

ESCOLA POLITÉCNICA DA USP
PSI-2662 - PROJETOS EM SISTEMAS ELETRÔNICOS EMBARCADOS: SENSORES E
ATUADORES.

Apostila de Sensores

por

A. A. M. Laganá

Equipe de Apoio

Cynthia Thamires da Silva

Felipe Serafim Albaladejo

Conteúdo

1	Introdução	2
1.1	Os sensores do carro	2
1.2	Classificação geral dos sensores e tipos	2
1.3	Uma síntese dos amplificadores operacionais	2
2	Sensores de Temperatura	3
2.1	Aplicação no carro	3
2.2	Sensores resistivos	3
2.3	Sensor de temperatura a partir de dispositivos semi condutores	8
2.4	Sensor Integrado LM35	12
3	Sensor de pressão	16
3.1	O sensor de pressão no carro	16
3.2	Tipos de sensores	16
3.3	Princípios do Strain-gauge.	16
3.4	Processo construtivo	21
3.5	Tratamento elétrico.	22
3.6	Sensores utilizados para medida de pressão do ar admitido	24
4	Acelerômetro	27
4.1	Aplicações no carro	27
4.2	Tipos de sensores acelerômetro	27
4.3	Conceitos básicos do funcionamento	28
4.4	Exemplos de acelerômetros	36

5	Sensores de rotação	38
5.1	Tipos e aplicações no carro	38
5.2	Sensor de relutância ou indutivo	38
5.3	Exemplo de sensores de relutância com uso automotivo	40
5.4	Sensor efeito hall	41
5.5	Exemplo de sensor Hall com aplicação automotiva	45
6	Medidor de fluxo de massa de ar (MAF)	51
6.1	Aplicação no carro	51
6.2	Princípio de funcionamento	51
6.3	Exemplo de sensor	53
7	Sonda Lambda (Sensor de oxigênio)	55
7.1	Aplicação no carro	55
7.2	Princípio de funcionamento	56
7.3	Aspectos práticos	57
7.4	Exemplo de sonda λ fabricada pela Bosch	59
	Bibliografia	61

Capítulo 1

Introdução

1.1 Os sensores do carro

Diversos ensaios sobre o conceito e a importância desenvolvida...

1.2 Classificação geral dos sensores e tipos

Diversos ensaios sobre o conceito e a importância desenvolvida...

1.3 Uma síntese dos amplificadores operacionais

Diversos ensaios sobre o conceito e a importância desenvolvida...

Capítulo 2

Sensores de Temperatura

2.1 Aplicação no carro

Inicialmente destacamos os sensores resistivos (NTC e PTC) utilizados no motor, respectivamente para medida da temperatura do ar admitido e da água de refrigeração (utilizada para indicar a temperatura do motor). Outras aplicações em carros mais luxuosos são para medir temperatura do ar no compartimento de passageiros, temperatura externa, medida de temperatura do gás de exaustão, as vezes antes e depois do catalizador, temperatura do combustível e do óleo lubrificante. (1) Considerando o range de temperatura necessário, podemos dividir os sensores em dois grupos: o primeiro no intervalo de $-40^{\circ}C$ à $170^{\circ}C$ onde a maioria dos carros utiliza sensores NTC (Negative Temperature Coefficient). As outras tecnologias menos utilizadas são: resistores PTC, Pt1000 e CIs com saída de tensão linear. Outro grupo abrangendo o intervalo de $-40^{\circ}C$ à $760^{\circ}C$ para motores Diesel e até $1200^{\circ}C$ para motores a gasolina é demandado em função das rígidas normas de emissão e neste caso os resistores de platina são os mais utilizados.

2.2 Sensores resistivos

A tabela (2.1), mostra os valores de resistência para um resistor NTC, com a temperatura variando de $-40^{\circ}C$ à $120^{\circ}C$ cujo o comportamento pode ser visualizado na figura (2.1).

Um exemplo mais ilustrativo é dos sensores NTC da Bosch (280 130 026/093/170), que pode ser visualizado na figura (2.2) e (2.4) e na tabela (2.2)

Notemos que o gráfico $R(v)$ e a tabela permite obtermos o valor do resistor a partir da temperatura. Um outro exemplo mais preciso pode ser visualizado no data sheet da Philips correspondente aos sensores de

Temperatura	Resistência	Temperatura	Resistência
$^{\circ}C$	Ω	$^{\circ}C$	Ω
-40	75501	40	1199
-35	54495	45	983,4
-30	39764	50	810,9
-25	29319	55	672,2
-20	21833	60	560,1
-15	16414	65	468,9
-10	12452	70	394,5
-5	9529	75	333,4
0	7353	80	282,9
5	5719	85	241,2
10	4482	90	206,4
15	3539	95	177,3
20	2814	100	152,9
25	2252	105	132,4
30	1814	110	114,9
35	1471	115	100,2
40	1199	120	87,6

Tabela 2.1: Variação da resistência em função da temperatura (TTY82)

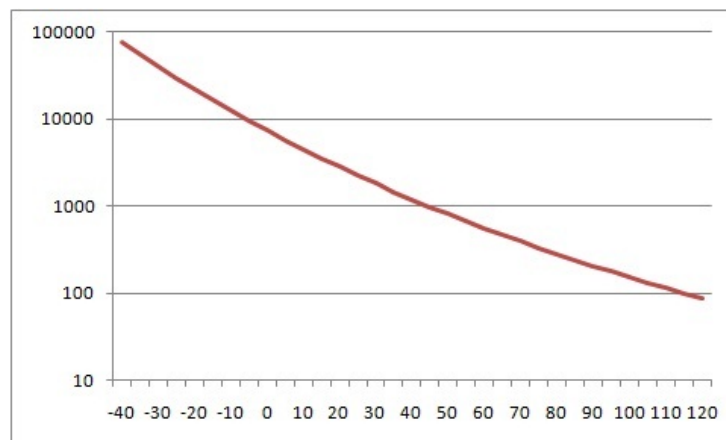


Figura 2.1: Variação de resistência de um elemento NTC com a temperatura.

temperatura da série TTY82, fabricados com material semicondutor cujo o diagrama com as equipotenciais e as linhas de corrente pode ser visualizado na figura (2.3) e a curva da resistência R em função da temperatura na figura (2.4).

Part number	0 280 130 026	0 280 130 093	0 281 002 170	0 281 002 209	0 281 002 412
Application/medium	Water	Water	Oil/Water	Water	Water
Measuring range	-40 ... + 130 °C	-40 ... + 130	-40 ... + 150	-40 ... + 130	-40 ... + 130
Tolerance at +20°C	1.2 °C	1.2	±1.5	±1.5	±1.5
Tolerance at +100°C	3.4 °C	3.4	±0.8	±0.8	±0.8
Nominal resistance at 20°C	2.5 ±5% KΩ	2.5 ±5%	2.5 ±6%	2.5 ±6%	2.5 ±6%
Electrical resistance at -10°C	8.26 ... 10.56 KΩ	8.727 ... 10.067	8.244 ... 10.661	8.244 ... 10.661	8.244 ... 10.661
Electrical resistance at +20°C	2.28 ... 2.72 KΩ	2.375 ... 2.625	2.262 ... 2.760	2.262 ... 2.760	2.262 ... 2.760
Electrical resistance at +80°C	0.290 ... 0.364 KΩ	-	0.304 ... 0.342	0.304 ... 0.342	0.304 ... 0.342
Nominal voltage	≤ 5 V	≤ 5	≤ 5	≤ 5	≤ 5
Measured current, max.	1 mA	1	1	1	1
Thermal time constant	44 s	44	15	15	15
Max. power loss at $\Delta T = 1K$ and stationary air 23°C	100 $m \cdot s^{-2}$	100	≤ 300	≤ 300	≤ 300
Degree of protection (1)	IP 54A	IP 54A	IP 64K	IP 64K	IP 64K IP 64K
Thread	M 12 x 1.5	M 12 x 1.5	M 12 x 1.5	M 12 x 1.5	M 14 x 1.5
Corrosion - tested as per Plugs	DIN 50 018	DIN 50 018	DIN 50 021 (2)	DIN 50 021	DIN 50 021
	Jetronic, Tin-plated pins	Compact 1, Tin-plated pins	Compact 1, Gold-plated pins	Compact 1.1, Tin-plated pins	Compact 1.1, Tin-plated pins
Tightening torque	Nm	25	18	25	20

Tabela 2.2: Dados característicos dos sensores de temperatura.



Figura 2.2: Visualização dos sensores de temperatura NTC da Bosch.

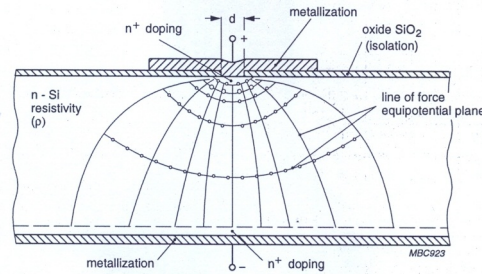


Figura 2.3: Exemplo de um sensor NTC utilizando semiconductor (TTY82)

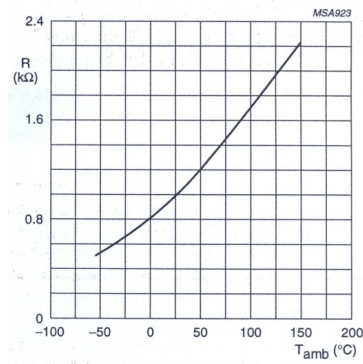


Figura 2.4: Curva de resistência em função da temperatura de um sensor PTC (TTY82)

Adicionalmente a tabela (2.3) que indica a resistência a $25^{\circ}C$,

Temos a tabela (2.4) que indica os parâmetros da equação.

$$R_t = R_{ref}[1 + A(T - T_{ref}) + B(T - T_{ref})^2 + C(T - T_j)^D] \quad (2.1)$$

Família	R_{25} (Ω)	Tolerância (ΔR)	Range de Temperatura ($^{\circ}C$)	Encapsulamento
KTY81-1	1000	$\pm 1\%$ até $\pm 5\%$	-55 até 150	SOD70
KTY81-2	2000	$\pm 1\%$ até $\pm 5\%$	-55 até 150	SOD70
KTY82-1	1000	$\pm 1\%$ até $\pm 5\%$	-55 até 150	SOT23
KTY82-2	2000	$\pm 1\%$ até $\pm 5\%$	-55 até 150	SOT23
KTY83-1	1000	$\pm 1\%$ até $\pm 5\%$	-55 até 175	SOD68 (DO - 34)
KTY84-1	1000 R_{100}	$\pm 3\%$ até $\pm 5\%$	-40 até 300	SOD68 (DO - 34)
KTY85-1	1000	$\pm 1\%$ até $\pm 5\%$	-40 até 125	SOD80

Tabela 2.3: Valor da resistência a $25^{\circ}C$

Sensor type	$A(K^{-1})$	$B(K^{-2})$	$C^{(1)}(K^{-D})$	D	$T_I(^{\circ}C)$
KTY81 - 1	7.874×10^{-3}	1.874×10^{-5}	3.42×10^{-8}	3.7	100
KTY81 - 2	7.874×10^{-3}	1.874×10^{-5}	1.096×10^{-6}	3.0	100
KTY82 - 1	7.874×10^{-3}	1.874×10^{-5}	3.42×10^{-8}	3.7	100
KTY82 - 2	7.874×10^{-3}	1.874×10^{-5}	1.096×10^{-6}	3.0	100
KTY83	7.635×10^{-3}	1.731×10^{-5}	-	-	-
KTY84	6.12×10^{-3}	1.1×10^{-5}	3.14×10^{-8}	3.6	250
KTY85	7.635×10^{-3}	1.731×10^{-5}	-	-	-

Tabela 2.4: Parâmetros da equação polinomial

A obtenção da temperatura é obtida a partir da tensão de saída dos circuitos retirados da figura (2.5), onde a partir de cálculos é possível determinar o valor do resistor sensor e posteriormente a temperatura utilizando-se os gráficos ou as tabelas do datasheet.

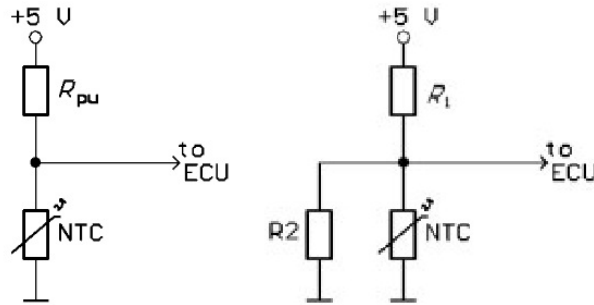


Figura 2.5: Circuitos utilizados para a medida (4)

Para o sensor MAP que utilizamos no projeto de admissão de ar - código 0 261 230 022 (Bosch), encon-

tramos no data sheet o gráfico de resistência em função da temperatura e o seguinte circuito recomendado (data sheet 0 261 260 136), que podem ser visualizados na Figura (2.6)

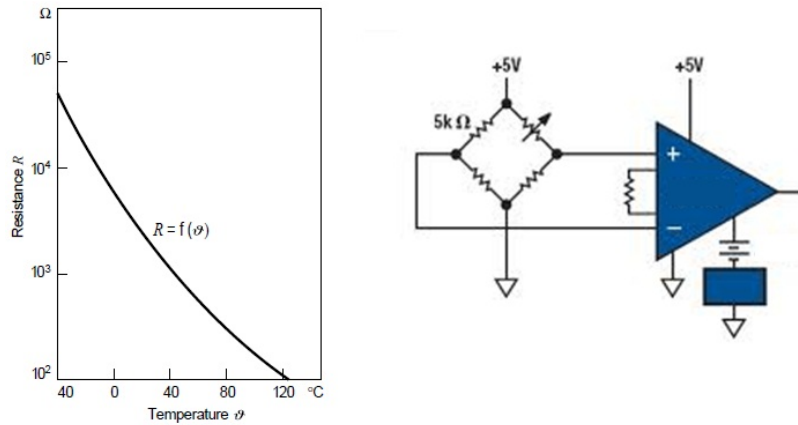


Figura 2.6: Curva de um sensor de temperatura NTC integrante do sensor MAP.

Desta forma é possível obter uma expressão ou tabela que permita determinar o valor de temperatura em função da tensão obtida. O microcontrolador poderá calcular ou determinar um índice para buscar o valor de temperatura em tabelas (matrizes) pré definidas.

2.3 Sensor de temperatura a partir de dispositivos semi condutores

Um sensor construído com a mesma tecnologia de fabricação de um circuito integrado permite integrar ao mesmo, todo circuito de tratamento do sinal. Um circuito típico que utilizaremos para fundamentar seu funcionamento é o indicado na Figura (2.7).

Relações:

$$A_{e4} = pA_{e3} \quad (2.2)$$

$$A_{e2} = pA_{e1} \quad (2.3)$$

$$I_{s1} = I_{s2} \quad (2.4)$$

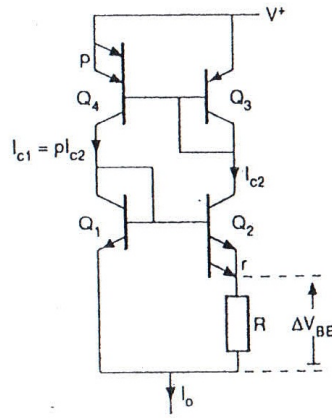


Figura 2.7: Circuito sensor de temperatura (5)

$$I_{s3} = I_{s4} \quad (2.5)$$

$$I_s = A \cdot J_s \quad (2.6)$$

Antes de iniciarmos esta análise, vamos introduzir a seguinte expressão para corrente de coletor de um transistor bipolar.

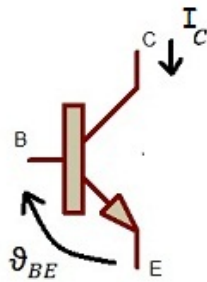


Figura 2.8: Circuito sensor de temperatura.

$$I_C = I_S \cdot e^{(V_{BE}/V_T)} \quad (2.7)$$

I_S é chamado de corrente de saturação

$$V_T = \frac{K \cdot T}{q} \quad (2.8)$$

na qual K é a constante de Boltzmann, q é a carga do elétron e T temperatura em Kelvin.

Desta forma teremos

$$e^{\left(\frac{qV_{BE}}{KT}\right)} = \frac{I_C}{I_S} \quad (2.9)$$

$$\ln \left[e^{\left(\frac{qV_{BE}}{KT}\right)} \right] = \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) \quad (2.10)$$

$$\frac{qV_{BE}}{KT} = \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) \quad (2.11)$$

Finalmente

$$V_{BE}(T) = \left[\frac{k}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) \right] \cdot T(K) \quad (2.12)$$

Voltando ao circuito da figura (2.7), escrevendo a equação de malha pelas bases de Q_1 e Q_2 teremos:

$$\Delta V_{BE} + V_{BE2} - V_{BE1} = 0 \quad (2.13)$$

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} \quad (2.14)$$

por sua vez temos,

$$V_{BE1} = \frac{k}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right) \cdot T \quad (2.15)$$

$$V_{BE2} = \frac{k}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right) \cdot T \quad (2.16)$$

substituindo na anterior,

$$\Delta V_{BE} = \frac{k}{q} \left[\ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right) - \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right) \right] T \quad (2.17)$$

$$\Delta V_{BE} = \frac{k}{q} \left[\ln \left(\frac{I_{C1} \cdot I_{S2}}{I_{C2} \cdot I_{S1}} \right) \right] T \quad (2.18)$$

Q_3 e Q_4 são implementados de tal forma que $I_{c4} = p I_{c3}$ ou seja $A_{e4} = p A_{e3}$, pois $V_{BE4} = V_{BE3}$,

e ainda vamos considerar que a relação entre as áreas da região de emissor dos transistores Q_2 e Q_1 é r ($A_{e2} = rA_{e1}$). Podemos considerar ainda que $J_{S1} = J_{S2}$ e $J_{S3} = J_{S4}$. Desta forma, considerando ainda que:

$$I_S = A \cdot J_S \quad (2.19)$$

$$I_{C1} = I_{C4} \quad (2.20)$$

e

$$I_{C2} = I_{C3} \quad (2.21)$$

Onde as correntes de base são desprezadas.

Teremos

$$\Delta V_{BE} = \frac{k}{q} \left[\ln \left(\frac{I_{C4}}{I_{C3}} \cdot \frac{A_{e2}}{A_{e1}} \cdot \frac{J_{s2}}{J_{s1}} \right) \right] \cdot T = \frac{k}{q} [\ln(p \cdot r)] \cdot T \quad (2.22)$$

Portanto ΔV_{BE} é proporcional a temperatura T em Kelvin. Pode-se, desta forma determinar p e r de forma conveniente para o sensor. Para transformarmos o nosso sensor para $^{\circ}C$, podemos utilizar a seguinte configuração:

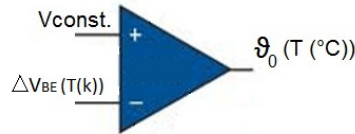


Figura 2.9: Procedimento para obtenção da temperatura em $^{\circ}C$

onde temos um amplificador de instrumentação com ganho 1 e

$$V_{cons} = \frac{k}{q} [\ln(p \cdot r)] \cdot 273 \quad (2.23)$$

Desta forma

$$V_o(T(^{\circ}C)) = \frac{k}{q} [\ln(p \cdot r)] [T(K) - 273] = \frac{k}{q} [\ln(p \cdot r)] \cdot T(^{\circ}C) \quad (2.24)$$

2.4 Sensor Integrado LM35

Vamos agora analisar o sensor de temperatura integrado LM35. Vamos iniciar analisando seu diagrama mostrado na figura (2.10).

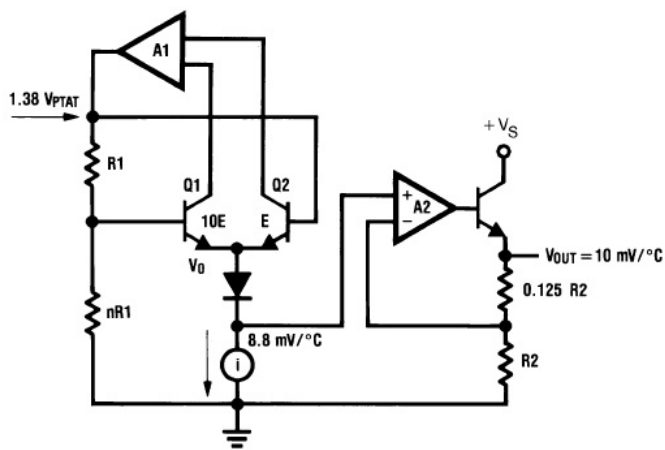


Figura 2.10: Diagrama do sensor LM35

Primeiro vamos considerar o seguinte circuito da figura (2.11)

De forma idêntica ao desenvolvido anteriormente podemos escrever

$$\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1} = \frac{k}{q} \left[\ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right) - \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right) \right] \cdot T \quad (2.25)$$

Por tratar-se de um amplificador diferencial, **os transistores são iguais** e portanto $I_{S1} = I_{S2}$, logo

$$\Delta V_{BE} = \frac{k}{q} \left[\ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}} \right) \right] \cdot T \quad (2.26)$$

Neste caso I_{C1} e I_{C2} não são constantes e podemos escrever

$$I_{C1} = \frac{I}{2} - gm \frac{\Delta V_{BE}}{2} \quad (2.27)$$

$$I_{C2} = \frac{I}{2} + gm \frac{\Delta V_{BE}}{2} \quad (2.28)$$

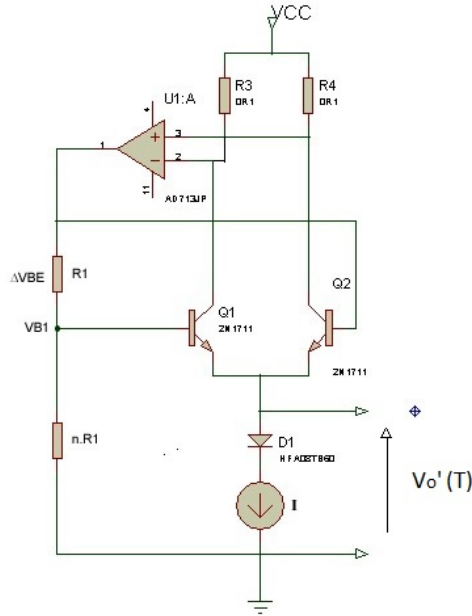


Figura 2.11: Diagrama alternativo para visualização.

Vamos considerar porém que $gm \frac{\Delta V_{BE}}{2} \ll \frac{I \pm \Delta I}{2}$, permitindo considerar $\frac{I_{C2}}{I_{C1}}$ praticamente constante. Por outro lado, considerando o β dos transistores grande, podemos por sua vez considerar I_b desprezível. Desta forma o potencial V_{B1} será dado por

$$V_{B1} = nR_1 \cdot \frac{\Delta V_{BE}(T)}{R_1} = n\Delta V_{BE}(T) \quad (2.29)$$

Considerando n grande podemos considerar que:

$$V_{B1}(T) \gg \Delta V_{BE}(T) \quad (2.30)$$

e temos ainda

$$V_d = \frac{k}{q} \ln \left(\frac{I}{I_{Sdiado}} \right) T \quad (2.31)$$

onde

$$\frac{k}{q} \ln \left(\frac{I}{I_{Sdiado}} \right) \quad (2.32)$$

e

$$V_o(T) = \frac{V'_o(T)}{R_2} \cdot (0,125R_2 + R_2) = 1,125V'_o(T) \quad (2.40)$$

substituindo o valor de $V'_o(T)$ temos:

$$V_o(T) = V'_o(T = 0^\circ C) \cdot 1,25 + 8,8 \cdot 1,25 \frac{mV}{^\circ C} \cdot T(^\circ C) \quad (2.41)$$

$$V_o(T) = 1,25V'_o(T = 0^\circ C) + 10 \frac{mV}{^\circ C} \cdot T(^\circ C) \quad (2.42)$$

Analisando outras características do datasheet notamos que o erro é inferior a $1,5^\circ C$, o ruído gerado é pequeno e que a resposta com ar parado chega a minutos.

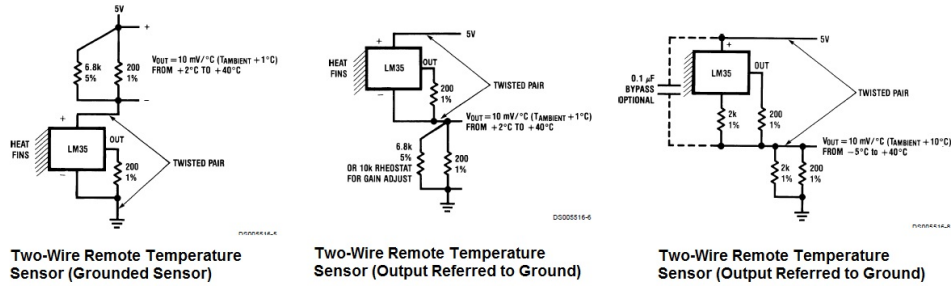


Figura 2.13: Circuito para medidas de temperatura.

Capítulo 3

Sensor de pressão

3.1 O sensor de pressão no carro

O sensor de pressão é largamente utilizado em aplicações automotivas. A primeira aplicação foi de um sensor de pressão absoluta (MAP) em motores a combustão interna em 1979 (1). A partir de então encontrou aplicações de alta pressão como no sistema de suspensão e a medida da pressão do gás refrigerante do sistema de ar condicionado ou ainda nos "common - rail" dos sistemas de injeção a gasolina ou diesel. Após a introdução do OBD (on-board diagnose) as aplicações se estenderam para o campo das baixas pressões, onde citamos como exemplo a medida do vapor do combustível. Neste texto focaremos o sensor usado para medir a pressão do ar admitido (MAP).

3.2 Tipos de sensores

Basicamente os sensores de pressão podem ser piezoresistivos que usam o princípio do strain-gauge, capacitivos e piezoelétricos, que podem ser visualizados na Figura (3.1). Focaremos neste texto os do tipo piezoresistivo.

Ainda nesta introdução mostramos na Figura (3.2) os circuitos básicos utilizados para o emprego destes sensores.

3.3 Principios do Strain-gauge.

Suponha um segmento de fio submetido a uma força F no seu sentido longitudinal ou a uma força distribuída no sentido lateral, respectivamente mostrados na Figura (3.3):

Tab. 7.3.1 Principles and features of pressure sensors

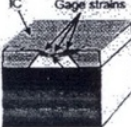
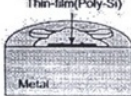
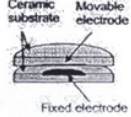
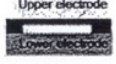
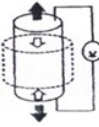
Principle	Piezoresistance		Capacitance		Piezoelectricity
	Silicon piezoresistance	Thin-film piezoresistance	Ceramic capacitance	Thin-film capacitance	Ceramic piezoelectricity
Structure					
Sensitivity	Middle $\Delta R = 1/2 R \Delta \sigma \pi_{44}$ π_{44} = Piezoresistive coefficient	Low π_{44} = One sixth of single-crystal silicon	High	High	Low
Integration LSI process	Easy Easy	Difficult Difficult	Difficult Difficult	Easy Easy	Difficult Difficult

Figura 3.1: .

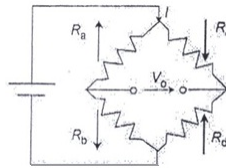


Figura 3.2: .

Sem força aplicada a resistência é dada pela expressão

$$R = \rho \cdot \frac{L}{A} \quad (3.1)$$

Quando aplicamos a força F em qualquer uma das situações mostradas teremos uma variação de $L(dL)$, da área $A(dA)$ e ainda da resistividade $\rho(d\rho)$. Conseqüentemente teremos uma variação de resistência $R(dR)$.

Expressaremos a área A pela forma genérica:

$$A = K \cdot D^2 \quad (3.2)$$

Neste contexto teremos:

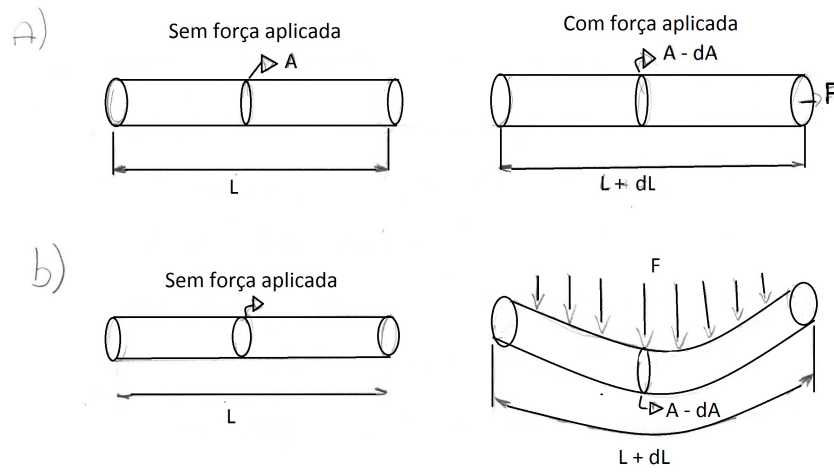


Figura 3.3: .

$$dR = d\left(\frac{\rho L}{A}\right) = d\left(\frac{\rho L}{K D^2}\right) \quad (3.3)$$

$$dR = \frac{d(\rho L) \cdot K D^2 - \rho L d(K D^2)}{(K \cdot D^2)^2} \quad (3.4)$$

$$dR = \frac{(d\rho L + \rho dL) K D^2 - 2\rho L K D dD}{(K \cdot D^2)^2} \quad (3.5)$$

$$dR = \frac{1}{K D^2} \left[d\rho L + \rho dL - 2\rho L \frac{dD}{D} \right] \quad (3.6)$$

A partir desta última podemos obter

$$\frac{dR/R}{dL/L} = \frac{[d\rho L + \rho dL - 2\rho L dD/D] [1/[(\rho L/K D^2) \cdot K D^2]]}{dL/L} \quad (3.7)$$

$$\frac{dR/R}{dL/L} = \frac{d\rho/\rho + dL/L - 2dD/D}{dL/L} \quad (3.8)$$

Finalmente

FATOR DE GAUGE:

$$\frac{dR/R}{dL/L} = \left[1 + \frac{d\rho/\rho}{dL/L} - 2 \frac{dD/D}{dL/L} \right] \quad (3.9)$$

Define-se

$$\epsilon_x = \frac{dL}{L} \quad (3.10)$$

Tensão média axial (adimensional):

$$\epsilon_y = \frac{dD}{D} \quad (3.11)$$

Tensão média lateral (adimensional):

Define-se como coeficiente de Poisson

$$\mu = \frac{-\epsilon_y}{\epsilon_x} \quad (3.12)$$

Logo o fator do gauge pode ser expresso por

$$G = 1 + \frac{d\rho/\rho}{\epsilon_x} + 2\mu = \frac{dR/R}{\epsilon_x} \quad (3.13)$$

Onde obtemos:

$$dR = RG\epsilon_x \quad (3.14)$$

ou

$$\epsilon_x = \frac{1}{G} \frac{dR}{R} \quad (3.15)$$

E finalmente considerando que $\epsilon_x = -\mu \cdot \frac{\epsilon_y}{\mu}$ podemos escrever as equações anteriores da seguinte forma:

$$dR = -\frac{RG\epsilon_y}{\mu} \quad (3.16)$$

ou

$$|\epsilon_y| = \frac{\mu}{G} \left| \frac{dR}{R} \right| \quad (3.17)$$

Agora vamos procurar relacionar dR com a pressão que é o que realmente nos interessa.

p = pressão

$$p = \frac{F}{A} \quad (3.18)$$

de forma idêntica, definimos stress num material como:

$$\sigma = \frac{F}{A} \quad (3.19)$$

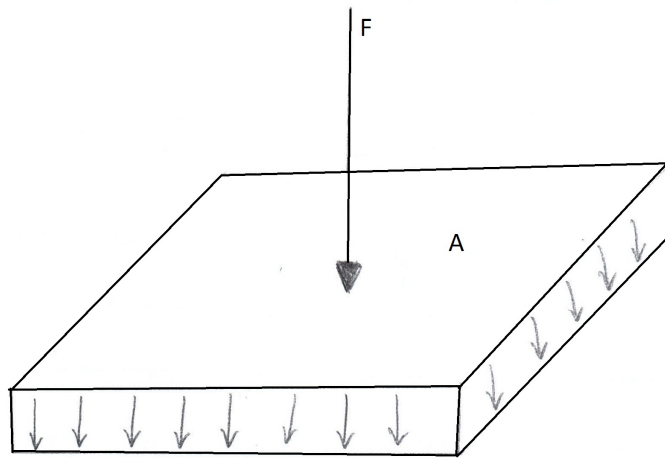


Figura 3.4: .

Por sua vez a relação entre o Stress (τ) e a tensão (ϵ) é dada pela seguinte expressão.

$$\epsilon = \frac{1}{E}\sigma \quad (3.20)$$

onde E é o módulo de elasticidade

Na Figura (3.5) temos uma seção transversal de um sensor de pressão piezoresistivo

Desta forma teremos a partir da Figura (3.6).

$$\sigma = p \quad (3.21)$$

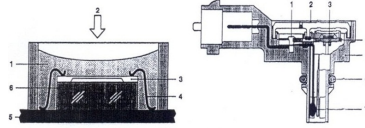


Figura 3.5: .

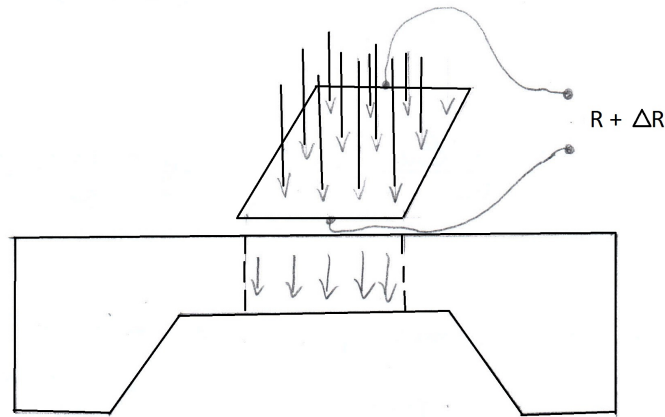


Figura 3.6: .

$$p_y = \sigma_y = E\epsilon_y = -\frac{E\mu dR}{GR} \quad (3.22)$$

ou ainda

$$dR = -\frac{RG}{\mu E} \cdot p_y \quad (3.23)$$

Portanto demonstramos que a variação dR é proporcional a pressão.

3.4 Processo construtivo

A Figura (3.7) mostra o processo construtivo de um sensor de pressão

Notamos na Figura (3.7) que o material empregado para constituir o resistor foi silício epitaxial, com características piezoresistivas, que apresenta uma grande mudança de resistividade na presença de stress. No caso de utilizarmos metais como resistores o termo dp/ρ do fator G seria praticamente zero e μ chega

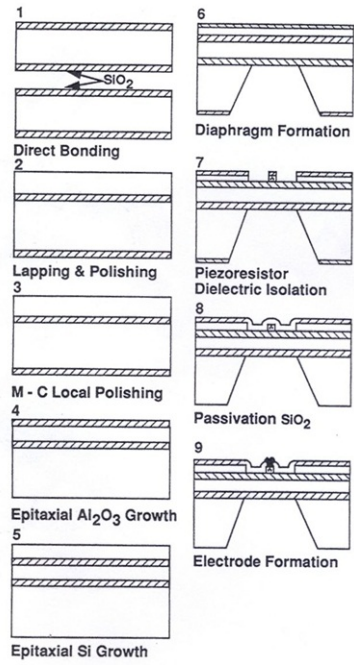


Figura 3.7: .

no máximo a 0,5 de forma que G ficaria na ordem de 2. Com a utilização de material piezoresistivo o fator G pode chegar a 100 dando maior sensibilidade ao sensor.

3.5 Tratamento elétrico.

Uma forma de transformarmos a variação dR , proporcional a pressão em tensão é mostrada na Figura (3.8)

A partir da análise do circuito temos

$$i_1 = i_2 + i_3 \tag{3.24}$$

e

$$i_4 = i_5 + i_6 \tag{3.25}$$

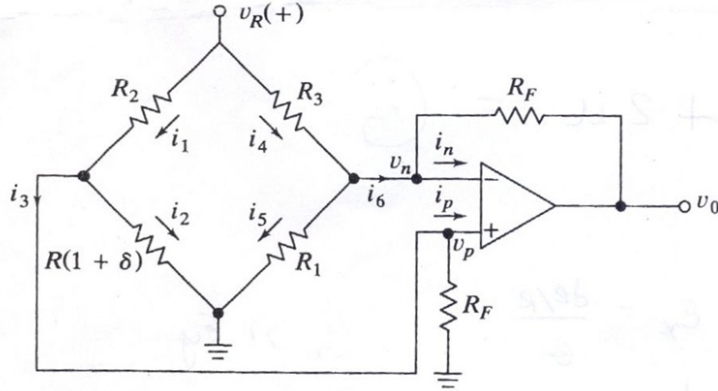


Figura 3.8: .

ou seja

$$\frac{v_R - v_p}{R_2} = \frac{v_p - 0}{R(1 + d)} + \frac{v_p - 0}{R_F} \quad (3.26)$$

e

$$\frac{v_R - v_n}{R_3} = \frac{v_n - 0}{R_1} + \frac{v_n - v_o}{R_F} \quad (3.27)$$

É possível demonstrar que

$$v_o = \frac{v_R R_F}{R_1 R_3} \left[\frac{R(1 + d)(R_f R_3 + R_1 R_3 - R_1 R_2) - R_1 R_2 R_F}{R_2 R_f + R(1 + d)(R_f + R_2)} \right] \quad (3.28)$$

considerando $R_1 = R$ e $R_2 = R_3 = R_0$ resulta

$$v_o = \frac{v_R R_F}{R} \left[\frac{d}{\frac{R_o}{R} + (1 + d) \cdot (1 + R_o/R_F)} \right] \quad (3.29)$$

onde $d = dR/R$. Considerando ainda $R_F \gg R_o$ e $d \ll 1$ teremos

$$v_o = v_R R_F / R \left[\frac{d}{R_o/R + 1} \right] \quad (3.30)$$

Considerando ainda que

$$R_2 = R_3 = R_0 = R_1 = R \quad (3.31)$$

teremos

$$v_o = \frac{v_R R_f}{R} \left[\frac{d}{2} \right] \quad (3.32)$$

lembrando que

$$d = \frac{dR}{R} = -\frac{RG}{R\mu E} \cdot p_y \quad (3.33)$$

teremos

$$v_o = -\frac{v_R R_f}{2R} \cdot \frac{G}{\mu E} \cdot p_y \quad (3.34)$$

Portanto a tensão v_o é proporcional a pressão p_y .

3.6 Sensores utilizados para medida de pressão do ar admitido

O datasheet que inclui o sensor de pressão absoluta da Bosch de código 0 261 230 022 entre outros, mostra as seguintes curvas para a tensão em função de pressão (Figura (3.9))

Characteristic curve 1 ($U_V = 5.0$ V).

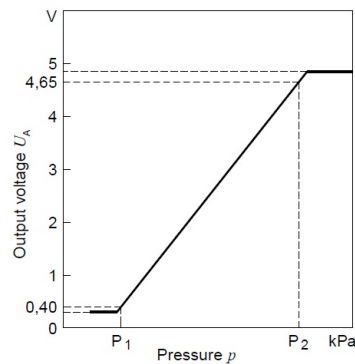


Figura 3.9: Curva de tensão x pressão

A Tabela (3.1) mostra que os valores de p_1 e p_2 para o nosso sensor 0 261 230 022 são respectivamente $10kPa$ e $115kPa$. Lembremos que a pressão ambiente ao nível do mar é $100kPa$.

Notemos na Figura (3.10) que o erro na faixa indicada de $10kPa$ a $115kPa$ é no máximo de $2kPa$.

Na Tabela (3.2) verificamos diversas características elétricas do sensor

Pressure range kPa (p1 ... p2)	Chara. curve	Features	Dimension drawing	Part Number
20 ... 115	1	-	4 - 1	0 261 230 020
20 ... 250	1	-	4 - 1	0 281 002 137
10 ... 115	1	Integrated temperature sensor	2 - 2	0 261 230 022
20 ... 115	1	Integrated temperature sensor	2 - 2	0 261 230 013
20 ... 250	1	Integrated temperature sensor	2 - 2	0 281 002 205
50 ... 350	2	Integrated temperature sensor	5 - (5)	0 281 002 244
50 ... 400	2	Integrated temperature sensor	-	0 281 002 316
50 ... 600	2	Integrated temperature sensor	6 - 6	0 281 002 420
10 ... 115	1	Hose connection	1 - (1)	0 261 230 009
15 ... 380	2	Clip - type module connection cable	3 - 3	1 267 030 835

Tabela 3.1: Características gerais de sensores de pressão (Bosch)

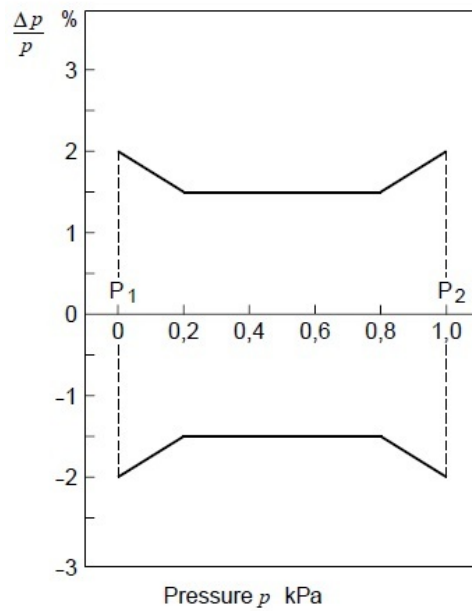


Figura 3.10: Curva característica de tolerância.

		min.	typical	max.
Supply voltage U_v	V	4.5	5	5.5
Current input I_V at $U_V = 5$	mA	6	9	12.5
Load current at output	mA	-0.1	-	0.1
Load resistance to ground or U_V	k Ω	50	-	-
Lower limit at $U_V = 5V$	V	0.25	0.30	0.35
Upper limit at $U_V = 5V$	V	4.75	4.80	4.85
Output resistance to ground U_V open	k Ω	2.4	4.7	8.2
Output resistance to U_V , ground open	k Ω	3.4	5.3	8.2
Response time $t_{10/90}$	ms	-	0.2	-
Operating temperature	$^{\circ}C$	-40	-	+125
Limit data				
Supply voltage U_V	V	-	-	16
Operating temperature	$^{\circ}C$	-40	-	+130
Recommendation for signal evaluation				
Load resistance to $U_H = 5.5...16V$	k Ω	-	680	-
Load resistance to ground	k Ω	-	100	-
Low-pass resistance	k Ω	-	21.5	-
Low-pass capacitance	nF	-	100	-
Temperature sensor				
Measuring range	$^{\circ}C$	-40	-	+125
Nominal voltage	mA	-	-	1 (5)
Measured current at +20 $^{\circ}C$	k Ω	-	$2.5 \pm 5\%$	-
Temperature time constant t_{63} (6)	s	-	-	45

(5) Operation with series resistor 1 k Ω

(6) In air with airflow speed $6m \cdot s^{-1}$

Tabela 3.2: Características elétricas.

Capítulo 4

Acelerômetro

4.1 Aplicações no carro

Os acelerômetros encontram diversas aplicações no carro, onde citemos alguns exemplos como sistema de airbag, controle da suspensão, e detecção de detonação no motor "Knoch sensor". O primeiro sensor desenvolvido e aplicado nos sistemas de airbag data de 1980. Nos motores Flex o sensor de detonação ganha grande importância pois permite otimizar o adiantamento dos pulsos de ignição de forma a maximizar o torque sem causar detonação.

4.2 Tipos de sensores acelerômetro

Basicamente podem ser do tipo piezoelétrico ou capacitivo, e podem ser visualizados na Figura (4.1).

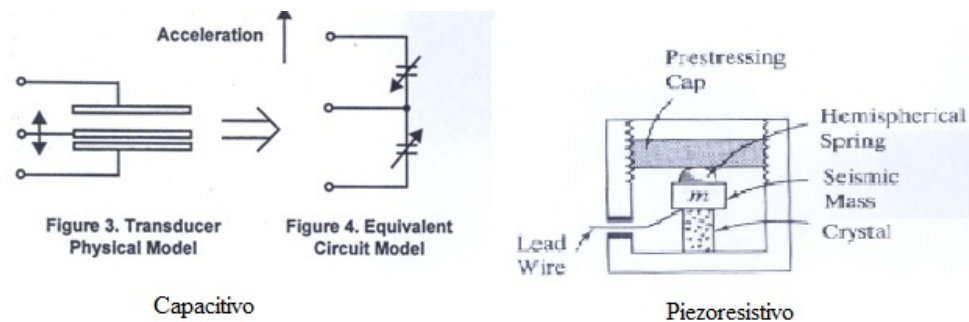


Figura 4.1: .

4.3 Conceitos básicos do funcionamento

INTRODUÇÃO:

Um diagrama básico do funcionamento de um sistema de medição pode ser visualizado na Figura (4.2)

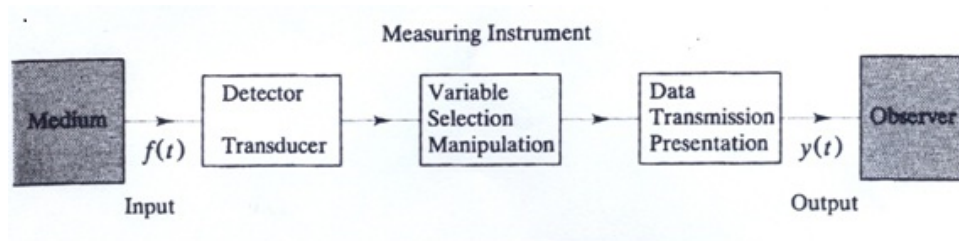


Figura 4.2: .

Estes sistemas visam medir uma grandeza física a partir de um transdutor, depois este sinal é processado e enviado para um sistema, na figura, chamado observador, mas que no caso automotivo fica melhor caracterizado como gerenciamento. Os mesmos podem ser classificados como de ordem zero, de primeira ordem e segunda ordem.

ORDEM ZERO: Neste caso a resposta é linear com a grandeza de origem física e expressa por

$$y(t) = K \cdot f(t) \quad (4.1)$$

k é denominado de constante estática. A equação no domínio s é expresso por

$$Y(s) = KF(s) \quad (4.2)$$

$$G_o(s) = \frac{Y(s)}{F(s)} = K \quad (4.3)$$

SISTEMA DE PRIMEIRA ORDEM:

Neste sistema a equação no domínio tempo é dada por:

$$\tau \frac{dy}{dt} + y = Kf(t) \quad (4.4)$$

onde τ é denominado de constante de tempo.

A expressão correspondente no domínio S é

$$\tau s Y(s) + Y(s) = KF(s) \quad (4.5)$$

$$(\tau s + 1)Y(s) = KF(s) \quad (4.6)$$

$$G_1(s) = \frac{Y(s)}{F(s)} = \frac{k}{\tau s + 1} \quad (4.7)$$

SISTEMA DE SEGUNDA ORDEM

Neste caso teremos para o domínio tempo a expressão

$$\frac{d^2 y}{dt^2} + 2\zeta w_n \frac{dy}{dt} + w_n^2 y = kf(t) \quad (4.8)$$

No domínio s teremos

$$s^2 Y(s) + 2\zeta w_n s Y(s) + w_n^2 Y(s) = kF(s) \quad (4.9)$$

$$[s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2] Y(s) = kF(s) \quad (4.10)$$

$$G_2(S) = \frac{Y(s)}{F(s)} = \frac{k}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \quad (4.11)$$

RELAÇÃO DA TENSÃO COM A DEFORMAÇÃO EM UM MATERIAL PIEZOELÉTRICO

Neste texto será estudado primeiramente a relação da tensão com a deformação e posteriormente estudaremos as equações dinâmicas que relacionarão a deformação com a aceleração, sempre considerando um sensor contruido com material piezoelétrico. Vamos iniciar observando a Figura (4.3), onde temos um material piezoelétrico submetido a uma força f_3 dando origem a stress σ_3 indicado.

Toda a análise a seguir será realizada na direção x_3 .

Da física temos:

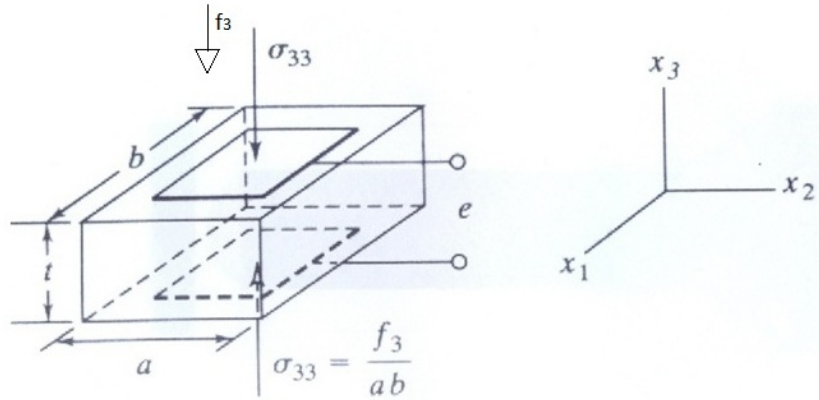


Figura 4.3: .

$$g = (\text{campo elétrico na direção } x_3) / (\text{stress aplicado na direção } x_3) = (e/t) / \sigma$$

g = constante do material, e = diferença de potencial, t = espessura e σ = stress
 onde:

$$\sigma = \frac{f_3}{ab} = \frac{e}{g \cdot t} \quad (4.12)$$

Considerando uma espessura t , uma vez aplicada a força f_3 ocorrerá uma deformação u ao longo da direção x_3 . Desta forma esta espessura t apresentará uma deformação u onde teremos as seguintes relações utilizando expressões vistas no estudo do sensor de pressão.

$$\sigma = E \cdot \epsilon_3 \quad (4.13)$$

Onde E é o módulo de elasticidade, por sua vez

$$\epsilon_3 = \frac{u}{t} \quad (4.14)$$

Desta forma

$$\sigma = \frac{E \cdot u}{t} \quad (4.15)$$

ou

$$u = \frac{\sigma t}{E} \quad (4.16)$$

Considerando que pela expressão (4.12) teremos

$$u = \frac{e \cdot t}{g \cdot t \cdot E} \quad (4.17)$$

ou

$$e = E \cdot g \cdot u \quad (4.18)$$

Por outro lado o cristal piezoelétrico pode ser visualizado como um capacitor já que associado a força exercida e a diferença e de potencial criada surgem das cargas elétricas.

Considerando que o cristal piezoelétrico será ligado a um amplificador através de uma linha de contato que denominaremos de cabo, conforme figura (4.4), concluímos que é mais interessante convertermos o nosso cristal para um gerador de corrente. Com este objetivo podemos escrever que

$$q = C_{cr} \cdot e = \frac{\epsilon_{cr} \cdot a \cdot b}{t} \cdot e \quad (4.19)$$

Onde ϵ_{cr} = constante dielétrica do cristal.

Então, substituindo e pela expressão (4.18),

$$q = C_{cr} \cdot E \cdot g \cdot u \quad (4.20)$$

Neste momento modelaremos o cristal como um gerador de corrente alimentando um amplificador, conforme pode ser visto na Figura (4.4)

Desta forma a corrente i será expressa por:

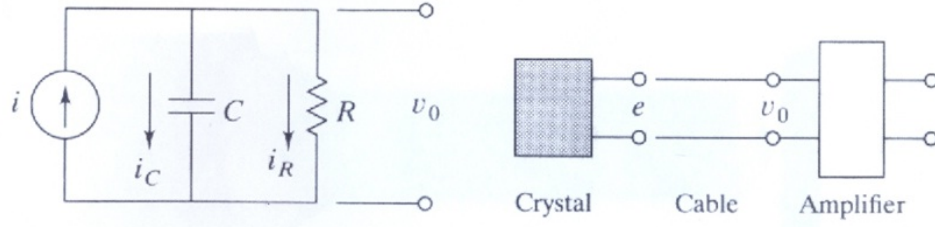


Figura 4.4: Modelo para análise.

$$i = \frac{dq}{dt} = C_{cr} \cdot g \cdot E \frac{du}{dt} = K_q \cdot \frac{du}{dt} \quad (4.21)$$

Onde $K_q = C_{cr} \cdot g \cdot E$

dt = Diferencial tempo

No circuito da figura (4.4), a capacitância C é formada pela capacitância do cristal C_{cr} , capacitância do cabo C_{cable} e capacitância do amplificador C_{amp} paralelas entre si, portanto teremos:

$$C = C_{cr} + C_{cable} + C_{amp} \quad (4.22)$$

Por outro lado a resistência R é constituída da resistência de fuga do cabo R_{leak} em paralelo com a resistência de entrada do amplificador R_{amp} . Portanto teremos:

$$R = R_{leak} // R_{amp} \cong R_{amp} \quad (4.23)$$

$$R_{amp} \leq R_{leak}$$

Podemos agora escrever que:

$$i = i_c + i_r = C \frac{dv_o}{dt} + \frac{1}{R} v_o = K_q \frac{du}{dt} \quad (4.24)$$

Notemos que esta expressão relaciona a tensão v_o de saída do sensor (cristal) com a deformação do mesmo. Passando para o domínio s teremos:

$$sCV_o(s) + \frac{1}{R}V_o(s) = sK_qU(s) \quad (4.25)$$

onde a função de transferência $G_1(s)$ será expressa por:

$$G_1(s) = \frac{V_o(s)}{U(s)} = \frac{sK_q}{sC + 1/R} = \frac{sRC(K_q/C)}{sRC + 1} \quad (4.26)$$

$$G_1(s) = \frac{V_o(S)}{U(S)} = \frac{\tau sK_1}{\tau s + 1} \quad (4.27)$$

onde

$$k_1 = \frac{K_q}{C} \quad (4.28)$$

e

$$\tau = RC \quad (4.29)$$

RELAÇÃO DA DEFORMAÇÃO COM A ACELERAÇÃO

Agora passaremos a estudar o acelerômetro como um todo. A montagem do mesmo pode ser visualizado na Figura (4.5) onde o cristal é montado junto a uma massa sísmica e uma mola semi esférica. O cristal pode ser modelado do ponto de vista dinâmico como uma mola com constante elástica K_{cr} e um amortecedor com constante de amortecimento b . Já a mola semi esférica corresponde a mola com constante elástica K_s . O modelo final mostrado na Figura (4.6) somas as constantes elásticas das duas molas e indica os deslocamentos em relação a origem, respectivamente x_i para a base e x para a massa sísmica.

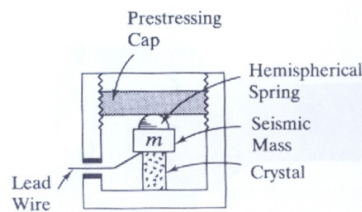


Figura 4.5: .

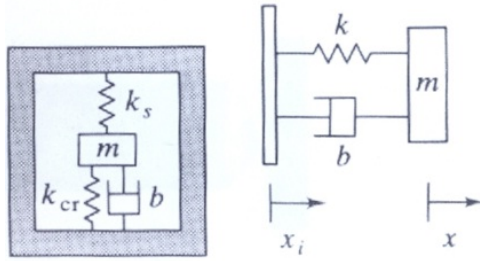


Figura 4.6: .

$$k = k_{cr} + k_s \quad (4.30)$$

Reforçamos o conceito do deslocamento de tal forma que:

$$x(t) = x_1(t) - x_1(o) \quad (4.31)$$

e

$$x_i(t) = x_{1i}(t) - x_{1i}(o) \quad (4.32)$$

onde x_1 e x_{1i} representam a posição em relação a uma origem.

Feita essa consideração podemos escrever que

$$-k(x - x_i) - b(\dot{x} - \dot{x}_i) = m\ddot{x} \quad (4.33)$$

Para interpretar melhor este sistema você deve considerar:

(a) Considerando um carro se movimentando a uma velocidade constante, ou seja $\ddot{x} = 0$, ou seja $x = x_i$ e $\dot{x} = \dot{x}_i$

(b) A base do sensor está fixa ao corpo do carro e a massa sísmica está livre.

(c) Ao frear, a base freia com o carro e a massa sísmica avança exercendo uma força de tração no cristal gerando uma deformação u neste, igual

$$u = x - x_i \quad (4.34)$$

Lembre-se que a força exercida por uma mola é dada por:

$$F = Kx \quad (4.35)$$

K constante de deslocamento

Lembre-se ainda que a força exercida por um amortecedor (atrito) é dada por:

$$F_{amortecedor} = b \cdot \dot{x} \quad (4.36)$$

Podemos reescrever a equação dinâmica (4.33) da seguinte forma:

$$-k(x - x_i) - b(\dot{x} - \dot{x}_i) = m\ddot{x} - m\ddot{x}_i + m\ddot{x}_i \quad (4.37)$$

$$-k(x - x_i) - b(\dot{x} - \dot{x}_i) - m(\ddot{x} - \ddot{x}_i) = m\ddot{x}_i \quad (4.38)$$

$$m\ddot{u} + b\dot{u} + ku = -m\ddot{x}_i \quad (4.39)$$

Esta equação pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\ddot{u} + 2\zeta w_n \dot{u} + w_n^2 u = -\ddot{x}_i \quad (4.40)$$

onde

$$2\zeta w_n = \frac{b}{m} \quad (4.41)$$

e

$$w_n^2 = \frac{k}{m} = \frac{k_{cn} + k_s}{m} \quad (4.42)$$

$$w_n = \sqrt{\frac{k_{cr} + k_s}{m}} \quad (4.43)$$

e

$$\zeta = \frac{b}{2\sqrt{mk}} \quad (4.44)$$

Passando para o domínio S , teremos

$$s^2U(s) + 2\zeta w_n sU(s) + w_n^2U(s) = -s^2X_i(s) \quad (4.45)$$

$$[s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2]U(S) = -s^2X_i(s) \quad (4.46)$$

$$G_2(s) = \frac{U(S)}{s^2X_i(s)} = \frac{-1}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \quad (4.47)$$

Combinando agora $G_1(S)$ e $G_2(S)$ conforme diagrama da Figura (4.6)

$$G(S) = G_1(S)G_2(S) = \frac{V_o(S)}{s^2X_i(S)} = \frac{\tau k_1 s}{\tau s + 1} \cdot \frac{-1}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \quad (4.48)$$

Retornando para o domínio tempo, teremos:

$$\tau \frac{d^3v_o(t)}{dt^3} + (2\zeta w_n + 1) \frac{d^2v_o(t)}{dt^2} + (\tau w_n^2 + 2\zeta w_n) \frac{dv_o(t)}{dt} + w_n^2 v_o(t) = -k_1 \tau \frac{d^3x_i}{dt^3} = -k_1 \tau \frac{d_{ai}}{dt} \quad (4.49)$$

4.4 Exemplos de acelerômetros

Citamos no final deste capítulo, datasheets referentes a acelerômetros produzidos pela Bosch e aplicados em veículos, respectivamente:

Código 0 273 101 021 Utilizado para descartar a possibilidade de diagnóstico falso em motores. Este registra a aceleração do veículo o qual é resultado direto de flutuações na rotação do eixo de manivela. Ele determina se a flutuação do eixo de manivela é resultado da detonação de ignição ou imperfeições da estrada e no limite o sistema de gerenciamento identifica um possível cilindro (individualmente) que esteja apresentando detonação. Este sensor opera no range de $\pm 5g$ e a tensão de saída em função da aceleração pode ser visualizada na Figura (4.7). Seu ganho nominal é $2 \frac{w}{2v/5g}$ (g - aceleração da gravidade)

No datasheet podem ser visualizadas as demais características mecânicas e elétricas.

Characteristic curve.

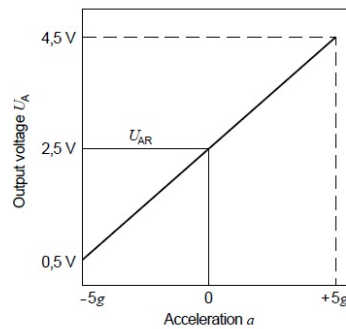


Figura 4.7: .

Código 0 273 101 141/150/131 Estes sensores piezoelétricos são usados para disparar o airbag ou no controle do cinto de segurança, seja para permitir o esticamento, trava-lo quando necessário inclusive em capotamentos, e as vezes como monitoramento de transporte de cargas (mais sensíveis). Suas características podem ser observadas no datasheet.

Código 0 273 101 138/143/144/155/154/157 Estes sensores são utilizados no controle dos airbags frontais. Dependendo da posição mede aceleração longitudinal ou transversal. Neste último caso em colisões laterais. Suas características podem ser observadas no datasheet.

Código 0 261 231 148/153/118 Sensores de vibração

Apresenta uma gama maior de aplicações, e mais especificamente utilizado para detetar detonação em motores a combustão interna.

Capítulo 5

Sensores de rotação

5.1 Tipos e aplicações no carro

Os tipos de sensores de rotação mais utilizados no carro são o de relutância e o de efeito Hall que serão descritos a seguir. A utilização de sistemas óticos tem encontrado dificuldades em função do ambiente hostil do carro. O sensor de relutância é aplicado, entre outras, no sistema de rodafônica e no sistema ABS e por sua vez o de Efeito Hall é empregado no eixo de comando de válvulas cujo giro completo corresponde ao ciclo completo do motor, permitindo a identificação do cilindro que está admitindo. Outras aplicações são, controle de transmissão, odômetro e sistemas de navegação.

5.2 Sensor de relutância ou indutivo

PRINCIPIOS DE FUNCIONAMENTO

Para entendermos o funcionamento do sensor de relutância recorreremos a figura (5.1) onde observamos que o sensor é basicamente composto de um ímã (2) no sentido longitudinal (vertical), um núcleo de ferro mole (5) e em torno deste uma bobina. O sensor está acoplado a uma roda dentada, cuja divisão é para 60 dentes, apresentando a falta de dois, cuja região é denominada de falha. A largura de um dente é igual ao espaço entre eles.

Devido a presença do ímã teremos na peça de ferro mole (peça n^o 5) um fluxo magnético que varia com a rotação da roda dentada, atingindo o valor máximo quando a linha de centro deste núcleo estiver alinhada com a linha central de um dente e o valor mínimo quando estiver alinhada com a linha central do espaço entre os dentes. É possível demonstrar que o fluxo magnético será dado por uma expressão do tipo

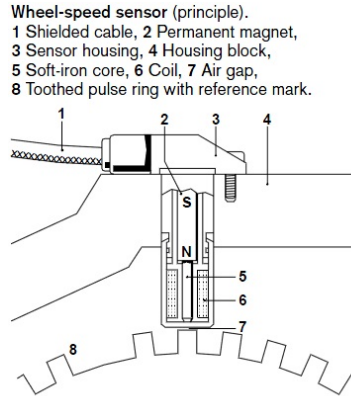


Figura 5.1: Diagrama do sensor de relutância.

$$\Phi = A_1 \text{sen} \omega t \quad (5.1)$$

Dada a partir da lei de Faraday onde o instante t igual a zero corresponde ao instante que a linha central do núcleo coincide com a linha de subida do dente. Por outro lado a tensão de saída V_o , entre os terminais da bobina será dada por

$$V_o(t) = A_2 \frac{d\Phi}{dt} = A_2 \cdot \omega \cdot \text{cos} \omega t \quad (5.2)$$

Devemos observar que o pico de cossenóide de saída será proporcional a rotação exigindo circuitos de tratamento mais complexos. Desta forma quando a tensão $V_o(t)$ passa por zero de positivo para negativo, coincidirá com o alinhamento do centro do núcleo com centro do dente e com isto é possível ajustar o posicionamento da roda dentada para que quando ocorra este alinhamento no dente de referência desejado após a falha, coincida com o momento em que os cilindros 1 e 4 estejam no ponto morto superior (PMS). Podemos observar o sinal gerado pela rodafônica na figura (5.2) que inclui a resultante da falha. Desta forma se quadrarmos a senoide conforme figura (5.3), podemos afirmar que a subida do sinal quadrado da rodafônica logo após a falha, coincidirá com os cilindros 1 e 4 no PMS, caso esse tenha sido o ajuste.

Portanto podemos concluir que podemos a partir do sinal proveniente da rodafônica, devidamente transformado em uma onda quadrada para termos um sinal que servirá adequadamente para gerar os

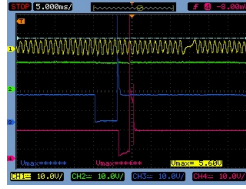


Figura 5.2: Sinal característico da rodafônica.

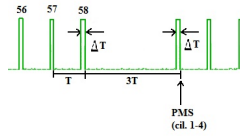


Figura 5.3: Sinal resultante do quadramento.

pulsos devidamente sincronizados para controlar as válvulas injetoras e para gerar os pulsos de ignição.

5.3 Exemplo de sensores de relutância com uso automotivo

Iremos abordar agora algumas características dos sensores 0 261 210 109/147 e do 0 281 002 214, fabricados pela Bosch, utilizados no sistema de rodafônica pra medir a rotação do motor e permitir o sincronismo dos pulsos e no sistema ABS para medir a rotação das rodas.

A Tabela (5.1) mostra as características técnicas destes sensores.

Rotational-speed range n (1)	min^{-1}	20 ... 7000
Permanent ambient temperature in the cable area	min^{-1}	20 ... 7000
For 0 261 210 104 0 281 002 214	$^{\circ}C$	-40 ... +120
For 0 261 210 147	$^{\circ}C$	-40 ... +130
Permanent ambient temperature in the coil area	$^{\circ}C$	-40 ... +150
Vibration stress max.	$m \cdot s^{-2}$	1200
Number of turns		4300 ± 10
Winding resistance at $20^{\circ}C$ (2)	Ω	$860 \pm 10\%$
Inductance at 1kHz	mH	$370 \pm 15\%$
Degree of protection		IP 67
Output voltage U_A (1)	V	0 ... 200
Rotational-speed range n (1)	min^{-1}	20 ... 7000

Tabela 5.1: (1) Referred to the associated pulse ring. (2) Change factor $k = 1 + 0.004(v_w - 20^{\circ}C)$; v_w winding temperature

5.4 Sensor efeito hall

PRÍNCIPIOS DE FUNCIONAMENTO

Obs. o desenvolvimento apresentado neste sub-item segue o desenvolvimento apresentado pela referência X. Para entendermos o funcionamento do sensor Hall recorreremos a Figura (5.4).

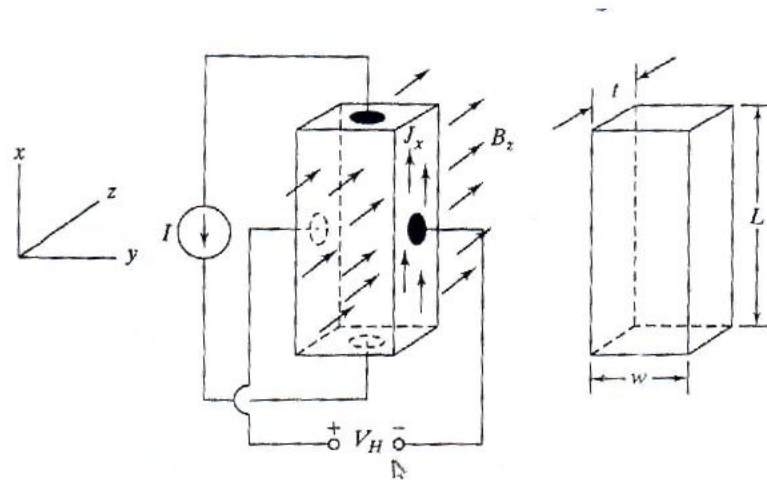


Figura 5.4: Diagrama esquemático do sensor Hall

Vamos iniciar esse estudo escrevendo a expressão da densidade do fluxo magnético, lembrando que a mesma é uma grandeza vetorial.

$$B(x, y, z, t) = B_x(x, y, z, t)\hat{i} + B_y(x, y, z, t)\hat{j} + B_z(x, y, z, t)\hat{k} \quad (5.3)$$

No desenvolvimento que faremos agora utilizaremos as seguintes grandezas.

q = carga elétrica (Coulombs).

I = corrente elétrica (Ampere ou coulombs/s).

B = densidade de fluxo magnético (webers/ m^2).

J = densidade da corrente (A/m^2).

E = campo elétrico (N/coulomb).

U = diferença de potencial (Volts).

F = Força (Newton).

n = densidade de portadores por unidade de volume (n° de portadores m^3).

e ainda utilizaremos algumas constantes como

$q = 1,602 \times 10^{-19} C$ carga do elétron.

$m = 9,107 \times 10^{-31} Kg$ massa do elétron.

A lei generalizada de Ohm pode ser expressa por:

$$J = \sigma \cdot E \quad (5.4)$$

$\sigma \rightarrow$ condutividade dada por

$$\sigma = \frac{1}{\rho} \quad (5.5)$$

$\rho \rightarrow$ resistividade

Voltando a Figura (5.5) observamos que o sensor é composto de um material condutor ou semiconductor submetido a uma fonte de corrente I , aplicada na direção x e a um campo magnético na direção z . Desta forma as cargas no nosso corpo condutor estarão sujeitas a um campo elétrico \vec{E} e a uma densidade de campo magnético \vec{B} que são grandezas vetoriais. Por outro lado se considerarmos dentro do corpo condutor uma unidade de volume, esta terá n portadores já que n expressa a densidade de portadores por unidade de volume. Em correspondência cada portador possui uma carga q . Portanto numa unidade de volume a carga total será expressa por:

Carga total por unidade de volume = $n \cdot q$

Logo, a força de Lorentz por unidade de volume agindo sobre esse respectivo grupo de cargas será expresso por:

$$F = q \cdot n \cdot (E + v \times B) \quad (5.6)$$

onde v é a velocidade do portador.

Porém devemos considerar que estes portadores se movimentam numa estrutura de átomos e portanto se chocam com os mesmos resultando numa terceira componente de força agindo sobre este grupo correspondente a uma unidade de volume. Esta força denominada de força de arrasto (*drag force*) e expressa da seguinte forma:

$$f = -nm\frac{1}{\tau}v \quad (5.7)$$

onde τ expressa o tempo entre colisões.

Desta forma a partir da teoria Newtoniana clássica podemos escrever.

$$m \cdot n \frac{dv}{dt} = F + f = qn(E + v \times B) - nm\frac{1}{\tau}v \quad (5.8)$$

No estado de equilíbrio, ou seja aceleração zero teremos

$$qn(E + v \times B) - nm\frac{1}{\tau}v = 0 \quad (5.9)$$

A densidade de corrente pode ser expressa por

$$J = qnv \quad (5.10)$$

Já que n expressa densidade de portadores por unidade de volume.

Substituindo na expressão (5.9) , teremos

$$qnE + J \times B - J\frac{m}{\tau \cdot q} = 0 \quad (5.11)$$

Multiplicando todos os termos por $q \cdot \frac{\tau}{m}$ teremos:

$$\frac{q^2n \cdot \tau}{m} \cdot E + \frac{q\tau}{m}J \times B - J = 0 \quad (5.12)$$

trocando alguns termos de lado teremos:

$$J - \frac{q\tau}{m}J \times B = \frac{q^2n \cdot \tau}{m} \cdot E \quad (5.13)$$

(Forma generalizada da lei de ohm)

A condutividade σ pode ser expressa por

$$\sigma = \frac{q^2 \tau \cdot n}{m} \quad (5.14)$$

logo

$$J - \frac{\sigma}{qn} \cdot J \times B = \sigma \cdot E \quad (5.15)$$

O termo $1/qn$ é chamado de R_H , constante de Hall. Substituindo em (5.13) teremos:

$$J - \sigma R_H J \times B = \sigma E \quad (5.16)$$

Voltando a observar a Figura (5.5), verificamos que:

$$B = B_z \hat{k} \quad (5.17)$$

$$J = J_x \hat{i} \quad (5.18)$$

onde

$$J_x = \frac{I}{t \cdot w} \quad (5.19)$$

Portanto substituindo em (5.16) teremos

$$J_x \cdot \hat{i} - \sigma R_H \cdot J_x \hat{i} \times B_z \cdot \hat{k} = \sigma E \quad (5.20)$$

substituindo J_x pela expressão dada e dividindo todos os termos por σ teremos

$$\frac{1}{\sigma} \cdot \frac{I}{tw} \cdot \hat{i} - R_H \cdot \frac{I}{tw} \hat{i} \times B_z \cdot \hat{k} = E \quad (5.21)$$

ou ainda considerando que $\hat{j} = \hat{i} \times \hat{k}$

$$E = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{I}{tw} \hat{i} - R_H \frac{IB_z}{tw} \hat{j} \quad (5.22)$$

Portanto o campo elétrico transversal E_y (na direção y) será expresso por

$$\vec{E}_y = -R_H \frac{IB_z}{tw} \hat{j} \quad (5.23)$$

ou de forma escalar

$$E_y = -R_H \frac{IB_z}{tw} \quad (5.24)$$

também chamado de campo Hall.

Desta forma a diferença de potencial V_H indicada na Figura (5.5) é dada por

$$V_H = - \int_0^w E_y dy = -w \cdot E_y = R_H \cdot \frac{IB_z}{t} \quad (5.25)$$

Desta forma notemos que a diferença de potencial V_H que surge entre os terminais no sentido transversal (y) será proporcional a corrente I e ao campo magnético B_z , mas não depende da rotação como ocorre no sensor de relutância. De pronto podemos concluir que o sensor efeito Hall é um sensor de campo magnético.

5.5 Exemplo de sensor Hall com aplicação automotiva

Ilustraremos este tipo de sensor efeito Hall com os produzidos pela Bosch de código 0 232 103 021 e 0 232 103 022. Estes sensores são aplicados normalmente em rodas com 1 dente fixado no eixo de comando de válvula (sensor de fase) ou nas rodas do carro em sistemas ABS. Por necessitarem de alimentação (12V), fica possível introduzir circuitos de tratamento e neste caso os sinais gerados pelo sensor propriamente dito passam por um circuito Schmitt Trigger e posteriormente alimentam um transistor em coletor aberto conforme pode ser visualizado na Figura (5.6).

A Figura (5.7) mostra saídas típicas deste sensor. Notemos que já são ondas quadradas em função do Shimitt Trigger que fica facilitada sua utilização pelo fato de sua tensão não depender da frequência como o sensor de relutância.

A Tabela (5.2) mostra as características destes sensores

Outro exemplo de um sensor efeito Hall é o 3501 fabricado pela Allegro Microsystem Inc. A Figura (5.8) mostra o diagrama de pinos e o diagrama de blocos interno

A Tabela (5.3) mostra características elétricas do mesmo. Notemos que para o fluxo magnético igual a zero a tensão de saída é 3,6V (para gap de 1/2 polegada) a sensibilidade 0,7mV por Gauss.

As Figuras (5.9) (5.10) e (5.11) mostram respectivamente o comportamento de tensão de saída com

Block diagram.

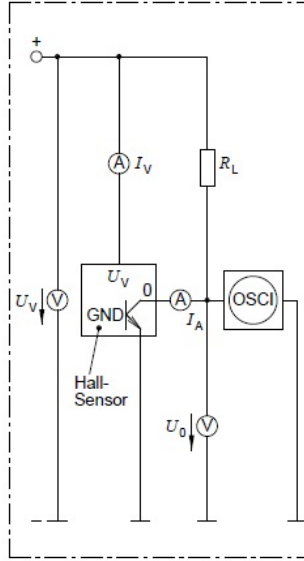


Figura 5.5: Diagrama sensor Hall.

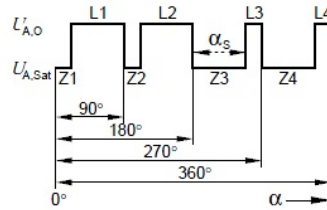
Part number	0 232 103 021	0 232 103 022
Minimum rotational speed of trigger wheel n_{min}	$0min^{-1}$	$10min^{-1}$
Maximum rotational speed of trigger wheel n_{max}	$4000min^{-1}$	$4500min^{-1}$
Minimum working air gap	0.1mm	0.1mm
Minimum working air gap	1.8mm	1.5mm
Supply voltage U_N	5V	12V
Supply voltage range U_V	4.75 ... 5.25V (2)	4.5 ... 24V
Supply current I_V	Typical 5.5mA	10mA
Output current I_A	0 ... 20mA	0 ... 20mA
Output voltage U_A	0 ... U_V	0 ... U_V
Output saturation voltage U_S	$\leq 0.5V$	$\leq 0.5V$
Switching time t_f (3) at $U_A = U_N, I_A = 20mA$ (ohmic load)	$\leq 1\mu s$	$\leq 1\mu s$
Switching time t_f (4) at $U_A = U_N, I_A = 20mA$ (ohmic load)	$\leq 15\mu s$	$\leq 15\mu s$
Sustained temperature in the sensor and transition region	$-40... + 150^\circ C$	$-30... + 130^\circ C$ (5)
Sustained temperature in the plug area	$-40... + 130^\circ C$	$-30... + 120^\circ C$ (6)

Tabela 5.2: Características elétricas.

fluxo magnético, tensão de saída com o gap (distância entre sensor e o dente da roda) e o sinal de ruído em função da frequência. A figura (5.11) mostra as possibilidades de aplicação numa roda com um dente

Output-signal shape.
 $U_{A,O}$ Output voltage
 $U_{A,SAT}$ Output saturation voltage
 α Angle of rotation
 α_s Signal width

0 232 103 021



0 232 103 022

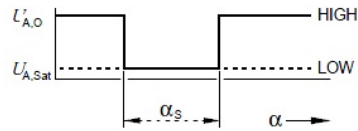


Figura 5.6: Sinal característico do sensor de efeito Hall.

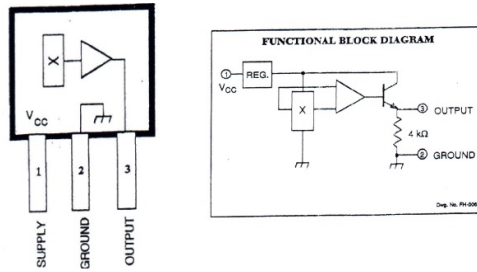


Figura 5.7: Diagrama sensor efeito Hall.

ou uma fenda.

OUTPUT VOLTAGE AS A FUNCTION OF MAGNETIC FLUX DENSITY

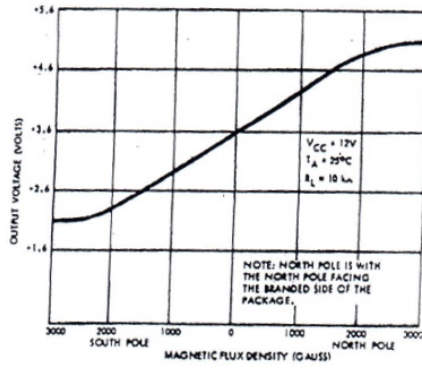


Figura 5.8: Curva tensão x fluxo magnético.

OUTPUT VOLTAGE AS A FUNCTION OF AIR GAP

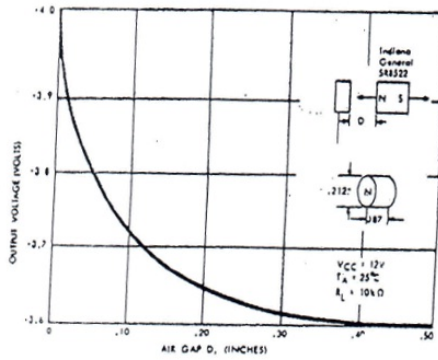


Figura 5.9: Curva tensão x gap

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min. Limits	Typ. Limits	Max Limits	Units
Operating Voltage	V_{cc}		8.0	-	12	V
Supply Current	I_{cc}	$V_{cc} = 12V$	-	10	20	mA
Quiescent Output Voltage	V_{out}	$B = 0G$, Note 1	2.5	3.6	5.0	V
Sensitivity	ΔV_{out}	$B = 1000G$, Notes 1, 2	0.35	0.7	-	mV/G
Frequency Response	BW	$f_H - f_L$ at $-3dB$	-	25	-	kHz
Broadband Output Noise	e_n	$f = 10Hz$ to 10kHz	-	0.1	-	mV
Output Resistance	R_{out}		-	100	-	Ω

Tabela 5.3: Electrical Characteristics at $T_A = +25^\circ C$, $V_{cc} = 12V$

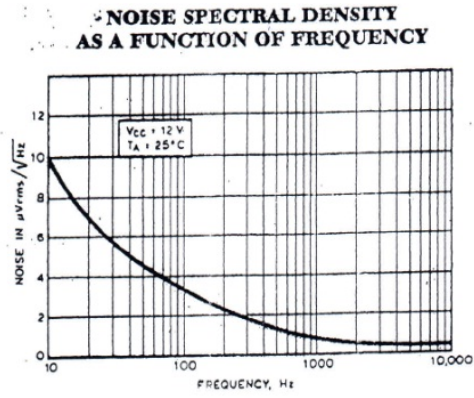


Figura 5.10: Densidade de ruído espectral.



Figura 5.11: Exemplos de aplicação.

Capítulo 6

Medidor de fluxo de massa de ar (MAF)

6.1 Aplicação no carro

O sensor medidor de fluxo de massa de ar são aplicados em carros mais sofisticados para medir a quantidade de ar admitida para cálculo do tempo de injeção de forma equivalente ao sensor MAP, que através das medidas de pressão e temperatura permite a obtenção da massa de ar admitido através da expressão (6.1)

$$Fluxo = n \cdot \frac{pressao}{R \cdot temperatura} \cdot cilindrada \cdot \frac{rpm}{120} \quad (6.1)$$

O sensor de fluxo de massa, foco neste capítulo, será o de resistência aquecida. Este sensor possibilita medirmos diretamente o fluxo de massa para determinação do tempo de injeção. Como ele é fabricado com compensação de temperatura dispensa a medida de temperatura do ar admitido. Atualmente é utilizado em modelos mais caros de veículo, porém sem dispensar em geral a presença do sensor MAP.

6.2 Princípio de funcionamento

A Figura (6.1) fornece uma visão externa do sensor e a (6.2) mostra seu esquema interno.

Na figura (6.3) visualizamos o circuito eletrônico deste sensor

Observamos o circuito em ponte formado pelas resistências $R_1, R_2, R_3, R_5, e R_5$, que na ausência de fluxo de ar está devidamente equilibrada mantendo o transistor no limiar de condução. Com o fluxo de



Figura 6.1: Visualização de um sensor MAF.



Figura 6.2: .

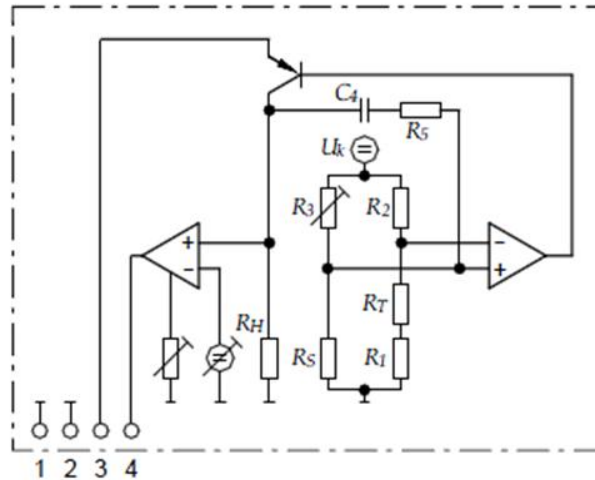


Figura 6.3: Diagrama do circuito eletrônico

massa o resistor R_5 terá o seu valor reduzido, diminuindo o potencial na entrada não inversora (+) do operacional (da direita) e conseqüentemente diminuindo o potencial na base do transistor e aumentando a corrente no resistor R_H que tem a função de aquecer o resistor R_5 aumentando seu valor. Esta condição de novo equilíbrio (da realimentação, não da ponte) é atingido com a tensão sobre R_H aumentada e conseqüentemente a tensão U_A no pino 4. Desta forma o potencial U_A será uma função do fluxo de massa de ar. O resistor R_T tem a função de realizar a compensação de temperatura do circuito.

6.3 Exemplo de sensor

Apresentamos como exemplos deste sensor os fabricados pela Bosch com códigos 0 280 217 102/120/519/801. A Figura (6.4) mostra o comportamento da tensão de saída com o fluxo de massa de ar (volts v kg/h)

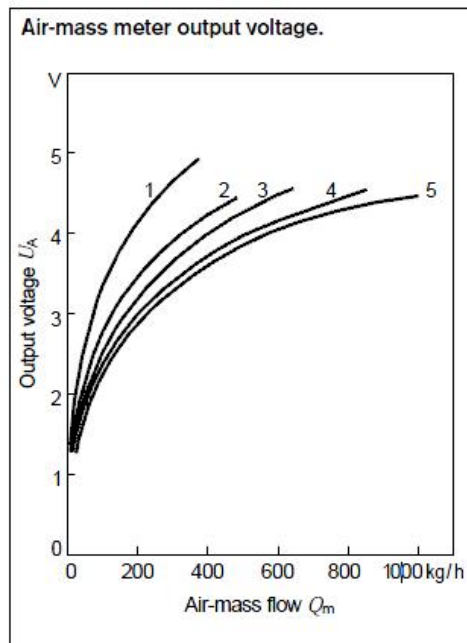


Figura 6.4: Curvas tensão x fluxo de massa de ar.

A Tabela (6.1) mostra as demais características elétricas destes sensores.

Part number	0 280 217 102	0 280 217 120	0 280 217 519	0 280 217 801
		0 280 217 107		
Characteristic curve	1	2	3	4
Installation length L	130	130	130	130
Air-flow measuring range	10 ... 350	10 ... 480	12 ... 640	20 ... 1080
Accuracy referred to measured value	± 4	± 4	± 4	± 4
Supply voltage	V 14	14	14	
Input current at $0kg \cdot h^{-1}$	A ≤ 0.25	≤ 0.25	≤ 0.25	≤ 0.25
at Q_{nom} .	A ≤ 0.8	≤ 0.8	≤ 0.8	≤ 0.8
Time constant (1)	ms ≤ 20	≤ 20	≤ 20	≤ 20
Temperature range				
Sustained	$^{\circ}C$ -30 ... +110	-30 ... +110	-30 ... +110	-30 ... +110
Short - term	$^{\circ}C$ -40 ... +125	-40 ... +125	-40 ... +125	-40 ... +125
Pressure drop at nominal air mass hPa	mbar $\prec 15$	$\prec 15$	$\prec 15$	$\prec 15$
Vibration acceleration max.	$m \cdot s^{-2}$ 150	150	150	150

Tabela 6.1: Características gerais dos sensores MAF.

Capítulo 7

Sonda Lambda (Sensor de oxigênio)

7.1 Aplicação no carro

A sonda λ é utilizada no sistema de injeção eletrônica para ajudar a determinar o tempo de injeção afim de obtermos uma mistura de ar e combustível desejada. O parâmetro λ é definido da seguinte forma:

$$\lambda = \frac{\left[\frac{\text{massa.de.ar}}{\text{massa.de.combustivel}} \right]_{\text{efetiva}}}{\left[\frac{\text{massa.de.ar}}{\text{massa.de.combustivel}} \right]_{\text{ideal}}} \quad (7.1)$$

Desta forma para uma mistura rica (em combustível) o λ será menor que 1 e para uma mistura pobre, será maior que 1. É conveniente frizar que o valor de λ desejado depende do regime de funcionamento do motor demandado pelo condutor naquele instante. Por exemplo, num caso se ultrapassagem onde normalmente o carro encontra-se em forte aceleração em geral deseja-se uma mistura rica, ou seja $\lambda < 1$, fazendo com que a ECU gere pulsos para os bicos injetores com intervalo de tempo maiores. Num caso de velocidade econômica, é desejado uma mistura pobre com $\lambda > 1$. Lembremos ainda que a situação de menor emissão de poluentes é com λ um pouco maior que 1. O tempo de injeção é determinado a partir da expressão (7.2)

$$\text{Combustivel} = \frac{\text{massa.de.ar}}{\lambda_{\text{desejado}} \cdot \text{stoich}} \quad (7.2)$$

Onde **stoich** é um parâmetro relativo a composição do combustível, com ênfase para motores flex onde este valor é variável. Por sua vez vale recordar que o fluxo de massa de ar é dado pela expressão (7.3).

$$fluxo.de.ar = n \cdot \frac{pressao}{R \cdot temperatura} \cdot cilindrada \frac{rpm}{120} \quad (7.3)$$

7.2 Princípio de funcionamento

A sonda λ é fundamentalmente um sensor de oxigênio, a estrutura pode ser visualizada na figura (7.1), constituída basicamente de óxido de zirconio (material cerâmico) revestido de platina. A região central está normalmente em contato com o ar ambiente apresentando uma porcentagem de Oxigênio da ordem de 18%. Por sua vez, considerando que a sonda λ fica instalada no tubo de escape logo após o coletor, a parte externa da sonda ficará em contato direto com os gases de escape do motor.

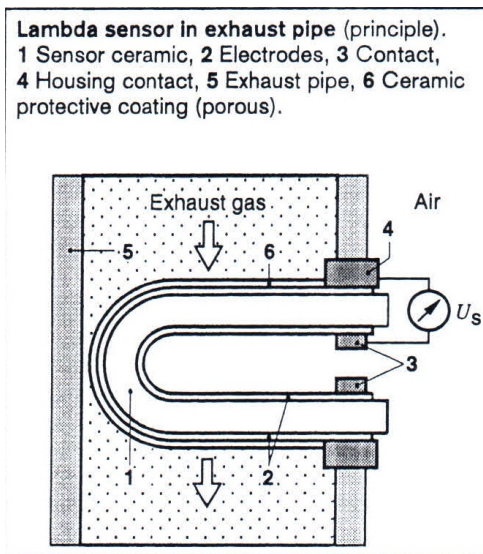


Figura 7.1: Diagrama esquemático de uma Sonda λ

É possível demonstrar que a diferença de potencial entre as paredes interna e externa será dada pela expressão.

$$V_S = \frac{R \cdot T}{4 \cdot F} \ln \frac{P_o''}{P_o'} \quad (7.4)$$

onde T = Temperatura em K. P_o'' = Concentração de oxigênio no ar ambiente P_o' = Concentração de

oxigênio nos gases de escape

Este efeito é resultante da difusão de oxigênio que ocorre do ponto de maior concentração de O_2 (ar ambiente) para o de concentração menor (gás de escape). Em casos de mistura rica onde praticamente todo oxigênio é transformado em CO_2 , a razão de concentração P_o''/P_o' atingirá valores da ordem de 10^{17} originando valores de V_S na faixa de 900 a 1000mV. Este comportamento pode ser visualizado na figura (7.2).

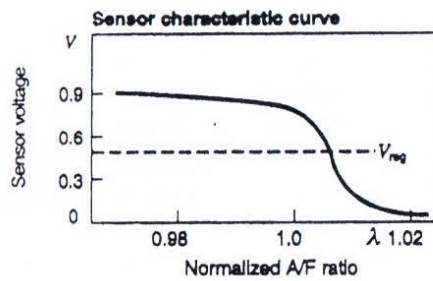


Figura 7.2: Gráfico de tensão de saída em função de λ

7.3 Aspectos práticos

A figura (7.3) mostra o esquema de ligação de uma sonda λ .



Figura 7.3: Esquema de ligação externo.

A figura (7.4) apresenta o diagrama de blocos envolvendo a ECU e o motor.

Outro aspecto importante a ser estudado é a utilização de uma resistência de aquecimento aumentada com 12V, cuja a influência na resposta da sonda λ pode ser visualizada na figura (7.5).

Alguns procedimentos de teste podem ser visualizados na figura (7.6).

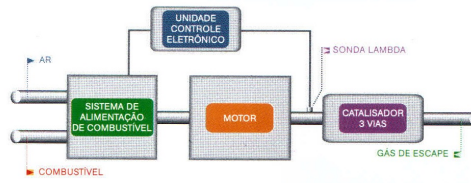


Figura 7.4: Diagrama de blocos da aplicação da sonda λ

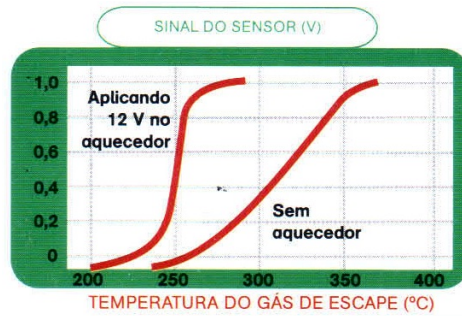


Figura 7.5: Comportamento comparativo com a resistência de aquecimento

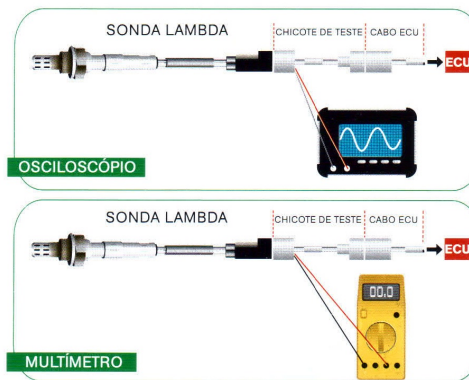


Figura 7.6: Visualização de procedimento experimental

Finalmente a figura (7.7) mostra outra aplicação utilizando 2 sondas λ , sendo uma antes e outra depois do catalisador.

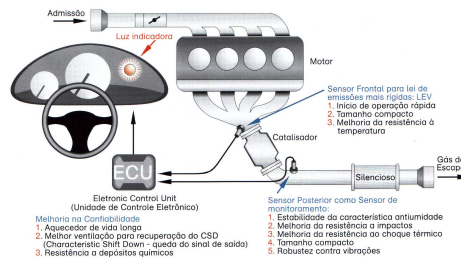


Figura 7.7: Exemplo de aplicação com 2 sondas λ

7.4 Exemplo de sonda λ fabricada pela Bosch

A figura (7.8) mostra a sonda λ da família LSM11 fabricada pela Bosch.



Figura 7.8: LSM11

A figura (7.9) mostra por sua vez o comportamento da tensão de saída com valor de λ .

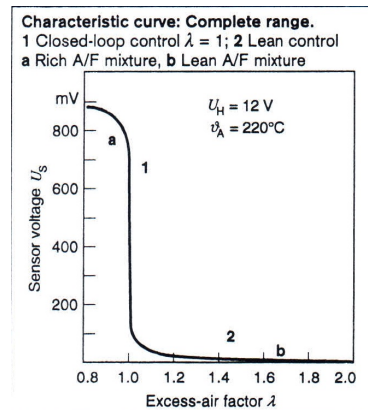


Figura 7.9: Tensão de saída $\times \lambda$

Finalmente a tabela (7.1) mostra as características técnicas da mesma.

Application conditions	
Temperature range, passive (storage - temperature range)	-40 ... +100°C
Sustained exhaust-gas temperature with heating switched on (200 h cumulative)	+150 ... +600°C
Operating temperature	
of the sensor-housing hexagon	≤ +500°C
at the cable gland	≤ +200°C
At the connection cable	≤ +150°C
At the connector	≤ +120°C
Temperature gradient at the sensor-ceramic front end	≤ +100k/s
Temperature gradient at the sensor-housing hexagon	≤ +150k/s
Permissible oscillations at the hexagon	
Stochastic oscillations - acceleration, max.	≤ 800m · s ⁻²
Sinusoidal oscillations - amplitude	≤ 0.3mm
Sinusoidal oscillations - acceleration	≤ 300m · s ⁻²
Load current, max.	±1uA
Heater element	
Nominal supply voltage (preferably AC)	12V _{eff}
Operating voltage	12 ... 13V
Nominal heating power for V _{gas} = 350°C and exhaust-gas flow speed of = 0.7m · s ⁻¹ at 12V heater voltage in steady state	= 16W
Heater current at 12V steady state	= 1.25A
Insulation resistance between heater and sensor connection	> 30MΩ
Data for heater applications	
Lambda control range λ	1.00 ... 2.00
Sensor output voltage for λ = 1.025...2.00 at V _{gas} = 220°C and a flow rate of 0.4...0.9m · s ⁻¹	68 ... 3.5mV
Sensor internal resistance R _i in air at 20°C and at 12V heater voltage	≤ 250Ω
Sensor voltage in air at 20°C in as-new state and at 13V heater voltage	-9 ... -15mV
Manufacturing tolerance Δλ in as-new state (standard deviation 1s) at V _{gas} = 220°C and a flow rate of approx. 0.7m · s ⁻¹	
at λ = 1.30	≤ ±0.013
at λ = 1.80	≤ ±0.050
Relative sensitiv ΔU _s /Δλ at λ = 1.30	0.65 mV/0.01
Influence of the exhaust-gas temperature on sensor signal for a temperature increase from 130°C to 230°C, at a flow rate ≤ 0.7m · s ⁻¹	
at λ = 1.30; Δλ	≤ ±0.01
Influence of heater-voltage change ±10% of 12V at V _{gas} = 220°C	
at λ = 1.30; Δλ	≤ ±0.009
at λ = 1.80; Δλ	≤ ±0.035
Response time at V _{gas} = 220°C and approx. 0.7 m · s ⁻¹ flow rate As-new values for the 66% switching point; λ jump = 1.10 ↔ 1.30	
for jump in the "lean" direction	2.0s
for jump in the "rich" direction	1.5s
Guideline value for sensor's "readiness for control" point to be reached after switching on oil burner and sensor heater; V _{gas} = 220°C; flow rate approx. 1.8m · s ⁻¹ ; λ = 1.45; sensor in exhaust pipe dia. 160mm	70s
Sensor ageing Δλ in heating-oil exhaust gas after 1.000h continuous burner operation with EL heating oil; measured at V _{gas} = 220°C	
at λ = 1.30	≤ ±0.012
at λ = 1.80	≤ ±0.052
Useful life for V _{gas} < 300°C	In individual cases to be checked by customer; guideline value > 10.000h

Tabela 7.1: Dados técnicos

Bibliografia

- [1] Analytical Robotics and Mechatronics Wolfnam Stadler. McGraw-Hill International Editions (1995)
- [2] Sensors for Automotive Technology. Y. Suzuki, I. Yokomoni. Wiley-VCH
- [3] Controle Integrado do Motor. Humberto José Mcnavella.
- [4] Automotive Control System for Engine, driveline and vehicle. Uwe Kiencke, Lars Nielsen. (2000)
- [5] Manual de Tecnologia Automotiva (Bosch)
- [6] Book Bosch Sensor Complet (Data-sheet)
- [7] LM35 (Data-sheet)
- [8] General Temperature Sensors Philips (Data-sheet)
- [9] Thopson (Data-sheet)