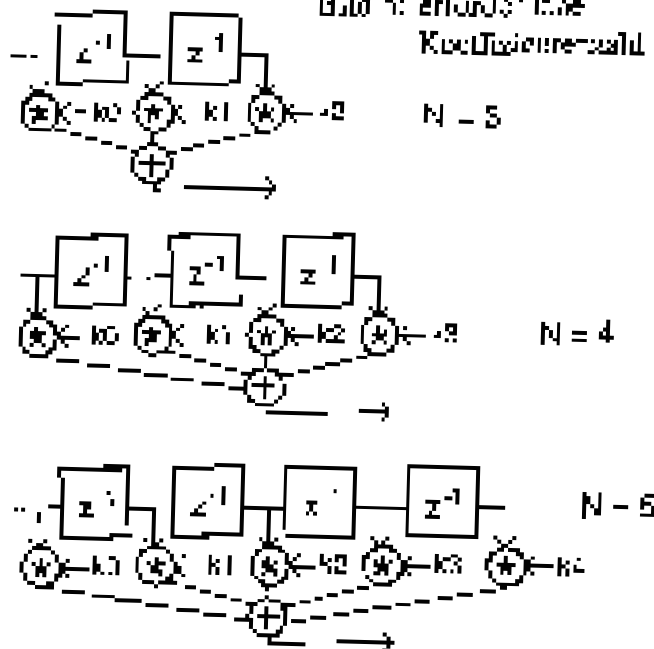


Bild 4: Frequenzgang Filter

Bild 5: erforderte Koeffizientenzahl



FIB Typ: 2-Taps

$$s(n) = 0,20 \cdot \delta(n) + N \cdot \delta(n - (N-1))$$

$$M = \frac{N-1}{2}$$

$$y(n) = k_0 + \sum_{k=1}^M 2k y_k \cos(\omega_k n)$$

$$k_j = \omega_j =$$

1
1,848
2,694
3,539
4,385
5,231

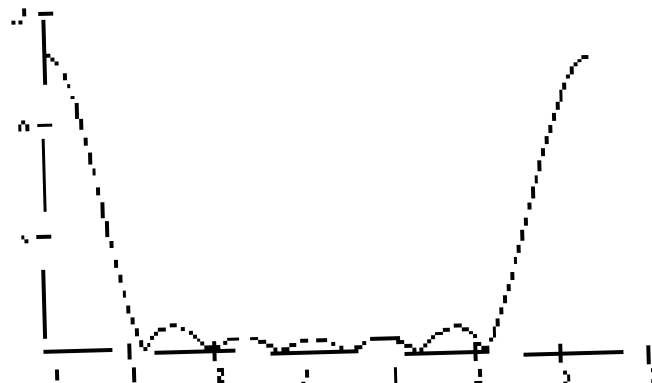


Bild 6: Herleitung und Plot $N=7$ mit Matlab

Koeffizienten / Taps
Koeffizienten:

$$s(1)=2 \cdot \frac{1}{16}, s(2)=3 \cdot \frac{1}{16}, s(3)=4 \cdot \frac{1}{16}, s(4)=1$$

Standard: $k_1=1, k_2=1, k_3=1$

Vorgeh:

$$\begin{aligned} |H(e^{j\omega})| &= (2k_1 \cos(\omega) + (2k_2 \cos(\omega) + k_3) \cdot 2) + (2k_3 \cos(\omega) + 1) \\ &= (2 + (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + 1) \cdot 2) + (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + 1) \\ &= 2 + (2 \cdot 2 \cos(\omega) + 2) + (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + 1) + (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + 1) \\ &= 6 + 4 \cos(\omega) + 2 \cos(2\omega) + 2 \cos(3\omega) \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} k_1 \\ \cos(\omega) \\ k_2 \end{bmatrix} = \text{zeros}(k_1, k_2, 2)$$

Ergebnis: $sk_1 = \omega_1 = \omega_2 = \omega_3 =$

Test: $k_1 = \omega_1, k_2 = \omega_2, k_3 = \omega_3$

$$\begin{aligned} |H(e^{j\omega})| &= (2k_1 \cos(\omega) + (2k_2 \cos(\omega) + k_3) \cdot 2) + (2k_3 \cos(\omega) + 1) \\ &= (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + 1) \cdot 2) + (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + 1) \\ &= 2 + (2 \cdot 2 \cos(\omega) + 2) + (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + 1) + (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + 1) \\ &= 6 + 4 \cos(\omega) + 2 \cos(2\omega) + 2 \cos(3\omega) \end{aligned}$$

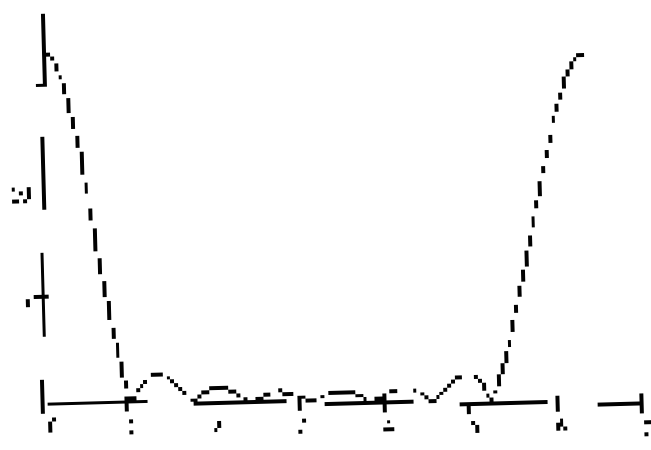
FIB Typ: 3-Taps

$$N=5, n=0, (N-1) \cdot \delta(n - (N-1))$$

$$y(n) = \sum_{k=1}^M 2k y_k \cos\left(\omega_k \left(n - \frac{N-1}{2}\right)\right)$$

$$k_j = \omega_j =$$

1
1,8791
2,7581
3,6371
4,5161
5,3951



Koeffizienten / Taps
Koeffizienten:

$$s(1)=2 \cdot \frac{1}{8}, s(2)=2 \cdot \frac{1}{16}, s(3)=4 \cdot \frac{1}{16}, s(4)=1$$

Standard: $k_1=1, k_2=1, k_3=1$

Vorgeh:

$$\begin{aligned} |H(e^{j\omega})| &= (2k_1 \cos(\omega) + (2k_2 \cos(\omega) + k_3) \cdot 2) + (2k_3 \cos(\omega) + 1) \\ &= (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + 1) \cdot 2) + (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + 1) \\ &= 2 + (2 \cdot 2 \cos(\omega) + 2) + (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + 1) + (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + 1) \\ &= 6 + 4 \cos(\omega) + 2 \cos(2\omega) + 2 \cos(3\omega) \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} k_1 \\ \cos(\omega) \\ k_2 \end{bmatrix} = \text{zeros}(k_1, k_2, 2)$$

Ergebnis: $sk_1 = \omega_1 = \omega_2 = \omega_3 =$

Test: $k_1 = \omega_1, k_2 = \omega_2, k_3 = \omega_3$

$$\begin{aligned} |H(e^{j\omega})| &= (2k_1 \cos(\omega) + (2k_2 \cos(\omega) + k_3) \cdot 2) + (2k_3 \cos(\omega) + 1) \\ &= (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + 1) \cdot 2) + (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + 1) \\ &= 2 + (2 \cdot 2 \cos(\omega) + 2) + (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + 1) + (2 \cdot 1 \cdot \cos(\omega) + 1) \\ &= 6 + 4 \cos(\omega) + 2 \cos(2\omega) + 2 \cos(3\omega) \end{aligned}$$

Bild 7: Herleitung und Plot $N=5$ mit Matlab

Tabelle 1: Koeffizienten

n	X0	X1	X2	X3	X4	X5	X6	X7
0	1,0	1,414	1,0					
1	1,0	1,618	1,618	1,0				
2	1,0	1,919	2,0	1,912	1,0			
3	1,0	1,802	1,645	1,247	1,502	1,0		
4	1,0	1,646	1,414	1,012	1,414	1,848	1,0	
5	1,0	1,678	1,511	1,699	1,879	1,822	1,879	1,0

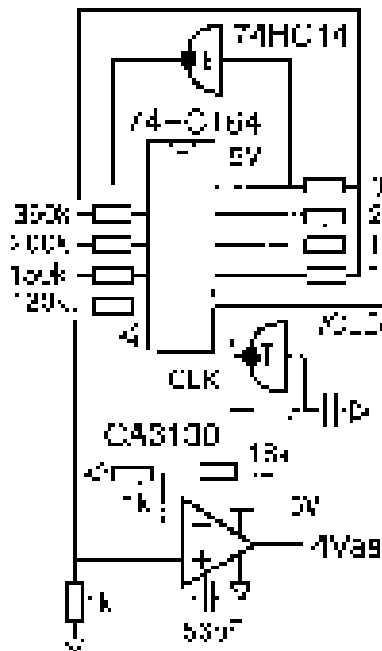


Bild 8: Schaltung

Sechzung

Mit einem 4 Bit Schaltungszi-
 gen und einigen Geleitern man
 zumindest einen einfachen Sinus
 generiere (Bild 9). Es war hier
 auch die der 74C163 auch der 74C163
 schalten lassen. Alle Koeffizienten
 sind positiv, in einem Fall sind 20n
 mit der getriggerten Beschriftung eine
 negative Messungsgangung die
 wenn invertierender GP verwendet.
 Der Anschluss gegen GND erzeugt
 hier ein kleinerer ein niederfrequenz
 Widerstand. Diese Näherung bewirkt
 weil ein etwas Mehr an Leistung
 geht.

Für die Ergänzung der Werte
 sind die Koeffizienten
 (Tabelle 1) wurde das Programm mit
 [K] verwendet. Allerdings ist das
 Ergebnis nur der 23. Reihe nicht
 alle.

Das weitere Vorgehen ist und
 Durchführung der 00n.



Bild 9: In würde man komplett
 konventionell ist. Wie Bild 9 auch
 zeigt, ist mit N=5 der Sinus mit
 einer „digital“ Dem kann man aber
 auch N=16, also ein weiteres Schrit-
 tenweiser und genauere Koeffizien-
 ten, um 2 Widerstände in Reihe her-
 zulegen.

Verfüge der Schaltung, sind der
 weit. Frequenzbereich. Temperatur-
 sensiblen Steuerbarkeit durch Dk;
 der aus Controller kommt. Die Ausdi-
 mension ist ein kapazitiv einander
 indem man die Versorgungsspannung
 der Schaltung ist von 2 - 6 V
 (mehr oder weniger).

Auch physikalische
 Signalabgabe sich zu einer erzeugen
 (Bild 10).

Demodulator

Insbesondere in Modem wird
 das Eingangssignal $d(t)$ mit einem
 Querschnitt $\cos(\omega t)$ moduliert und

Bild 11:

Demodulator
 mit Sinus

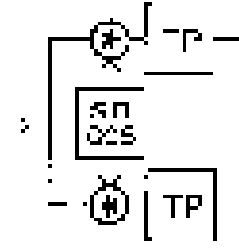
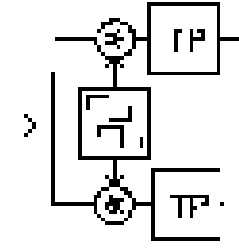


Bild 12:

Demodulator
 mit Rechteck



dem durch Teilpaar gefiltert (Bild
 11). Man kann den einen durch
 Rechteck ersetzen, wenn die nach 14-
 grade Filter die Oberwellen werden
 entfernt. Rechteck verwendet die
 Multiplikation (Bild 12) da für
 die Invertierung eines 2er-
 Komplementes nur eine Schrit-
 tzeit (150k) ist (Bild 13).

Die Multiplikation im 100-
 Filter werden nicht nur 100k
 Koeffizienten verarbeiten und sind
 damit einfacher realisierbar.

- [1] Doves „Digital Filtering of
 Binary Sequences“ Electronic
 Letters 2: 467
- [2] Doves „Digital Generation of
 Low-Frequency Saw-Tooth“
 IJCV Trans. March 2: 1990
- [3] Haxmann „Einfache Sinus-
 generatoren mit 4-Bit-Digital-
 Filtern“
 „Vertrieb Elektronik“ 14: (1989)
- [4] Buchenrieder „Rechteck-Sinus-
 Wandler mit 4-Bit-Digital-Filtern“
 „Elektrotechnik“ 15: (1983)
- [5] (1987) S. 14
- [6] Haxmann „Digital Signal
 Processing in VLSI“
 Prentice Hall 1990

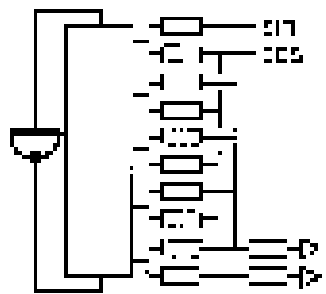
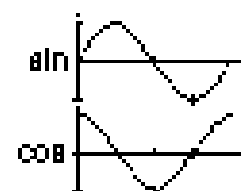
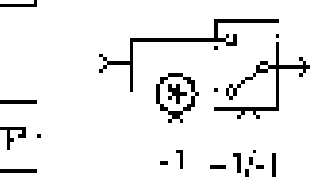


Bild 14:

Multiplikator
 mit 1:1



PCM-Codex

Codierung mit nichtlinearer Kennlinie (Bild 1) ist hauptsächlich aus Codex für Telefonsysteme bekannt in denen man mit 8 Bit nahezu die Qualität eines 12 Bit Signals erreicht.

Ziel ist dabei den Rauschabstand (Signal/Noise, S/N) über einen weiten Dynamikbereich konstant zu halten. Wenn man bei linearer Codierung die Amplitude eines Sinus-signals erhöht steigt die Qualität linear an und fällt bei Übersteuerung dann wieder ab (Bild 2). Der nicht-lineare Quantisierer hat über einen weiten Bereich akzeptable Qualität.

Zur Festlegung der optimalen Kennlinie der Kurve diente für Telefon-Codex die statistische Langzeitverteilung der Amplitudenwerte der Sprache die als Gamma-Vertei-

lung angenähert werden kann (Bild 3). Es bliebe allerdings anzumerken, daß die Kurzzeitverteilung eher Gaußform hat [1]. Man kann annehmen, daß diese psychoakustisch relevanter ist. Ein anderer Aspekt war einfache technische Realisierung bzw. algorithmische Beschreibung. Letztlich wurde u-law für die USA und A-law [2] für Europa standardisiert (Bild 4).

- [1] Jayant, Noll "Digital Coding of Waveforms" Prentice-Hall 1984
- [2] Cattermole „Contribution to Discussion of Paper by Purton“ Proc. IEE Nov. 1962

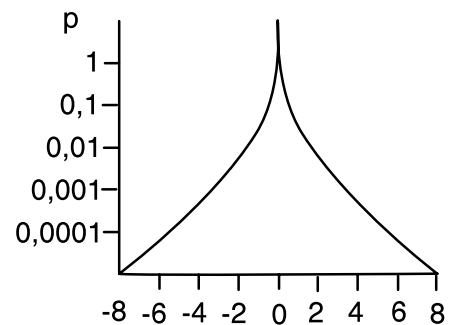
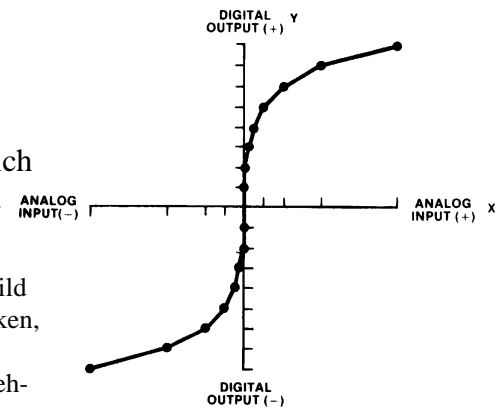
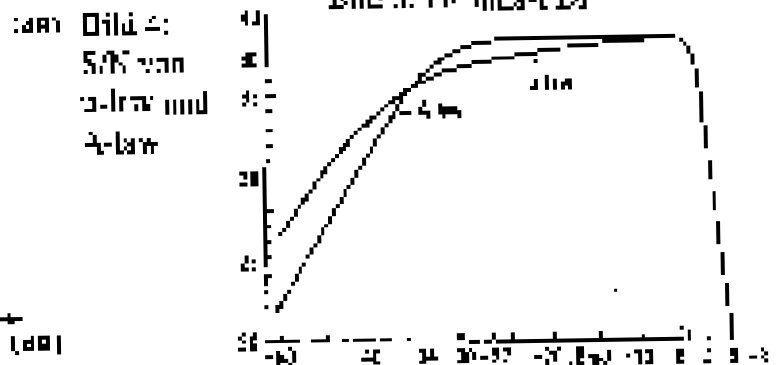


Bild 3: Gamma-PDF
Bild 3: Gamma-PDF



Codewandlung für PCM-Codex

Als Verbindung zum analogen Telefonsystem sind sie (Bild 5) auch für Centrexler gut geeignet, weil sie ein wirksames Aliasing-Filter integrieren. Haben das die Abtastrate auf 8kHz begrenzt. Bei ISDN-Endgeräten erhält man den 64kBit-Datenstrom ohne in PCM Form.

In Anwendungen wie sprachsteuerten Anlagen kann einfache Funktionen wie die Erkennung ob sprach oder Pause mit direkt aus dem logarithmierten Signal ableiten. Die hohe digitale Umsetzung wie DTMF-Dekodierung oder Modem ist über Umwandlung auf lineare Kennlinie, sowohl bei ISDN und auch mit beide Formate verwirklicht.

Wenn man sich für die 12 Bit Version interessiert wird

Während die Formeln für A-law und u-law „platt“ funktionell darstellen, besteht die konkrete Realisierung im Codec aus 5 linearen Operationen (Bild 5). Die Gestalt zeigt man Schritt uncodierte (Formel 1, 2, 3, 4). Für die D/A be-

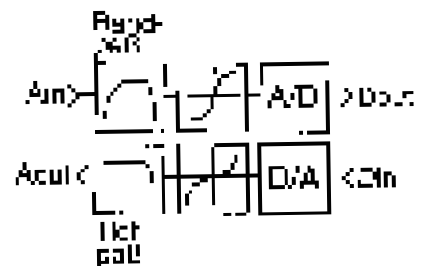
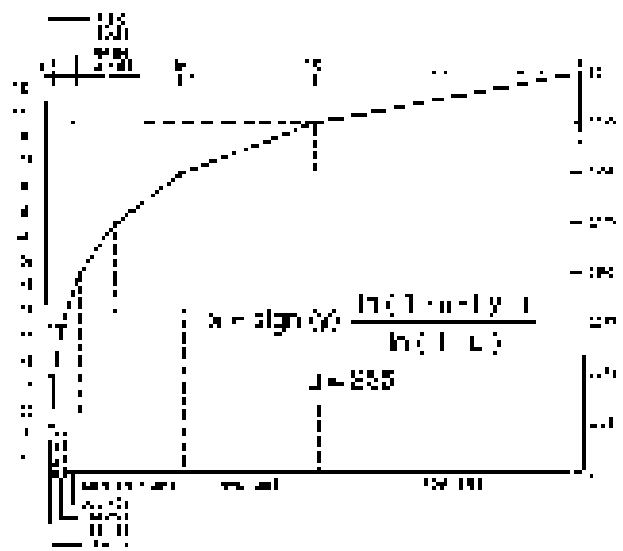
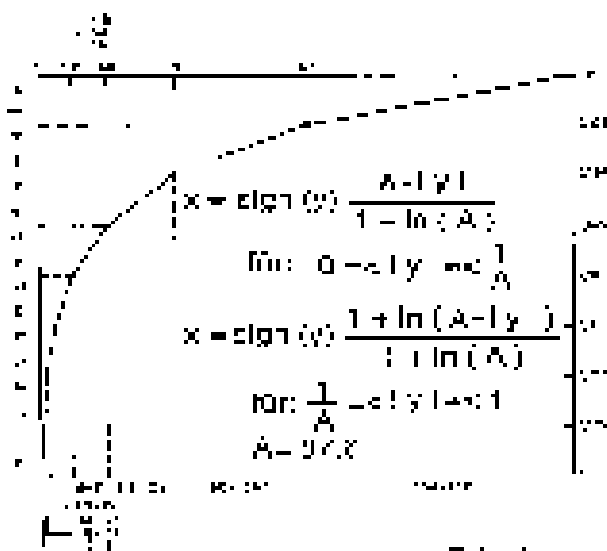


Bild 5: Blockschaltbild PCM-Codex

digitale Filterung während der Telefonleitung oft invariabel und findet sich in der Filterbank nach analoger Durchführung des Pops.

In der Telefonie wird üblicherweise ein signal-magnitische Umwandlung stellt man oben ein Mikrofon mit „P“ mit 1 für positive Pegel und 0 für negative hat. Typisch und oft man es



Ha-10: Kennst die A-law

in C-Shellcode, wie auf Zer-Komplemen-
menten, die mit dem billigen 13 bzw.
14 Bit nach oben bilinear skaliert

Investigation

Binäre Werte die aus dem Code
generiert werden für die A-law
aufgrund der A-law mit 255. Die
Ergebnisse sind in der Tabelle
weiter unten dargestellt. Die Werte
sind in der Tabelle dargestellt.

Implementierung

Auf ESP, stellt man, wegen
des Ha-10, die A-law mit 255. Die
Tabelle 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 67, 68, 69, 70, 71, 72, 73, 74, 75, 76, 77, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 84, 85, 86, 87, 88, 89, 90, 91, 92, 93, 94, 95, 96, 97, 98, 99, 100, 101, 102, 103, 104, 105, 106, 107, 108, 109, 110, 111, 112, 113, 114, 115, 116, 117, 118, 119, 120, 121, 122, 123, 124, 125, 126, 127, 128, 129, 130, 131, 132, 133, 134, 135, 136, 137, 138, 139, 140, 141, 142, 143, 144, 145, 146, 147, 148, 149, 150, 151, 152, 153, 154, 155, 156, 157, 158, 159, 160, 161, 162, 163, 164, 165, 166, 167, 168, 169, 170, 171, 172, 173, 174, 175, 176, 177, 178, 179, 180, 181, 182, 183, 184, 185, 186, 187, 188, 189, 190, 191, 192, 193, 194, 195, 196, 197, 198, 199, 200, 201, 202, 203, 204, 205, 206, 207, 208, 209, 210, 211, 212, 213, 214, 215, 216, 217, 218, 219, 220, 221, 222, 223, 224, 225, 226, 227, 228, 229, 230, 231, 232, 233, 234, 235, 236, 237, 238, 239, 240, 241, 242, 243, 244, 245, 246, 247, 248, 249, 250, 251, 252, 253, 254, 255, 256, 257, 258, 259, 260, 261, 262, 263, 264, 265, 266, 267, 268, 269, 270, 271, 272, 273, 274, 275, 276, 277, 278, 279, 280, 281, 282, 283, 284, 285, 286, 287, 288, 289, 290, 291, 292, 293, 294, 295, 296, 297, 298, 299, 300, 301, 302, 303, 304, 305, 306, 307, 308, 309, 310, 311, 312, 313, 314, 315, 316, 317, 318, 319, 320, 321, 322, 323, 324, 325, 326, 327, 328, 329, 330, 331, 332, 333, 334, 335, 336, 337, 338, 339, 340, 341, 342, 343, 344, 345, 346, 347, 348, 349, 350, 351, 352, 353, 354, 355, 356, 357, 358, 359, 360, 361, 362, 363, 364, 365, 366, 367, 368, 369, 370, 371, 372, 373, 374, 375, 376, 377, 378, 379, 380, 381, 382, 383, 384, 385, 386, 387, 388, 389, 390, 391, 392, 393, 394, 395, 396, 397, 398, 399, 400, 401, 402, 403, 404, 405, 406, 407, 408, 409, 410, 411, 412, 413, 414, 415, 416, 417, 418, 419, 420, 421, 422, 423, 424, 425, 426, 427, 428, 429, 430, 431, 432, 433, 434, 435, 436, 437, 438, 439, 440, 441, 442, 443, 444, 445, 446, 447, 448, 449, 450, 451, 452, 453, 454, 455, 456, 457, 458, 459, 460, 461, 462, 463, 464, 465, 466, 467, 468, 469, 470, 471, 472, 473, 474, 475, 476, 477, 478, 479, 480, 481, 482, 483, 484, 485, 486, 487, 488, 489, 490, 491, 492, 493, 494, 495, 496, 497, 498, 499, 500, 501, 502, 503, 504, 505, 506, 507, 508, 509, 510, 511, 512, 513, 514, 515, 516, 517, 518, 519, 520, 521, 522, 523, 524, 525, 526, 527, 528, 529, 530, 531, 532, 533, 534, 535, 536, 537, 538, 539, 540, 541, 542, 543, 544, 545, 546, 547, 548, 549, 550, 551, 552, 553, 554, 555, 556, 557, 558, 559, 560, 561, 562, 563, 564, 565, 566, 567, 568, 569, 570, 571, 572, 573, 574, 575, 576, 577, 578, 579, 580, 581, 582, 583, 584, 585, 586, 587, 588, 589, 590, 591, 592, 593, 594, 595, 596, 597, 598, 599, 600, 601, 602, 603, 604, 605, 606, 607, 608, 609, 610, 611, 612, 613, 614, 615, 616, 617, 618, 619, 620, 621, 622, 623, 624, 625, 626, 627, 628, 629, 630, 631, 632, 633, 634, 635, 636, 637, 638, 639, 640, 641, 642, 643, 644, 645, 646, 647, 648, 649, 650, 651, 652, 653, 654, 655, 656, 657, 658, 659, 660, 661, 662, 663, 664, 665, 666, 667, 668, 669, 670, 671, 672, 673, 674, 675, 676, 677, 678, 679, 680, 681, 682, 683, 684, 685, 686, 687, 688, 689, 690, 691, 692, 693, 694, 695, 696, 697, 698, 699, 700, 701, 702, 703, 704, 705, 706, 707, 708, 709, 710, 711, 712, 713, 714, 715, 716, 717, 718, 719, 720, 721, 722, 723, 724, 725, 726, 727, 728, 729, 730, 731, 732, 733, 734, 735, 736, 737, 738, 739, 740, 741, 742, 743, 744, 745, 746, 747, 748, 749, 750, 751, 752, 753, 754, 755, 756, 757, 758, 759, 760, 761, 762, 763, 764, 765, 766, 767, 768, 769, 770, 771, 772, 773, 774, 775, 776, 777, 778, 779, 780, 781, 782, 783, 784, 785, 786, 787, 788, 789, 790, 791, 792, 793, 794, 795, 796, 797, 798, 799, 800, 801, 802, 803, 804, 805, 806, 807, 808, 809, 810, 811, 812, 813, 814, 815, 816, 817, 818, 819, 820, 821, 822, 823, 824, 825, 826, 827, 828, 829, 830, 831, 832, 833, 834, 835, 836, 837, 838, 839, 840, 841, 842, 843, 844, 845, 846, 847, 848, 849, 850, 851, 852, 853, 854, 855, 856, 857, 858, 859, 860, 861, 862, 863, 864, 865, 866, 867, 868, 869, 870, 871, 872, 873, 874, 875, 876, 877, 878, 879, 880, 881, 882, 883, 884, 885, 886, 887, 888, 889, 890, 891, 892, 893, 894, 895, 896, 897, 898, 899, 900, 901, 902, 903, 904, 905, 906, 907, 908, 909, 910, 911, 912, 913, 914, 915, 916, 917, 918, 919, 920, 921, 922, 923, 924, 925, 926, 927, 928, 929, 930, 931, 932, 933, 934, 935, 936, 937, 938, 939, 940, 941, 942, 943, 944, 945, 946, 947, 948, 949, 950, 951, 952, 953, 954, 955, 956, 957, 958, 959, 960, 961, 962, 963, 964, 965, 966, 967, 968, 969, 970, 971, 972, 973, 974, 975, 976, 977, 978, 979, 980, 981, 982, 983, 984, 985, 986, 987, 988, 989, 990, 991, 992, 993, 994, 995, 996, 997, 998, 999, 1000.

Tabelle 1: A-law Compressor

in	out
0	0
1	1
2	2
3	3
4	4
5	5
6	6
7	7
8	8
9	9
10	10
11	11
12	12
13	13
14	14
15	15
16	16
17	17
18	18
19	19
20	20
21	21
22	22
23	23
24	24
25	25
26	26
27	27
28	28
29	29
30	30
31	31
32	32
33	33
34	34
35	35
36	36
37	37
38	38
39	39
40	40
41	41
42	42
43	43
44	44
45	45
46	46
47	47
48	48
49	49
50	50
51	51
52	52
53	53
54	54
55	55
56	56
57	57
58	58
59	59
60	60
61	61
62	62
63	63
64	64
65	65
66	66
67	67
68	68
69	69
70	70
71	71
72	72
73	73
74	74
75	75
76	76
77	77
78	78
79	79
80	80
81	81
82	82
83	83
84	84
85	85
86	86
87	87
88	88
89	89
90	90
91	91
92	92
93	93
94	94
95	95
96	96
97	97
98	98
99	99
100	100
101	101
102	102
103	103
104	104
105	105
106	106
107	107
108	108
109	109
110	110
111	111
112	112
113	113
114	114
115	115
116	116
117	117
118	118
119	119
120	120
121	121
122	122
123	123
124	124
125	125
126	126
127	127
128	128
129	129
130	130
131	131
132	132
133	133
134	134
135	135
136	136
137	137
138	138
139	139
140	140
141	141
142	142
143	143
144	144
145	145
146	146
147	147
148	148
149	149
150	150
151	151
152	152
153	153
154	154
155	155
156	156
157	157
158	158
159	159
160	160
161	161
162	162
163	163
164	164
165	165
166	166
167	167
168	168
169	169
170	170
171	171
172	172
173	173
174	174
175	175
176	176
177	177
178	178
179	179
180	180
181	181
182	182
183	183
184	184
185	185
186	186
187	187
188	188
189	189
190	190
191	191
192	192
193	193
194	194
195	195
196	196
197	197
198	198
199	199
200	200
201	201
202	202
203	203
204	204
205	205
206	206
207	207
208	208
209	209
210	210
211	211
212	212
213	213
214	214
215	215
216	216
217	217
218	218
219	219
220	220
221	221
222	222
223	223
224	224
225	225
226	226
227	227
228	228
229	229
230	230
231	231
232	232
233	233
234	234
235	235
236	236
237	237
238	238
239	239
240	240
241	241
242	242
243	243
244	244
245	245
246	246
247	247
248	248
249	249
250	250
251	251
252	252
253	253
254	254
255	255

Tabelle 2: mu-law Compressor

in	out
0	0
1	1
2	2
3	3
4	4
5	5
6	6
7	7
8	8
9	9
10	10
11	11
12	12
13	13
14	14
15	15
16	16
17	17
18	18
19	19
20	20
21	21
22	22
23	23
24	24
25	25
26	26
27	27
28	28
29	29
30	30
31	31
32	32
33	33
34	34
35	35
36	36
37	37
38	38
39	39
40	40
41	41
42	42
43	43
44	44
45	45
46	46
47	47
48	48
49	49
50	50
51	51
52	52
53	53
54	54
55	55
56	56
57	57
58	58
59	59
60	60
61	61
62	62
63	63
64	64
65	65
66	66
67	67
68	68
69	69
70	70
71	71
72	72
73	73
74	74
75	75
76	76

2) Schaltung: Datenerfassung mit Übertragungsweg mit z-K- oder Codes' Prozess 'Elektronik' 30.09.06

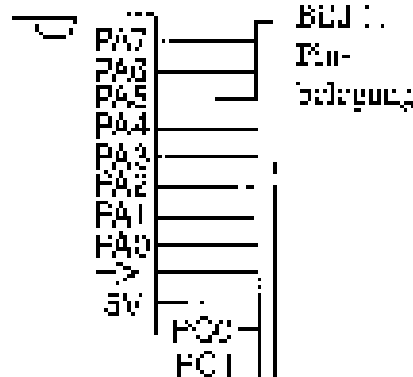
3) Maximaler ZSK-Test einba. pers. 30.09.06
 anders beschriftet: WFKA- 'Elektronik' 29.09.06

4) Meilund: Abgabe: Bestimmung der Kristallfrequenzstabilität: WFKA 'Elektronik' 19.09.04

Debugging für GP32

Auf Breadboard sind vertikal steckbare Zusatzschaltungen für die Entwicklung, nützlich. Besonders wenn man die Signalverarbeitung, Daten aus dem A/D-Wandler in Echtzeit anschauen will.

Bild 1: 24HC08 280482



Konventionelle 8-Bit Netzwerke (Bild 2) ist vorgesehen, da man so die Realzeitcode eines Generators generieren oder Widerstände im Bereich 10k Ohm verbrauchen kann (Bild 2). In Daten werden durch Busse PC0 und PCI bei steigender Flanke in jeweilige Register übernommen. Übernahme vom 24HC08 signalisiert sich 24HC08 als plötzlichen Pull-up.

Externes RAM

Man will sich nicht in Lötlagen verwickeln, sondern würde sie lieber einfach mit 5V-V-Stecker. Die im GP32 verfügbare 256 Byte des GP32 reichen, man weiß, spezielle Speicher sind zu kaufen, ein externes RAM mit Anschlüssen benötigt auch Pins. Alternativ ist eine FIFO. Das gibt es auch als fertige ZS, sie sind aber oft schwer beschaffbar. Die Anberaubung um ein 24-Byte 5V-V umzufunktionieren ist gering.

Alle vier Adressen werden die Pin PA0, PA1, PA2, PA3 und die Spannungsmessung in einer für den 1. Pin pro Adresser Belegung (Analoge) (PCI).

D/A-Wandler

Speziell um Signal zu Speichern will man Zusatzschaltung. Die Last der Karte ist ein 2-Wandler (10k Ohm) und ein 2-Wandler (10k Ohm).

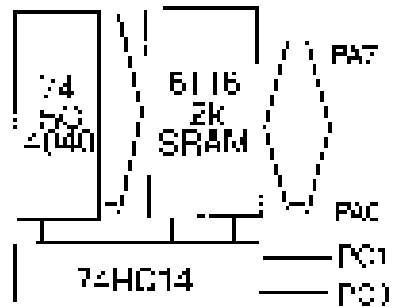
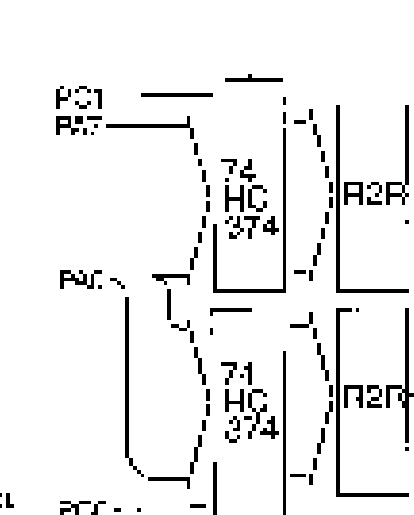
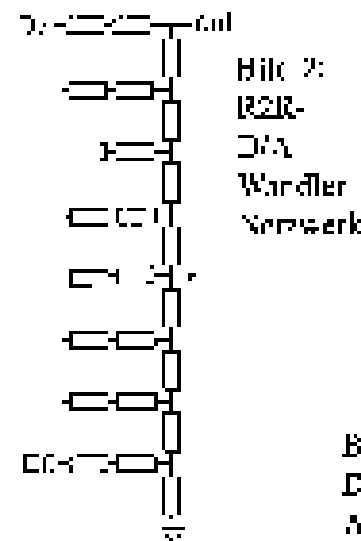
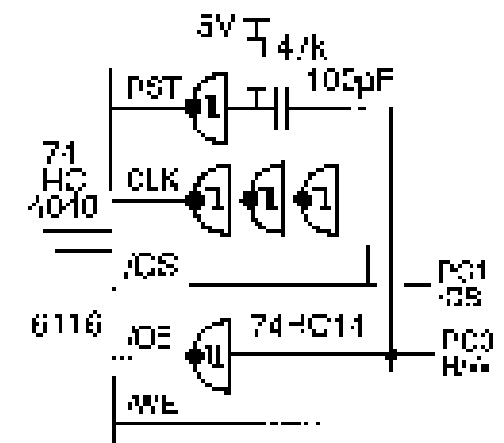


Bild 3: FIFO Adapter

(Bild 4, 5): Die Adress- und Datengänge am RAM sind teilweise unvollständig, was die Verbindung unvollständig ist. Ob gelesen oder geschrieben wird, ist die 24HC08 PC0. Die Umschaltung von PC0 auf Schreibmodus ist mit dem Adressdecoder 24HC08. Man kann nur 24-Byte Daten speichern, ein Speicher, wobei man bei jedem Zugriff PC0 auf den Daten mit. Danach wird man mit PC0 auf Ausgabe schalten und die 24-Byte ablesen. Soweit man es nicht lesen möchte, kann man das RAM belassen, ob gelesen. Der Zugriff ist aber immer sequenziell. Deshalb ist ein größeres RAM auch nicht verteilbar, weil die Speicherzugriff langsam ist, keine Überkopplung, die Geschwindigkeit (Timing 1100).

Bild 4: Globale FIFO



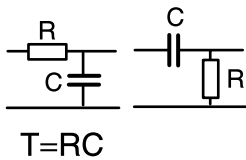


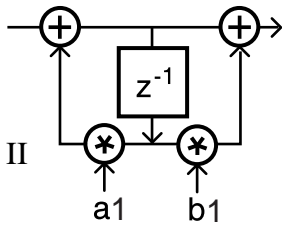
Bild 1:
analoges
1pol Filter

1pol IIR Filter

Ähnlich zu 1poligen analogen (Bild 1) gibt es digitale Filter (Bild 2) . Wegen der geringen Flankensteilheit zum Abschneiden von Frequenzbändern unwirksam. Aber um Frequenzgänge auszugleichen nützlich.

Die Grundstruktur der Direktform II in Bild 2 vereinfacht sich, weil der Koeffizient b für einen Tiefpaß 0 und einen Hochpaß -1 ist.

Bild 2:
digitales
1pol Filter
Direktform II



Tiefpaß

Bei der Implementierung (Bild 3) ist eine Vormultiplikation nötig, damit die Gesamtverstärkung 1 bleibt. Dabei wird der Absolutwert soweit reduziert, daß bei Festkommaimplementierung kein Überlauf eintritt.

Passende Umformung (Bild 4) , erhöht die Zahl der Additionen, aber begnügt sich mit einem Faktor. Bei Multiplikation durch Tabelle oder Konstante in Shift & Add als Unterprogramm ist das wünschenswert.

Ähnlich wie beim analogen Filter kann man eine Zeitkonstante anhand der Sprungantwort definieren (Bild 5). Die hier allerdings nicht in absoluter Zeit sondern anhand der Zahl von Samples angegeben ist. Daraus berechnen sich die Koeffizienten (Bild 6) .

Bei der Sprungantwort ist zu beachten daß der Endwert FFFF nicht erreicht wird, sondern man sich abhängig von der Konstanten a und der Wortlänge durch Rundungseffekte sich nur mehr oder weniger gut

Bild 3: 1pol Tiefpaß

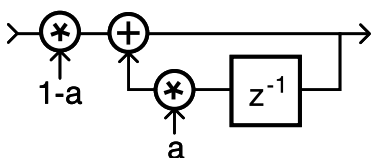


Bild 4: zwei weitere Varianten

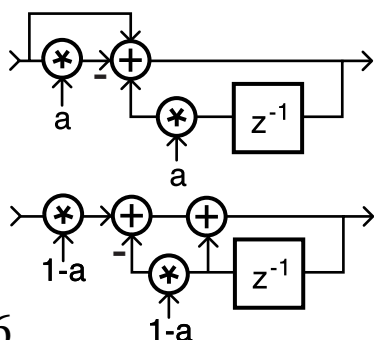


Bild 5: Sprungantwort

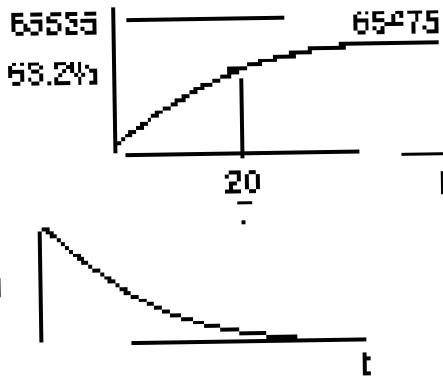


Bild 6: Bestimmung der Koeffizienten

$$r = \frac{I_1}{I_2} = 20$$

$$a = \frac{65535 - 65475}{e^{(1/r)}} = 0.9512$$

$$65535 \cdot a = 62319$$

$$65535 \cdot (1-a) = 3186$$

Bild 7: Impulsantwort

gut am besten. Anders als bei der analogen Filter kann angegeben werden mit vorzeichenbehafteten Zahlen gerechnet werden. Auch die Impulsantwort ist keine negative Wert annehmlich (Bild 7)

Die FORT-Verformung (Bild 8) , Tiefpaß, führt zu rechner mit 6 Bit Wortlänge aber verlustfreier Sampling. Die Multiplikation hat ein 32 bit Resultat von dem nur die oberen 16 Bits verwendet werden, was die Skalierungsdynamik 1:65536 ergibt. Die Assembler-Verformung (Bild 9) , führt zu rechner mit 6 Bit Wortlänge aber verlustfreier Sampling. Die Multiplikation hat ein 32 bit Resultat von dem nur die oberen 16 Bits verwendet werden, was die Skalierungsdynamik 1:65536 ergibt.

Die Assembler-Verformung (Bild 9) , führt zu rechner mit 6 Bit Wortlänge aber verlustfreier Sampling. Die Multiplikation hat ein 32 bit Resultat von dem nur die oberen 16 Bits verwendet werden, was die Skalierungsdynamik 1:65536 ergibt.

Quantisierung. Man beachte, bevor dies die nächsten Werte für Sampling bei Sprungantwort bei langen Wortlängen (Tabelle 1)

Die Assembler-Verformung (Bild 9) , führt zu rechner mit 6 Bit Wortlänge aber verlustfreier Sampling. Die Multiplikation hat ein 32 bit Resultat von dem nur die oberen 16 Bits verwendet werden, was die Skalierungsdynamik 1:65536 ergibt.

Tabelle 1: Rundungsfehler

a	1-a	a	Endwert (5011-655)
40	6	209	283
20	10	343	216
10	16	509	246

Bild 8: Implementierung in FORT

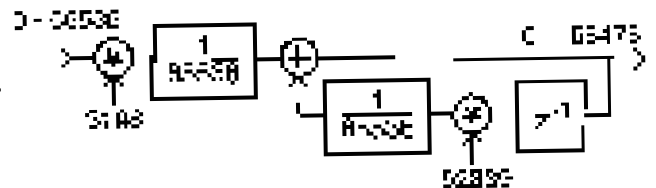


Bild 9: Implementierung in Assembler

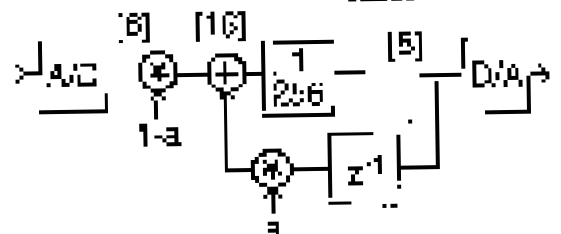


Bild 10: $\alpha = 0,25$ $\beta = 0,75$

$$G(z) = \frac{1 - \alpha}{1 - \alpha z^{-1}}$$

$$|G(e^{j\omega})| = \frac{1 - \alpha}{\sqrt{1 - 2\alpha \cos(\omega) + \alpha^2}}$$

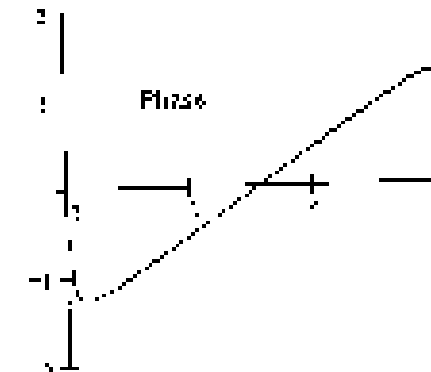
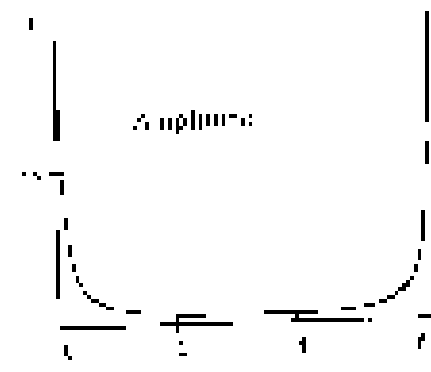


Bild 10: ideale Tiefpassung mit Methode

Bild 11: $\alpha = 0,25$ $\beta = 0,75$

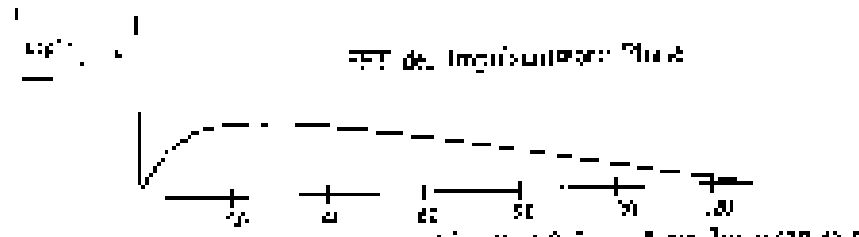
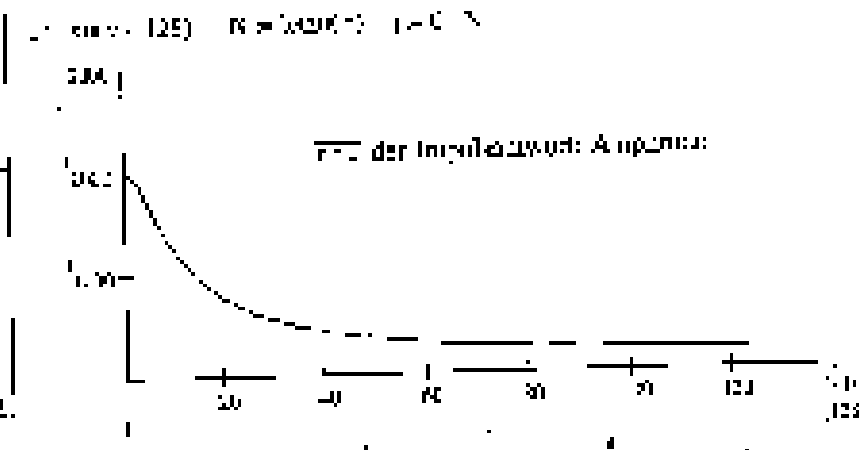
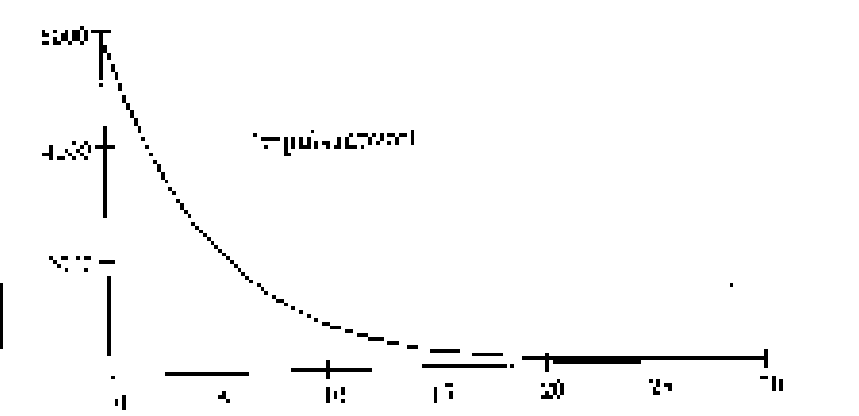


Bild 11: Frequenzgang mit Sprungdaten, Bild 6 für $\alpha=0,25$ und Impulsantwort

Bild 12: Hochpaß

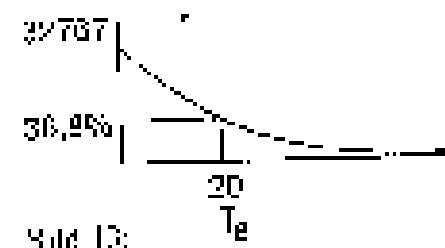
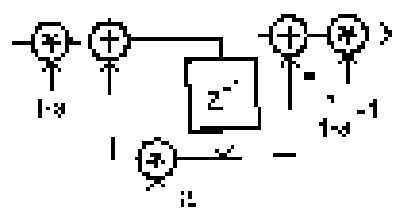


Bild 13: Sprungantwort Hochpaß

Bild 14: Hochpaß

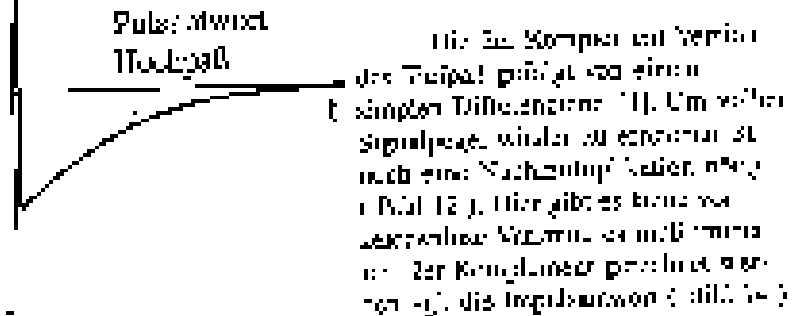


Bild 15: Implementierung in FOR M

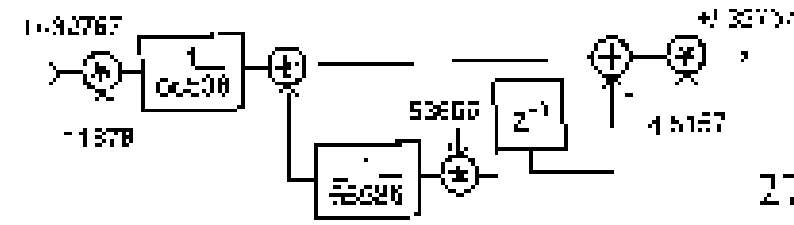


Bild 19: All Filter mit Laplace Form

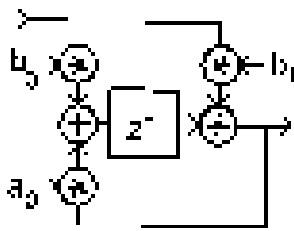
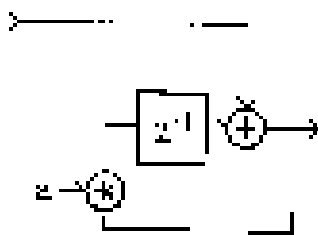


Bild 20: Tiefpaß



Strukturänderung

Prinzipial lassen sich verschiedene Varianten wenn man eine andere Grundform verwendet. Die allgemeine Regel Struktur des Integrations (Bild 9) ergibt für Tiefpaß (Bild 20) keine bemerkenswerte Veränderung. Hochpaß (Bild 21) Leistung HZLF78, HZLF79, sehr interessante, wenn beachtet sind ein doppelter Wert für den Nenner der zeigt sich jedoch, daß die Struktur die ein Filter hat kein Wert verändert, nur bei Annäherung von ungeraden Werten; z.B. Integralanteil Bild 22) zu Null. Den Vorteil für die Form in Bild 13 sieht.

- [1] maschke S. 10
- [2] Bellinger „Digital processing of Signals“ Wiley 1979

Bild 23: Pulsantwort

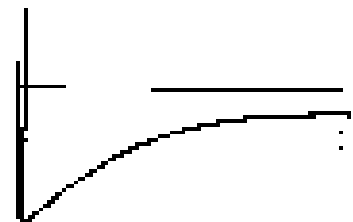


Bild 21: Hochpaß

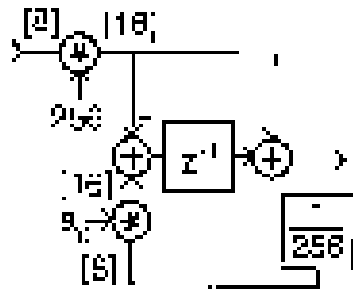
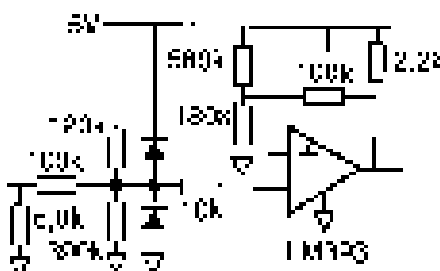


Bild 1: Schaltung



Nachtrag zu ⑥

V24-Empfänger

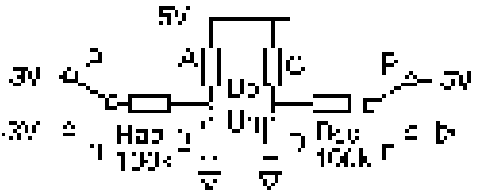
Wegen Störverhalten bei Eingangsklemme mit max 20 mV Empfänger mit Hysterese mit Schwellenwert bei $\pm 2V$ und $\pm 1V$. Aber möglich ist die negative Versorgung anzuschließen.
 Mit einigen Widerständen kann man jedoch die Arbeitspunkte so einstellen, daß ein händelndes Verhalten besonders bei $\pm 1V$ Nachteil der Schaltung, daß die Ausgangsspanne und Frequenz, wenn ein Eingang kein Signal z.B.

Bild 2: Mathematik

Konstanten:
 $G_p = 0.1, \quad H_p = 0.5$
 Kapazität: $10000, \quad \text{Rel} = 10000$
 Elaktoren:
 $A = 1, \quad E = 1$
 Vorgabe:
 $U = 3 \left[\frac{1 - \cos(\omega t)}{A} + \frac{1 - \cos(\omega t)}{3\omega t} \right] = 1p$
 $U = 3 \cdot A \cdot \frac{1 - \cos(\omega t)}{B} = \frac{1 - \cos(\omega t)}{3\omega t} \cdot U_0$
 $\left| \frac{dU}{dt} \right| = \sin(\omega t) \cdot \omega$
 Ergebnis:
 $\omega = 1.233 \cdot 10^5 \quad \omega = 1.6176 \cdot 10^5$

Bestimmung der Randwerte erfolgt mit der Filterstruktur von Method (Bild 2) und der dargestellten Frequenzschaltung (Bild 21). Für das Übermaß die Spannungen an den Ausgangspunkten, jeweils am positiver oder negativer Schaltungspunkt, die sind für beide Eingänge identisch.
 300 und die Werte für ω und U_0 in MHz und mV bzw. V. Schaltung im trapezförmigen Schaltungspunkt und in der Normwerte vergrößert

Bild 2: Prinzipschaltung für Mathematik



Startwerte:
 $C = 1, \quad D = 1$
 Ergebnis:
 $\omega = 3 \left[\frac{1 - \cos(\omega t)}{C} + \frac{1 - \cos(\omega t)}{3\omega t} \right] = 1p$
 $U = 3 \cdot C \cdot \frac{1 - \cos(\omega t)}{D} = \frac{1 - \cos(\omega t)}{3\omega t} \cdot U_0$
 $\left| \frac{dU}{dt} \right| = \sin(\omega t) \cdot \omega$
 Ergebnis:
 $\omega = 1.233 \cdot 10^5 \quad \omega = 1.6176 \cdot 10^5$

Widerstände zu erhalten. $H_p = 0.5V$ ist nötig wegen der Gleichbau-Spannung des KOPs. $U_0 = 0.3V$ ist, wegen der Schaltungsspannung, diesem angebracht. Auswertung mit man dies natürlich keine Schaltungspunkte sowie wie möglich anzuordnen dürfen.