

## CÉLULAS DE CARGA INTELIGENTES

Carlos Couto\*  
José Higinio\*\*

Univ. Minho - Dep. Electrónica Industrial  
R. Fundação Calouste Gulbenkian, 115  
4700 Braga

### SUMÁRIO

*Este artigo descreve a implementação de uma arquitectura de processamento de sinal das células de carga, muito simples, bastante eficaz e de baixo custo, desenvolvida em torno de um microcontrolador RISC e tirando partido da característica ratiométrica da saída das células de carga. Para amplificação e filtragem dos sinais aplicaram-se as técnicas de condensadores comutados. A necessidade de estabilidade térmica dos circuitos e componentes é minimizada devido ao uso da mesma cadeia de amplificação para o sinal e referência em conjunto com o software de calibração. A conversão analógico-digital é feita através do método de rampa simples, sendo controlado pelo microcontrolador que realiza todo o processamento digital necessário, bem como a comunicação série com o exterior. Também é descrito um exemplo do software de calibração numa plataforma de pesagem com várias células de carga "inteligentes".*

### 1. INTRODUÇÃO

A complexidade e a flexibilidade crescente dos circuitos integrados, disponíveis a preços cada vez mais baixos ao contrário das cablagens, faz com que a evolução minimizando a relação custo/desempenho se dê no sentido das arquitecturas distribuídas reduzindo as cablagens e o seu grau de exigência.

Os sensores inteligentes [2,5] são exemplo disso associando ao dispositivo sensor a electrónica de processamento de sinal, proporcionando uma saída frequentemente série com capacidade de funcionamento em rede. Hoje em dia é possível integrar num só circuito funcionalidades equivalentes às de sistemas mais volumosos, o que conduz à miniaturização dos equipamentos, mais elevados níveis de fiabilidade e desempenho e ainda à redução de custos.

Os sistemas normalmente [2] usados na pesagem industrial utilizam uma plataforma apoiada em quatro ou mais células de carga (paralelo mecânico) e um único circuito de processamento de sinal, com as saídas das

células ligadas entre si (paralelo eléctrico). O ajuste do ganho de uma célula de carga afecta o ganho das outras e a calibração implica a movimentação de massas apreciáveis ao longo da plataforma, tornando-se um processo moroso, e requerendo grande experiência do afinador para que o processo convirja rapidamente.

A utilização de um módulo de processamento do sinal por cada célula (sensor), resolve o problema do paralelo eléctrico das células, isto é, o ajuste do ganho e *offset* de uma célula não afecta a informação das outras, e reduz a calibração ao ajuste dos factores multiplicativos a aplicar à informação de cada uma das células. Considerando uma saída digital para cada uma das  $n$  células, o referido ajuste pode reduzir-se à solução de um sistema de  $n$  equações lineares, a  $n$  incógnitas, geradas por  $n$  leituras, repetidas para a mesma massa de calibração colocada em  $n$  posições distintas. A viabilidade económica desta solução requer, no entanto, que para a electrónica de processamento de sinal seja encontrada uma solução de baixo custo.

Assim, tendo em vista aplicações industriais de pesagem constituíram objectivos a atingir pelo módulo a desenvolver os seguintes:

- saída digital e capacidade de funcionamento em rede;
- resolução da conversão deve ser à volta de 6000 divisões tendo em vista 6000 divisões externas ( $\pm$  dez divisões internas por cada externa), com 20 ou mais leituras por segundo para pesagens estáticas;
- para pesagens dinâmicas a taxa de leitura pode ser superior mas com menor resolução;
- ajuste de ganho e de *offset* por software;

### 2. CIRCUITO GERAL

#### Estratégia

Um amplificador diferencial construído com três andares de condensadores comutados [3] cujo controlo do ganho é implementado através das saídas PWM de elevada precisão do microcontrolador, serve de amplificação para o zero, para o sinal da célula de carga, para a referência e para o *offset* (ver fig. 1). A referência de conversão, o zero e o *offset* são fracções da tensão de

\* Professor Associado

\*\* Assistente Estagiário

alimentação da célula de carga, gerados por um divisor de tensão de elevada estabilidade térmica.

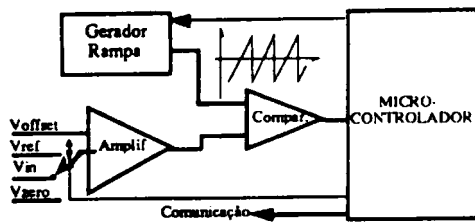


fig. 1 - Diagrama de blocos do módulo.

Requerendo as necessidades de processamento de sinal e de comunicação o recurso a um microprocessador/microcontrolador, procurou-se maximizar a sua utilização para redução do *hardware*. Assim foram previstas para o microcontrolador as seguintes tarefas:

- Determinar o número de contagens associadas ao processo de conversão ( $N_{zero}$ ,  $N_{vin}$ ,  $N_{vref}$ ).
- Cálculo do valor de conversão.
- Controlo dos *switches* no andar de entrada (determinação do sinal a ser amplificado).
- Controlo da descarga do condensador da geração da rampa (início e fim de conversão).
- Programação do ganho para os sinais de entrada e *offset*.
- Filtragem digital.
- Comunicações para o exterior (RS 485).
- *Software* de calibração.

A estratégia de conversão inspira-se no método de rampa simples, pela simplicidade do *hardware* e pela elevada linearidade:

- uma tensão de referência é integrada, constituindo uma rampa, que é sucessivamente comparada com o mínimo (zero) com o sinal e com o máximo (referência);
- o quociente entre os tempos que decorrem do mínimo até ao sinal, e do mínimo até ao máximo definem o valor da conversão;

A precisão da conversão depende essencialmente da linearidade da rampa, já que é fácil conseguir um relógio de elevada estabilidade para alimentação do contador. Os erros da comparação são minimizados com a utilização do mesmo comparador para detectar os três níveis, isto é, para determinar as três contagens -  $N_{Vzero}$ ,  $N_{Vin}$ ,  $N_{Vref}$ .

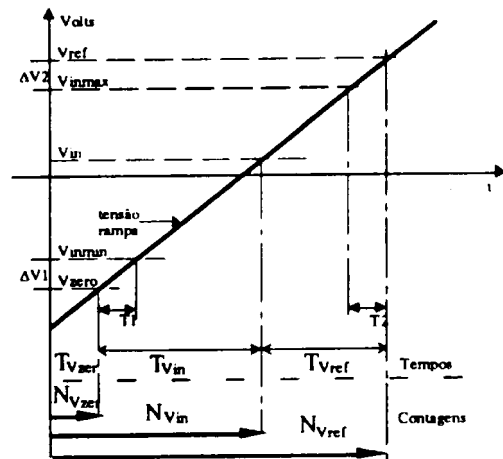


fig. 2 - Método de conversão de rampa.

No método de rampa [1,2,6] simples (ver fig. 2) para cada comparação efectuada tem-se a geração de um ciclo rampa. No tipo de conversão adoptado as três comparações são realizadas numa só rampa o que reduz o tempo de conversão a um terço. É imprescindível garantir tempo suficiente para o transitório da comutação se extinguir evitando comparações falsas ( $\Delta V1$  e  $\Delta V2$  são valores de tolerância).

O resultado da conversão é dado pela expressão abaixo representada; onde  $N_{Vzero}$ ,  $N_{Vin}$ ,  $N_{Vref}$  são as contagens efectuadas por um contador do microcontrolador alimentado por um relógio com tempo de ciclo de 250ns (cristal de 16 MHz).  $N_k$  é um factor de normalização constante (neste caso  $N_k=100000$ ).

$$\text{Conversão} = \frac{N_{vin} - N_{vzero}}{N_{vref} - N_{vzero}} \times N_k$$

### Implementação do circuito

**Andar de Amplificação:** Explorando as técnicas [4] de condensadores comutados (SC) para simulação de resistências, construiu-se o amplificador somador com ganho programável representado na fig. 3. Três blocos de instrumentação SC (LTC1043) controlados pelas saídas PWM do microcontrolador amplificam os três sinais e o *offset*. Os condensadores utilizados na *bombagem* de carga são de poliestireno (baixo *drift*). A estabilidade [3] do ganho é garantida pela elevada precisão das saídas PWM do microcontrolador. A filtragem após amplificação é realizada através do uso de um filtro SC [4] de 5ª ordem passa-baixo com frequência de corte programável a partir de um sinal vindo do microcontrolador. A expressão da saída A5 é dada por:

$$V_{o5} = \frac{10nF \cdot f_{PWM2}}{100pF \cdot f_{clk1}} \cdot V_{sinal} - \frac{10nF \cdot f_{PWM1}}{100pF \cdot f_{clk1}} \cdot V_{offset}$$

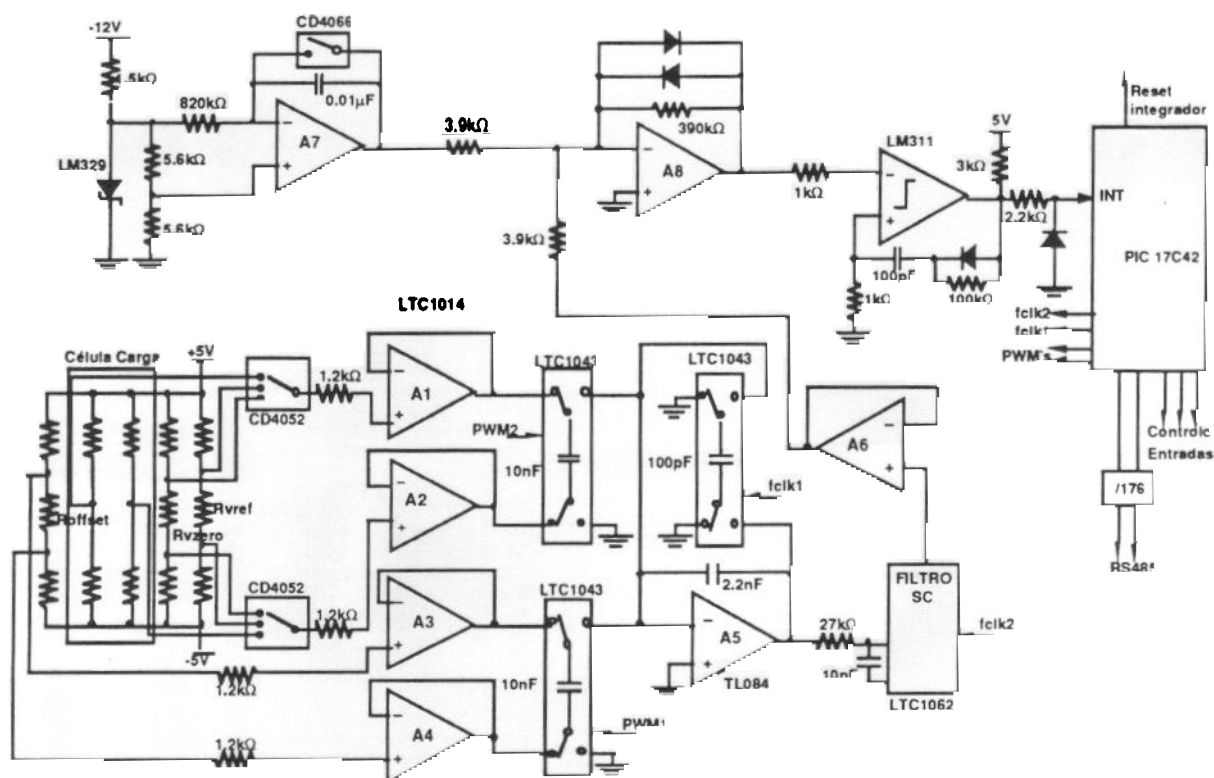


fig. 3- Esquema global do circuito.

### 3. SOFTWARE

**Gerador de Rampa:** O circuito integrador [1] construído com A7 implementa esta função. O switch CD4066 controlado pelo microcontrolador descarrega o condensador para iniciar a rampa. A estabilidade e elevada linearidade é garantida pela utilização da tensão de referência de um zener LM329 e do condensador integrador que é de polipropileno com baixa absorção dielétrica.

**O Comparador:** A comparação [1] do sinal amplificado com o sinal da rampa, é obtido duma maneira mais rápida e com maior sensibilidade com ajuda do amplificador A8. As saídas do andar de filtragem e de A7 têm polaridade contrária. Quando a diferença de tensões em módulo é grande, A8 opera com baixo ganho devido aos diodos na realimentação negativa, se as tensões fornecidas forem aproximadamente iguais em módulo a sua diferença é zero, sendo o ganho determinado pela resistência na malha de realimentação 390kΩ. A saída de A8 só pode tomar dois valores -0.7V e 0.7V o que provoca o disparo rápido do comparador. O amplificador A8 torna a missão do comparador mais fácil, pois amplifica a diferença de tensão dos dois sinais a comparar por um factor de 100, reduzindo a incerteza na entrada do comparador. Os componentes na malha de realimentação positiva do comparador asseguram uma rápida transição. A saída do comparador está ligada à interrupção externa de um timer de 16 bits do microcontrolador.

Todo o *software* para o microcontrolador foi codificado em linguagem Assembly para o microcontrolador PIC17C42 e o *software* do interface com utilizador e comunicação PC- microcontrolador em linguagem C.

A utilização de Vzero e Vref fixos vem limitar o aproveitamento máximo da excursão da saída da célula de carga para qualquer tipo de plataforma. O próximo sub-capítulo apresenta uma solução intensiva por *software*, para qualquer tipo de plataforma com calibração periódica e automática das células de carga inteligentes.

#### Ajuste automático de escala

A solução testada permite o uso de qualquer plataforma e calibração automática. O utilizador depois de determinar o peso da plataforma e o ganho para os sinais e *offset*, pesa as massas que coloca na plataforma gastando o tempo de apenas uma conversão (18ms). A 1ª conversão serve para calcular os ganhos dos sinais de entrada e do *offset*. Como ilustração do que foi dito segue-se um exemplo:

#### 1ª CONVERSÃO:

Vzero=10mV; Vref=30mV; Voffset=-20mV.

Escala: -2V a 2V.

Com a 1ª conversão utilizou-se o ganho de 200 para os sinais de entrada e *offset* (para estar dentro da escala). Com a descoberta do valor da plataforma (Vin) sabe-

mos qual o ganho a aplicar para a 2ª conversão, para termos o mesmo nº de divisões ( $N_{calib\ 1^{a}conv}$ ) - ver fig.4. Na 2ª conversão apenas se amplificam dois sinais ( $V_{peso}$  e  $V_{ref}$ ) obtendo-se  $N_{peso}$  e  $N_{vref}$ . A 1ª conversão é para calibrar a plataforma para depois se proceder às pesagens, mas periodicamente vamos ter que recalibrar a plataforma, sendo suficiente de 10 em 10 conversões e podendo ser implementada automaticamente por *software*. A calibração é realizada determinando-se o nº de contagens  $N_{calib}=(N_{vzero}-N_{vref})$  e ajustando o ganho a aplicar nas próximas 10 conversões através da expressão:

$$\text{Ganho} = \text{ganho } 2^{a}conv \times \frac{N_{calib\ 1^{a}conv}}{N_{calib}}$$

### 1ª CONVERSÃO

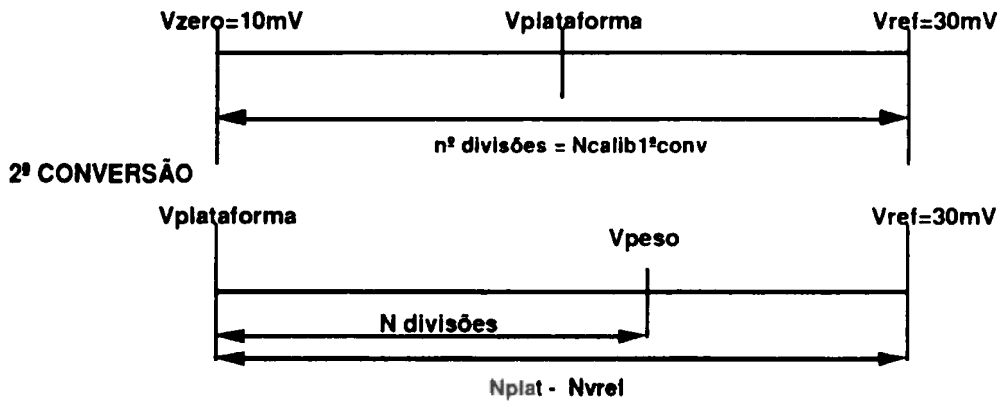


fig. 4 - Exemplo de uma pesagem, após calibração.

$$\text{Conversão} = \frac{N}{N_{plat} - N_{vref}} \times N_k$$

## 4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O andar gerador da rampa é constituído por  $R=820k\Omega$  e  $C=10nF$  com a seguinte equação a descrever a saída de A7:

$$V_{o7}(t) = -3.45 + 420.12t$$

Na fig. 5 está representado o display de um osciloscópio digital TEKTRONIX 2230 apresentando no CH1 a saída A8 com os pulsos correspondentes às três comparações e no CH2 a saída de A7.

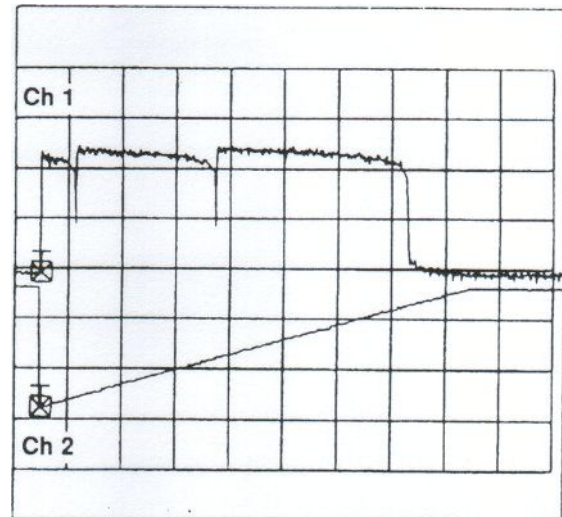


fig. 5- Saídas de A8 e A7.  
TB - 2ms/DIV.  
CH1- Saída de A8 a 1V/DIV.  
CH2- Saída de A7 a 2V/DIV.

A fig. 6 apresenta no CH2 um exemplo de conversão para um dado Vin com as várias transições do sinal de entrada (Vzero, Vin, Vref).

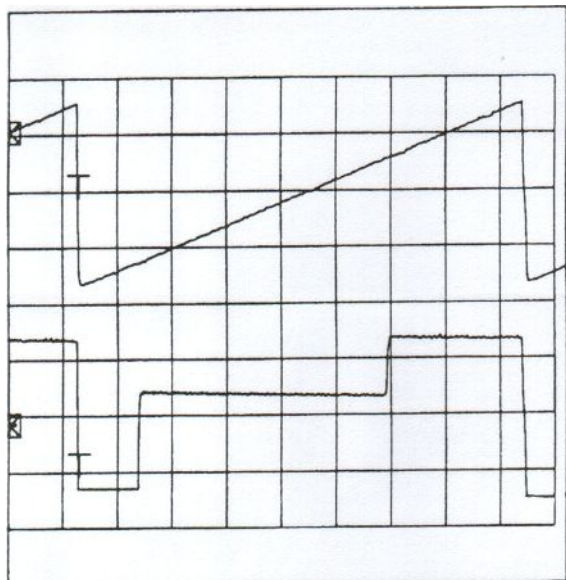


fig. 6- Saídas de A7 e A6.  
TB - 2ms/DIV.  
CH1 - Saída de A7 a 1V/DIV.  
CH2 - Saída de A6 a 2V/DIV (INV).

A tabela abaixo representada mostra os resultados de conversão para diferentes entradas (mV), utilizando a solução por software com calibração periódica e automática apresentada no capítulo anterior.

ENTRADAS mV	12,02	21,25	23,75	27,87
RESULT. CONVER.	31652	56079	62623	73540
	31657	56078	62625	73531
	31650	56081	62620	73525
	31642	56069	62614	73523
	31638	56088	62621	73520
	31639	56087	62617	73539
	31645	56084	62612	73524
	31653	56079	62609	73529
	31656	56078	62614	73528
31648	56081	62605	73540	
MEDIA	31648	56080	62616	73531
DESVIO	-10, +9	-11, +8	-11, +9	-11, +9

## 5. CALIBRAÇÃO MULTI-CÉLULA

O uso de células de carga com saídas digitais, com processamento de sinal integrado, permite ajustar o ganho por uma simples multiplicação do valor da célula de carga por um coeficiente, operação que não afecta as saídas das outras células. O processo de calibração [2] consiste no cálculo de coeficientes multiplicativos que

advém da resolução de um sistema de equações, operação realizada com facilidade por qualquer microprocessador. A calibração começa com a realização de  $n$  leituras do peso obtido por  $n$  células de carga, movendo uma massa conhecida ao longo da plataforma. Os melhores resultados conseguem-se colocando sucessivamente a massa sobre cada uma das células de carga. Depois da obtenção dos coeficientes basta calcular a soma dos produtos entre os valores de conversão das células de carga pelos seus respectivos coeficientes para se determinar a massa colocada sobre a plataforma de pesagem independentemente da sua localização.

Para testar o software de calibração, um fabricante de balanças electrónicas pôs à disposição duas plataformas de quatro células cada uma e oito unidades de leitura ligadas em rede (modelo clássico). As células de carga suportam um peso máximo nominal de 100kg, com 3000 divisões de resolução e uma sensibilidade de 2mV/V. A plataforma de quatro células encontra-se ligada a uma unidade de leitura para 200kg com uma resolução de 100gr. Cada unidade de leitura está calibrada para dar 60kg com 20gr de resolução. Os testes foram efectuados na plataforma de 4 células e na junção das duas plataformas para obtermos um sistema de 8 células de carga.

Com uma plataforma de 4 células de carga e uma massa calibrada de 20kg a mover-se ao longo da plataforma efectuaram-se 4 leituras (uma de cada célula) para cada uma das quatro posições da massa, construindo-se um sistema de quatro equações a quatro incógnitas (coeficientes multiplicativos). Os melhores resultados são conseguidos concentrando a massa o mais perto possível de cada célula de carga.

$$K_1W_{11} + K_2W_{12} + K_3W_{13} + K_4W_{14} = 20\text{kg}$$

$$K_1W_{21} + K_2W_{22} + K_3W_{23} + K_4W_{24} = 20\text{kg}$$

$$K_1W_{31} + K_2W_{32} + K_3W_{33} + K_4W_{34} = 20\text{kg}$$

$$K_1W_{41} + K_2W_{42} + K_3W_{43} + K_4W_{44} = 20\text{kg}$$

com as seguintes leituras para:

$$W_{1c} \quad 3.86, 9.96, 6.82, 0.72;$$

$$W_{2c} \quad 1.74, 2.94, 10.88, 5.58;$$

$$W_{3c} \quad 4.50, 0.74, 3.54, 13.26;$$

$$W_{4c} \quad 13.30, 2.92, 1.48, 4.38;$$

obtiveram-se os seguintes coeficientes multiplicativos:

$$K_1=0.900; K_2=0.915; K_3=0.991; K_4=0.886;$$

Utilizando estes factores em sucessivas operações de pesagem, com diferentes massas (1,5,20, até 80kg) colocadas em diferentes pontos da plataforma, obteve-se bons resultados com erros abaixo das 50gr (4000 divisões em 200kg). A composição de uma plataforma de 8 células de carga foi testada com os oito coeficientes multiplicativos calculados e realização de sucessivas pesagens para várias massas distribuídas ao longo da plataforma obtendo-se resultados satisfatórios com erros abaixo de 100gr, isto é 4000 divisões em 400kg.

## 6. CONCLUSÕES

Os resultados obtidos são bastante encorajadores permitindo actualmente resoluções acima das 60000 unidades com cerca de 50 conversões/seg. Logo que o protótipo seja completamente testado e afinado é nosso propósito desenvolver um ASIC tendo em vista uma maior miniaturização do circuito.

### Agradecimentos

Gostaríamos de agradecer à CEL-Cachapuz Electrónica Lda, por ter disponibilizado um sistema de pesagem electrónico e uma mini-plataforma de testes utilizados na realização deste trabalho.

## 7. BIBLIOGRAFIA

- [1] "A 20 - bit (1ppm) Linear Slope Integrating A/D Converter", Application Note 260, National Semiconductor.
- [2] C. Couto, J. Higinio: "Intelligent Signal Processing for Ratiometric Data Acquisition: A Low Cost Solution for Load Cells", Symposium of IMEKO TC-4, Bruxelas, Bélgica, Maio 1993.
- [3] M. Yamada, K. Watanabe: "A Switched-Capacitor Interface for Capacitive Pressure sensors", IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol. IM-41, pp. 81-86, 1992.
- [4] Jim Williams: "Application Note 3", Linear Handbook of Applications Notes, 1990.
- [5] J. H. Huijsing, F.R. Riedijk: "Integrated Smart Sensors", Sensors and Actuators, Vol A30, pp167 - 174, 1992.
- [6] J. H. Huijsing, F.R. Riedijk: "An Integrated Absolute Temperature Sensor With Sigma - Delta A - D Conversion", Sensors and Actuators, Vol A34, pp249 - 256, 1992.