

# Monolithischer Quantisierer und Kodierer für als Periode und Tastverhältnis dargestellte analoge Größen

H. Leopold, R. Röhler, P. Söser  
Institut für Elektronik, TU Graz  
8010 Graz

Gegenstand der vorliegenden Arbeit ist eine monolithisch integrierte Schaltung, die die in Periode und Tastverhältnis sensorisch abgebildeten physikalischen Größen Dichte von Flüssigkeiten, Konzentration von Lösungen und Temperatur mehrkanalig mit höchster Auflösung quantisieren und in eine für die industrielle Instrumentierung taugliche Darstellung kodieren kann. Es werden der sensorische Hintergrund, Probleme der Quantisierung und Kodierung sowie die Realisierung in Silizium behandelt.

## 1. Der sensorische Hintergrund

Im Arbeitskreis der Autoren ist es seit langem Tradition, die Meßgrößen Dichte von Flüssigkeiten, Konzentration von Lösungen und daraus ableitbare Größen durch die Abbildungsgröße Zeit bzw. Periode sensorisch abzubilden, weil ausschlagsanaloge Abbildungsgrößen wie Spannung oder Strom seinerzeit wie heute die gewünschte Abbildungsgenauigkeit nicht leisten [1].

Zur Darstellung der Dichte einer ruhenden oder strömenden Flüssigkeit wird die Periode eines mechanischen Schwingungsgebildes herangezogen, welches mit der Flüssigkeit gefüllt ist bzw. von ihr durchströmt wird und das auf elektronischem Wege zu seiner natürlichen Resonanzfrequenz angeregt wird. Diese "Biegeschwingermethode" wurde 1969 erstmals beschrieben [2]. Wenn das Schwingungsgebilde so ausgebildet ist, daß das an der Schwingung teilnehmende Präparatvolumen durch die Lage der Schwingknoten bestimmt wird, entfällt die bei der Dichtebestimmung genauigkeitsbegrenzende Volumsmessung. Die Dichte des Präparates und mechanische Eigenschaften des Schwingungsgebildes bestimmen die Periode. Dieses Verfahren erlaubt heute eine Genauigkeit in der Dichte von  $10^{-5} \text{g/cm}^3$  und eine Auflösung besser als  $10^{-6} \text{g/cm}^3$ . Da die Masse des leeren Schwingers zur Masse des Präparates hinzutritt, muß zur Bestimmung der Dichte die Periode auf  $10^{-7}$  genau gemessen werden.

Der thermische Ausdehnungskoeffizient der Flüssigkeiten ( $2 \cdot 10^{-4}/\text{K}$  für Wasser,  $1 \cdot 10^{-3}/\text{K}$  für organische Lösungsmittel) und die temperaturabhängigen Eigenschaften des Schwingungsgebildes fordern eine Temperaturgenauigkeit der Meßanordnung in der Größenordnung von 1 mK. Man sieht, daß auch diese Forderung mit einfachen sensorischen Abbildungsgrößen nicht erfüllbar ist. Hier bewährt sich die Abbildung der Temperatur als Verhältnis der ohmschen Widerstände eines Widerstandsthermometers und eines stabilen Referenzwiderstandes durch die Abbildungsgröße Tastverhältnis.

Die Bestimmung der Konzentration in ruhenden oder strömenden Lösungen (z.B. Sole, Bier, Milch, Blut) wird auf die Messung der Ausbreitungsgeschwindigkeit des Schalls in der Lösung zurückgeführt. Zu diesem Zweck wird quer zur Flußrichtung durch das Präparat ein Schallstoß gesandt und über die Laufzeit die Schallgeschwindigkeit gemessen [3]. Es ist heute möglich, durch 10 mm weite Rohre zu schallen und die dabei auftretenden Laufzeiten in der Größenordnung von 10  $\mu\text{s}$  mit Hilfe einer Zeitregelschleife und einem Schwungradoszillator

auf etwa 10 ps aufzulösen. Als Abbildungsgröße für die Lösungskonzentration steht letztendlich die Periode des Schwungradoszillators zur Verfügung. Auch hier ist wegen der Temperaturabhängigkeit der Schallgeschwindigkeit eine Thermostatisierung oder Temperaturmessung auf 1 mK wünschenswert. Besonders interessante Ergebnisse liefert die Kombination von Dichte und Schallgeschwindigkeit bei der Analyse von Mehrstoffgemischen: Z.B. kann der Alkohol- und Stammwürzegehalt des bereits vergorenen Bieres im Verlauf der Flaschenabfüllung - ohne mit dem Präparat in Berührung zu kommen - auf 0,01 % genau gemessen werden.

Die dimensionsbehafteten Abbildungsgrößen Zeit bzw. Periode können durch zweiwertige Strom- oder Spannungssignale dargestellt werden, bei denen der zeitliche Abstand zwischen den Signalübergängen der gleichen Richtung Signalparameter ist. Zur digitalen Darstellung dieser Abbildungsgrößen muß zur Quantisierung ein Zeitnormal ausreichender Genauigkeit meist in Form eines (thermostatisierten) Quarzoszillators zur Verfügung stehen. Die Kodierung erfolgt durch ein Zählverfahren. Für die dimensionslose Abbildungsgröße Tastverhältnis wird im Prinzip kein Zeit- oder Frequenznormal benötigt. Wenn das Tastverhältnissignal jedoch an einen diskreten Zeitraster gebunden ist, kann ein besonderer Quantisierungsschritt entfallen. Die Kodierung erfolgt wieder mit Hilfe eines Zählers. Zur Darstellung des Widerstandsverhältnisses eignen sich ratiometrische, integrierende A/D-Umsetzer [4].

## 2. Die systemtechnischen Überlegungen

Viele der in dieser Arbeit angesprochenen Meßaufgaben sind solche in "schwieriger" Umgebung: Kernkraftwerke, Erdölbohrinseln, Raffinerien, Molkereien, Brauereien, Flugzeuge, Kraftfahrzeuge, zum Teil in explosionsgefährdeter Umgebung auch unter dem Einfluß starker elektromagnetischer Störungen. Es ist daher entscheidend, daß der irreversible Schritt der Quantisierung entweder an einem sicheren Ort stattfindet oder er so gestaltet werden kann, daß er durch die eben genannten Einflüsse nicht beeinträchtigt wird. Die früheren Lösungen verlegten daher den Quantisierungsvorgang der Abbildungsgrößen in die Meßwarte und übertrugen die analogen Abbildungsgrößen Periode und Tastverhältnis in ihrer analogen (zeitkontinuierlichen) Form. So wurde die Frequenz des Schwingungsgebildes bei der Dichtemessung bzw. des Schwungradoszillators bei der Schallgeschwindigkeitsbestimmung als Taktfrequenz für einen integrierenden A/D-Umsetzer nach dem Ladungsausgleichsverfahren zur Darstellung der Temperatur verwendet und somit die Dichte als Periode und die Temperatur als auf dieses Periodensignal bezogenes diskretes Tastverhältnis dargestellt und übertragen. Die Zweidimensionalität der Darstellung stört nicht, weil Periode und Tastverhältnis unabhängig voneinander variiert werden können. Ein zweiwertiges Stromsignal mit den Werten 4 und 20 mA kann die Dichte (Schallgeschwindigkeit) und die Temperatur mit ausreichender Genauigkeit darstellen und gleichzeitig mit den verbleibenden 4 mA den Erregerverstärker für den Dichteschwinger (die Schallelektronik), den Temperatursensor und seinen A/D-Umsetzer mit Energie versorgen. Da das Signal wertdiskret ist, kann es ähnlich einem digitalen potentialgetrennt und somit störsicher übertragen werden. Diese Form der Darstellung vermeidet einen Quarzoszillator am Meßort, zu dessen Thermostat keine Energie zur Verfügung steht.

Der Engpaß dieser Darstellung ist die niedrige Taktfrequenz für den A/D-Umsetzer, die auf die mechanischen Gegebenheiten des Schwingungsgebildes oder der Schallstrecke Rücksicht nehmen muß. Daher ergibt sich ein Übertragungsrahmen für die Temperatur, der zeitlich nicht mit der Meßperiode für die Dichte oder des Schalls zusammenfällt. Außerdem können wegen der geringen Datenrate des Bitstromes für die Temperatur zeitliche Temperaturänderungen

nicht schnell genug übertragen werden. Vor allem bei der Temperaturkompensation ist dies ein gravierender Nachteil. Das dieser Arbeit zugrundeliegende Konzept sieht eine Trennung von Schwinger- (Schall-) Periode und Taktfrequenz des A/D-Umsetzers vor. Es wird eine Architektur vorgeschlagen, die die Quantisierung am Meßort vornimmt, gleichzeitig drei als Periode abgebildete und drei als Tastverhältnis dargestellte Meßgrößen quantisiert und zur Übertragung kodiert. In der Meßwarte wird dieses Signal empfangen und die Werte der Perioden und der Tastverhältnisse digital dargestellt, wobei die Auflösung erst bei diesem Schritt festgelegt wird. Da die Taktfrequenz auch den Übertragungstakt bestimmt, kann diese in der Meßwarte mit Hilfe eines in der Genauigkeit übergeordneten Zeitnormales quantisiert und digital dargestellt werden. Somit kann der Einfluß der nicht ausreichend genauen Taktfrequenz auf die gemessenen Perioden bzw. Tastverhältnisse numerisch korrigiert werden.

Die zu quantisierende Periode wird sowohl vom Dichte- als auch vom Schallsensor als 2-wertiges Signal ausgegeben, dessen Flanken aus nicht im elektrischen Raum liegenden Gründen zeitlich schwanken. Der Betrag dieser Schwankung (Jitter) liegt in der Größenordnung von  $1 \mu\text{s}$ . Sie bestimmt letztlich die zeitliche Auflösung der sensorischen Darstellung und legt es nahe, das Zeitinkrement zur Quantisierung mit  $1 \mu\text{s}$  bzw. die Taktfrequenz mit 1 MHz zu wählen. Es ist für die Unterdrückung von Störungen durch Mittelwertbildung wesentlich, daß die Quantisierung der Perioden ohne zeitliche Unterbrechung erfolgt. Daher wird zyklisch quantisiert. Die Dauer der Quantisierungszyklen und der Übertragungstakt wird durch Frequenzteilung aus der Taktfrequenz abgeleitet. Die Dauer eines Quantisierungszyklus' wurde zu 1 s gewählt, damit in einem Quantisierungsvorgang eine Auflösung von etwa  $10^{-6}$  erreicht wird. Der Übertragungstakt kann dann zu 1 kHz gewählt werden. Diese niedrige Frequenz erlaubt eine störösichere Übertragung der im Quantisierungszyklus angefallenen Resultate von insgesamt 183 bit im nächstfolgenden Zyklus.

### 3. Die Quantisierung der Periode

Im Interesse eines konstanten, relativen Quantisierungsfehlers unabhängig vom Betrag der Periode werden nicht einzelne Perioden sondern daraus abgeleitete Vielfache quantisiert, deren Ordnungszahl  $n_1$  von der Dauer des Quantisierungszyklus' bestimmt wird. Die Vielfachperioden beginnen und enden bei jener positiven Flanke des Periodensignals, welche auf den Beginn des Quantisierungszyklus' folgt. Ein Zähler zählt die ganzzahlige Ordnungszahl  $n_1$  (ohne Quantisierungsfehler), ein zweiter die Zahl der Taktperioden  $n_2$ , die in der Vielfachperiode enthalten sind mit Quantisierungsfehler, weil Taktfrequenz und Periodensignal nicht kohärent sein können. Die Werte  $n_1$  und  $n_2$  werden getrennt in die Meßwarte übertragen und können dort mit entsprechenden gespeicherten Werten aus vorangegangenen Zyklen zur Erhöhung der Auflösung vereinigt werden. Eine abschließende Division ergibt den hochaufgelösten Mittelwert der Periode. Der Größtwert des Quantisierungsfehlers der Dauer der Vielfachperioden beträgt immer  $\pm 1 \mu\text{s}$ . Wegen der lückenlosen Quantisierung wird dieser Fehler bei der Aneinanderreihung von Vielfachperioden in der Meßwarte nicht größer.

### 4. Die Quantisierung des Tastverhältnisses

Ein ratiometrischer A/D-Umsetzer bildet das Widerstandsverhältnis eines Platinwiderstandsthermometers und eines Referenzwiderstandes als Tastverhältnis ab. Dieses wird durch ein 2-wertiges, zeitdiskretes Signal dargestellt [4]. Im vorliegenden System wird das Tastverhält-

nissignal zeitlich an die Taktfrequenz gebunden und zum Zweck der Quantisierung mit der Taktfrequenz ausgezählt. Das Resultat wird im folgenden Zyklus übertragen. Wegen der Bindung an die Taktfrequenz entsteht in der Zeitdomäne kein Quantisierungsfehler. Jener in der Spannungsdomäne wird wegen der geschlossenen Schleife im A/D-Umsetzer zu Null ausgemittelt.

## 5. Die Kodierung

Die guten Betriebserfahrungen mit einem 2-wertigen Stromsignal auf einer Zweidrahtleitung, die (auch eigensicher) das Sensorsystem mit Energie versorgt, führten zu folgendem Format der Übertragung (Abb. 1). Bitserielle Darstellung durch 2-wertige Pulsweitenmodulation eines 2-wertigen Stromsignals mit den Werten 4 mA (low) und 16 mA (high). Ruhezustand ist high. Die Impulse beginnen im Zeitabstand von 1 ms (Übertragungstakt) und dauern entweder 100  $\mu$ s (0) oder 200  $\mu$ s (1). Bei der Übertragung (fiktiv) von lauter Einsen stehen im Mittel dem Sensorsystem 13,6 mA zur Verfügung; wesentlich mehr als beim analogen 4 bis 20 mA-Format!

Abb. 2 zeigt den zeitlichen Zusammenhang zwischen dem Quantisierungszyklus und der Übertragung des Datenblocks.

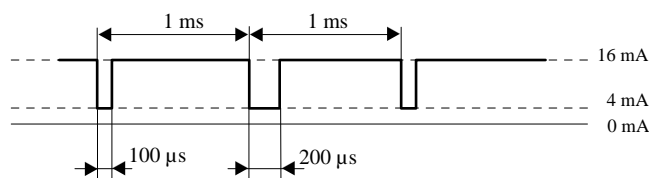


Abb. 1: Zweiwertiges Stromsignal

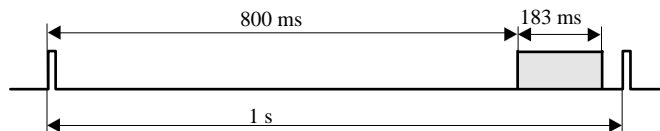


Abb. 2: Zeitliche Lage des Datenblocks im Quantisierungszyklus

## 6. Die monolithische Realisierung

Der beträchtliche Schaltungsaufwand für eine Realisierung der Quantisier- und Kodiereinrichtungen führte zur Entwicklung einer monolithisch integrierten Schaltung, deren Aufbau in Abb. 3 als Blockschaltbild dargestellt ist. Die Ablaufsteuerung generiert neben intern benötigten Hilfssignalen auch die zeitlichen Steuersignale für die Quantisierung, die Kodierung und den Übertragungsrahmen. Die Funktionsblöcke für die Perioden- und Tastverhältnisquantisierung sind über ein gemeinsam getaktetes Schieberegister miteinander verbunden. Dieses Schieberegister wird nach jedem Ende eines Quantisierungszyklus' parallel mit den in diesem Zyklus ermittelten Daten geladen.

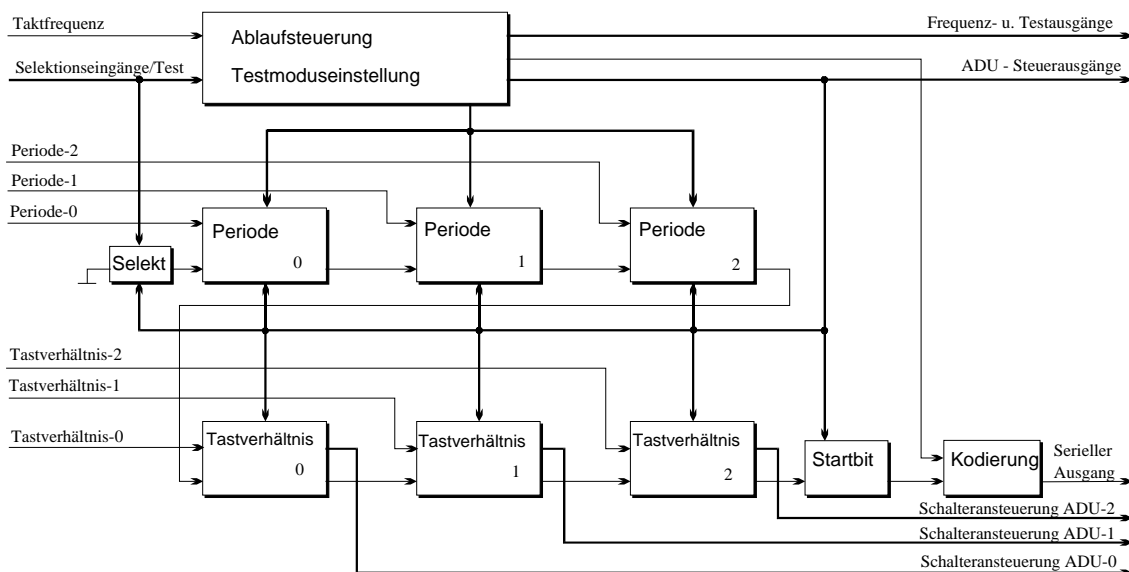


Abb. 3: Blockschaltbild des monolithischen, integrierten Quantisierers und Kodierers

Die Schaltung zur Quantisierung der Vielfachperiode (Block **Periode** in Abb. 3) wurde wie im Blockschaltbild (Abb. 4) dargestellt realisiert. Der 15 bit Dualzähler stellt den Zähler zur Bestimmung der Ordnung  $n_1$  der Vielfachperiode dar. Die Ablaufsteuerung übernimmt die Kontrolle über den Beginn und das Ende der Vielfachperiode in Abhängigkeit vom Periodensignal (Eingang  $P_{in}$ ) und jenem Signal, das den Quantisierungszyklus festlegt (1 Hz). Die Bestimmung der Anzahl der Zeitinkremente  $n_2$  erfolgt durch die Differenzbildung modulo- $2^{25}$  der Zählerstände eines Dualzählers am Ende und am Beginn einer Vielfachperiode. Dieser Dualzähler wird mit der Taktfrequenz getaktet und läuft ohne zeitliche Unterbrechung durch. Da jeder Zählerstand zweimal zur Differenzbildung gebraucht wird - im einen Quantisierungszyklus als Minuend, im darauffolgenden als Subtrahend - bietet sich eine Struktur mit Register A und Register B (jeweils 25 bit breit) an, deren Ausgänge am Subtrahierer angeschlossen sind. Die Verbindung zum Dualzähler erfolgt über den 25 bit Eingangsbus. Nach dem Ende einer Vielfachperiode werden die in ihr ermittelten Zählerstände  $n_1$  und  $n_2$  in ein Schieberegister übernommen, aus dem sie zur Übertragung seriell ausgeschoben werden. Die Kaskadierbarkeit der Schaltung wird durch den seriellen Eingang (Serial\_in) und den seriellen Ausgang (Serial\_out) gewährleistet.

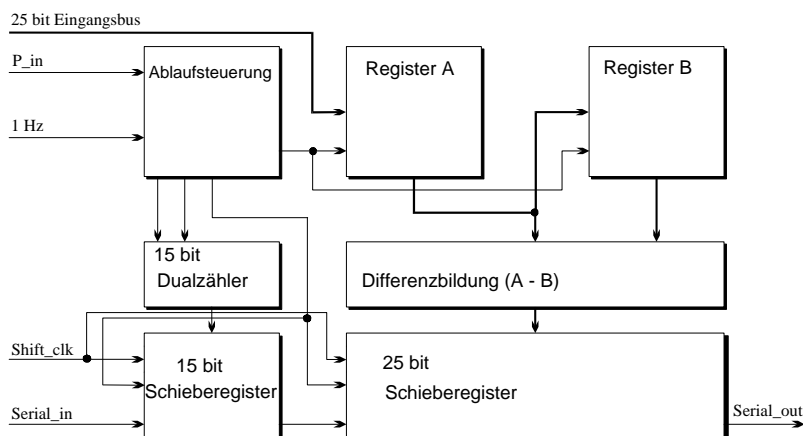


Abb. 4: Blockschaltbild des Periodenquantisierers

Die Quantisierschaltung für das Tastverhältnis (Block **Tastverhältnis** in Abb. 3) wird in Abb. 5 im Zusammenwirken mit dem analogen Schaltungsteil des A/D-Umsetzers gezeigt. Die Regelschleife sorgt dafür, daß das Tastverhältnis der Schalter  $S_1$  und  $S_2$  im Zeitmittel gleich dem Teilverhältnis des aus den Widerständen  $R_{Temp}$  und  $R_{Ref}$  gebildeten Spannungsteilers wird.

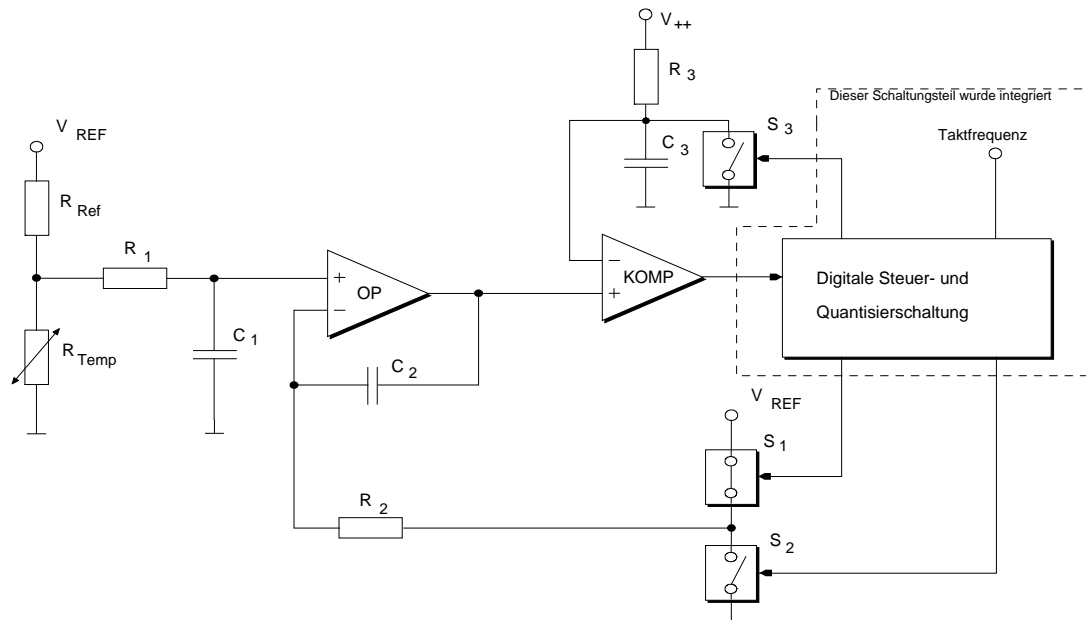


Abb. 5: Blockschaltbild des A/D-Umsetzers

Der Schaltungsentwurf wurde auf einer SUN-Workstation mit Hilfe des Programmpaketes GDT<sup>®</sup> der Firma Mentor Graphics<sup>™</sup> mit selbst generierten Standardzellen durchgeführt. Eine Aufteilung der Gesamtschaltung in überschaubare Schaltungsblöcke vereinfachte die Entwurfs- und Simulationsabläufe erheblich. Die Schaltungsteile wurden auf Gatterebene gezeichnet und in eine Simulatornetzliste übersetzt. Die Logiksimulation erfolgte unter Verwendung von Modellbeschreibungen der Gatter (sogenannte M-Modelle) mit dem Simulationsprogramm Lsim<sup>®</sup>. Durch die Verwendung von M-Modellen verkürzt sich die Simulationszeit auch bei umfangreichen Schaltungen auf ein vertretbares Maß, ohne daß dabei Einbußen in der Genauigkeit des Simulationsergebnisses hingenommen werden müssen. Die Generierung des Layouts wurde mit einem automatisch arbeitenden Platzier- und Verdrahtungsprogramm durchgeführt. Aus dem so erstellten Layout konnte eine Netzliste mit den tatsächlich vorhandenen Layoutkapazitäten für die Nachsimulation der Schaltung generiert werden. Die Simulationsergebnisse wurden mit jenen vor der Platzierung und Verdrahtung verglichen (Verifikation des Entwurfs, Backannotation). Die Peripheriezellen einer integrierten CMOS-Schaltung stellen aus Gründen der gewünschten Überspannungsfestigkeit einen wesentlichen Problempunkt dar und werden deshalb von der Fertigungsfirma als reine Layoutdaten (nicht simulierbar!) vorgegeben. Dasselbe gilt für eine Quarzoszillatorzelle, die im benötigten Taktfrequenzbereich betrieben werden kann. Die Anbindung der Peripheriezellen (Eingangs- und Ausgangspads, Stromversorgungsanschlüsse) an das automatisch erstellte Layout des Kernbereichs der Schaltung kann wegen des Datenformats dieser Zellen nicht automatisch vorgenommen werden.

Der Entwurf wurde bis zur Erstellung des Maskensteuerbandes im GDSII-Format durchgeführt. Die Realisierung der integrierten Schaltung in Silizium erfolgte mit einem  $1\ \mu$  CMOS

Prozeß der Firma Austria Micro Systeme International AG (AMS®). Im Rahmen eines Multi-Product-Wafer Projektes wurden dort die ersten Musterbausteine gefertigt.

Im Test der Schaltung zeigten sich 2 Fehler (1 Verdrahtungs- und 1 logischer Fehler), die am Spitzenmeßplatz mit Lasercutter soweit behoben werden konnten, daß die ordnungsgemäße Funktion der gesamten Schaltung nachweisbar war. Die entsprechenden Korrekturen am Design sind bereits erfolgt.

Technische Daten der integrierten Schaltung:

- 1  $\mu$  CMOS-Prozeß mit 2 Metallverdrahtungsebenen
- 30000 Transistoren
- Chipfläche: 3495  $\mu$ m \* 4000  $\mu$ m
- 16 Eingänge; 24 Ausgänge; 4 Versorgungsanschlüsse
- Eingebauter Quarzoszillator für Taktfrequenzen von 1 MHz bis 16 MHz
- Gehäuseform: PLCC-44

## Danksagung

Die vorliegende Arbeit wurde am Institut für Elektronik der Technischen Universität Graz im Rahmen der Programme UNICHIP/EUROCHIP durchgeführt. Der Gesellschaft für Mikroelektronik, Wien, dem Bundesministerium für Wissenschaft und Forschung, Wien, und dem Amt der Steiermärkischen Landesregierung, Abteilung Wirtschaftsförderung, Graz, sei für die Finanzierung dieser Programme an dieser Stelle aufrichtig gedankt.

## Literaturverzeichnis

- [1] H. Leopold, "Time, frequency and duty-cycle as signal parameters in process signals", p. 51-56, in *Real-Time Data Handling And Process Control*, H. Meyer ed., North-Holland Publishing Company, Amsterdam, New York, Oxford, 1980
- [2] O. Kratky, H. Leopold, H. Stabinger, *Z. angew. Phys.*, 27, S. 273-277, 1969
- [3] Österreichisches Patent 380339, 1986
- [4] United States Patent 5148170, 1992