

## Geschichtlicher Rückblick

Das Institut für Elektronik wurde mit der Berufung von Dipl.-Ing. Dr.-Ing. Wilfried Fritzsche zum ordentlichen Hochschulprofessor für Hochfrequenztechnik am 24. Juli 1963 unter dem Namen Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik als erstes einer Reihe von schwachstromtechnischen Instituten an der Fakultät für Maschinenwesen und Elektrotechnik ins Leben gerufen.



Abb.1: o.Univ.-Prof.Dipl.-Ing.Dr. W. Fritzsche

Die vorläufige Unterbringung erfolgte in einigen wenigen Räumen in der Kopernikusgasse 24. Da die vom neu eingerichteten Institut zu vertretenden Fachgebiete an dieser Hochschule vollkommen neu waren, musste unverzüglich mit der Schaffung der für Forschung und Lehre nötigen Infrastruktur begonnen werden. Besonderer Wert wurde dabei auf die Einrichtung von Studentenlabors gelegt, da in diesen Fächern neben einer fundierten theoretischen Ausbildung auch ein hohes Maß an experimenteller Erfahrung notwendig ist. Neben der klassischen Hochfrequenztechnik wurde in Forschung und Lehre von allem Anfang an auch die Elektronik – und hier insbesondere die damals noch recht junge Digitaltechnik – vertreten. Im Jahre 1972 konnte das mittlerweile auf einen Personalstand von dreizehn Mitarbeitern angewachsene Institut in das neu errichtete Gebäude auf den Inffeldgründen übersiedeln. Das nun vergleichsweise großzügige Platzangebot und neue

technische Einrichtungen bewirkten sowohl in der Forschung als auch in der praktischen Ausbildung der Studierenden eine wesentliche Leistungssteigerung. In der Forschungstätigkeit hatte sich mittlerweile ein Schwerpunkt gebildet, den man etwas salopp mit "Elektronik in Schnee und Eis" bezeichnen könnte. Die wichtigsten Themen dieses Schwerpunktes waren Verfahren und Geräte zur Suche von Lawinenverschütteten, Meßmethoden zur Bestimmung von Gletscherdicken und Schneehöhen sowie Systeme zur Beobachtung von Lawinenabgängen mit Hilfe der Radartechnik. In den folgenden Jahren wurden mit den Themenkreisen Stereofernsehen und Messungen im Sport weitere Schwerpunkte gesetzt. Im Zuge der Umwandlung der Technischen Hochschule in eine Technische Universität und der Gründung einer eigenen Fakultät für Elektrotechnik im Jahre 1975 erfolgte auch die Änderung der Institutsbezeichnung in "Institut für Elektronik". Am 13. Juli 1982 verstarb Prof. Fritzsche plötzlich und völlig unerwartet, die provisorische Leitung wurde von o.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. DDr. W. Riedler übernommen.

Mit dem Amtsantritt des neuen Ordinarius für Elektronik,



Abb.2: o.Univ.-Prof. Dr. H. Leopold

o.Univ.-Prof. Dr.phil. Hans Leopold, beginnt am 1.April 1984 ein neuer Abschnitt in der Geschichte des Institutes, dessen Anfangsphase durch eine grundlegende Neuorientierung in Forschung und Entwicklung gekennzeichnet ist.

Im Mittelpunkt des Interesses steht die elektronische Schaltungstechnik im weitesten Sinne und ihre Realisierung in den verschiedensten Technologien. Im Laufe der Zeit entwickeln sich die Arbeitsgebiete Elektronische Schaltungstechnik, Entwurf, Simulation und Test integrierter Schaltungen, Elektromagnetische Verträglichkeit elektronischer Systeme, Elektronik unter Stressbedingungen und Entwicklung produktionsgerechter elektronischer Geräte und Systeme. Auch die technische Ausstattung des Institutes wird in Hinblick auf die neuen Arbeitsgebiete wesentlich erweitert. Leistungsfähige Workstations für den Entwurf und Einrichtungen zum Test integrierter Schaltungen sowie ein komplett ausgestattetes EMV-Labor sind einige wichtige Beispiele. Durch die enge Zusammenarbeit mit dem Institut für Sensorik der Forschungsgesellschaft Joanneum, jetzt Joanneum Research, und einer Reihe einschlägiger Unternehmen, wie Austria Mikro Systeme International AG, Siemens Entwicklungszentrum für Mikroelektronik, Steyr Daimler Puch AG, Anton Paar GmbH, AVL u.a.m., ist ein ständiger Kontakt zur Praxis gegeben. Auch in der Lehre wird der raschen Entwicklung in der Elektronik Rechnung getragen. Es entstehen nach und nach neue Lehrveranstaltungen zu den Themen Integrierte Schaltungen, Elektromagnetische Verträglichkeit, Automotive Elektronik sowie Produktionsgerechte Entwicklung elektronischer Geräte. Die Teilnahme an den österreichischen Projekten UNICHIP und AUSTROCHIP/TMOe (Technologieverband Mikroelektronik Österreich) und an den europäischen Projekten ESPRIT II, EUROCHIP und EUROPRACTICE unterstreichen den großen Stellenwert des Entwurfes integrierter Schaltungen.

Die ständig steigenden Hörerzahlen, insbesondere die große Anzahl der zu betreuenden Diplomarbeiten, haben auch eine Zunahme des Personals zur Folge. Derzeit sind am Institut für Elektronik achtzehn Personen, davon zehn im wissenschaftlichen Bereich tätig.

### **Bemerkenswertes aus Lehre und Forschung Lehre**

Im Jahre 1993 wurden die Institute der Fakultät für Elektrotechnik der Technischen Universität Graz einer Evaluierung durch eine internationale Expertenkommission unterzogen. Im Bericht dieser Kommission wird

dem Institut für Elektronik eine hohe Qualität in der Lehre und ein großer Beitrag zum Lehrangebot der Fakultät bescheinigt. Neben den Studierenden der Studienrichtung Elektrotechnik besuchen alle Studenten der Studienrichtung Telematik, zahlreiche Maschinenbauer und der größte Teil der Studierenden der Technischen Physik Lehrveranstaltungen des Institutes. Daraus resultiert die hohe Zahl von 302,9 ausgestellten Zeugnissen und 2,1 betreuten Diplomarbeiten pro wissenschaftlichem Mitarbeiter und Jahr. Die angegebenen Zahlen beziehen sich auf den der Evaluierung zugrunde liegenden Beobachtungszeitraum vom Wintersemester 1987/88 bis einschließlich Sommersemester 1992. Besonders erwähnt sei noch das Engagement von Prof. Leopold am Studium der Telematik. Leopold war in den Jahren 1991 und 1992 Vorsitzender der Studienkommission Telematik und wesentlich an der Gestaltung dieses Studiums beteiligt.

### **Forschung und Entwicklung**

Das Institut für Elektronik beschäftigt sich seit seiner Neubesetzung im Jahre 1984 mit Elektronischer Schaltungstechnik im weitesten Sinne. Die oben genannte Expertenkommission urteilt darüber in ihrem Bericht: "Die Forschungsaktivitäten sind international anerkannt und befinden sich im Spitzenfeld... Die Ergebnisse sind hervorragend." Bezüglich der Zielsetzungen, Strategien und Langfristpläne im nationalen und internationalen Vergleich mit besonderer Berücksichtigung des wirtschaftlichen Umfeldes wird festgestellt: "Wohldefinierte Zielsetzung auf dem Gebiet der physikalischen, nicht invasiven Sensorik und zugehöriger Elektronik. Die Strategien hinsichtlich zukünftiger Entwicklungen mit verstärktem Einsatz von Analog-Digital-Funktionen und der wachsenden Bedeutung der Aufbautechnik sind voll zu unterstützen. Das Institut wirkt, teilweise über Joanneum Research, als Multiplikator für die Anwendung der Mikroelektronik in Österreich."

Die nachstehende kurze Beschreibung einiger in letzter Zeit durchgeführter Projekte soll einen Einblick in die wissenschaftliche Arbeit des Institutes geben.

#### *Beispiel 1: Ein hochgenaues Sensorinterface zur Temperaturmessung*

Im Rahmen der sensorischen Forschungs- und Entwicklungstätigkeit wurde am Institut für Elektronik der TU Graz ein hochgenaues Thermometer gebaut. In einem Messbereich von -200°C bis +800°C wird eine Genauigkeit von 0,001°C (1mK) erreicht. Zur Temperaturmessung wird das Verhältnis des elektrischen Widerstandes

eines Platinthermometers zu jenem eines Normalwiderstandes möglichst genau digital dargestellt und daraus die Temperatur errechnet. Für die Rechnung bildet die Internationale Temperaturskala IST-90 die physikalische und rechtliche Grundlage.

Das Sensorinterface besteht aus zwei Messstromquellen, einem Messstellenumschalter (für ein Platinthermometer und einen Referenzwiderstand), einem Spannungs/Strom-Konverter und einem in der Stromdomäne arbeitenden A/D-Umsetzer mit einer Auflösung von 26 bit (Abb. 3). Bei Verwendung eines Platindrahtwiderstandes mit  $25\Omega$  als Messwiderstand und einem Messstrom von  $1\text{mA}$  entspricht einem Temperaturintervall von  $1\text{mK}$  eine Widerstandsänderung von  $0,1\text{ m}\Omega$  und einer Spannungsänderung von  $100\text{nV}$ . Der Spannungs/Strom-Konverter setzt den Spannungsabfall am Widerstand in die Eingangsgröße  $I_m$  des A/D-Umsetzers um. Zur Vermeidung von Fehlern durch Thermospannungen und Kontaktpotentiale werden das Platinthermometer und der Referenzwiderstand zeitlich nacheinander von zwei etwa gleich großen und entgegengesetzt gerichteten Strömen erregt ( $I_+$ ,  $I_-$ ). Zur Bestimmung des Widerstandsverhältnisses führt der A/D-Umsetzer vier Messungen durch und bildet das Resultat als Quotient zweier Differenzen. Durch die Subtraktion der Spannungsabfälle an den Widerständen mit positivem und negativem Messstrom ergibt sich eine vollständige Kompensation der Thermo- und Kontaktspannungen sowie aller Offsetfehler im Spannungs/Strom-Konverter und im A/D-Umsetzer. Die Ermittlung des Widerstandsverhältnisses durch Division der so gebildeten Differenzen für Platindraht- und Referenzwiderstand bewirkt eine automatische Korrektur aller Steigungsfehler, sodass nur Fehler höherer Ordnung übrig bleiben. Der

Spannungs/Strom-Konverter und der A/D-Umsetzer müssen bipolare Eingangssignale verarbeiten können. Diese Aufgabe wird gelöst, indem im Spannungs/Strom-Konverter ein fester Nullstrom  $I_0$  zugesetzt wird, der den Messstrom  $I_m$  in allen Fällen positiv hält.

Der integrierende A/D-Umsetzer verwendet den Strom  $I_m$  als Signalparameter. Die notwendige Linearität wird dadurch erreicht, dass in Anlehnung an das bekannte Verfahren des Ladungsausgleichsintegrators nur ein kleiner Teil des Zeitintegrals der Messgröße in den Kondensator C gebracht wird. Der Schalter über dem Kondensator C ist bis kurz vor dem Start der Umsetzung geschlossen und sorgt für eine definierte Ausgangslage. Der Operationsverstärker integriert während der ersten Messphase von  $100\text{ms}$  den Eingangsstrom  $I_m$ . Die Dauer der Messphase wird durch die Schalter in der Zuleitung des Messstroms  $I_m$  bestimmt. Der Ladungsausgleich in dieser Phase wird durch den Komparator Comp 1, der den Referenzstrom  $I_r$  mit fester Periode ( $100\mu\text{s}$ ) und variablem aber diskretem Tastverhältnis  $1000\text{mal}$  zuschaltet, gesteuert. Am Ende der Messphase ist der Kondensator C auf eine Spannung negativer als die (negative) Spannung  $\text{Ref}_2$  geladen. Nach der Messphase wird der Kondensator durch den Referenzstrom  $I_r$  geladen, bis seine Spannung  $\text{Ref}_2$  überschreitet. Danach wird der Referenzstrom um den Faktor  $512$  verkleinert und der Kondensator bis auf  $0\text{V}$  entladen. Dies erkennt der Komparator Comp 2. Als Taktgenerator wird ein  $1\text{MHz}$  Quarzoszillator verwendet, an dessen positive Taktflanken die Steuersignale aller Schalter gebunden sind. Das numerische Ergebnis der Umsetzung wird durch die gewichtete Zählung jener Taktperioden gewonnen, in denen der Referenzstrom  $I_r$  (Gewicht  $512$ ) und der verkleinerte Referenzstrom (Gewicht  $1$ ) in den

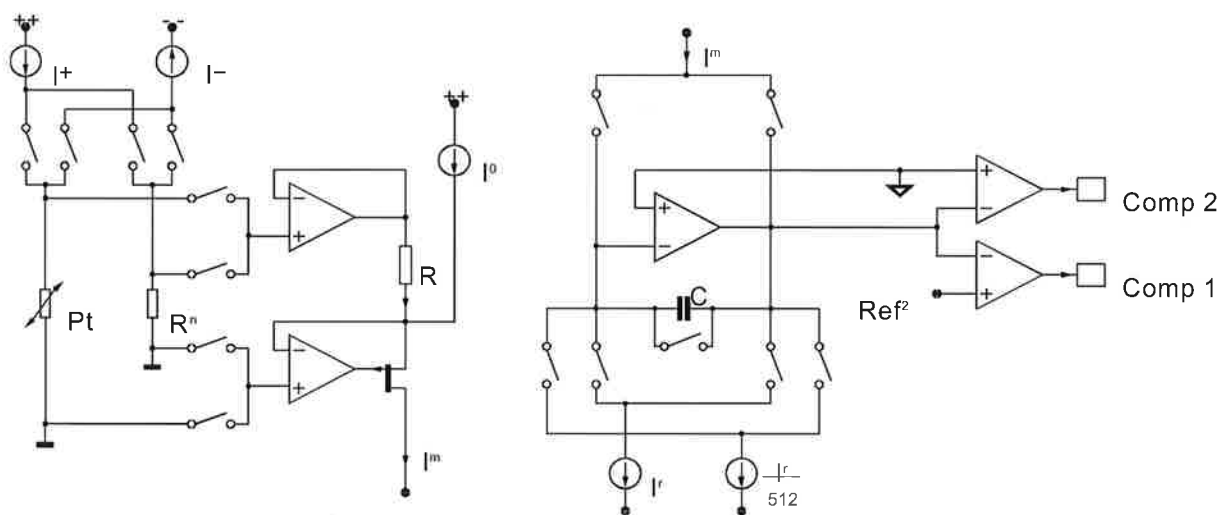


Abb.3: Spannungs/Strom-Konverter und Struktur des A/D-Umsetzers

Integrator Eingang fließen. Die geschalteten Ströme fließen immer entweder in den virtuellen Nullpunkt oder in den Ausgang des Integrators. Durch diese Maßnahme wird eine Belastungsänderung des Operationsverstärkers bei der Stromumschaltung vermieden.

Zur Prüfung der Linearität wurde eine Methode entwickelt, die auf der Anwendung des Superpositionsprinzips beruht. Dieses ist nur im Falle der Linearität gültig. Ersetzt man den Platindrahtwiderstand  $P_t$  durch einen Festwiderstand und addiert zu den Messströmen  $I_+$  und  $I_-$  durch diesen Widerstand einen für beide Messstromrichtungen identischen Prüfstrom, nimmt der Betrag der Spannung bei beiden Messstromrichtungen um den gleichen Betrag zu bzw. ab. Die Verschiebung der Eingangsgrößen wird jedoch durch die Differenzbildung vollständig eliminiert, wenn die Kennlinie des Sensorinterfaces linear ist. Wird der Betrag des Prüfstroms verändert, ist es möglich die ganze Kennlinie des Sensorinterfaces zu überprüfen. Damit war es möglich nachzuweisen, dass der Linearitätsfehler des gesamten Sensorinterfaces bei der Temperaturmessung wesentlich kleiner als 1mK ist. Während des Test lagen alle Messwerte im Bereich von  $\pm 0,03\text{mW}$  um den Mittelwert, wobei diese Angabe auch das Eigenrauschen bzw. Störungen während der Messungen beinhaltet.

Die A. Paar GmbH, Graz, fertigt die in Zusammenarbeit mit dem Institut für Sensorik, Joanneum Research, entwickelten Messgeräte für die Präzisionsthermometrie. Die Anzeigerichtigkeit wurde von der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt, Braunschweig u. Berlin, untersucht und mit besser als 1mK bestätigt.

#### Beispiel 2: Ein Zeit-zu-Spannungsumsetzer für genaue Laufzeitmessungen

Eine auf dem Prinzip der Delay-Locked-Loop (DLL) basierende Schaltung zur genauen Messung der Schalllaufzeit in Flüssigkeiten wurde am Institut entwickelt. Sie enthält eine Regelschleife, die einen in seiner Periode verstellbaren Oszillator (Period Controlled Oscillator – PCO) so einstellt, dass die Laufzeit des Schalls durch eine bekannte Strecke in einer Flüssigkeit genau gleich der Periode des Oszillators wird (Abb. 4). Der hier vorgestellte Zeit-zu-Spannungsumsetzer realisiert eine der wichtigsten Funktionen in dieser Regelschleife – die Feststellung der Gleichzeitigkeit zweier Ereignisse. In Abb. 5 ist eine Ausführung des Zeit-zu-Spannungsumsetzers dargestellt, die bereits mit Erfolg eingesetzt wird. Mit den beiden Zeitsignalen, die die Zeitpunkte  $t_1$  und  $t_2$  verkörpern, werden zwei dem Betrag nach gleich große

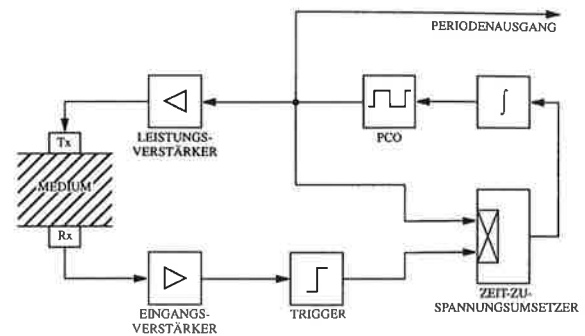


Abb. 4: Delay-Locked-Loop (DLL)

aber in der Richtung entgegengesetzte Ströme ausgeschaltet, die zuvor in einen gemeinsamen Integrationskondensator flossen, ohne ihn zu laden. Der Kondensator bleibt auch leer, wenn beide Ströme gleichzeitig zu Null werden. Das Integral wird nur von Null verschieden, wenn die Ströme zu verschiedenen Zeitpunkten ausgeschaltet werden. Die Spannung am Kondensator ändert sich dann zeitproportional in jene Richtung, die dem Vorzeichen der Zeitdifferenz  $t_2 - t_1$  entspricht. Nach dem Ablauf der Spanne verschwindet auch der zweite Strom, die Spannung am Kondensator schwingt ein und kann in Ruhe gelesen werden. •

Die gezeigte Schaltung bildet die Zeitdifferenz mit einem Maßstab von  $10^7 \text{ V/s}$  in eine Spannung ab. Dies ist gerade richtig, um mit Hilfe der beschriebenen Regel-

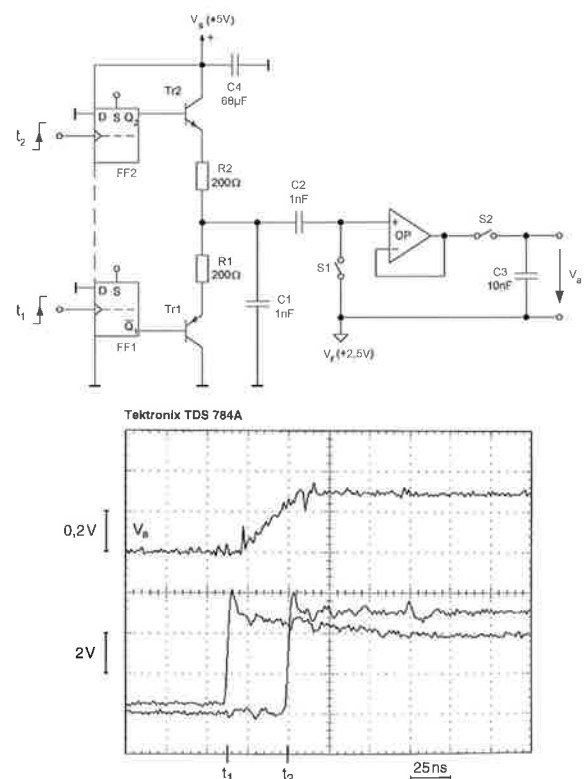


Abb. 5: Der Zeit-zu-Spannungsumsetzer bildet die Zeitdifferenz  $t_2 - t_1$  in die Spannung  $V_a$  ab

schleife die Schalllaufzeit im Präparat von ca. 10  $\mu$ s mit einer Präzision von  $1 \cdot 10^{-5}$  darstellen zu können, was den analytischen Bedürfnissen sehr gut gerecht wird.

### Beispiel 3: Ein monolithisch integrierter 12-Bit A/D-Umsetzer

Eine besondere Herausforderung in der integrierten Schaltungstechnik sind die sogenannten "Mixed-Signal-Schaltungsentwürfe". Dabei befinden sich auf einem Chip analoge und digitale Schaltungsblöcke, die gemeinsam für die Signalaufbereitung und die Signalverarbeitung der Eingangsgröße herangezogen werden. Eine große Klasse dieser gemischten Schaltungen sind die Analog/Digital-Umsetzer (ADU).

Im Rahmen einer Diplomarbeit, die von G. Schatzberger am Institut für Elektronik in Zusammenarbeit mit der Firma Austria Mikro Systeme International AG (AMS) durchgeführt wurde, erfolgte der Entwurf der analogen Schaltungsteile für einen 12-Bit auflösenden ADU nach dem Wägeverfahren von der Dimensionierung bis zum fertigungsgerechten Layout. Die Linearität des Umsetzers wäre durch die verwendbaren integrierten Kapazitäten auf ca. 10-Bit eingeschränkt. Durch ein alternatives Schaltungskonzept, das auf einer sogenannten "Self-Calibration-Architektur" aufbaut, kann die Linearität auf die geforderten 12-Bit erhöht werden. Man nimmt dabei einen höheren Aufwand im Digitalteil in Kauf, um die internen Linearitätsfehler berechnen und ausbessern zu können. Ein weiterer großer Vorteil ist die periodische Wiederholbarkeit dieses Kalibrierungsprozesses. Dadurch kann die korrekte Funktion des ADUs über einen langen Zeitraum vom Hersteller gewährleistet werden. Der Entwurf des Umsetzers erfolgt in einer 0,8  $\mu$ m CMOS-Technologie, die den Einsatz der Switched-Capacitor-Methode (charge-redistribution) ermöglicht. Auf Grund der beschränkten Genauigkeit der Kapazitätsverhältnisse durch den Herstellungsprozess wird der

Prozess	0,8 $\mu$ m CMOS / 2M / 2P
Transistorzahl	ca. 11000
Kapazitäten	81 Poly1 / Poly2
Kapazitätsarrays	2 Poly1 / Poly2
Poly-Widerstände	7
Nwell-Widerstände	4
Fläche	$2 \times 2 \text{ mm} = 4 \text{ mm}^2$
Entwicklungszeit	ca. 6 Monate
Gehäusetypen	DIP-28 / PLCC-28
Kosten	ca. 50,- bei großer Stk.
Eingangspins	14
Ein-/Ausgangspins	8
Versorgungspins	6

Tabelle 1: Übersicht über einige Eckdaten

interne 12-Bit Digital/Analog-Umsetzer (DAU) in einen 7-Bit Main-DAU und in einen 5-Bit Sub-DAU unterteilt. Beide Kapazitätsarrays müssen dualgewichtet sein. Ein Blockschaltbild des Umsetzers wird schematisch in Abbildung 4 dargestellt.

Der Analog/Digital-Umsetzer wird in zwei Gehäuseformen gefertigt (PLCC28 und DIL28) und ist pinkompatibel zum ADS7803 der Firma Burr-Brown. Er verfügt über vier Eingangskanäle (AIN0, AIN1, AIN2 und AIN3) die über einen internen Multiplexer an den Eingang des ADUs geschaltet werden.

Der Digitalteil wurde bei AMS entworfen und zusammen mit dem Analogteil zum Gesamtlayout zusammengefügt.

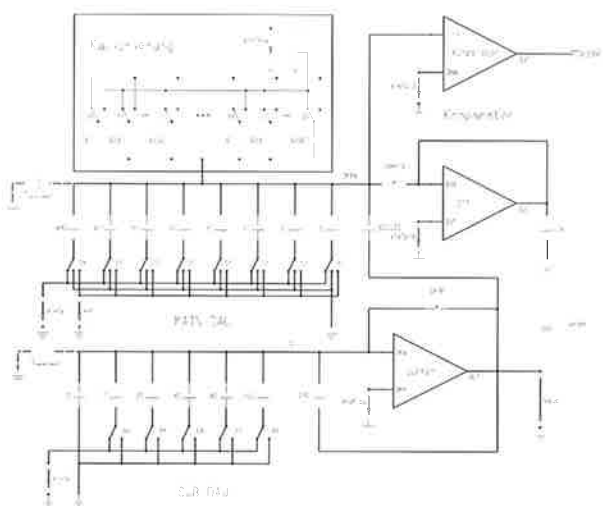


Abb. 6: Der Aufbau des Analogteils des Umsetzers

Die Entwurfskenndaten und die Messergebnisse an den ersten Musterbausteinen sind in Tabelle 1 und Tabelle 2 zusammengefasst.

Versorgung	2,5V bis 5,5V
Temperaturbereich	-40°C bis +85°C
Leistungsaufnahme	
Clk=4MHz $f_{\text{amp}}=250\text{kHz}$	20mW
Clk=4MHz $f_{\text{amp}}=1\text{kHz}$	80 $\mu$ W
Power-Down	<5 $\mu$ W
Konversionsrate	250kHz $\rightarrow$ 4 $\mu$ s
INL	$\pm 0,75$ LSB
DNL	$\pm 0,75$ LSB
Offsetfehler	4 LSB
Gainfehler	$\pm 0,25$ LSB
SNR	
$f_{\text{in}}=50\text{kHz}$	71 dB
$f_{\text{in}}=125\text{kHz}$	66 dB
Spurious Free Dynamic Range	
$f_{\text{in}}=125\text{kHz}$	78 dB

Tabelle 2: Messergebnisse