

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**  
**Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial**

Moacir Wendhausen

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE MEDIÇÃO DE  
CORRENTE ELÉTRICA PARA APLICAÇÃO EM LINHAS DE  
TRANSMISSÃO DE ALTA TENSÃO**

Dissertação submetida à Universidade  
Federal de Santa Catarina para a  
obtenção do Grau de Mestre em  
Metrologia.

Orientador: Prof. Carlos Alberto  
Flesch, Dr. Eng.

Florianópolis

2011

Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária  
da  
Universidade Federal de Santa Catarina

W469d Wendhausen, Moacir

Desenvolvimento de um sistema de medição de corrente elétrica para aplicação em linhas de transmissão de alta tensão [dissertação] / Moacir Wendhausen ; orientador, Carlos Alberto Flesch. - Florianópolis, SC, 2011.

258p.: il., grafs., tabs.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial.

Inclui referências

1. Metrologia científica. 2. Linhas elétricas - Medição.
  3. Correntes elétricas - Medição. 4. Medidores elétricos.
  5. Transformadores eletrônicos. I. Flesch, Carlos Alberto.
- II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial. III. Título.

CDU 537.7

Moacir Wendhausen

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE  
MEDIÇÃO DE CORRENTE ELÉTRICA PARA  
APLICAÇÃO EM LINHAS DE TRANSMISSÃO DE  
ALTA TENSÃO**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de “mestre em metrologia” e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial.

Florianópolis, 18 de Abril de 2011.

---

Prof. Carlos Alberto Flesch, Dr. Eng.  
Orientador

---

Prof. Armando Albertazzi Gonçalves Jr., Dr. Eng.  
Coordenador do Curso

**Banca Examinadora:**

---

Prof. Prof. Hari Bruno Mohr, Dr. Eng.  
Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Marco Antonio Martins Cavaco, Ph. D.  
Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Antônio Carlos Zimmermann, Dr. Eng.  
Universidade Federal de Santa Catarina





À minha esposa Geisa Mariana  
Saturnino Wendhausen  
Ao meu filho, Arthur Asty  
Saturnino Wendhausen (*Tutu*)  
Aos meus pais (in memoriam),  
Asty Wendhausen  
Rita de Lara Wendhausen



## AGRADECIMENTOS

Aos meus pais Asty Wendhausen (in memoriam), Rita de Lara Wendhausen (in memoriam), pela educação recebida e pelo “espelho” no qual eu tentei refletir o caráter, dedicação e respeito ao próximo.

A minha esposa, Geisa Mariana Saturnino Wendhausen, em quem a alegria, o amor, a generosidade e força se personificam. Ao meu filho, capricorniano, Arthur Asty Saturnino Wendhausen, pela “infantil” compreensão nos momentos em que estive ausente.

Ao Pós-MCI pela confiança e aceitação do meu trabalho.

Ao professor Carlos Alberto Flesch por acreditar em mim e aceitar ser meu orientador.

Ao meu amigo, desde a infância, Policarpo Batista Uliana, cujo apoio técnico e moral foi de fundamental importância.

Ao pesquisador e amigo Antônio Carlos Zimmermann, pelas conversas técnicas e incentivos.

A Eletrosul Centrais Elétricas S.A., especificamente ao LALTE, e corpo técnico: Rodrigo, Eugidio, Paulo, Clândio, Marcelo, Fabinho e em especial ao eng. Valci Vitor Coelho, sem o apoio desta equipe, o trabalho não teria base experimental. Ao eng. Dalvir Maguerroski do LAMEE.

Ao amigo e eng. metrologista Cesar Penz pelo apoio técnico e paciência com minhas indagações metrológicas.

Aos amigos: Annabel das Neves pelos momentos de conversas descontraídas; Emerson Cesar Campos, o acadêmico;

A Rosana Viera, pelo apoio e pelos incentivos.



“Em memórias estávamos ricos. Tínhamos penetrado além do verniz superficial das coisas. Tínhamos sofrido, passado fome e triunfado, sido humilhados, mas vistos a glória e crescido na grandeza do todo. Tínhamos visto Deus em seus esplendores, ouvido o texto que a natureza segue. Tínhamos atingido a alma nua do homem.”

(Sir Ernest Shackleton, 1916)



## RESUMO

As medições de corrente e de tensão, em sistemas elétricos de potência, são processos básicos nas cadeias de controle e proteção de subestações, linhas de transmissão e usinas geradoras de energia elétrica. Tradicionalmente, estes processos são realizados por transformadores de potencial e transformadores de corrente. Contudo, em decorrência das mudanças tecnológicas nos últimos anos, observa-se uma tendência de modernização desses instrumentos, tanto nos aspectos construtivos, quanto nos funcionais. Neste contexto, esta dissertação de mestrado apresenta o desenvolvimento e a análise metrológica da cadeia de medição de um transformador eletrônico de corrente, tendo como objetivo classificá-lo como um instrumento de classe de exatidão 0,5, conforme a norma IEC60044-8. O sistema desenvolvido é dotado de um circuito eletrônico instalado diretamente na linha de transmissão, na qual circula a corrente elétrica a ser medida. O sistema é composto por um transdutor de corrente - bobina de Rogowski-, cujo sinal é enviado a uma placa de aquisição, onde é digitalizado e posteriormente transmitido, por fibra óptica, até um módulo de processamento instalado na sala de controle. Para a análise metrológica foram adotadas duas abordagens: a priori e experimental. Na abordagem a priori, foram identificadas e quantificadas as fontes de incertezas inerentes a cada módulo da cadeia de medição, desde o transdutor até o processamento, por software, dos valores amostrados. Na abordagem experimental foram efetuados quatro ensaios, tendo como foco a caracterização do comportamento metrológico de um protótipo. Os resultados obtidos, tanto através da análise a priori quanto experimental, dão fortes indicações de que o sistema tem potencial para classificar-se como um instrumento de classe de exatidão 0,5.

**Palavras-chave:** medições em linhas de transmissão, medição de corrente, bobina de Rogowski, transformador eletrônico de corrente.





## ABSTRACT

Measurements of current and voltage in electric power systems are basic processes in the chain of control and protection of substations, transmission lines and electric power plants. Traditionally, these processes are performed by potential transformers and current transformers. However, due to the recent technological advances, such equipments are currently being highly developed, more specifically in constructional as well as functional aspects. In this context, this thesis describes the development and metrological analysis of the measurement chain of an electronic current transformer, aiming to classify it as an instrument of class 0.5 accuracy, as standard IEC60044-8. The system is equipped with an electronic circuit mounted directly on the transmission line, which runs the electric current to be measured. The system also comprises a current sensor –Rogowski coil- whose signal is sent to a data acquisition board, where it is digitized and transmitted by optical fiber to a processing module installed in the control room. In order to perform metrological analysis two approaches were adopted: a priori and experimental. In a priori approach, sources of uncertainty inherent were identified and quantified in each module of the measurement chain, from sensor to processing by software, the values sampled. In the experimental approach four trials were performed, focusing on the metrological characterization of a prototype. The results obtained through both analysis provided strong indications that the system is potentially qualified as an instrument of class 0.5 accuracy.

**Keywords:** transmission lines measurements, current measurement, Rogowski coil, electronic current transformers.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - TC, diagrama de ligação.....	39
Figura 2 - Paralelogramo de um TC de classe de exatidão 0,6. ....	41
Figura 3 - Transformador de corrente – TC. ....	43
Figura 4 - Efeito magnetoóptico.....	44
Figura 5 - Esquema de montagem de um transdutor magnetoóptico. ...	44
Figura 6 - TC óptico do fabricante <i>NXT Phase</i> . ....	46
Figura 7 - Esquema de um TEC com acoplamento óptico. ....	47
Figura 8 - Montagem do TEC DOIT do fabricante ABB.....	47
Figura 9 - MPC sob ensaio de tensão. ....	51
Figura 10 - (A) MPC sob ensaio; (B) Base do MPC; (C) Link de corrente; (D) Isoladores que formam o corpo do MPC. .	52
Figura 11 - Resistência <i>Shunt</i> . ....	53
Figura 12 - Efeito <i>Hall</i> . ....	54
Figura 13 - Transdutor Hall em presença de um campo magnético. ....	55
Figura 14 - Potencial $V_H$ em função do efeito <i>Hall</i> . ....	56
Figura 15 - transdutor Hall com núcleo magnético. ....	57
Figura 16 - Transdutor <i>Hall</i> do tipo <i>Closed-Loop</i> . ....	58
Figura 17 - Resistência em função do campo magnético. ....	59
Figura 18 - Componente eletrônico com tecnologia GMR. ....	60
Figura 19 - Bobina de Rogowski com secção transversal retangular. ...	61
Figura 20 - Campo magnético rotacional. ....	62
Figura 21 - Bobina de Rogowski Flexível.....	66
Figura 22 - Bobina de Rogowski rígida com secção circular. ....	66
Figure 23 - Modelo da bobina de Rogowski. ....	67
Figura 24 - Diagrama vetorial. ....	68
Figura 25 - Módulos de um TEC segundo a norma IEC 60044-8.....	73
Figura 26 - Módulos do SMC segundo a norma IEC 60044-8.....	74
Figura 27 - Diagrama eletrônico do circuito de aquisição do SMC. ....	79
Figura 28 - Configuração do sistema <i>Power Over Fiber - POF</i> . ....	81
Figura 29 - Regulação de linha do regulador de tensão de 3,3V. ....	82
Figura 30 - Sistema <i>Power Over Fiber - POF</i> . ....	82
Figura 31 - Circuito interno do <i>AD623</i> . ....	83
Figura 32 - Excursão do sinal de tensão na saída do <i>AD623</i> . ....	85
Figura 33 - Amostragem de um sinal senoidal. ....	87
Figura 34 - Configuração interna do CAD ADS8320. ....	89
Figura 35 - Diagrama de temporização do CAD ADS8320. ....	90
Figura 36 - Estrutura interna do CPLD. ....	92
Figura 37 - Arquitetura interna de um Elemento Lógico - EL. ....	93

Figura 38 - Projeto CPLD da placa de aquisição de corrente. ....	95
Figura 39 - Trecho de código em VHDL da instância <i>mux_3x</i> . ....	97
Figura 40 - Módulos constituintes do SMC. ....	99
Figura 41 - Dilatação térmica da secção transversal da bobina. ....	102
Figura 42 - Dilatação do núcleo da bobina. ....	103
Figura 43 - Profundidade de penetração $\delta$ . ....	108
Figura 44 - Capacitância equivalente $C_s$ . ....	110
Figura 45 - Parâmetros $L_{it}$ , $R_{it}$ e $C_{it}$ . ....	111
Figura 46 - Secção transversal do fio da bobina. ....	112
Figura 47 - Capacitância em função da distância entre as espiras. ....	113
Figura 48 - Dimensões da bobina de Rogowski. ....	114
Figura 49 - Dois fios de cobre isolados paralelos. ....	115
Figura 50 - Capacitância entre dois fios em função da distância. ....	116
Figura 51 - Forma irregular da Bobina de Rogowski. ....	117
Figura 52 - Sinal nos terminais da bobina - razão $A/B=1$ . ....	118
Figura 53 - Sinal nos terminais da bobina - razão $A/B=0.75$ . ....	118
Figura 54 - Sinal nos terminais da bobina - razão $A/B=0.578$ . ....	119
Figura 55 - Sinal nos terminais da bobina - razão $A/B=0.3141$ . ....	119
Figura 56 - Erro em função da razão $A/B$ . ....	120
Figura 57 - Erro devido ao posicionamento da bobina. ....	121
Figura 58 - Circuito grampeador de sinal. ....	122
Figure 59 - Diodos zener modelados como capacitores. ....	123
Figura 60 - Corrente e tensão de <i>bias</i> . ....	124
Figura 61 - Tensão e corrente de <i>offset</i> . ....	125
Figura 62 - Representação do ruído de entrada do <i>AD623</i> . ....	126
Figura 63 - Circuito de entrada do SMC. ....	128
Figura 64 - Erro de linearidade do ganho. ....	130
Figura 65 - Distorção de sinal devido ao <i>Slew Rate - SR</i> . ....	131
Figura 66 - Resposta de um sistema de 1ª ordem. ....	133
Figura 67 - Resposta de um sistema de 2ª ordem. ....	134
Figura 68 - Amplificador modelado como um sistema de 1ª ordem. ....	135
Figura 69 - Ganho de modo comum para tensão DC e AC. ....	135
Figura 70 - Entrada do circuito de aquisição do SMC. ....	137
Figura 71 - Modelo do amplificador para o <i>PSRR</i> . ....	138
Figura 72 - (A) Sinal com banda limitada $B$ , domínio do tempo; (B) Espectro de frequência. ....	139
Figura 73 - (A) Sinal não limitado em frequência, domínio do tempo; (B) Espectro de frequência do sinal $x(t)$ . ....	140
Figura 74 - Fenômeno do <i>aliasing</i> atuando sobre um sinal senoidal. ....	140
Figura 75 - Filtro <i>antialiasing</i> de primeira ordem. ....	141
Figura 76 - Erro devido à quantização do CAD. ....	143

Figura 77 - Função densidade de probabilidade retangular.....	143
Figura 78 - Função de transferência ideal de um CAD. ....	145
Figura 79 - Função de transferência com perda de código.....	145
Figura 80 - Estágio de entrada do CAD ADS8320. ....	146
Figura 81 - Gerador de tensão de referência <i>ADR127</i> .....	148
Figura 82 - Gerador de tensão de referência <i>ADR421</i> . ....	150
Figura 83 - Circuito equivalente para análise em frequência. ....	152
Figura 84 - Simulação no <i>PSpice</i> para avaliar a frequência de corte. .	155
Figura 85 - Simulação no <i>PSpice</i> para avaliar a atenuação em 60 Hz.	156
Figure 86 - Atenuação na frequência de 60 Hz. ....	157
Figura 87 - Atraso de fase na frequência de 60 Hz. ....	158
Figura 88 - Frequência de ressonância do circuito de entrada. ....	159
Figure 89 - Módulos constituintes do SMC. ....	161
Figura 90 - Diagrama de Pareto sem deriva térmica. ....	163
Figura 91 - Diagrama de Pareto com deriva térmica.....	164
Figura 92 - Esquema da montagem do ensaio da placa eletrônica. ....	166
Figura 93 - Voltímetro utilizado no ensaio da placa de aquisição.....	167
Figura 94 - Fonte de tensão usada no ensaio da placa de aquisição. ...	168
Figura 95 - Placa de aquisição a ser calibrada.....	168
Figura 96 - CR da placa de aquisição ao estímulo de tensão. ....	169
Figura 97 - CR do voltímetro ao estímulo de tensão (mV). ....	170
Figura 98 - Valor do erro da CR da placa de aquisição.....	171
Figura 99 - CR ajustada para a placa de aquisição.....	172
Figura 100 - Esquema de montagem do ensaio de corrente aplicada..	175
Figura 101 - Montagem do ensaio de corrente aplicada.....	176
Figura 102 - CR do amperímetro padrão.....	177
Figura 103 - CR do SMC. ....	178
Figure 104 - Teste de adequabilidade do modelo de regressão. ....	179
Figure 105 - Erro máximo por patamar de corrente aplicada.....	180
Figure 106 - Diagrama de Pareto do ensaio de corrente aplicada. ....	181
Figura 107 - Desvios-padrão do SMC e do amperímetro padrão.....	181
Figura 108 - Esquema do ensaio de corrente induzida. ....	182
Figura 109 - Ensaio de corrente induzida com $d_x=0.30m$ . ....	184
Figura 110 - Ensaio de corrente induzida com $d_x=0.60m$ . ....	184
Figura 111 - Ensaio de corrente induzida com $d_x=0.90m$ . ....	185
Figura 112 - Erro devido à corrente induzida.....	186
Figura 113 - Erro de corrente induzida em função da corrente $I$ .....	186
Figura 114 - Estrutura do gabinete para ensaio de tensão induzida. ...	188
Figura 115 - Montagem do MPC para ensaio de tensão induzida. ....	189
Figura 116 - Valor RMS da tensão induzida no potencial de 317 kV.	189
Figure 117 - Pesos das incertezas sobre o valor de $M$ . ....	210

Figure 118 - Pesos das incertezas da indutância própria.....	211
Figure 119 - Pesos das incertezas da resistência da bobina. ....	212
Figura 120 - Janelamento e seus efeitos.....	242
Figura 121 - Aplicação da função janela retangular para $N=31$ .....	244
Figura 122 - Janela <i>Hanning</i> para $N=32$ amostras.....	245
Figura 123 - Janela <i>Hamming</i> para $N=32$ amostras. ....	246
Figura 124 - Janela Triangular no para $N=32$ amostras. ....	247
Figura 125 - Técnicas aplicadas à função de janela retangular.....	248
Figura 126 - Valor eficaz para uma janela de 800 pontos.....	256

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1- Matriz de decisão aplicada ao transdutor de corrente. ....	70
Tabela 2- Especificação do mensurando. ....	71
Tabela 3- Identificação dos elementos do SMC. ....	74
Tabela 4- Comparativo entre o TEC com transdutor baseado em bobina de Rogowski e o TC. ....	77
Tabela 5- Escolha do resistor para determinação do ganho. ....	86
Tabela 6- Representação numérica em base 2 de um sinal analógico. ...	88
Tabela 7- Codificação dos dados digitalizados do ADS8320. ....	89
Tabela 8- Características gerais do CPLD EPM240. ....	91
Tabela 9- Frame de solicitação de dados. ....	98
Tabela 10- Frame de envio de dados. ....	98
Tabela 11- Dados do fabricante do AD623. ....	129
Tabela 12- Valor da frequência de corte e atenuação em 60 Hz. ....	153
Tabela 13- Atenuação em 60 Hz do circuito de entrada. ....	153
Tabela 14- Atraso de fase na frequência de 60 Hz. ....	154
Tabela 15- Atraso de fase total do SMC. ....	160
Tabela 16- Incerteza expandida para a análise a priori. ....	162
Tabela 17- Incerteza expandida do SMC com deriva térmica. ....	164
Tabela 18- Condições do ensaio de calibração da placa de aquisição. ...	167
Tabela 19- Determinação do erro máximo da placa de aquisição. ....	171
Tabela 20- Coeficientes obtidos por mínimos quadrados. ....	172
Tabela 21- Condições do ensaio de corrente aplicada. ....	174
Tabela 22- Coeficientes obtidos por mínimos quadrados. ....	178
Tabela 23- Valores medidos pelo SMC ajustados. ....	180
Tabela 24- Determinação do valor da constante k. ....	185
Tabela 25- Valor da tensão induzida no SMC. ....	188
Tabela 26- Indutância mútua da bobina de Rogowski. ....	209
Tabela 27- Deriva térmica da indutância mútua - ( $\Delta T= 25^{\circ}\text{C}$ ). ....	210
Tabela 28- Deriva térmica da indutância mútua - ( $\Delta T= 60^{\circ}\text{C}$ ). ....	210
Tabela 29- Cálculo da indutância própria $L_S$ . ....	211
Tabela 30- Cálculo da resistência elétrica RDC da bobina ....	212
Tabela 31- Cálculo da profundidade <i>Skin</i> . ....	212
Tabela 32- Capacitância parasita $C_l$ . ....	213
Tabela 33- Capacitância dos fios que conectam a bobina a placa de aquisição. ....	213
Tabela 34- Capacitância parasita $C_S$ . ....	214
Tabela 35- Incerteza devido à corrente de bias relativa à saída. ....	215
Tabela 36- Tensão e corrente de <i>offset</i> do A.I. AD623. ....	215

Tabela 37- Deriva térmica do AD623 - tensão e corrente de <i>offset</i> . ...	216
Tabela 38- Cálculo do ruído térmico na entrada do AD623. ....	216
Tabela 39- Ruído total do Amplificador de instrumentação AD623. .	217
Tabela 40- Erro de ganho e linearidade do AD623.....	218
Tabela 41- Deriva térmica do ganho do AD623. ....	218
Tabela 42- Cálculo do <i>slew rate</i> do AD623.....	219
Tabela 43- Erro de fase devido ao <i>Settling time</i> do AD623. ....	220
Tabela 44- Cálculo da incerteza devido a CMRR.....	221
Tabela 45- Cálculo da incerteza devido a PSRR. ....	222
Tabela 46- Atraso do filtro <i>antialiasing</i> e sua incerteza padrão.....	223
Tabela 47- Atenuação do filtro <i>antialiasing</i> na frequência de 60 Hz. ....	224
Tabela 48- Deriva térmica da atenuação do filtro <i>antialiasing</i> . ....	224
Tabela 49- Cálculo do erro de quantização.....	225
Tabela 50- Incerteza padrão relativa ao ruído interno do CAD. ....	225
Tabela 51- Cálculo do erro de linearidade total do CAD.....	226
Tabela 52- Incerteza padrão da deriva térmica do ganho e <i>offset</i> do CAD.....	226
Tabela 53- Atraso de fase inserido pelo CAD.....	227
Tabela 54- <i>Accuracy</i> do ADR127.....	229
Tabela 55- Ruído total do ADR127.....	230
Tabela 56- Incerteza padrão devido à regulação de linha e de carga - ADR127. ....	231
Tabela 57- Deriva térmica do ADR127.....	232
Tabela 58- Incerteza padrão devido ao <i>accuracy</i> do ADR421. ....	233
Tabela 59- Incerteza padrão relativa ao ruído próprio do ADR421.....	234
Tabela 60- Incerteza padrão relativa à regulação de linha e de linha - ADR421. ....	235
Tabela 61- Incerteza padrão devido à deriva térmica do ADR421.....	236
Tabela 62- Cálculo do desvio padrão para o valor eficaz. ....	256
Tabela 63- Balanço de incertezas para a análise a priori. ....	257
Tabela 64- Incerteza expandida considerando a deriva térmica.....	258



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	- Associação Brasileira de Normas Técnicas
AC	- <i>Alternating Current</i>
ANEEL	- Agência Nacional de Energia Elétrica
AT	- Alta Tensão
CAD	- <i>Conversor Analógico Digital</i>
CEPEL	- Centro de Pesquisas em Energia Elétrica
CR	- Curva de Resposta
DC	- <i>Directing Current</i>
DNL	- <i>Differential Nonlinearity</i>
EMC	- Compatibilidade eletromagnética
GMR	- <i>Giant Magnetoresistive</i>
IEC	- <i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	- <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
INL	- <i>Integral Nonlinearity</i>
ISO	- <i>International Organization for Standardization</i>
LALTE	- Laboratório de Alta Tensão
LAMEE	- Laboratório de Metrologia Elétrica da Eletrosul
LSB	- <i>Last Significant Bit</i>
MPC	- Medidor de Potencial e Corrente
ppm	- Parte por Milhão
PSRR	- <i>Power Supply Rejection Ratio</i>
RRMC	- Razão de Rejeição de Modo Comum
SL	- <i>Slew Rate</i>
SLIT	- Sistema Linear e Invariante no Tempo
SMC	- Sistema de Medição de Corrente
SMT	- Sistema de Medição de Tensão
ST	- <i>Settling Time</i>
TC	- Transformador de Corrente
TEC	- Transformador Eletrônico de Corrente
TP	- Transformador de Potencial
VIM	- Vocabulário Internacional de Termos Fundamentais e Gerais de Metrologia



## LISTA DE SÍMBOLOS

$i_p$ :	Corrente eficaz no primário do SMC
$i(t)$ :	Corrente instantânea
$f$ :	Frequência fundamental - 60 Hz
$\varphi_p$ :	Deslocamento de fase no primário do SMC
$i_{pres(t)}$ :	Corrente residual no primário do SMC
$i_s$ :	Corrente digitalizado no secundário do SMC
$\bar{e}_r$ :	Ruído térmico
$\bar{e}_n$ :	Ruído em tensão relativo a entrada do amplificador
$\bar{i}_n$ :	Ruído em corrente relativo a entrada do amplificador
$I_s$ :	Corrente no secundário do SMC na frequência de 60 Hz
$\varphi_s$ :	Deslocamento de fase da corrente no secundário do SMC
$i_{sres(t)}$ :	Corrente residual no secundário do SMC
$I_{sdc}(n)$ :	Corrente DC no secundário do SMC
$i_{sres}(t_n)$ :	Harmônicos de corrente no secundário do SMC
$n$ :	Número da amostra da corrente
$t_n$ :	Tempo relativo a n-ésima amostra
$R_{Shunt}$ :	Resistência shunt
$V_{Shunt}(t)$ :	Tensão instantânea sobre a resistência shunt
$\vec{F}$ :	Força de Lorentz
$\vec{v}$ :	Velocidade da carga elétrica
$\vec{B}$ :	Campo magnético
$q$ :	Carga do elétron
$\phi$ :	Ângulo entre o campo magnético $\vec{B}$ e a superfície de incidência
$\vec{dl}$ :	Elemento vetorial diferencial colinear ao campo magnético $\vec{B}$
$\mu_0$ :	Permeabilidade magnética do vácuo
$\varepsilon$ :	Força eletromotriz induzida
$\phi_B$ :	Fluxo magnético
$M$ :	Indutância Mútua
$N$ :	Número de espiras
$r$ :	Raio da secção transversal do toróide da bobina de Rogowski
$R$ :	Raio do toróide da bobina de Rogowski
$L_s$ :	Indutância própria da Bobina de Rogowski
$R_s$ :	Resistência elétrica do fio da bobina de Rogowski
$C_s$ :	Capacitância parasita da Rogowski
$q$ :	Resolução do conversor analógico digital
$I_C$ :	Corrente de alimentação do transdutor Hall
$K_{HOC}$ :	Sensibilidade do transdutor Hall

$\omega$ :	Frequência angular em radianos
$\alpha$ :	ângulo de fase
E:	Tensão induzida
$V_S$	Tensão nos terminais da bobina de Rogowski
j:	Unidade imaginária
$I_{\max}$ :	Corrente máxima
$V_{FO}$ :	Faixa de operação do CAD
n:	Número de bits do CAD
$\mu_{\text{meio}}$ :	Permeabilidade magnética do meio
A:	Secção transversal do fio condutor da bobina de Rogowski
l:	Comprimento do fio da bobina de Rogowski
$\rho_{\text{cu}}$ :	Resistividade do cobre
$\delta$ :	Profundidade skin
$R_{AC}$ :	Resistência aparente do fio da bobina
$R_{DC}$ :	Resistência do fio da bobina
$\epsilon_0$ :	Permissividade do espaço livre
p:	Distância entre os centros dos fios de duas espiras consecutivas
$r_{\text{fio}}$ :	Raio do fio condutor
$D_x$ :	Distância entre dois fios paralelos
d:	Diâmetro de um fio de cobre sem o isolamento
P:	Potência do ruído térmico
K:	Constante de Boltzman
T:	Temperatura em Kelvin
B:	Banda passante
$\Delta V_{io}$ :	Varição na tensão de offset de entrada
$\Delta V_{DC}$ :	Varição no valor na tensão de alimentação
$V_{\text{offset}}$ :	Tensão de <i>offset</i>
$V_{\text{CMMIN}}$ :	Tensão de modo comum mínima
$V_{\text{CMMAX}}$ :	Tensão de modo comum máxima
$V_{\text{DIFF}}$ :	Tensão diferencial
$R_G$ :	Resistor de ajuste de ganho do amplificador de instrumentação
G:	Ganho
$V_{\text{REF}}$ :	Tensão de referência
$N_{\text{bits}}$ :	Representação binária de um valor numérico
$r_o$ :	Raio da secção transversal da bobina na temperatura de 25 °C
$\alpha_{\text{CU}}$ :	Coefficiente de dilatação térmica linear do cobre
$\Delta T$ :	Varição de temperatura
$R_S$ :	Resistência do enrolamento da bobina de Rogowski
$L_S$ :	Indutância própria da bobina de Rogowski

- $C_{tt}$ : Capacitância entre duas espiras da bobina de Rogowski  
 $C_t$ : Capacitância total entre espiras da bobina de Rogowski  
 $C_l$ : Capacitância entre o enrolamento principal e o fio de retorno da bobina de Rogowski  
 $C_{fio}$ : Capacitância entre do fio que conecta a bobina de Rogowski e a placa de aquisição  
 $D$ : Diâmetro do toróide da bobina de Rogowski



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>31</b>
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO.....	31
1.2	OBJETIVO.....	34
1.3	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	35
<b>2</b>	<b>MEDIÇÃO DE CORRENTE EM LINHAS DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA ELÉTRICA.....</b>	<b>37</b>
2.1	ASPECTOS BÁSICOS DA MEDIÇÃO DE CORRENTE EM LINHAS DE TRANSMISSÃO.....	37
2.2	TIPOS DE MEDIDORES DE CORRENTE EM LINHAS DE TRANSMISSÃO.....	38
2.2.1	Transformador de Corrente Indutivo - TC.....	38
2.2.2	Transformador de Corrente Óptico.....	43
2.2.3	Transformador de Corrente Eletrônico com Acoplamento Óptico.....	46
<b>3</b>	<b>CARACTERIZAÇÃO DO PROJETO: “MEDIDOR DE POTENCIAL E CORRENTE EM LINHAS DE TRANSMISSÃO DE CLASSE 550 kV”.....</b>	<b>49</b>
3.1	HISTÓRICO DO PROJETO.....	49
3.2	SOLUÇÕES TÉCNICAS ADOTADAS NO PROJETO.....	50
<b>4</b>	<b>ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS PRINCIPAIS TRANSDUTORES DE CORRENTE.....</b>	<b>53</b>
4.1	RESISTOR <i>SHUNT</i> .....	53
4.2	TRANSDUTOR DE EFEITO <i>HALL</i> .....	54
4.3	TRANSDUTOR MAGNETORRESISTIVO - <i>GMR</i> .....	59
4.4	TRANSDUTOR BOBINA DE ROGOWSKI.....	60
4.4.1	Princípio de funcionamento.....	61
4.4.2	Formatos.....	65
4.4.3	Modelo Teórico Representativo.....	67
4.5	CRITÉRIO DE ESCOLHA DO TRANSDUTOR APLICADO AO SMC.....	69
<b>5</b>	<b>SISTEMA DE MEDIÇÃO DE CORRENTE PROPOSTO.....</b>	<b>71</b>
5.1	ESPECIFICAÇÃO DO MENSURANDO.....	71
5.2	DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE MEDIÇÃO PROPOSTO.....	72

5.3	TRANSDUTOR DE CORRENTE BASEADO EM BOBINA DE ROGOWSKI.....	76
5.4	DIAGRAMA ELETRÔNICO DA PLACA DE AQUISIÇÃO DO SISTEMA DE MEDIÇÃO DE CORRENTE - SMC.....	78
5.5	SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO ÓPTICA DA PLACA DE AQUISIÇÃO.....	80
5.6	CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DE SINAL.....	83
5.7	CONVERSOR ANALÓGICO DIGITAL.....	86
5.8	CIRCUITO DE CONTROLE.....	91
5.9	PROCESSO DE COMUNICAÇÃO.....	97
<b>6</b>	<b>ANÁLISE A PRIORI DAS FONTES DE INCERTEZAS DO SISTEMA DE MEDIÇÃO DE CORRENTE.....</b>	<b>99</b>
6.1	TRANSDUTOR BOBINA DE ROGOWSKI.....	99
<b>6.1.1</b>	<b>Indutância Mútua - <math>M</math>.....</b>	<b>100</b>
<b>6.1.2</b>	<b>Indutância Própria - <math>L_S</math>.....</b>	<b>104</b>
<b>6.1.3</b>	<b>Resistência do Enrolamento - <math>R_s</math>.....</b>	<b>107</b>
<b>6.1.4</b>	<b>Capacitância Parasita - <math>C_s</math>.....</b>	<b>110</b>
<b>6.1.5</b>	<b>Formato Irregular da Bobina de Rogowski.....</b>	<b>116</b>
<b>6.1.6</b>	<b>Excentricidade no Posicionamento da Bobina no Condutor.....</b>	<b>120</b>
6.2	PROTEÇÃO DE ENTRADA DA PLACA DE AQUISIÇÃO DE CORRENTE.....	121
6.3	AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO.....	123
<b>6.3.1</b>	<b>Tensão de Bias e Corrente de Bias.....</b>	<b>123</b>
<b>6.3.2</b>	<b>Tensão de <i>Offset</i> e Corrente de <i>Offset</i>.....</b>	<b>124</b>
<b>6.3.3</b>	<b>Ruído Próprio em Tensão e Corrente.....</b>	<b>125</b>
<b>6.3.4</b>	<b>Erro de Ganho.....</b>	<b>129</b>
<b>6.3.5</b>	<b><i>Slew Rate</i>.....</b>	<b>130</b>
<b>6.3.6</b>	<b>Tempo de Resposta ou <i>Settling Time</i>.....</b>	<b>132</b>
<b>6.3.7</b>	<b>Razão de Rejeição de Modo Comum - <i>RRMC</i>.....</b>	<b>135</b>
<b>6.3.8</b>	<b>Razão de Rejeição da Fonte de Alimentação - <i>PSRR</i>.....</b>	<b>137</b>
6.4	FILTRO <i>ANTI_ALIASING</i> .....	139
6.5	CONVERSOR ANALÓGICO DIGITAL.....	142
<b>6.5.1</b>	<b>Erro de Quantização.....</b>	<b>142</b>
<b>6.5.2</b>	<b>Ruído Próprio.....</b>	<b>144</b>
<b>6.5.3</b>	<b>Erro de Linearidade.....</b>	<b>144</b>
<b>6.5.4</b>	<b>Deriva Térmica do Ganho e do <i>Offset</i>.....</b>	<b>146</b>
<b>6.5.5</b>	<b>Atraso de Fase.....</b>	<b>146</b>



6.6	TENSÃO DE REFERÊNCIA DO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO - <i>ADR127</i> .....	147
6.6.1	Accuracy.....	148
6.6.2	Ruído Próprio.....	148
6.6.3	Regulação de Linha e Regulação de Carga.....	149
6.6.4	Deriva Térmica.....	149
6.7	TENSÃO DE REFERÊNCIA DO CONVERSOR ANALÓGICO DIGITAL - <i>ADR421</i> .....	149
6.7.1	Accuracy.....	150
6.7.2	Ruído Próprio.....	150
6.7.3	Regulação de Linha e Regulação de Carga.....	150
6.7.4	Deriva Térmica.....	151
6.8	RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO SMC.....	151
6.8.1	Frequência de Corte e Atenuação em 60 Hz.....	153
6.8.2	Atraso de Fase da Bobina e Circuito de Proteção - $\varphi_{in}$ .....	153
6.8.3	Frequência de Ressonância.....	154
6.8.4	Atraso de Fase Total do SMC - $\varphi_{SMC}$ .....	160
6.9	PROCESSAMENTO DOS DADOS.....	161
6.10	BALANÇO DE INCERTEZAS.....	161
7	<b>ENSAIOS REALIZADOS.....</b>	<b>165</b>
7.1	ENSAIO DA PLACA DE AQUISIÇÃO DE CORRENTE.....	165
7.2	ENSAIO DE CORRENTE APLICADA.....	173
7.3	ENSAIO DE CORRENTE INDUZIDA.....	182
7.4	ENSAIO DE TENSÃO INDUZIDA.....	187
8	<b>CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>191</b>
8.1	AVALIAÇÃO DO DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA DE MEDIÇÃO DE CORRENTE.....	191
8.2	RESULTADOS DA ANÁLISE A PRIORI.....	192
8.2.1	Módulo Bobina de Rogowski e Placa de Aquisição.....	192
8.2.2	Módulo Filtro Antialiasing.....	193
8.2.3	Resultados Obtidos para o Erro de Relação.....	194
8.2.4	Resultados Obtidos para o Erro de Fase.....	194
8.2.5	Conclusão da Análise a Priori.....	195
8.3	RESULTADOS DOS EXPERIMENTOS.....	195
8.3.1	Análise dos Resultados do Ensaio com a Placa de Aquisição de Corrente.....	195
8.3.2	Ensaio de Corrente Induzida.....	196
8.3.3	Ensaio de Tensão Induzida.....	196
8.3.4	Ensaio de Corrente Aplicada.....	197

8.4	CONCLUSÃO GERAL.....	197
8.5	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	197
	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>199</b>
	<b>APÊNDICE 1 - PARÂMETROS E INCERTEZAS DA BOBINA DE ROGOWSKI.....</b>	<b>209</b>
	<b>APÊNDICE 2 - INCERTEZAS DO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO AD623.....</b>	<b>215</b>
	<b>APÊNDICE 3 - FILTRO <i>ANTI</i>ALIASING223</b>	
	<b>APÊNDICE 4 – INCERTEZAS DO CONVERSOR NALÓGICO DIGITAL ADS8320.....</b>	<b>225</b>
	<b>APÊNDICE 5 - GERADOR DE TENSÃO DE REFERÊNCIA <i>ADR127</i>.....</b>	<b>229</b>
	<b>APÊNDICE 6 - GERADOR DE TENSÃO DE REFERÊNCIA <i>ADR421</i>.....</b>	<b>233</b>
	<b>APÊNDICE 7 - ESTUDO SOBRE AS TÉCNICAS DE PROCESSAMENTO DE SINAIS.....</b>	<b>237</b>
	<b>APÊNDICE 8 - BALANÇO DE INCERTEZAS DA RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO DO SMC.....</b>	<b>257</b>

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

A medição de valores de corrente e tensão em sistemas elétricos de potência representam a base dos processos de tarifação, controle e proteção de usinas, subestações e linhas de transmissão. Tradicionalmente esta medição é realizada por Transformadores de Potencial - TP, e Transformadores de Corrente - TC, [1], que operam em média tensão com níveis de 13 kV, 23 kV e 69 kV, em alta tensão com níveis 128 kV, 230 kV e em tensões extremamente elevadas 550 kV e 750 kV. Estes equipamentos apresentam acoplamento magnético entre o seu primário e o secundário e são amplamente utilizados nas instalações de sistemas elétricos de potência.

Muito embora o TC e o TP, há décadas desempenham um papel crucial na cadeia de geração, transmissão e distribuição de energia, atualmente, em decorrência das mudanças tecnológicas nos últimos anos, observa-se uma tendência de modernização desses transformadores, tal como ocorreu com os instrumentos de medição, controle e proteção. Um fator que reforça esta tendência é o fato dos instrumentos tais com relés, não exigirem, um sinal com potência em suas entradas, hoje eles podem receber sinais digitalizados na forma de valores amostrados, em conformidade com as normas técnicas vigentes, [2]. Esta tendência encontra reforços nas limitações técnicas associadas aos transformadores convencionais, dentre as quais destacam-se:

- Resposta em frequência limitada;
- Acoplamento galvânico entre o secundário e os instrumentos de medição, proteção e controle;
- Risco de explosão;
- Risco à segurança do operador, ligados aos problemas de curto-circuito no secundário do TP e abertura de enrolamento secundário no TC;
- Suscetibilidade aos problemas de compatibilidade eletromagnética - *EMC*, [3];
- Não linearidade e distorção da forma de onda devido ao núcleo saturável, [4], [5].

Devido às limitações técnicas citadas acima e ao avanço tecnológico, na última década surgiram no mercado os medidores não convencionais ou transformadores eletrônicos de tensão e corrente, [16], [21], que podem ser enquadrados nas seguintes categorias:

- Divisor resistivo e capacitivo de tensão;
- Transdutor óptico de corrente;
- Transdutor óptico de tensão;
- Transdutor eletrônico de tensão com acoplamento óptico;
- Transdutor eletrônico de corrente com acoplamento óptico.

Tais transdutores, ditos não convencionais, [1], estão fortemente baseados no uso de fibras ópticas que podem atuar como elemento sensor, ou mesmo servindo como canal de comunicação para transmissão dos valores medidos. Os dados digitalizados, transmitidos por um canal de fibra óptica, são imunes aos problemas de EMC, além deste fator, a fibra óptica garante alta isolamento entre o transformador eletrônico, instalado no pátio da subestação, e os instrumentos instalados em casas de relés e salas de controle, eliminando problemas de ruído conduzido e aumentando a segurança dos operadores.

Entretanto, apesar das vantagens do transformador eletrônico, a sua utilização em grande escala ainda encontra alguns obstáculos:

- Custo muito elevado;
- Requer cuidados especiais no transporte e instalação;
- Os níveis dos sinais em seu secundário não são totalmente compatíveis com os equipamentos de medição, controle e proteção;
- Não existem equipamentos nacionais.

Este cenário está mudando com o advento de novas tecnologias, que trazem novas soluções aos problemas antigos, e geram redução de custos e aumento de oferta. Um advento que foi significativo e abriu uma nova “janela” de oportunidades para as mudanças tecnológicas relativas ao setor elétrico, foi a homologação da norma técnica IEC 61850, esta norma está contribuindo para a mudança de paradigma relativo aos processos de controle e proteção. O paradigma vigente é baseado no “tráfego” de sinais analógicos, representados pela condução de elétrons em fios metálicos. O paradigma sucessor está baseado no

tráfego de sinais digitais, representados por pulsos de sinais luminosos - fótons - através de cabos ópticos.

Outro fator importante, que contribui para a mudança de paradigma e incentiva a pesquisa e o desenvolvimento de novas tecnologias aplicadas ao setor elétrico, foi a regulamentação do programa de Pesquisa e Desenvolvimento - P&D - homologado pela Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL, através da lei Nº 9.991/2000, [19]. Esta lei objetiva incentivar a busca constante por inovações e fazer frente aos desafios tecnológicos do setor elétrico. Assim, através deste incentivo, as empresas de tecnologia, universidades e empresas do setor elétrico vem buscando parcerias com objetivo de gerar soluções e inovações tecnológicas.

Neste contexto, enquadra-se o projeto de P&D intitulado “MPC Eletro-Óptico para Monitoração de Linhas de Transmissão da Classe de 550 kV”. Este projeto, também conhecido pela sigla MPC-550 kV, está vinculado ao programa de pesquisa e desenvolvimento da empresa Eletrosul Centrais Elétricas S/A, Ciclo 2007, e teve como objetivo desenvolver dois sistemas de medições aplicados em alta tensão, um voltado à medição de corrente e o outro à medição de tensão, ambos utilizando tecnologia de transdução não convencional.

O MPC-550 kV teve duração de dois anos e meio, sendo oficialmente concluído em junho de 2009. Neste projeto foram construídos três protótipos industriais. Entretanto, trata-se de um sistema bastante complexo, que demandou o uso de novas tecnologias e cujo desempenho não pôde ser avaliado - em sua plenitude - dentro do prazo previsto no projeto. Desta forma, mesmo após o termino do desenvolvimento, ainda estão sendo realizadas atividades visando o melhoramento nos seguintes aspectos: segurança, metrológico e tecnológico.

Um dos aspectos que foi pouco tratado, no projeto MPC-550 kV, diz respeito às características metrológicas dos medidores desenvolvidos. Esta limitação é justificada, pois a primeira etapa deste projeto teve foco no aspecto funcional. Contudo, foram feitos alguns ensaios para verificar o potencial metrológico sem realizar um estudo aprofundado. Não foram efetuadas análises de incertezas vinculadas à cadeia de medição, nem avaliado o comportamento do medidor em face de mudanças nas condições de operações, principalmente no tocante as variações de temperatura e envelhecimento dos componentes utilizados.

Neste contexto, dada a necessidade de uma análise metrológica mais rigorosa, surgiu este trabalho de mestrado vinculado ao programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial - PósMCI.

## 1.2 OBJETIVO

Esta dissertação de mestrado apresenta o desenvolvimento e a análise metrológica de um sistema de medição de corrente - SMC, para aplicação em linhas de transmissão de tensão de até 550 kV, tendo como objetivo classificá-lo como um instrumento de classe de exatidão 0,5, conforme a norma IEC 60044-8, [21]. A corrente elétrica nominal de operação é de 2.500 A, com faixa de medição de até 3.000 A, esta faixa de medição caracteriza o SMC como um equipamento com foco no serviço de medição.

Para atingir este objetivo foram efetuados dois tipos de abordagens: a priori e experimental. A análise a priori foi baseada em informações disponíveis em artigos, livros, teses e informações de fabricantes - *datasheets*. Este tipo de abordagem é também chamada de procedimento tipo B, [52]. Através da análise a priori foram avaliados:

- Erro de relação;
- Erro de fase;
- Deriva térmica.

A deriva temporal, muito embora seja de fundamental importância, não foi avaliada neste trabalho.

Na abordagem experimental foram realizados quatro experimentos laboratoriais, cujo objetivo era caracterizar o comportamento metrológico de um protótipo do SMC. Esta segunda abordagem é também chamada de procedimento tipo A, [52].

Os ensaios realizados foram:

- Calibração da placa de aquisição sem a bobina de Rogowski;
- Calibração do sistema de medição através de corrente aplicada;
- Corrente induzida, para quantificar a influência dos campos magnéticos presentes numa linha de transmissão;
- Tensão induzida, para quantificar a influência dos campos elétricos presentes numa linha de transmissão.

Convém observar que embora tenham sido feitos ensaios laboratoriais para avaliar o desempenho metrológico de um protótipo do SMC, o foco da dissertação é a análise a priori, pois o resultado obtido a

partir deste tipo de procedimento é abrangente e generalizável aos demais protótipos. Em contra partida um ensaio de calibração é específico e não generalizável.

### 1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No capítulo 2 são abordados os principais aspectos relacionados à medição de corrente em linhas de transmissão e os principais tipos de medidores de corrente. É apresentada a classificação dos transformadores de corrente e são apontadas as principais características de cada um deles.

No capítulo 3 é feita uma rápida apresentação do projeto MPC-550kV que originou o sistema de medição de corrente, ele descreve o histórico do projeto e as características propostas. Também faz uma abordagem sobre as soluções técnicas adotadas no projeto.

No capítulo 4 é apresentada uma análise comparativa entre os principais transdutores de corrente, bem como o critério de escolha e a matriz de decisão que foi utilizada neste processo.

No capítulo 5 é abordado em detalhes o sistema de medição de corrente - SMC, proposto nesta dissertação. São definidas as características do mensurando, corrente, especificados detalhes quanto à frequência, valor máximo e fenômenos externos que afetam o mensurando. Também são identificados os elementos constituintes do sistema de medição de corrente proposto, bem como suas conformidades com a norma IEC 60044-8.

No capítulo 6, é feita uma análise a priori em que foram quantificadas todas as fontes de incertezas associadas à bobina de Rogowski, à placa de aquisição de corrente e ao processamento dos dados amostrados. Na análise da bobina de Rogowski foi considerado o seu modelo representativo, cujos parâmetros foram analisados, culminado com a resposta em frequência da bobina. Também foram analisadas e quantificadas as fontes de incertezas relativas a cada módulo da cadeia de medição referente à placa de aquisição de corrente.

O capítulo 7 trata dos ensaios efetuados com o SMC, eles são apresentados detalhadamente. Também são apresentados os resultados obtidos na calibração da placa de aquisição, a curva de resposta obtida no ensaio de corrente aplicada, o erro devido à corrente induzida e o erro devido à tensão induzida.

No capítulo 8 são apresentadas as conclusões e propostas para trabalhos futuros.



## **2 MEDIÇÃO DE CORRENTE EM LINHAS DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA ELÉTRICA**

### **2.1 ASPECTOS BÁSICOS DA MEDIÇÃO DE CORRENTE EM LINHAS DE TRANSMISSÃO**

A energia elétrica é um produto fundamental em nossa sociedade, o progresso de uma nação tem uma relação direta com a capacidade de gerar, transmitir e distribuir com qualidade ininterrupta a energia produzida. Por consequência, o setor elétrico desempenha um papel importante neste processo, pois ele é o agente diretamente responsável pela garantia da qualidade ininterrupta da energia, desde sua geração até o usuário final. Desta forma, faz-se necessário efetuar a medição contínua a fim de garantir a qualidade da mesma. O processo de medição dá-se em três segmentos, a saber: geração, transmissão e distribuição. Cada um destes segmentos deve repassar a energia elétrica ao segmento seguinte conforme os critérios de qualidade estabelecidos. Assim, na fronteira destes setores estão situadas as subestações de energia, que são instalações elétricas de alta potência que funcionam como ponto de controle e transferência de energia entre os segmentos. Nas subestações estão localizados os transformadores de potência, responsáveis pela mudança nos níveis da tensão, também estão localizados os transformadores de instrumentação, conhecidos como TC e TP, esses por sua vez, estão com seus enrolamentos primários conectados diretamente a linha de transmissão, e tem como função reproduzirem, proporcionalmente, em seus secundários réplicas em escala reduzida da corrente e tensão na linha de transmissão, [5]. Posteriormente, a corrente e a tensão - nos secundários dos TC e TP - são encaminhadas aos instrumentos de proteção, controle e medição, que estão localizados remotamente na casa de controle ou na casa de relés.

Neste sentido, para atender aos critérios de isolamento, metrológicos e de segurança, os transformadores de instrumentação, TC e TP, devem necessariamente seguir as normas técnicas vigentes conforme as suas condições de serviços.

## 2.2 TIPOS DE MEDIDORES DE CORRENTE EM LINHAS DE TRANSMISSÃO

Segundo o critério de transdução adotado, os transformadores de corrente aplicados a medição em linhas de transmissão podem ser classificados em duas categorias:

- Transdutores convencionais:
  - Transformador de corrente indutivo - TC;
  
- Transdutores não convencionais:
  - Transformador de corrente óptico;
  - Transformador de corrente eletrônico com acoplamento óptico.

Os transdutores não convencionais de corrente, segundo a norma técnica IEC60044-8, [21], são também denominados Transformadores Eletrônicos de Corrente - TEC.

Nos próximos itens esses dois tipos de tecnologias serão abordados em detalhes.

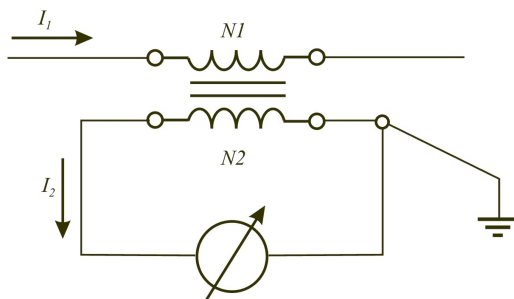
### 2.2.1 Transformador de Corrente Indutivo - TC

O TC é um transformador destinado a reproduzir proporcionalmente em seu secundário uma réplica, em escala reduzida, da corrente de seu circuito primário com sua posição fasorial mantida, conhecida e adequada para uso em instrumentos de medição, controle e proteção, [5].

O TC tem três finalidades básicas, [5], a saber:

- Isolar os equipamentos de medição, controle e relés do circuito de Alta Tensão - AT;
- Fornecer em seu secundário uma corrente proporcional a corrente do primário;
- Fornecer em seu secundário uma corrente de dimensões adequadas para serem usadas pelos instrumentos medidores, tais como relés e oscilógrafos.

O TC é constituído de um primário de poucas espiras, no limite com uma única espira, de fio grosso, ou barramento normalmente de cobre, conectado em série com o circuito - linha de transmissão - por onde circula a corrente a ser medida. O fato de estar em série com a linha de transmissão faz com que o enrolamento deva ser projetado para ter uma impedância baixa em relação à impedância da linha, desta forma, as perdas por efeito Joule e os erros relativos à medição são minimizados. O secundário do TC é conectado diretamente ao instrumento de medição, proteção, controle, oscilógrafos, dentre outros, tendo um de seus terminais aterrados. A Figura 1 apresenta uma representação esquemática do TC.



$N1$  = Número de espiras do enrolamento primário;  
 $N2$  = Número de espiras do enrolamento secundário;  
 $I_1$  = Corrente no primário;  
 $I_2$  = Corrente no secundário.

Figura 1 - TC, diagrama de ligação.

O valor nominal da corrente em seu secundário é padronizado, podendo ser de 1 A, 2 A ou 5 A, [7], [61]. A corrente no secundário é uma réplica - em escala reduzida - da corrente que flui em seu primário, segundo critérios que estabelecem a relação de transformação e a classe de exatidão do TC. Tanto a relação de transformação quanto a classe de exatidão são padronizados pela Associação Brasileira de Normas Técnicas – ABNT. No total, existem três normas técnicas brasileiras que regulamentam o TC, [7], a saber:

- NBR 6856/92 - Transformador de Corrente - Especificação;

- NBR 6546/91 - Transformadores para Instrumentos - *Terminologia*;
- NBR 6821/92 - Transformador de Corrente - *Método de Ensaio*.

Dado que o TC normalmente opera em condições de tensões elevadas - podendo chegar a valores nominais de 765 kV -, existem critérios que devem ser adotados para garantir a alta isolação elétrica do equipamento, e que definem a sua classe de isolação, [7]. Assim, o enrolamento do TC aplicado em sistema de alta tensão, é imerso em óleo com altíssima pureza e livre de bolhas de ar e umidade, pois qualquer impureza ou umidade que penetre no isolamento, pode dar início a um processo de descargas parciais e desencadear numa perda de isolação, podendo ocasionar uma atuação da proteção com posterior desligamento da linha de transmissão, acarretando prejuízos significativos.

Segundo a norma, [7], além dos fatores que definem classe de isolação, o TC também é classificado segundo a sua classe de exatidão:

- Classe 0,3 - TC aplicado ao serviço de medição;
- Classe 0,6 - TC aplicado ao serviço de medição;
- Classe 1,2 - TC aplicado ao serviço de medição;
- Classe 5 - TC aplicado ao serviço de proteção;
- Classe 10 - TC aplicado ao serviço de proteção.

O TC deve estar enquadrado dentro de uma das classes de exatidão citadas acima, ou de uma maneira mais ilustrativa, estar dentro de um *paralelogramo de exatidão*, conforme a, Figura 2.

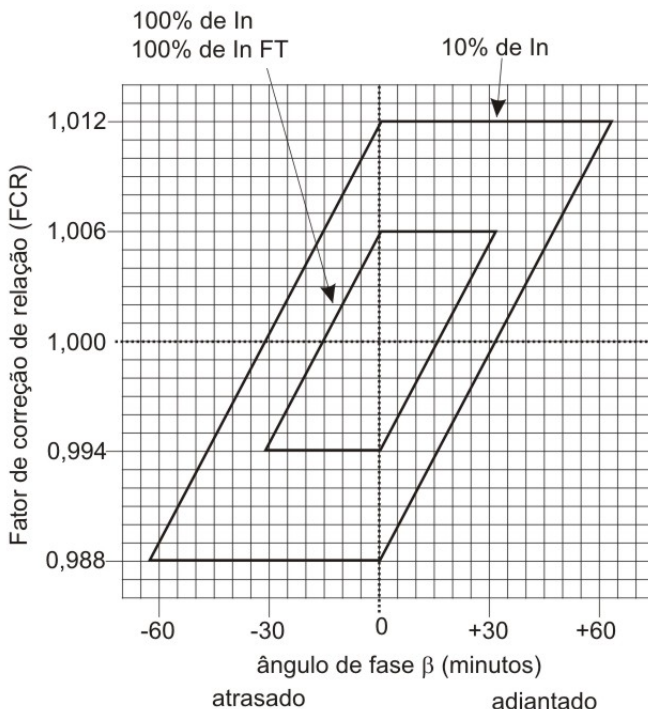


Figura 2 - Paralelogramo de um TC de classe de exatidão 0,6.

O paralelogramo da Figura 2 estabelece limites para o Fator de Correção de Relação - FCR - e para o ângulo de fase de um TC de classe de exatidão 0,6. Para pertencer a uma determinada classe de exatidão, o TC deve respeitar o paralelogramo, desta forma, são efetuados dois ensaios, onde o primário deve ser submetido a duas cargas padronizadas:

- Ensaio de plena carga, 100% de corrente primária nominal;
- Ensaio a 10% de corrente primária nominal.

O TC pode ser fabricado com um ou mais núcleos secundários independentes entre si. Os núcleos podem ser aplicados ao serviço de medição ou ao serviço de proteção, [6].

Os núcleos aplicados ao serviço de medição caracterizam-se pelo baixo erro de relação e de ângulo de fase. Eles operam na faixa de

corrente de carga nominal. Sendo que a saturação do núcleo aplicado a medição, no instante de curto-circuito, é desejável para evitar que os instrumentos ligados ao secundário sejam danificados, [6].

Os núcleos, aplicados ao serviço de proteção, apresentam alto erro de relação e de ângulo de fase. Isto ocorre porque eles são projetados para trabalhar numa faixa de medição da ordem de vinte vezes o valor da corrente nominal em regime permanente. Assim, seu ponto de saturação está localizado numa região bem superior aos núcleos aplicados a medição. Porém, em regime de transitório ou curto-circuito, ele deve apresentar em seu secundário, uma corrente proporcional a corrente no primário, sem ocorrer saturação.

Muito embora o acoplamento, entre o primário e o secundário, de um TC seja magnético, ou seja, sem conexão metálica, existem problemas de isolamento entre o secundário dos transformadores e os instrumentos de medições que ficam alojados na casa de relés ou casa de controle. Essa conexão metálica pode gerar problemas de compatibilidade eletromagnética, isolamento e segurança ao operador.

Os principais problemas relacionados aos TC são:

- Risco de explosão;
- Problemas de operação e segurança ligados ao risco de abertura de secundário;
- Suscetibilidade aos problemas de compatibilidade eletromagnética;
- Não linearidade e distorção da forma de onda;
- Baixa precisão.

A Figura 3 apresenta a foto de um TC, [8].



Figura 3 - Transformador de corrente – TC.

### 2.2.2 Transformador de Corrente Óptico

Transformadores de corrente ópticos são Transformadores Eletrônicos de Corrente - TEC, que normalmente empregam um modulador magnetoóptico como transdutor, [9]. O modulador magnetoóptico mais utilizado baseia-se no efeito Faraday, este efeito está relacionado a uma propriedade que certas substâncias apresentam quando submetidas a um campo magnético externo, causando uma rotação no plano de polarização da luz que propaga-se por elas ao longo do campo magnético, Figura 4. Mais especificamente, a rotação é proporcional à componente do campo magnético ao longo da direção de propagação da luz, [9], [10], [11], [12] e [13]. Este efeito é conhecido a mais de cem anos, mas apenas recentemente, devido aos avanços tecnológicos, ele está sendo aplicado aos transformadores eletrônicos.

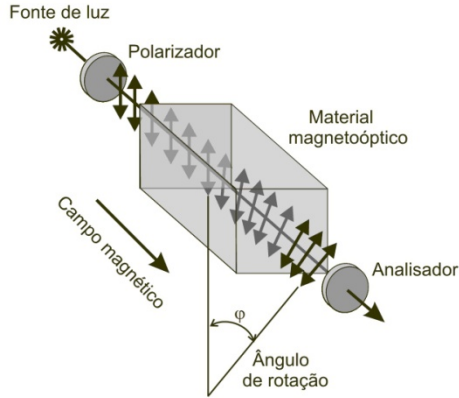


Figura 4 - Efeito magnetoóptico.

A Figura 5 esboça um exemplo representativo de um transdutor magnetoóptico que utiliza o efeito Faraday em seu princípio de funcionamento. O elemento principal do transdutor é a célula magnetoóptica envolvente, pois ela enlaça o condutor por onde passa a corrente a ser medida. A célula fica instalada no potencial da linha de transmissão e está conectada ao conversor secundário através de duas fibras ópticas. O led emissor é remoto e gera uma luz que é conduzida pela fibra óptica até o polarizador da célula. O foto-diodo também é remoto e fica localizado junto ao conversor secundário.

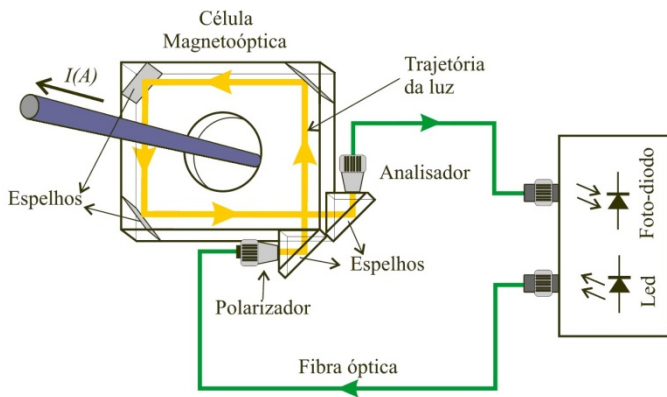


Figura 5 - Esquema de montagem de um transdutor magnetoóptico.



A luz emitida pelo led ao incidir na célula sofre um processo de polarização, sendo refletida internamente pelos espelhos de tal forma que sua trajetória enlaça o condutor por onde passa a corrente a ser medida, até incidir no elemento analisador. O analisador detecta a variação no ângulo de polarização da luz e converte esta variação numa intensidade luminosa, proporcional ao campo magnético. A luz modulada é transmitida ao fotodiodo - localizado remotamente - onde é convertida em sinal elétrico, amplificada e processada.

É importante salientar que esta interação, entre a luz e o campo magnético, dependerá somente da corrente concatenada pelo elemento rotor. Esta característica evita que a luz interaja com campos magnéticos externos, não importando a intensidade deste. A única conexão entre o transdutor, conectado no potencial da linha, e a casa de relés é por fibra óptica.

Os aspectos positivos relativos ao transformador de corrente óptico:

- Baixo erro de relação e de fase;
- Alta linearidade;
- Acoplamento por fibra óptica, alta isolamento;
- Maior segurança ao operador nas instalações;
- Não é necessário óleo para isolamento;
- Sem perdas por efeito Joule;
- Efeitos de capacitâncias parasitas desprezíveis;
- O mesmo dispositivo pode ser aplicado tanto à medição quanto à proteção;
- Não requerem alimentação.

Os aspectos negativos relativos ao transformador de corrente óptico:

- Custo elevado;
- Requer cuidados especiais no transporte e instalação;
- Os níveis do sinal no secundário não são compatíveis com os sinais gerados pelos TC convencionais, dificultando o uso em sistemas de medição, controle e proteção;
- Sensível as vibrações.

Alguns fabricantes apresentam modelos nos quais a medição - de corrente e de tensão - é efetuada num único equipamento. Assim, no mesmo ponto da linha é medida a corrente e a tensão.

A título de ilustração a Figura 6, [14], apresenta um TC óptico instalado numa subestação.



Figura 6 - TC óptico do fabricante *NXT Phase*.

### 2.2.3 Transformador Eletrônico de Corrente com Acoplamento Óptico

É um tipo de Transformador Eletrônico de Corrente - TCE, que utiliza um circuito eletrônico associado a um transdutor, que pode ser uma bobina de baixa ou alta reatância, [21]. Por acoplamento óptico entende-se a forma como o elemento transmissor, que compreende o transdutor primário e a eletrônica, conecta-se ao módulo de processamento localizado remotamente na casa de relés ou de controle. Neste caso, os dados amostrados no potencial da linha são enviados ao módulo de processamento por meio de fibra óptica, [15]. A Figura 7 apresenta um esquema básico de um transformador eletrônico de corrente com acoplamento óptico.

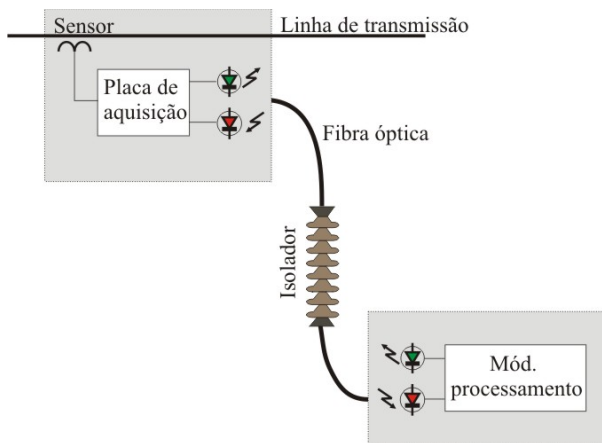


Figura 7 - Esquema de um TEC com acoplamento óptico.

Este tipo de tecnologia tem sido empregado de forma pontual, normalmente na medição de correntes em bancos de capacitores, que são utilizados para compensação em linhas de transmissão, Figura 8, [15].

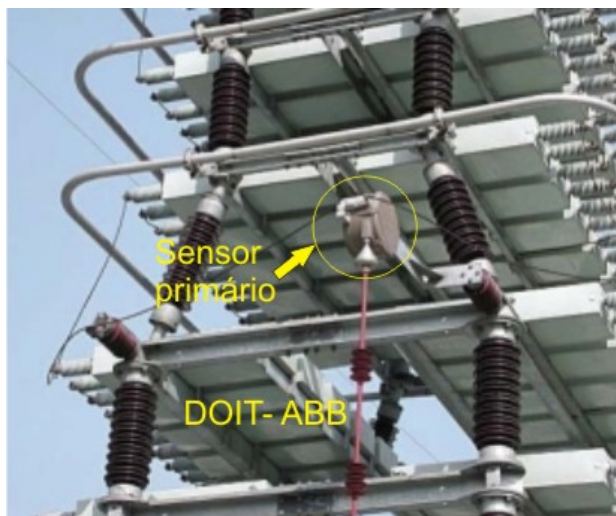


Figura 8 - Montagem do TEC DOIT do fabricante ABB.

Os aspectos positivos de um TC híbrido são basicamente os mesmos citadas para um TC puramente óptico, tendo como vantagem adicional o uso de uma tecnologia de menor complexidade e com menor custo de produção.

Dentre os aspectos negativos, pode-se destacar:

- O circuito de medição - placa de aquisição - está sujeito aos problemas de compatibilidade eletromagnética - EMC, que se agravam por estar no mesmo potencial da linha;
- A placa de aquisição, instalada no potencial da linha, requer alimentação.

O fato de possuir um circuito eletrônico, localizado no potencial da linha de transmissão, faz com que o sistema fique sujeito aos problemas de EMC, assim, cuidados adicionais devem ser tomados, pois existem campos magnéticos e elétricos intensos, e ruídos associados à linha de transmissão. A Figura 8 apresenta o *Digital Optical Instrument Transformer – DOIT*, [15], do fabricante ABB, instalado para medição de corrente de um banco de capacitores.

A norma técnica que regulamenta e especifica os requisitos básicos dos transformadores eletrônicos de corrente é a IEC 60044-8, [21].

### **3 CARACTERIZAÇÃO DO PROJETO: “MEDIDOR DE POTENCIAL E CORRENTE EM LINHAS DE TRANSMISSÃO DE CLASSE 550 kV”**

#### **3.1 HISTÓRICO DO PROJETO**

O projeto “medidor de potencial e corrente em linhas de transmissão de classe 550 kV”, ou apenas MPC550 kV, foi proposto no ano de 2006 - no âmbito do ciclo de pesquisa e desenvolvimento vinculado a ANEEL - à empresa ELETROSUL Centrais Elétricas S/A. Este projeto teve como executor a Fundação de Ensino de Engenharia de Santa Catarina - FEESC, fundação ligada a Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, que atuou como representante jurídico e entidade administradora do projeto. Este projeto foi idealizado conjuntamente pelas entidades: Laboratório de Metrologia e Automação - LABMETRO e pela empresa Equalix Tecnologia LTDA. Ele teve início no mês de janeiro do ano 2007, e contou com o trabalho das equipes técnicas das seguintes instituições: empresa EQUALIX Tecnologia; Laboratório de Metrologia e Automação - LABMETRO; empresa ELETROSUL.

O objetivo principal do projeto era desenvolver dois sistemas de medição, um de tensão e outro de corrente, utilizando tecnologia eletro-óptica, para aplicação específica em linhas de transmissão de 550 kV.

As principais características deste projeto eram:

- Medição de tensão em linhas de 550 kV;
- Valor nominal de corrente em serviço de medição de 2.500 A, com faixa de medição de até 3.200 A;
- Faixa de Medição de corrente em serviço de proteção de até 40.000 A;
- Alto grau de confiabilidade e sem risco de explosão;
- Utilização de fibras ópticas como meio de transmissão do sinal medido e digitalizado;
- Resposta em frequência da ordem de 20 kHz;
- Classe de exatidão de 0,5, conforme a norma IEC 60044-8;
- Alta imunidade aos problemas de compatibilidade associados a este nível de tensão.

Os ensaios preliminares relativos à tensão aplicada, descargas parciais foram efetuados no Laboratório de Alta Tensão da Eletrosul - LALTE, pertencente à empresa Eletrosul e localizado na cidade de São José - SC. Alguns ensaios foram feitos no Centro de Pesquisas de Energia Elétrica - CEPEL, especificamente na divisão de laboratórios de Adrianópolis. Ensaios realizados no CEPEL:

- Tensão suportável à frequência Industrial - 680 kV, 60 Hz - com duração de 1 minuto;
- Tensão suportável de impulso Atmosférico;
- Tensão suportável de impulso de manobra;
- Tensão suportável de impulso de manobra sob chuva.

Todos os ensaios seguiram os critérios das normas técnicas IEC 60044-7/1999 e IEC 60060-1/1989 [16], [17]. Nos quatro ensaios o MPC550 kV foi aprovado, [18].

### 3.2 SOLUÇÕES TÉCNICAS ADOTADAS NO PROJETO

O MPC-550 kV é um transformador eletrônico de corrente e tensão que monitora - simultaneamente - a tensão e a corrente na linha de transmissão de classe 550 kV. Desta forma o equipamento envolve dois sistemas de medição encapsulados em uma única estrutura.

O sistema de medição de tensão é composto de três transdutores de campo elétrico. O potencial da linha de transmissão é calculado a partir da informação dos três transdutores, distribuídos ao longo da estrutura do isolador, Figura 9. A cada transdutor de campo elétrico está associado um circuito eletrônico que efetua o condicionamento do sinal, filtragem e conversão analógica para digital. O sinal digitalizado é enviado por fibra óptica ao módulo de processamento remotamente localizado. O sistema de medição de tensão segue a norma técnica IEC 60044-7- *Electronic Voltage Transformers*, [16], que estabelece os critérios de classe de exatidão, classe de isolamento, ensaios padronizados, dentre outros.

No sistema de medição de corrente o elemento transdutor é uma bobina de Rogowski, cujo sinal de tensão em seu terminal secundário é proporcional a variação da corrente na linha de transmissão. Tal como no sistema de medição de tensão, este sinal é enviado a um circuito eletrônico para condicionamento, filtragem e conversão de analógico

para digital. O sinal digitalizado é enviado, por fibra óptica, ao módulo de processamento remotamente localizado.

No topo do equipamento, sobre o terceiro isolador cerâmico, foi instalado um cabeçote, Figura 9, onde é alojado o link de corrente. Este link é um cilindro de cobre maciço conectado aos terminais da linha de transmissão. Em torno do link foram instaladas duas bobinas de Rogowski, uma com faixa de medição de 0 a 3.200 A, aplicado ao serviço de medição, outra bobina com faixa de medição de 0 a 40.000 A, aplicada ao serviço de proteção.

O sistema de medição de corrente desenvolvido teve como referência metrológica a norma IEC60044-8, [21], que trata dos transformadores eletrônicos de corrente.



Figura 9 - MPC sob ensaio de tensão.

A Figura 10 (A) apresenta o MPC completo sendo submetido a um teste de isolamento. Também são apresentadas as partes mecânicas do equipamento: a base (B), link de corrente (C), e o corpo formado por três isoladores cerâmicos (D).

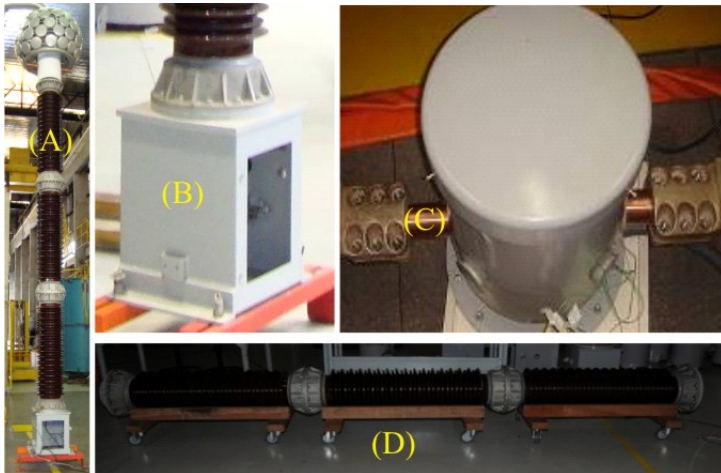


Figura 10 - (A) MPC sob ensaio; (B) Base do MPC; (C) Link de corrente; (D) Isoladores que formam o corpo do MPC.



## 4 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS PRINCIPAIS TRANSDUTORES DE CORRENTE

Com o objetivo de avaliar o estado de arte e definir o transdutor a ser utilizado no SMC, foi feito um estudo para identificar o transdutor mais adequado à medição de corrente em linhas de transmissão.

### 4.1 RESISTOR *SHUNT*

O resistor *shunt* é o dispositivo mais simples aplicado à medição de corrente. Ele é um componente eletrônico passivo, cujo princípio de funcionamento baseia-se na lei de Ohm, ou seja, uma corrente fluindo através do *Shunt* gera uma queda de tensão em seus terminais proporcional a magnitude da corrente. Ele é instalado em série com o circuito cuja corrente deseja-se medir, Figura 11, a corrente  $i(t)$  passando por  $R_{Shunt}$ , desenvolve uma queda de potencial  $V_{Shunt}(t)$  em seus terminais proporcional a corrente a ser medida, equação (1).

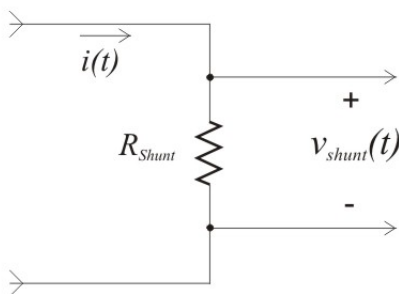


Figura 11 - Resistência *Shunt*.

$$v_{shunt}(t) = i(t) R_{Shunt} \quad (1)$$

Como aspectos positivos do *shunt* pode-se destacar:

- Alta linearidade;
- Pode medir corrente DC;
- Simplicidade;
- Baixo custo.

Como aspectos negativos destacam-se:

- Alto-aquecimento - devido ao efeito *Joule* - principalmente em medição de altos valores de corrente;
- Apresentam indutância própria que manifesta-se em altas frequências;
- Não possuem isolação, dado que o transdutor tem conexão metálica entre o mensurando e o SM.

## 4.2 TRANSDUTOR DE EFEITO *HALL*

Este transdutor tem o princípio de funcionamento baseado no fenômeno conhecido como efeito *Hall*. Ele foi descoberto em 1879 por **Edwin Herbert Hall**, e no ano de 1880 ele publicou um artigo completo dos detalhes do experimento nos periódicos *The American Journal of Science* e *Philosophical Magazine*, [22]. Basicamente neste experimento ele submeteu um condutor elétrico a um campo magnético perpendicular a direção da corrente elétrica. Hall verificou que um potencial elétrico aparecia nas laterais deste condutor na presença de um campo magnético conforme a Figura 12.

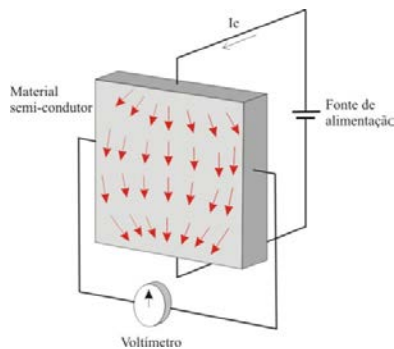


Figura 12 - Efeito *Hall*.

Este efeito ocorre devido a cargas elétricas tenderem a desviar-se de sua trajetória na presença da força de *Lorentz*, equação (2), [23]. Desta forma cria-se um acúmulo de cargas nas superfícies laterais do condutor produzindo uma diferença de potencial, Figura 13.

$$\vec{F} = q(\vec{V} \times \vec{B}) \quad (2)$$

Onde:

$\vec{F}$  = Força de Lorentz;

$\vec{V}$  = Velocidade da carga elétrica;

$\vec{B}$  = Campo magnético ao qual a carga é submetida;

$q$  = Carga do elétron.

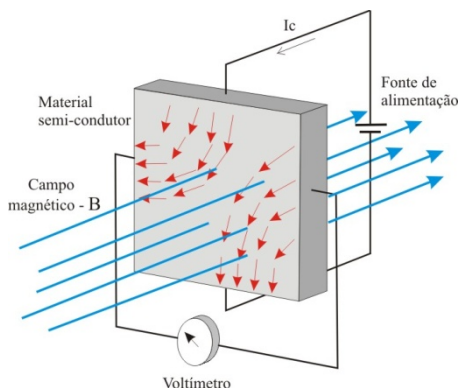


Figura 13 - Transdutor Hall em presença de um campo magnético.

Na Figura 14 identifica-se o potencial  $V_H$  a partir do efeito Hall, que é dado pela equação (3), [23].

$$V_H = K_{HOC} I_C B \text{sen}(\phi) + V_{OH} \quad (3)$$

Onde:

$V_H$  = Diferença de potencial gerada, tensão *Hall* (mV);

$B$  = Módulo de campo magnético ao qual o transdutor foi submetido (kG);

$I_C$  = Corrente aplicada ao transdutor, normalmente através de uma fonte de tensão (mA);

$K_{HOC}$  = Sensibilidade do transdutor em circuito aberto (mV/mA.kG);

$\phi$  = É o ângulo entre o campo magnético  $\vec{B}$  e a superfície de incidência ( $^\circ$ ).

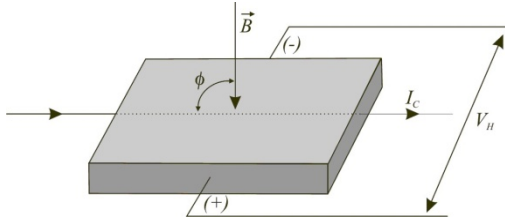


Figura 14 - Potencial  $V_H$  em função do efeito Hall.

Assim, um transdutor de efeito Hall, também chamado de *Gerador Hall*, é um dispositivo constituído basicamente de dois materiais semi-condutores e quatro terminais. Um par de terminais alimenta o transdutor, por onde flui uma corrente constante  $I_C$ . O outro par de terminais é a saída, onde desenvolve-se o potencial  $V_H$ , equação (3). A tensão nos terminais de saída depende das características do dispositivo e pode ser digital ou analógica.

A sensibilidade é por definição, [24], a variação da resposta de um instrumento de medição dividida pela correspondente variação do estímulo, para o “gerador” Hall a *sensibilidade* é dada pela constante  $K_{HOC}$ . Comercialmente os transdutores podem ser encontrados com valor sensibilidade variando entre: 0,10 mV/mAkG e 160,0 mV/mAkG.

Basicamente, existem quatro fatores que contribuem para a sensibilidade do transdutor Hall:

- Tipo de material;
- A mobilidade da carga elétrica no material;
- Espessura da placa do material semi-condutor;
- Geometria do dispositivo.

Levando em consideração o avanço tecnológico e a grande versatilidade dos transdutores baseados em efeito Hall, a indústria passou a produzi-los nas mais variadas formas, com características

específicas para determinadas aplicações. Abaixo estão listados os principais fabricantes deste tipo transdutor:

- LEM components;
- LakeShore;
- Honeywell;
- F.W. Bell;
- Optek Technology.

Normalmente os transdutores de corrente por efeito *Hall* apresentam um núcleo magnético - toróide - com um *gap*, fenda, onde é posicionado o transdutor *Hall* linear. Tais tipos de componentes já apresentam em seu interior um circuito de amplificação e algumas vezes apresentam compensação de temperatura e *offset*. A Figura 15 apresenta o desenho de um transdutor de corrente *Hall* com um núcleo magnético.

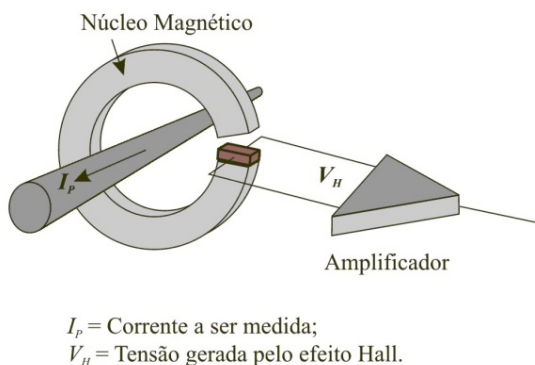
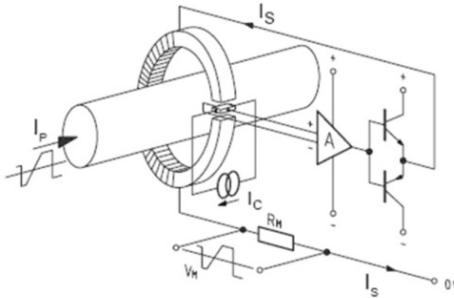


Figura 15 - transdutor Hall com núcleo magnético.

Esta tecnologia aumenta a sensibilidade do transdutor, pois o fluxo magnético fica concentrado no núcleo, cujo *gap*, contém o transdutor *Hall* propriamente dito. Este tipo de transdutor é chamado de transdutor de corrente por efeito *Hall* tipo *Open-Loop*.

Outra aplicação do efeito Hall é nos transdutores de corrente do tipo *Closed-Loop*, esses transdutores possuem este nome porque a tensão de saída *Hall* é amplificada e utilizada para injetar uma corrente numa bobina enrolada em torno do núcleo magnético, o fluxo magnético gerado por esta bobina se opõem ao fluxo no núcleo gerado pela

corrente a ser medida, corrente no primário, isso tem como efeito a anulação do fluxo magnético resultante no núcleo. Desta forma, a corrente no secundário, é uma réplica da corrente no primário. A corrente passando pelo resistor de carga  $R_M$  gera uma tensão  $V_M$ , esta tensão é colocada nos terminais de saída do transdutor, Figura 16.



- $I_p$  = Corrente a ser medida;  
 $I_c$  = Corrente que alimenta o sensor;  
 $I_s$  = Corrente que alimenta a bobina do núcleo magnético;  
 $R_M$  = Resistência shunt;  
 $V_M$  = Tensão de saída.

Figura 16 - Transdutor *Hall* do tipo *Closed-Loop*.

A técnica do *Closed-Loop* melhora as características elétricas do transdutor, tais como:

- Tempo de resposta mais rápido menor que  $1 \mu s$ , elevando a resposta em frequência para a faixa de 150 kHz;
- Apresenta melhor linearidade, em torno de 0,1 %.

Tais características fazem a tecnologia *closed-loop* ser melhor que os transdutores tipo *open-loop*, contudo, ela apresenta as seguintes desvantagens:

- Custo elevado;
- Maior volume;
- Maior consumo de energia.

### 4.3 TRANSDUTOR MAGNETORRESISTIVO - GMR

O fenômeno da magnetorresistência - *MR* -, foi descoberto por William Thomson em 1856, este fenômeno é caracterizado pela capacidade de um material variar sua resistência na presença de um campo magnético. Contudo, na época ele conseguia baixar a resistência dos materiais em apenas 5 %, e era chamado de Magnetorresistência ordinária. Apenas em 1988 alguns pesquisadores franceses, [25], conseguiram variações significativas na resistência em função do campo magnético, até 70%, e o fenômeno passou ser chamado de *GMR- Giant Magnetoresistive*.

As características da *MR* de alguns materiais, em baixas temperaturas, podem ser resumidas em ordem crescente de efeito, [26]:

- *Ordinary magnetoresistance* - OMR;
- *Anisotropic magnetoresistance* - AMR;
- *Giant magnetoresistance* – GMR, ou efeito válvula de *spin*.

A Figura 17 apresenta três curvas de resposta do fenômeno magnetorresistência em função do campo magnético e das características do material que constitui o transdutor.

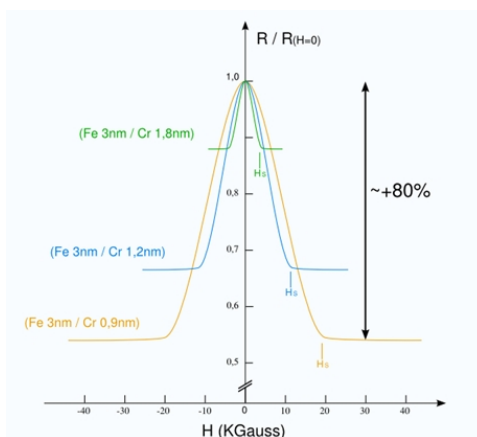


Figura 17 - Resistência em função do campo magnético.

Inicialmente o interesse nesta tecnologia estava voltado para aplicação em transdutores magnéticos para cabeçotes de gravação - mídias -, posteriormente esta tecnologia passou a ser adotada em componentes eletrônicos. Assim, em 1995 a empresa *NVE Corporation* foi pioneira na comercialização da tecnologia *GMR*.

A Figura 18 apresenta uma forma de montagem de um componente eletrônico com tecnologia *GMR*.

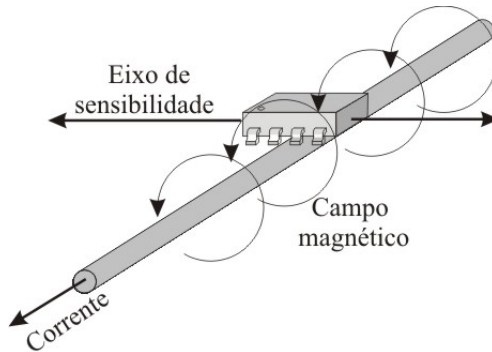


Figura 18 - Componente eletrônico com tecnologia *GMR*.

#### 4.4 TRANSDUTOR BOBINA DE ROGOWSKI

A bobina de Rogowski é um dispositivo elétrico cujo princípio de funcionamento foi descrito em 1912 por Walter Rogowski e W. Steinhaus no artigo intitulado “*Die Messung der Magnetischen Spannung*”. Desde então tornou-se popular devido as suas características elétricas favoráveis e facilidade de implementação.

Existem vários formatos de Bobina de Rogowski, sendo que cada um deles é decorrente da aplicação, [31], [32], [33]. Contudo, a bobina geralmente é utilizada em seu formato original, que consiste em um núcleo de material não ferro-magnético com formato toroidal e secção transversal circular. Este núcleo é enrolado por um fio de cobre, formando várias espiras, cujos terminais encontram-se na mesma extremidade conforme mostra a Figura 19. A função do núcleo é meramente estrutural, ou seja, tem a função de manter o formato da bobina conforme a necessidade da aplicação.



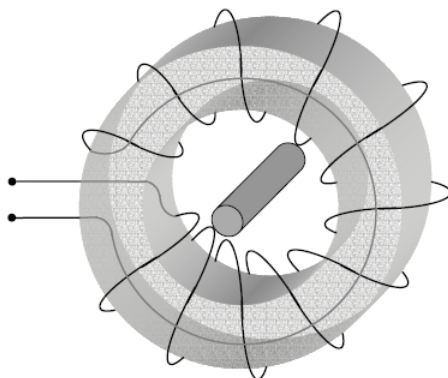


Figura 19 - Bobina de Rogowski com seção transversal retangular.

#### 4.4.1 Princípio de funcionamento

O princípio de funcionamento da bobina de Rogowski está baseado essencialmente em duas leis básicas do eletromagnetismo, a Lei de Ampère e a Lei da Indução de Faraday. A lei de Ampère relaciona a corrente elétrica que flui num condutor e o campo magnético rotacional gerado em torno deste condutor, Figura 20. A equação (4) descreve matematicamente este fenômeno.

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 i \quad (4)$$

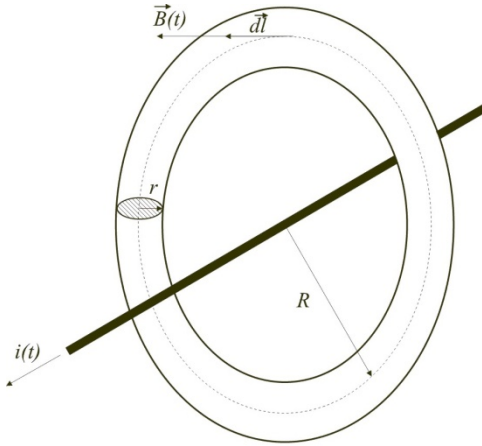
Sendo:

$\vec{B}$  = Campo magnético gerado pela corrente  $i$ ;

$d\vec{l}$  = Elemento vetorial colinear ao campo  $\vec{B}$  e com mesmo sentido;

$\mu_0$  = Permeabilidade magnética do vácuo;

$i$  = corrente elétrica que flui no condutor.



$i(t)$  = Corrente elétrica no condutor;  
 $R$  = raio do núcleo toroidal;  
 $r$  = raio da secção transversal;  
 $\vec{B}(t)$  = Campo magnético rotacional gerado pela corrente  $i(t)$ ;  
 $d\vec{l}$  = Elemento diferencial vetorial colinear ao campo  $B(t)$ .

Figura 20 - Campo magnético rotacional.

A lei da indução eletromagnética de Faraday, expressa pela equação (5), relaciona a força eletromotriz induzida numa espira à taxa de variação temporal do fluxo magnético que atravessa a área encerrada pela espira.

$$\varepsilon = -\frac{d\phi_B}{dt} \quad (5)$$

Sendo:

$\varepsilon$  = Força eletromotriz induzida (V);

$\phi_B$  = Fluxo magnético que atravessa a área da espira (weber).

Se considerarmos um bobina com  $N$  espiras, teremos em seus terminais uma diferença de potencial induzido  $v(t)$ , dada pela equação (6).

$$v(t) = -N \frac{d\phi_B}{dt} \quad (6)$$

O fluxo magnético é igual ao campo magnético,  $B(t)$ , multiplicado pela área,  $A$ , equação (7):

$$\phi_B(t) = B(t).A \quad (7)$$

Substituindo-se (7) em (6) obtêm-se a equação (8).

$$v(t) = -N \frac{d[B(t).A]}{dt} \quad (8)$$

Considerando que a área não varia no tempo, o potencial elétrico  $v(t)$  é dado pela equação (9).

$$v(t) = -NA \frac{dB(t)}{dt} \quad (9)$$

Pela Lei de Ampère pode-se determinar o campo magnético  $B(t)$ , que é tangencial a uma linha de comprimento  $l$ , circular e concêntrica a um condutor percorrido por uma corrente  $i(t)$ , equação (10), Figura 20.

$$B(t) = \frac{\mu_0 i(t)}{l} \quad (10)$$

Para uma bobina de raio  $R$  centrada no condutor, o comprimento  $l$ , da circulação do campo magnético, é dado pela equação (11).

$$l = 2\pi R \quad (11)$$

$$B(t) = \frac{\mu_0 i(t)}{2\pi R} \quad (12)$$

Assim, a partir da equação (12) obtida pela Lei de Ampère e pela equação (9), obtida pela Lei da indução de Faraday, obtêm-se o potencial elétrico  $v(t)$  conforme a equação (13).

$$v(t) = -\frac{\mu_0 NA}{2\pi R} \frac{di(t)}{dt} \quad (13)$$

Considerando que a secção transversal da bobina é circular, equação (14).

$$A = \pi r^2 \quad (14)$$

Substituindo-se (14) em (13), obtêm-se o potencial elétrico  $v(t)$ , conforma a equação (15).

$$v(t) = -\left(\frac{\mu_0 Nr^2}{2R}\right) \frac{di(t)}{dt} \quad (15)$$

O termo entre parênteses, na equação (15), representa uma constante de proporcionalidade entre a variação da corrente elétrica,  $i(t)$ , passando no condutor e o potencial,  $v(t)$ , desenvolvido nos terminais da bobina. Esta constante de proporcionalidade é a indutância mútua -  $M$ , conforme a equação (16).

$$M = \frac{\mu_0 Nr^2}{2R} \quad (16)$$

E a equação (15) pode ser simplificada conforma a equação (17).

$$v(t) = -M \frac{di(t)}{dt} \quad (17)$$

Onde:

$v(t)$  = Tensão induzida nos terminais da bobina;

$i(t)$  = Corrente no condutor primário a ser medida;

$M$  = É a indutância mútua da bobina de Rogowski;

$\mu_0$  = Permeabilidade magnética do ar;

$N$  = Número de espiras;

$r$  = raio da secção transversal do toróide;

$R$  = Raio do toróide.

Pode-se ver que a diferença de potencial nos terminais da bobina de Rogowski, é proporcional a taxa de variação da corrente e a

indutância mútua  $M$ . Desta forma, um processo de integração se faz necessário. Esta integração pode ser efetuada tanto por hardware quanto por software.

Para efeito de determinação da faixa de medição do sistema, deve ser considerado que a tensão nos terminais da bobina é proporcional a derivada da corrente na linha de transmissão. Assim, se existir uma corrente elétrica na linha de transmissão, cuja frequência é composta apenas pela componente fundamental - 60 Hz -, a sua representação é dada pela equação (18).

$$i(t) = I_{\max} \text{sen}(\omega t + \varphi) \quad (18)$$

$$\frac{di(t)}{dt} = I_{\max} \omega \cos(\omega t + \alpha) \quad (19)$$

Quando é determinada a derivada da equação (18), surge um fator  $\omega$ , fazendo com que a tensão nos terminais da bobina tenha uma dependência da frequência, equação (19). Posteriormente, um processo de integração deve ser aplicado para eliminar esta dependência, no caso do SMC desenvolvido a integração é efetuada por software. Desta forma, a diferença de potencia que surge nos terminais da bobina é dada pela equação (20).

$$v(t) = M I_{\max} \omega \cos(\omega t + \alpha) \quad (20)$$

#### 4.4.2 Formatos

Com relação à maneira como a bobina de Rogowski conecta-se ao circuito onde irá efetuar a medição, ela pode classificar-se em dois tipos, rígida ou flexível. A bobina flexível, Figura 21, é enrolada sobre um núcleo flexível, cujas extremidades podem ser mantidas unidas através de uma trava. Uma das vantagens da bobina flexível é o fato de ser portátil, pois devido ao seu diâmetro grande e flexível, ela pode ajustar-se facilmente a qualquer bitola de fio, outra vantagem é que a medição pode ser efetuada sem a abertura do circuito por onde circula a corrente a ser medida. A principal desvantagem é a alta incerteza de medição devida à posição da mesma em torno do condutor, este fator pode ser determinante na escolha do formato da bobina, [34].



Figura 21 - Bobina de Rogowski Flexível.

As bobinas rígidas são enroladas sobre um núcleo de material rígido e não ferromagnético conforme a Figura 22, tais bobinas são fixadas permanentemente ao circuito por onde circula a corrente a ser medida. Assim, tanto as características elétricas quanto o aspecto dimensional são projetados especificamente para um determinado circuito, sendo que este é aberto uma única vez para instalação da bobina. Esta particularidade faz com que a medição seja mais precisa.

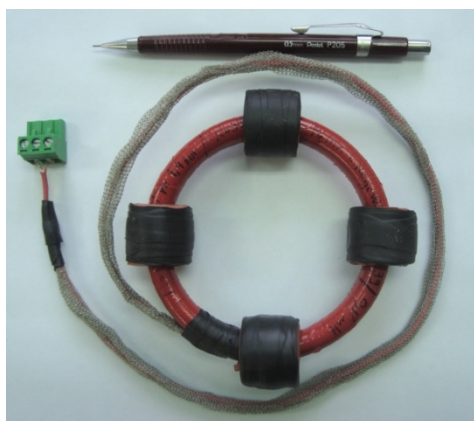
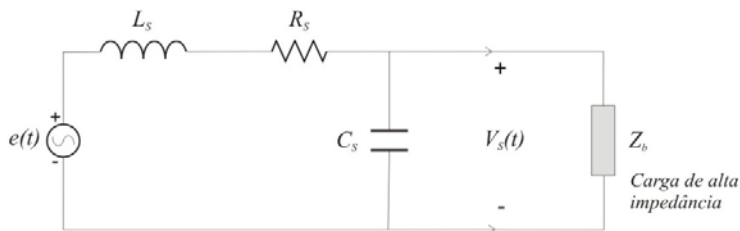


Figura 22 - Bobina de Rogowski rígida com secção circular.

### 4.4.3 Modelo Teórico Representativo

Para uma análise dos parâmetros da bobina de Rogowski, faz-se necessário determinar o seu modelo representativo. Uma forma de representá-la é através do circuito equivalente da Figure 23, [35], [36].



$L_s$  = Indutância própria da Bobina;  
 $R_s$  = Resistência elétrica do fio da bobina;  
 $C_s$  = Capacitância parasita entre as espiras.

Figure 23 - Modelo da bobina de Rogowski.

A fonte de tensão  $e(t)$  representa a tensão nos terminais da bobina ideal. Contudo, os parâmetros da bobina real, tais como a indutância própria  $L_s$ , a capacitância parasita  $C_s$  e a resistência própria do enrolamento  $R_s$ , fazem com que a tensão nos terminais da mesma seja diferente de  $e(t)$ , e passe a ser a tensão  $V_s(t)$ , Figure 23. A capacitância  $C_s$  é composta pela capacitância entre as espiras adjacentes, e pela capacitância entre o enrolamento principal e o enrolamento de retorno da bobina. Ambas as capacitâncias apresentam pequeno valor - ver item 6.1.4 -, conseqüentemente a influência da capacitância  $C_s$  pode ser considerada mínima na faixa de frequência de 60 Hz, [36]. Porém, como a bobina foi projetada especificamente para o SMC, esses parâmetros devem ser avaliados e quantificados, ver itens 6.1.2, 6.1.3 e 6.1.4.

Se a capacitância parasita da bobina for considerada desprezível e a carga  $Z_b$  for puramente resistiva, a tensão  $V_s$  sobre a carga terá uma representação fasorial conforme a Figura 24. Desta forma, no diagrama vetorial é considerada apenas a influência da indutância própria  $L_s$  e a resistência  $R_s$  do enrolamento da bobina. Observa-se que a tensão  $V_s$  nos terminais de uma bobina real apresenta uma diferença na magnitude e no ângulo de fase com relação a tensão induzida  $E$ .

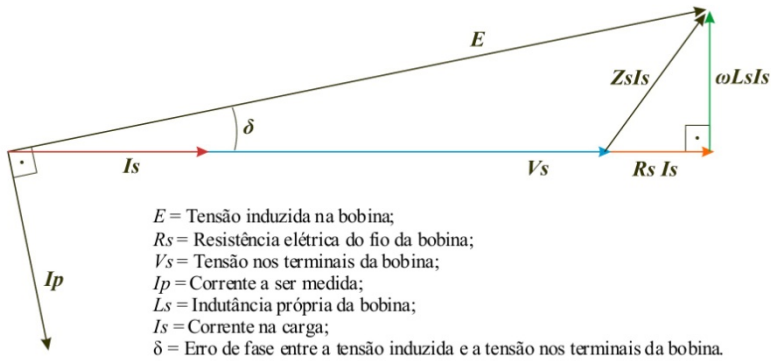


Figura 24 - Diagrama vetorial.

Assim, o valor da tensão  $V_s$  nos terminais da bobina é dado pela equação (21).

$$V_s = E - (R_s + j\omega L_s)I_s \quad (21)$$

Se for considerado que o valor da reatância da indutância própria  $L_s$  seja muito menor que a soma da resistência própria,  $R_s$ , e da resistência da carga,  $R_b$ , equação (22), a relação entre a tensão na carga,  $V_s$ , e a tensão  $E$ , será dada pela equação (23).

$$\omega L_s \ll (R_b + R_s) \quad (22)$$

$$E = V_s \left(1 + \frac{R_s}{R_b}\right) \quad (23)$$

Neste modelo aproximado o erro de magnitude entre as tensões  $E$  e  $V_s$  é dado pela equação (24), [36].

$$\varepsilon \approx \frac{R_s}{R_b} \quad (24)$$

E finalmente, o erro de fase é dado pela equação (25), [36]:



$$\varphi \approx \arctan\left(\frac{\omega L_s}{R_b + R_s}\right) \quad (25)$$

Assim, pode-se verificar que quanto menor for a resistência própria da bobina, e quanto maior for a resistência da carga, menor será o erro de magnitude. E com relação ao ângulo  $\varphi$ , quanto menor a indutância própria da bobina, menor será o erro de fase. Essas aproximações serviram apenas para se ter uma idéia da relação entre os parâmetros da bobina e a resistência da carga, no item 6.1 esses erros são avaliados criteriosamente.

#### 4.5 CRITÉRIO DE ESCOLHA DO TRANSDUTOR APLICADO AO SMC

O critério utilizado para determinar a escolha do transdutor de corrente aplicado ao sistema de medição proposto - SMC, baseou-se numa matriz de decisão apresentada na Tabela 1. A matriz de decisão considerou todos os aspectos relevantes associados à medição de corrente em linhas de transmissão, e estabeleceu um critério de pontuação considerando uma escala de quatro graus. Nesta matriz a importância das características está vinculada ao peso, que é quantificado em três níveis, 1, 2 e 3. O grau equivale ao desempenho do transdutor para uma determinada característica, cujo valor pode ser 0, 1, 2 ou 3. Os pontos equivalem ao grau de desempenho multiplicado pelo peso, determinando a nota máxima de um transdutor para uma determinada característica. Assim, para cada transdutor foram somados os pontos recebidos em cada categoria, aquele que obteve a maior soma foi o escolhido.

A bobina de Rogowski obteve pontuação máxima em quase todas as características, totalizando 81 pontos, sendo escolhida como o transdutor do SMC proposto.

Tabela 1- Matriz de decisão aplicada ao transdutor de corrente.

Característica	Peso	Transdutor Hall		Transdutor GMR		Transdutor Shuntt		Bobina de Rogowski	
		Graus	Pontos	Graus	Pontos	Graus	Pontos	Graus	Pontos
Faixa de medição	3	1	3	1	3	3	9	3	9
Saturação	3	1	3	1	3	3	9	3	9
Linearidade	3	2	6	2	6	3	9	3	9
Resposta em Frequência	2	2	4	2	4	3	6	3	6
Acoplamento (Isolação)	3	3	9	3	9	0	0	3	9
Deriva térmica	3	2	6	2	6	2	6	3	9
Temperatura máx. de operação	3	3	9	3	9	2	6	3	9
Imunidade a Campos elétricos e Magnéticos externos	3	1	3	1	3	2	6	3	9
Custo	2	2	4	2	4	3	6	3	6
Facilidade de manufatura	2	0	0	0	0	0	0	3	6
<b>Total de pontos</b>			<b>47</b>		<b>47</b>		<b>57</b>		<b>81</b>

Escala	Graus
Péssimo	0
Fraco	1
Médio	2
Forte	3

## 5 SISTEMA DE MEDIÇÃO DE CORRENTE PROPOSTO

Este capítulo apresenta o desenvolvimento de um Sistema de Medição de Corrente - SMC, aplicado as linhas de transmissão de 550 kV. Porém, antes da apresentação dos elementos que compõem o SMC, são definidos alguns conceitos importantes para a contextualização e definição das características do sistema.

### 5.1 ESPECIFICAÇÃO DO MENSURANDO

Uma medição com qualificação metrológica inicia-se, necessariamente, pela especificação apropriada do mensurando, [20]. Neste contexto, a concepção do sistema de medição proposto, teve início com um estudo dos fenômenos associados à grandeza a ser medida. Pois um conhecimento limitado dos fenômenos associados, pode comprometer o andamento do projeto ou mesmo inviabilizar totalmente o sistema de medição desenvolvido. A Tabela 2 apresenta as informações necessárias que especificam o mensurando bem como as condições fenomenológicas.

Tabela 2- Especificação do mensurando.

Mensurando	Corrente elétrica
Unidade dimensional	ampere [A]
Comportamento temporal em regime.	Senoidal
Frequência fundamental	60 Hz
Valor máximo em regime	3.200 A
Valor máximo em transitório	40.000 A
Ambiente	- Subestação de energia elétrica; - Linha de transmissão; - Externo.
Fenômenos associados	- Campo magnético intenso; - Campo elétrico intenso; - Intempéries; - Altas temperaturas; - Descargas atmosféricas; - Transitórios de manobras na Linha de transmissão.

Na situação de regime permanente, ou seja, com a tensão e a corrente dentro dos níveis nominais, a corrente no primário do SMC é dado pela equação (26), [21]:

$$i_p(t) = I_p \times \sqrt{2} \times \text{sen}(2\pi \times f \times t + \varphi_p) + i_{p_{res}}(t) \quad (26)$$

Onde:

$i_p$  = Corrente instantânea no primário;

$f$  = Frequência fundamental, no sistema brasileiro é 60 Hz;

$\varphi_p$  = Deslocamento de fase no primário do SMC;

$i_{pres(t)}$  = Corrente residual no primário do SMC que compreende, harmônicos, subharmônicos e nível DC;

$I_p$  = Corrente eficaz no primário.

## 5.2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE MEDIÇÃO PROPOSTO

Um sistema de medição por definição, [52], é o meio pelo qual as medições são efetuadas, ele está sujeito às influências externas e internas a sua cadeia de medição. O sistema de medição de corrente proposto foi implementado tendo como base um estudo detalhado das características do mensurando bem como os fenômenos os quais está sujeito, tendo sempre como fonte de referência a norma IEC 60044-8 - *Electronic Current Transformers*, [21]. Esta norma estabelece os critérios mínimos que devem ser atendidos por um Transformador Eletrônico de Corrente - TEC - aplicado à medição em linhas de transmissão. Ela também define alguns conceitos básicos relativos a tais sistemas de medição. A Figura 25 apresenta os principais blocos de um transformador eletrônico de corrente monofásico tal como definido na norma, [21].

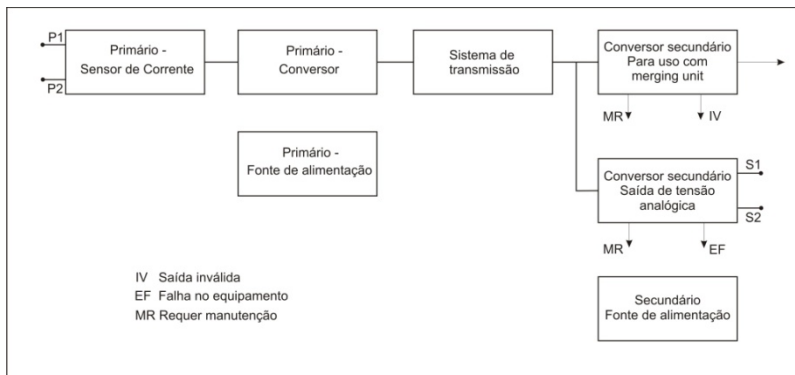


Figura 25 - Módulos de um TEC segundo a norma IEC 60044-8.

A Figura 25 apresenta o diagrama de blocos conforme a norma IEC 60044-8, [21], neste diagrama pode-se identificar o termo *sensor* no primeiro bloco, contudo, segundo o Vocabulário Internacional de Metrologia - VIM -, [24], o conceito do termo “sensor” é definido como: elemento de um sistema de medição que é diretamente afetado por um fenômeno, corpo ou substância que contém a grandeza a ser medida. O VIM também contém o termo “transdutor” e o define como: dispositivo, usado em medição, que fornece uma grandeza de saída a qual tem uma relação especificada com uma grandeza de entrada. Muito embora a norma técnica faça alusão ao termo sensor, do ponto de vista da metrologia o termo correto para designar o primeiro bloco do diagrama é transdutor de corrente. Assim, nesta dissertação será adotado o termo “transdutor” para ficar compatível com o vocabulário de metrologia.

Pelo diagrama, Figura 25, pode-se verificar a referência ao primário e secundário do transformador, sendo o primário constituído de um transdutor e um conversor. O Secundário pode apresentar dois tipos de saídas, analógica ou digital, a saída digital prevê o uso de *merging unit*, que é um equipamento que recebe sinal proveniente do transformador de instrumentação e disponibiliza, em sua saída, valores digitalizados diretamente na rede do barramento de processo.

Na Figura 26 e na Tabela 3 são identificados os blocos constituintes do SMC desenvolvido.

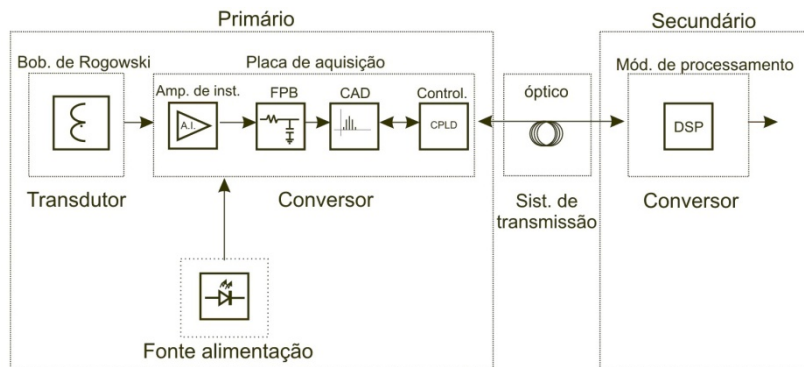


Figura 26 - Módulos do SMC segundo a norma IEC 60044-8.

Tabela 3- Identificação dos elementos do SMC.

IEC 60044-8	SMC
Transdutor - primário	Bobina de Rogowski.
Conversor - primário	Circuito eletrônico contendo: <ul style="list-style-type: none"> <li>- Circuito de condicionamento, resistores e amplificador de instrumentação <i>AD623</i>;</li> <li>- Filtro passa-baixa de primeira ordem;</li> <li>- Conversor analógico digital <i>ADS8320</i>;</li> <li>- Sistema de controle e pré-processamento com dispositivo CPLD da Família <i>MAX III</i> do fabricante Altera.</li> </ul>
Sistema de transmissão	Por fibra óptica.
Conversor - secundário	Módulo de processamento baseado em tecnologia DSP e FPGA.
Fonte de alimentação - primário	Energia fornecida por uma fonte laser através de fibra óptica.

O SMC apresenta os mesmos módulos constituintes identificados na norma IEC 60044-8, conforme a Figura 25.

Dada a impossibilidade de adquirir, ou desenvolver, uma unidade *merging-unit* no escopo deste projeto, a função desta foi substituída pelo módulo de processamento, que é responsável pelo cálculo dos três valores de corrente referentes às três fases da linha de transmissão. O módulo de processamento dispõe os valores digitalizados em arquivos de dados no formato COMTRADE, [57]. A disponibilização desses valores no barramento de processo, na forma de *sampled-values* sobre uma rede ethernet, conforme definição na norma IEC 61850, não faz parte do escopo desta dissertação.

A corrente, digitalizada, que o SMC deve apresentar em seu secundário é dada pela equação (27), [21]:

$$i_s(n) = I_s \times \sqrt{2} \times \text{sen}(2\pi \times f \times t_n + \varphi_s) + I_{sdc}(n) + i_{sres}(t_n) \quad (27)$$

Onde:

$i_s$  = Corrente instantânea digitalizada no secundário do SMC;

$I_s$  = Corrente eficaz no secundário do SMC - frequência de 60 Hz, quando  $I_{sdc}(n) + I_{sres}(t_n) = 0$ ;

$f$  = Frequência fundamental;

$\varphi_s$  = Deslocamento de fase da corrente no secundário do SMC;

$i_{sres}(t)$  = Corrente residual no secundário que compreende, harmônicos, sub-harmônicos;

$I_{sdc}(n)$  = Nível DC no secundário do SMC;

$I_{sres}(t_n)$  = Valores residuais dos harmônicos no secundário do SMC;

$n$  = Número da amostra da corrente;

$t_n$  = Tempo relativo a n-ésima amostra da corrente no primário do SMC.

Através da expressão, dada pela equação (27), pode-se observar que a corrente é composta de três componentes: fundamental, componente DC e as componentes harmônicas.

O SMC deve apresentar em seu secundário, uma amostra em escala da corrente na linha de transmissão, tanto para a componente fundamental, quanto para as harmônicas. A componente fundamental terá uma representação em módulo e ângulo, porém as componentes harmônicas serão representadas apenas pelo módulo, equação (28), [21].

$$i_{s\ res}(t_n) = \sum_{k=2}^{40} i_{s\ k}(t_n) \quad (28)$$

Dado que existe um processo de amostragem do sinal, como consequência existirá uma limitação na representação das suas harmônicas, pois o filtro passa-baixas - *antialiasing* - é projetado para ter uma frequência de corte - 3 dB - com metade do valor da taxa de Nyquist, [39], que no SMC é de 4.800 Hz. Assim, a banda máxima em frequência será de até 2.400 Hz, como a frequência fundamental do sinal é de 60 Hz, a máxima harmônica representada será a de quadragésima ordem.

### 5.3 TRANSDUTOR DE CORRENTE BASEADO EM BOBINA DE ROGOWSKI

O SMC desenvolvido tem como transdutor de corrente uma bobina de Rogowski. Esta bobina tem apresentado excelentes desempenhos para medição de corrente em sistemas que apresentam potenciais elevados de tensão, tais como linhas de transmissão [27], [28], [29] e [30], sobretudo em medições de correntes com elevados valores. Isto é possível devido à ausência de material ferromagnético em sua constituição, o que reduz significativamente o efeito indesejado do fenômeno da saturação. O efeito da saturação é uma das limitações do TC convencional, pois um TC que seja projetado para atuar no serviço de medição não pode ser aplicado ao serviço de proteção, isto decorre do fenômeno da saturação relacionado ao núcleo ferromagnético.

A tendência de modernização do setor elétrico, em nível mundial, trouxe a necessidade do avanço tecnológico dos equipamentos aplicados aos processos de medição, proteção e controle, esta tendência é enfatizada pelo advento da norma IEC 61850. Esta norma viabiliza a interoperabilidade entre os instrumentos conectados ao barramento de processos de uma subestação, ela também insere alguns conceitos novos, tais como os dispositivos IED - *Intelligent Electronic Devices*. Um IED pode executar as funções dos relés, oscilógrafos e equipamentos de controle. Uma das suas características é que eles não necessitam de um sinal em potência em seus canais de aquisição, neste sentido, abre-se uma oportunidade para os transformadores de



instrumentação não convencionais, tais como transformadores eletrônicos de corrente e tensão.

A título de avaliação, a Tabela 4, faz um comparativo entre um TEC com transdutor baseado em bobina de Rogowski e um TC convencional, confirmando o resultado da matriz de decisão. Dentre as vantagens da utilização de um TEC destaca-se o aspecto segurança, pois ele não apresenta problema de abertura do secundário, uma vez que o sinal em seus terminais é em tensão e não em corrente, cuja potência é da ordem de mW.

Tabela 4- Comparativo entre o TEC com transdutor baseado em bobina de Rogowski e o TC.

<b>Característica</b>	<b>TEC baseado em Bobina de Rogowski</b>	<b>TC convencional</b>
Linearidade	Dado a inexistência de material ferromagnético em sua constituição, esta bobina apresenta baixíssimo erro de linearidade e não apresenta problema de saturação.	O núcleo ferromagnético que constitui o TC apresenta problemas de linearidade devido ao fenômeno da saturação.
Histerese	Também devido à ausência de material ferromagnético não possui histerese.	Alta histerese devido ao núcleo ferromagnético.
Faixa de Medição	Ampla faixa de medição, pode medir desde alguns mA a centenas de kA.	A saturação é um fator limitante da faixa de medição do TC, para medir correntes muito elevadas em altas tensões o custo torna-se bastante elevado.
Segurança	Pelo fato de apresentar a saída em tensão e com baixa potência, não existe o problema de segurança devida à abertura do secundário.	Segurança muito baixa, pois a abertura do enrolamento secundário implica em níveis elevados de.
Implementação	Fácil implementação, o que reduz o custo.	Difícil implementação e com custo elevado.

Resposta em frequência	Amplo espectro de frequência, de alguns Hz até centenas de kHz.	Pobre resposta em frequência, em torno de 20 kHz.
Disponibilidade do sinal no secundário.	Pelo fato da tensão nos terminais secundários ser proporcional a derivada da corrente no primário, existe a necessidade de um circuito integrador.	Disponibilidade direta, basta conectar um instrumento de medição.

#### 5.4 DIAGRAMA ELETRÔNICO DA PLACA DE AQUISIÇÃO DO SISTEMA DE MEDIÇÃO DE CORRENTE - SMC

Devido às particularidades do projeto do SMC, foi desenvolvida uma placa de aquisição de corrente para atender as seguintes características:

- Circuito que opere com baixo consumo de energia, aproximadamente 100 mW;
- Placa com dimensão reduzida e com geometria circular;
- Comunicação óptica para transmissão remota dos dados digitalizados;
- Alimentação DC de +6 V;
- Dois canais para medição de corrente, com faixa de medição máxima de  $\pm 1,25$  V;
- Um canal para medição de temperatura, com faixa de medição de  $\pm 1,25$  V;

Figura 27 apresenta o diagrama eletrônico do canal de medição de corrente da placa de aquisição desenvolvida.



Analisando a Figura 27 pode-se observar que o circuito de aquisição de corrente é constituído pelos seguintes estágios:

- Circuito de Proteção, resistores  $R1$  e  $R2$  e diodos  $D3$  e  $D4$ ;
- Amplificador de Instrumentação -  $AD623B$ ;
- Filtro passa-baixas de primeira ordem, *antialiasing*, resistor  $R3$  e capacitor  $C1$ ;
- Conversor analógico digital -  $ADS8320$ ;
- Circuito de controle de aquisição e comunicação;
- Geradores de tensão de referência -  $ADR127$  e  $ADR421$ .

O circuito relativo ao controle do conversor analógico digital e comunicação não estão representados no circuito da Figura 27.

## 5.5 SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO ÓPTICA DA PLACA DE AQUISIÇÃO

Como a placa de aquisição é instalada no potencial da linha de transmissão, a mesma requer um sistema especial para a alimentação do circuito eletrônico. Existem algumas formas alternativas para fornecer energia ao circuito, tais como:

- Bateria;
- Captação da energia da linha de transmissão através de uma bobina acoplada magneticamente ao cabo da própria linha;
- Transferir energia por fibra óptica.

A utilização de baterias tem o inconveniente da substituição periódica devido a sua autonomia, implicando na indisponibilidade do fornecimento de energia.

A captação de energia da própria linha de transmissão implica em acoplar um indutor, tal como a bobina de Rogowski, porém com alta reatância. A corrente circulando na linha deve gerar energia suficiente, nos terminais da bobina, para alimentar o circuito eletrônico. A inconveniência desta forma de captação se manifesta quando a linha sofre um desligamento, pois a corrente passa a ser zero e o circuito deixa de ser energizado.

Assim, tanto bateria quanto captação de energia da linha, não são adequadas à aplicação de medições em sistemas elétricos de potência, pois este deve apresentar alta confiabilidade quanto ao funcionamento e continuidade de fornecimento.

Uma alternativa eficaz para solução deste problema é alimentar o circuito eletrônico através de energia luminosa. Esta solução garante a isolamento do sistema e não apresenta problemas de compatibilidade eletromagnética. Neste tipo de tecnologia, o sinal luminoso é transferido por uma fibra óptica, sendo que numa das extremidades encontra-se um transdutor foto-voltaico, que converte a energia luminosa em energia elétrica com rendimento de aproximadamente 47 %. Na outra extremidade existe uma fonte laser responsável pela geração da potência luminosa de até 1 W. Como o circuito eletrônico apresenta um consumo de 180 mW, a fonte laser é suficiente para alimentá-lo. A configuração básica do sistema de alimentação do circuito eletrônico utilizando fonte laser está representado na Figura 28.



Figura 28 - Configuração do sistema *Power Over Fiber - POF*.

A carga Z representa a placa de aquisição do SMC. O circuito eletrônico foi projetado no sentido de minimizar o consumo de energia, assim, o nível de tensão escolhido para alimentar o circuito eletrônico foi de 3,3 V. Para que o regulador da tensão de 3,3 V tenha uma regulação de linha dentro do especificado no seu *datasheet*, [67], Figura 29, ele deve ser alimentado com uma tensão mínima de 4 V e máxima de 7 V para evitar danos ao componente.

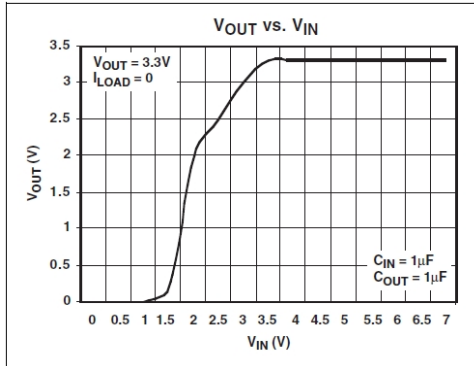


Figura 29 - Regulação de linha do regulador de tensão de 3,3V.

Como a fonte laser foi configurada para gerar uma potência luminosa de 500 mW e dado que o conversor apresenta um rendimento de 47%, a potência efetiva para alimentar a placa de aquisição é da ordem de 250 mW. Como a placa tem um consumo de 180 mW, a fonte laser atende a demanda em potência e ainda apresenta um saldo positivo de 70 mW.

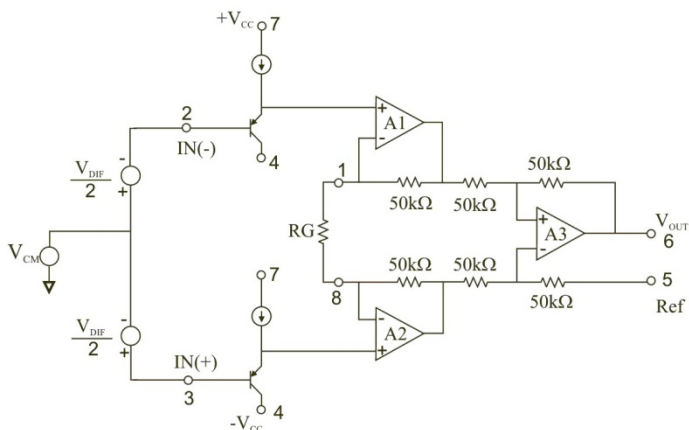
A Figura 30, ilustra o sistema *Power Over Fiber* - *POF* utilizado para alimentar placa de aquisição.



Figura 30 - Sistema *Power Over Fiber* - *POF*.

## 5.6 CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DE SINAL

O circuito de condicionamento é basicamente constituído pelo amplificador de instrumentação *AD623*, [37]. Ele é um amplificador com tecnologia CMOS, de baixo consumo e alimentado por uma fonte simples. O fato de não requerer, apenas, alimentação simétrica ( $\pm V_{DC}$ ), foi um fator que contribuiu para sua escolha, pois a forma como o circuito eletrônico é alimentado não permite uso de componentes eletrônicos com alimentação simétrica, apenas alimentação simples, isto porque o conversor fotovoltaico disponibiliza apenas um nível DC de 6 V. Como o sinal de corrente elétrica a ser medido varia no tempo de forma senoidal, a solução adotada para evitar que a metade da forma de onda do sinal fosse ceifada, foi somar um offset ao sinal na saída do *AD623*. A Figura 31 apresenta a configuração interna do *AD623*, [37].



- $V_{CM}$  = Tensão de modo comum de entrada;
- $V_{DIF}$  = Tensão de modo diferencial;
- $V_{OUT}$  = Tensão de saída do amplificador;
- $+V_{CC}$  = Tensão de alimentação positiva;
- $-V_{CC}$  = Tensão de alimentação negativa;
- $R_G$  = Resistor externo para ajuste de ganho;
- Ref = Tensão de referência;
- In(+)= Entrada não inversora;
- In(-)= Entrada inversora.

Figura 31 - Circuito interno do *AD623*.

Contudo, para definir o valor de *offset* adequado na saída do *AD623*, deve-se aplicar o mesmo nível de tensão de *offset* desejado ao terminal *Ref*, Figura 31, também deve-se ajustar uma tensão de modo comum para que o amplificador opere com bom desempenho, [37]. O ajuste do valor de *offset* na saída do *AD623* é feito em três etapas, definidas abaixo:

1º Passo- Definir o valor de tensão de *Offset* desejado na saída do amplificador de instrumentação, para o SMC foi definido um valor de 1,25 V, que é metade da tensão de referência do *CAD*;

$$V_{Offset} = 1,25 \text{ V} \quad (29)$$

2º Passo- Definir as tensões de modo comum máxima, equação (30) e mínima, equação (31), na entrada do *AD623*, esses valores determinam o nível de tensão nos estágios *A1* e *A2*, Figura 31;

$$V_{CMMAX} = V_+ - 0,7V - V_{DIFF} \times Gain / 2 \quad (30)$$

$$V_{CMMIN} = V_- - 0,590V + V_{DIFF} \times Gain / 2 \quad (31)$$

3º Passo- Verificar se o valor atribuído para  $V_{CM}$  atende a especificação de nível mínimo, equações (32) e (33).

$$V_{CMMIN} < V_{CM} < V_{CMMAX} \quad (32)$$

$$0,66V < V_{CM} < 1,35V \quad (33)$$

Através das equações (30), (31) e (32), foi calculado um nível da tensão de modo comum de +1,25 V. Desta forma, o sinal proveniente do secundário da bobina de Rogowski, após passar pelo amplificador de instrumentação *AD623*, terá uma excursão do sinal conforme a Figura 32.



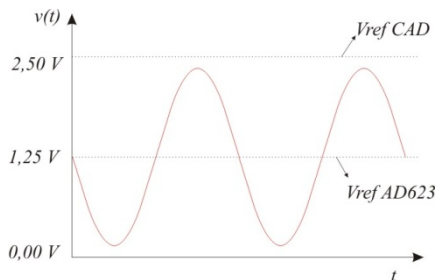


Figura 32 - Excursão do sinal de tensão na saída do AD623.

A tensão de modo comum  $V_{CM}$  de +1,25 V foi aplicada aos terminais não-inversor - pino 3 - e inversor - pino 2 - através dos resistores  $R_5$  e  $R_6$ , respectivamente. A tensão  $V_{REF}$  de +1,25 V também foi aplicada ao terminal  $REF$  (pino 5) do AD623.

O ganho do amplificador de instrumentação AD623 pode ser ajustado conforme a equação (34).

$$G = 1 + \left( \frac{100k\Omega}{R_G} \right) \quad (34)$$

A Tabela 5, [37], apresenta alguns valores pré-definidos para ajuste de ganho. Observa-se que para configurar um ganho de 5,02 V/V, deve-se escolher um resistor  $R_G$  de 24,9 k $\Omega$ . Este valor de ganho foi escolhido porque a bobina de Rogowski foi projetada para gerar em seus terminais secundários um nível de tensão de pico de 250 mV quando a corrente na linha de transmissão atingir o nível máximo de 3.200 A. Assim, considerando um ganho de 5,02 V/V, a saída do AD623 terá uma tensão de pico 1,25 V quando a corrente for de 3.200 A, determinando a faixa de medição do SMC.

Tabela 5- Escolha do resistor para determinação do ganho.

Ganho desejado	$R_G$ ( $\Omega$ ) - Valores tabelados para resistores com 1% de tolerância.	Valor do ganho usando-se resistor com 1% de tolerância
2	100k	2
5	24,9k	5,02
10	11k	10,09
20	5,23k	20,12
33	3,09k	33,36
40	2,55k	40,21
50	2,05k	49,78
65	1,58k	64,29
100	1,02k	99,04
200	499	201,4
500	200	501
1.000	100	1.001

## 5.7 CONVERSOR ANALÓGICO DIGITAL

Normalmente, as grandezas físicas relacionadas a certos fenômenos que deseja-se analisar e quantificar são grandezas analógicas. Essas grandezas caracterizam-se pelo fato de sua amplitude poder assumir qualquer valor em uma faixa contínua de medição ao longo do tempo, assim, elas podem assumir infinitos valores, [39]. A variável - sinal de corrente elétrica - que o SMC irá processar e quantificar, é de natureza analógica. Desta forma, para que seja efetuado um processamento digital por um dispositivo DSP, faz-se necessário um processo de conversão da variável analógica para uma representação digital, este processo chama-se conversão analógica digital. O dispositivo que tem a função de fazer a ponte entre o “mundo” analógico e o “mundo” digital, chama-se Conversor Analógico Digital - CAD. Este processo é feito em duas etapas, amostragem e quantização ou arredondamento, [39].

A Figura 33 ilustra um sinal senoidal  $x(t)$  e suas respectivas amostras. Após o processo de amostragem é efetuado a quantização, que significa *arredondar* o valor amostrado para um dos níveis de quantização permitido.

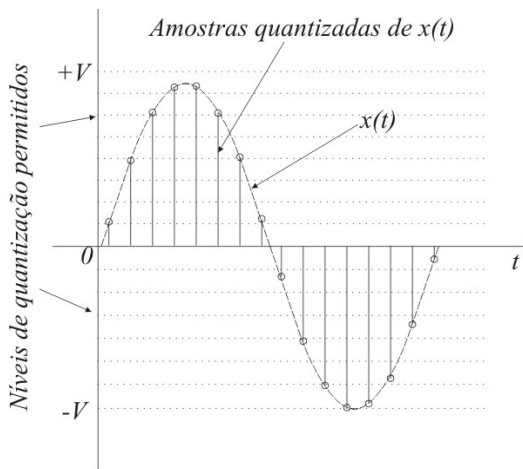


Figura 33 - Amostragem de um sinal senoidal.

O nível mínimo de quantização permitido é chamado de resolução do CAD, ela é determinada pela equação (35).

$$q = \frac{V_{REF}}{2^n} \quad (35)$$

Onde:

$q$  = resolução do CAD;

$V_{REF}$  = Faixa de operação - tensão de referência;

$n$  = Número de bits do CAD.

Considerando que o SMC adotou uma tensão  $V_{REF} = 2,5V$  e  $n = 16$ , o valor da resolução do CAD ADS8320 é dado pela equação (36).

$$q = 38,147 \mu V \quad (36)$$

A codificação numérica  $N_{bits}$  de um CAD é efetuada utilizando-se um sistema de numeração de base dois, conforme a equação (37), onde  $n$  representa o número de bits.

$$N_{bits} = a_n 2^{(n-1)} + \dots + a_2 2^2 + a_1 2^1 + a_0 2^0 \quad (37)$$

Como exemplo, a Tabela 6 apresenta uma codificação binária para o sinal senoidal amostrado da Figura 33, o valor do sinal  $x(t)$  varia entre  $+V$  e  $-V$ , e valem respectivamente  $+4$  e  $-4$ , são permitidos apenas 16 níveis de codificação, isto quer dizer que  $n=4$ .

Tabela 6- Representação numérica em base 2 de um sinal analógico.

MSB	Bit 3	Bit 2	LSB	Sinal	Valor decimal
0	1	1	1	+	3,5
0	1	1	0	+	2,0
0	1	0	1	+	2,5
0	1	0	0	+	2,0
0	0	1	1	+	1,5
0	0	1	0	+	1,0
0	0	0	1	+	0,5
0	0	0	0		0
1	0	0	0	-	0,5
1	0	0	1	-	1,0
1	0	1	0	-	1,5
1	0	1	1	-	2,0
1	1	0	0	-	2,5
1	1	0	1	-	3,0
1	1	1	0	-	3,5
1	1	1	1	-	4,0

Para o exemplo da Tabela 6, os valores para um sinal analógico na entrada de um CAD podem ser quantificados em apenas 16 níveis, incluindo o valor zero. O bit mais significativo - MSB - foi utilizado para representar o sinal da codificação, se o MSB for igual a 1, o sinal será negativo, se for zero, será positivo. O bit menos significativo - LSB - representa o menor valor de quantização, pois o código será 0001, que equivale a resolução do CAD exemplificado.

O CAD utilizado no SMC foi o ADS8320, [38]. Este conversor apresenta as seguintes características:

- Baixo consumo de energia;
- Alta velocidade, taxa de amostragem de até 100 kHz;

- Tensão de alimentação simples de +2,5 V até +5 V;
- Resolução de 16 bits;
- Saída dos dados no formato serial;
- Critério de conversão por aproximação sucessiva - SAR.

A Tabela 7 apresenta a forma de codificação dos dados para o conversor analógico digital *ADS8320*, [38].

Tabela 7- Codificação dos dados digitalizados do ADS8320.

Descrição	Valor Analógico	Saída digital	
		Código binário	Cód. hexadecimal
Tensão de referência	$V_{REF}$	--	--
Resolução (1LSB)	$V_{REF}/65.536$	0000 0000 0000 0001	0001
Valor final de escala	$V_{REF} - 1 \text{ LSB}$	1111 1111 1111 1111	FFFF
Meio da escala	$V_{REF}/2$	1000 0000 0000 0000	8000
Meio da escala - 1LSB	$V_{REF}/2 - 1 \text{ LSB}$	0111 1111 1111 1111	7FFF
Zero	0V	0000 0000 0000 0000	0000

A configuração interna do CAD ADS8320 é apresentada na Figura 34.



*S/H* = Sample Hold;  
 $V_{REF}$  = Tensão de referência do CAD;  
 $D_{OUT}$  = Dado de saída binário no formato serial;  
 $DCLOCKD$  = Clock de entrada do CAD;  
 $CS/SHDN$  = Habilita o CAD;  
 $+In$  = Entrada analógica não-inversora;  
 $-In$  = Entrada analógica inversora.

Figura 34 - Configuração interna do CAD ADS8320.

Um fator de grande importância relativo ao CAD diz respeito ao valor da tensão aplicada ao terminal de referência  $V_{REF}$ , este potencial define a máxima excursão do sinal na saída do amplificador de instrumentação. Para qualquer valor acima da tensão de referência ocorrerá o fenômeno da saturação. A tensão de referência pode variar entre um valor mínimo de 500 mV e o valor máximo dado pela alimentação do CAD, no caso do SMC é de 3,3 V. Para o SMC foi adotado uma tensão de referência  $V_{REF}=+2,5$  V, este potencial é fornecido através do CI gerador de tensão de referência *ADR421*, ver *U4* no circuito eletrônico da Figura 27.

Para que o CAD disponibilize os dados em sua saída são necessários dois sinais de controle, o *DCCLOCK* e o *CS/SHDN*, conforme o diagrama de temporização da Figura 35. O ciclo inicia-se a partir do momento que o chip é habilitado, colocando-se o sinal *CS/SHDN* em nível baixo, a partir deste momento o CAD leva 5 ciclos de *clock* para amostrar o sinal e mais 16 ciclos de *clock* para efetuar a conversão, totalizando 24 pulsos de *clock* para o dado ser amostrado e convertido. Após o dado ser amostrado, na transição de subida do sétimo pulso de *clock* o dado passa a ser disponibilizado serialmente no terminal *D<sub>OUT</sub>*, sendo que o primeiro bit disponibilizado é o mais significativo, assim, o ciclo é completado após 16 pulsos de *clock*.

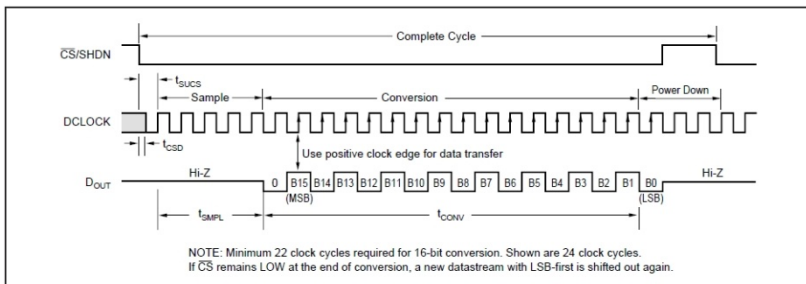


Figura 35 - Diagrama de temporização do CAD ADS8320.

O circuito responsável pelo controle do CAD é Dispositivo Lógico Programável - CPLD -, do fabricante *Altera* modelo *EPM240T100* da família *MAXII*. O próprio CPLD inicia o ciclo de conversão através do sinal *CS/SHDN*, ele também fornece o sinal de *clock* aplicado ao pino *DCLOCK*. O valor amostrado é lido serialmente através do pino *D<sub>OUT</sub>* pelo CPLD, que por sua vez o transmite ao

módulo de processamento através de um canal de comunicação serial óptico.

## 5.8 CIRCUITO DE CONTROLE

O processo de controle da placa de aquisição do SMC é realizado integralmente por um Dispositivo Lógico Programável Complexo – CPLD - do fabricante Altera, especificamente o dispositivo *EPM240T100* da família MAXII, [40]. Esta família de CPLD caracteriza-se por apresentar baixo consumo de energia, fator que determinou sua escolha. A Tabela 8 apresenta as principais características técnicas deste dispositivo, [40].

Tabela 8- Características gerais do CPLD EPM240.

<b>Característica</b>	<b>EPM240</b>
Número de Elementos Lógicos (LE)	240
Número de macrocélulas	Entre 128 e 240
Números de pinos de IO	80
Número total de pinos	100
Tensão de alimentação do núcleo	2,5 V ou 3,3 V
Tensão de alimentação do barramento de IO	1,5V ou 1,8V ou 2,5V ou 3,3V
Memória Flash CFM – configuração do dispositivo	8.192 bits
Memória Flash UFM – propósito geral, definido pelo usuário	8.192 bits

O dispositivo CPLD possui internamente uma arquitetura bidimensional dividida em linhas e colunas, onde são efetuadas as conexões entre os *Logic Arrays Block* - LAB, sendo que cada LAB contém dez Elementos Lógicos - EL, estes são as unidades fundamentais do dispositivo. Cada EL é constituído de elementos *Look Up Table* – LUT, onde é possível efetuar a lógica combinacional, também são constituídas de registradores programáveis, através dos quais é possível gerar lógica sequencial. A Figura 36 apresenta a arquitetura interna de um CPLD da família MAXII, onde é possível ver as LAB e seus elementos lógicos.

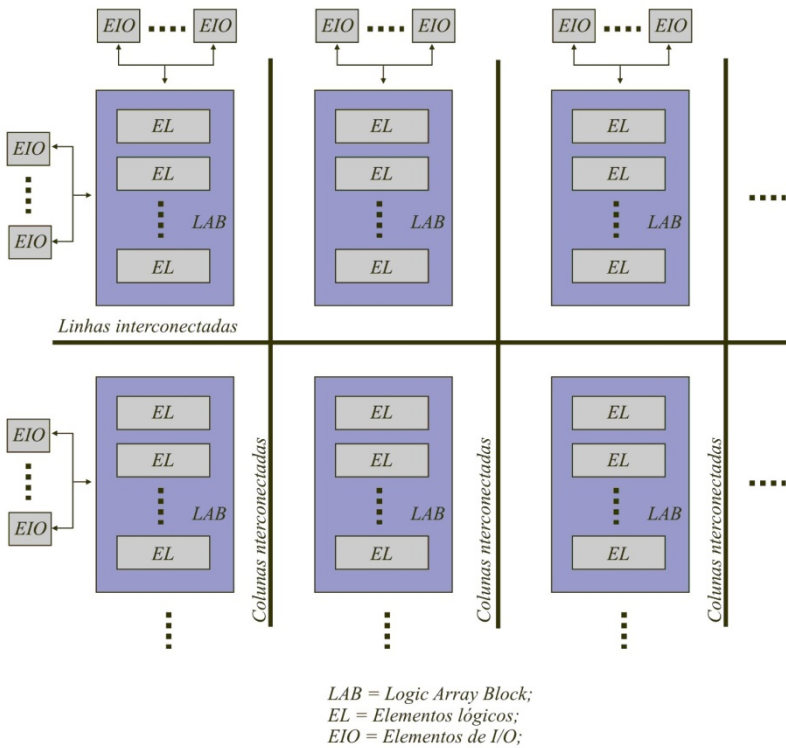


Figura 36 - Estrutura interna do CPLD.

Na Figura 36 também estão presentes os elementos de entrada e saída - EIO, que estão ligadas aos pinos do dispositivo. Os sinais provenientes dos pinos de IO podem ser conectados aos elementos lógicos através das linhas e colunas, que formam a matriz de interconexão.

A Figura 37 apresenta a constituição interna de um EL, os principais elementos são a LUT e o registrador programável na saída do EL. Cada registrador pode ser programado para atuar com *Flip-Flop* tipo D, RS, JK ou T, a entrada de *clock* desses registradores pode estar diretamente conectada ao *clock* global do sistema, além de possuírem conexões a sinais assíncronos, tais como, *clear*, *preset* e *enable*, essas opções dão grande flexibilidade ao projetista.



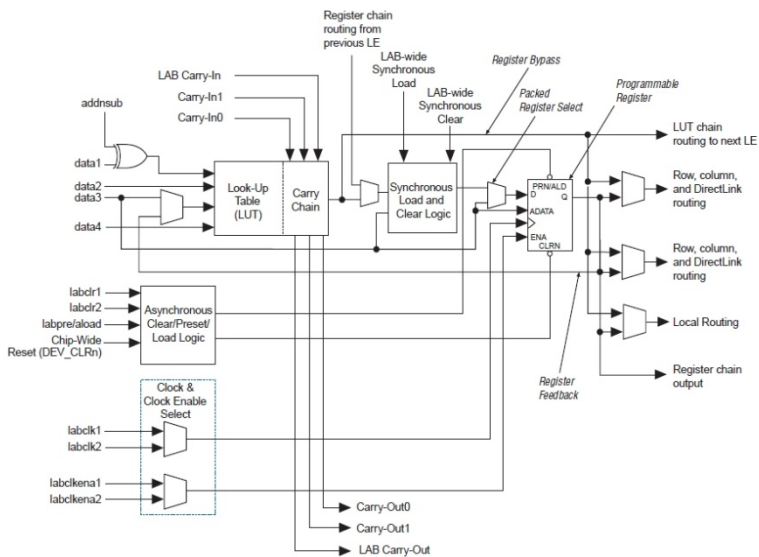


Figura 37 - Arquitetura interna de um Elemento Lógico - EL.

Além de possuírem as unidades LAB e EL, um CPLD deve conter em seu interior uma memória não volátil para reter a programação do dispositivo. Este dispositivo possui um bloco de memória flash chamada CFM, que tem a função reter a configuração do mesmo, esta configuração contém o programa implementado pelo usuário. Eles também possuem uma unidade flash destinada para propósito geral chamada UFM, que tem a função de armazenar dados do usuário, tais como tabelas, constantes, etc. Tanto a unidade CFM quanto a UFM possui um tamanho de 8.192 bits. Essas duas memórias podem ser escritas através da interface USB utilizando-se um dispositivo chamado *USB-Blaster* do próprio fabricante Altera. Escritas na memória CFM definem a configuração do dispositivo.

Para que o dispositivo funcione, além de serem respeitados os sinais relativos ao controle e a alimentação propriamente dita, se faz necessário um sinal de *clock* do sistema. Para gerar este sinal foi utilizado um cristal de 20 MHz, conectado a um pino do CPLD que tem dedicação exclusiva ao sinal *Clock*. Este pino dedicado tem conexão direta com um sistema de *roteamento* global, *Global Clock*, esta característica faz com que o atraso na propagação do sinal de *Clock* seja reduzido.

O ciclo de desenvolvimento de um projeto aplicado a um dispositivo CPLD segue o seguinte critério:

- Especificação do projeto;
- Implementação do projeto em linguagem VHDL ou outra linguagem de descrição de hardware;
- Simulação funcional;
- Síntese, repasse do projeto para um PLD específico;
- Análise de tempo;
- Programação do dispositivo PLD.

Todas essas etapas foram implementadas utilizando o ambiente de desenvolvimento integrado - QuartusII - da Altera. O QuartusII tem suporte a todas as linguagens de descrição de hardware, VHDL, Verilog, HDL e a linguagem proprietária da Altera AHDL. Também possui uma ferramenta de suporte à análise temporal e ambiente de simulação.

O projeto do CPLD para controle da placa de aquisição do SMC foi efetuado aplicando-se o conceito *Top-Down*, ou seja, foi definida uma instância principal, topo da hierarquia, a partir da qual foram instanciados blocos funcionais com aplicações específicas, tais como, controle de aquisição do CAD e o controle de comunicação com o módulo de processamento, Figura 38.

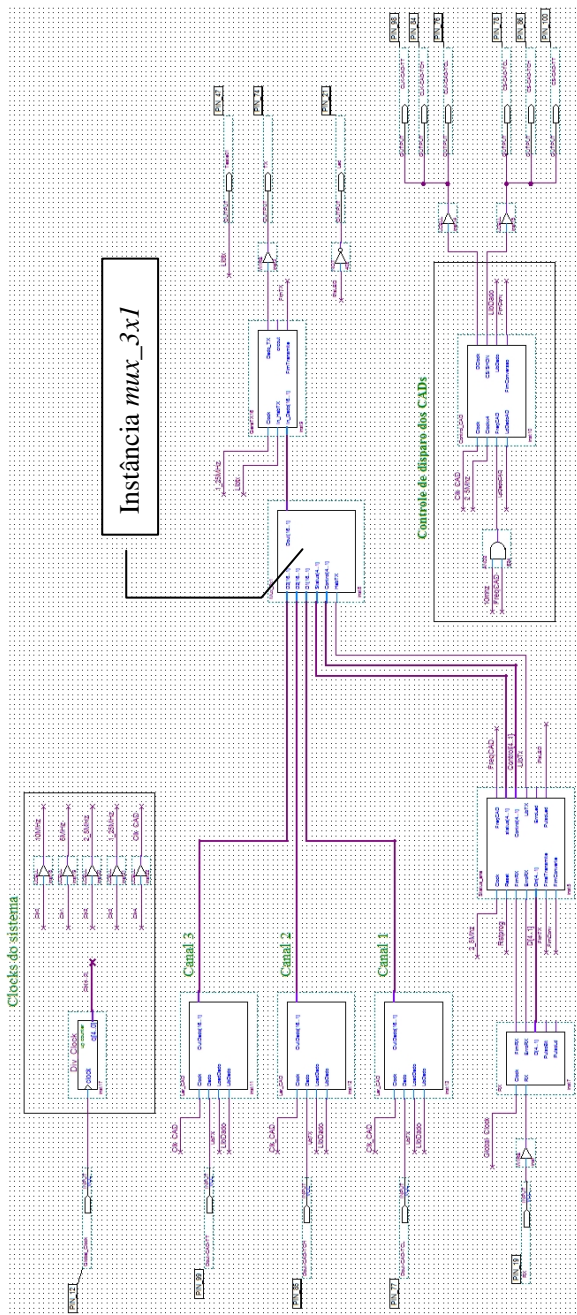


Figura 38 - Projeto CPLD da placa de aquisição de corrente.

Cada bloco da Figura 38 representa uma instância que realiza uma função específica, por exemplo, o bloco *mux\_3x1* “instancia” a função que executa a multiplexação dos canais de dados 1, 2 e 3 provenientes do CAD. O código em VHDL desta instância está na Figura 39.

Também é possível implementar o projeto inteiro em linguagem de descrição de hardware, embora o projeto fique mais complexo ele ganha no fator portabilidade. Outra possibilidade é implementar o projeto apenas com elementos gráficos, tais como portas lógicas - *flip-flops* - e entidades gráficas “primitivas” definidas pelo fabricante, este método facilita o projeto e ganha legibilidade, contudo ele perde portabilidade, e caso haja necessidade de mudar para um dispositivo de outro fabricante, o projeto tem que ser totalmente refeito.

Para a placa de aquisição de corrente foi adotado uma metodologia mista, na instância principal foram definidos blocos gráficos, Figura 38, que por sua vez instanciam códigos em linguagem VHDL - tais como o da Figura 39 - que executam funções bem específicas.

```

USE ieee.std_logic_unsigned.all;

Entity Mux_3x1 IS
PORT
(
    D3      : In      Std_Logic_Vector (16 downto 1);
    D2      : In      Std_Logic_Vector (16 downto 1);
    D1      : In      Std_Logic_Vector (16 downto 1);
    Status  : In      Std_Logic_Vector (4 downto 1);
    Control : In      Std_Logic_Vector (4 downto 1);
    HabTX   : IN      STD_LOGIC;

    Dout    : Out     Std_Logic_Vector (16 downto 1)
);
END Mux_3x1;

ARCHITECTURE A OF Mux_3x1 IS
BEGIN

    Seleciona: Process(HabTX)
    Begin
        if (HabTX'event and HabTX='0') then
            if Control(4)='1' then
                Dout(16 downto 1) <= x"CAC0";
            elsif Control=0 then
                Dout(16 downto 1) <= D1(16 downto 1);
            elsif Control=1 then
                Dout(16 downto 1) <= D2(16 downto 1);
            elsif Control=2 then
                Dout(16 downto 1) <= D3(16 downto 1);
            else
                Dout(16 downto 1) <= x"0001";
            end if;
        end if;
    end Process Seleciona;
END A;

```

Figura 39 - Trecho de código em VHDL da instância *mux\_3x*.

## 5.9 PROCESSO DE COMUNICAÇÃO

O processo de comunicação entre o módulo de aquisição e o módulo de processamento é feito por fibra óptica, são utilizados dois canais, um para transmissão - *TX* - e outro para recepção - *RX* -, no modo *Full-Duplex*. Para controle do processo de transmissão e recepção, foi adotado um protocolo de hardware serial no modelo *mestre-escravo*, sendo a placa de aquisição o *escravo* e o módulo de processamento o *mestre*.

O processo inicia-se com o módulo de processamento enviando um frame de seis bits, solicitando um bloco de dados ao módulo de aquisição, este por sua vez retorna o dado solicitado num frame composto de dezoito bits. A taxa com que os dados são solicitados ao módulo de processamento é de 4.800 blocos de dados por segundo, este processo é aproveitado para sincronizar a amostragem com o módulo de processamento, assim, a cada solicitação o módulo de aquisição faz uma amostragem do sinal de corrente.

A Tabela 9 mostra o frame de solicitação de dados pelo módulo de processamento, e a Tabela 10 mostra o frame dos dados enviados pelo módulo de aquisição.

Tabela 9- Frame de solicitação de dados.

Bit	Nome	Função
1	Start	Bit de início do frame, sempre =1
2	Conv	Bit de início de conversão
3	pps	A cada segundo ele sobe a 1 e retorna a 0 após 10 mS.
4	Cn1	Bits que indica 4 tipos de informações solicitadas pelo módulo de processamento
5	Cn0	
6	CRC	Controle de erros.

Tabela 10- Frame de envio de dados.

Bit	Nome	Função
1	Start	Bit de início, sempre =1
2 a 17	D15 a D0	Dados amostrados
18	CRC	Controle de erros

No módulo de aquisição, o dispositivo CPLD *EPM240* é o responsável pelo controle de comunicação, é ele quem decodifica o frame recebido pelo *transceiver HFBR1412T* e envia os dados solicitados, serialmente, ao *transceiver* óptico *HFBR1412T*. Estes dois *transceivers* que fazem a conversão eletro-óptica do processo.

## 6 ANÁLISE A PRIORI DAS FONTES DE INCERTEZAS DO SISTEMA DE MEDIÇÃO CORRENTE

Neste capítulo serão abordadas as fontes de incertezas pertinentes ao SMC. A análise das incertezas foi feita seguindo os critérios e as regras gerais definidas no guia para a expressão da incerteza de medição, [20].

A análise a priori foi dividida em etapas de acordo com a função de cada módulo constituinte do SMC, Figura 40. Para compor o balanço de incertezas, foram consideradas apenas as componentes de incertezas aleatórias, não compensáveis e a deriva térmica. Um procedimento de análise metrológica de um sistema, através dos blocos interligados, é um caso particular da análise de incertezas denominado *propagação das incertezas*, [52]. Ao modelar o sistema a partir de seus módulos o processo de análise fica mais simples.

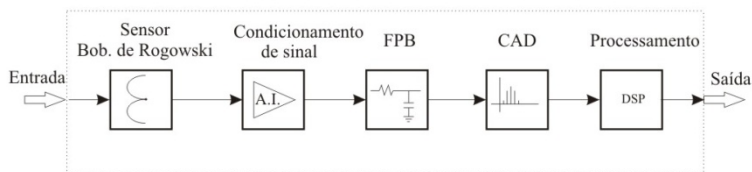


Figura 40 - Módulos constituintes do SMC.

Contudo, a simplicidade associada ao procedimento de análise através da propagação de incertezas, em que cada módulo é analisado isoladamente, parte da hipótese que não haja correlação entre os módulos e o comportamento metrológico de cada um não é afetado quando conectado aos demais. Esta hipótese foi adotada nas análises do SMC e seguem descritas nos próximos itens deste capítulo.

### 6.1 TRANSDUTOR BOBINA DE ROGOWSKI

O sinal de tensão  $V_s(t)$  que surge nos terminais da bobina de Rogowski, Figure 23 no item 4.4.3, apresenta uma dependência dos seguintes parâmetros: indutância mútua  $M$ ; indutância própria  $L_s$ ;

capacitância parasita  $C_s$ ; resistência própria  $R_s$ . Cada um destes parâmetros possui uma relação com os aspectos geométricos e construtivos da bobina, assim sendo, é de se esperar que variações na temperatura afetem os seus valores. Como consequência, teremos uma variação no valor da tensão  $V_s(t)$  tanto em magnitude, quanto em ângulo de fase.

Nos itens a seguir serão analisados cada um desses parâmetros isoladamente e verificada a sua contribuição no tocante a incerteza relativa à medição de  $V_s(t)$ .

### 6.1.1 Indutância Mútua - $M$

A indutância mútua é a constante de proporcionalidade que associa, diretamente, a variação da corrente medida ao valor da tensão induzida na bobina e conforme sua dedução - item 4.4.1 - é dada pela equação (38).

$$M = \frac{\mu_{meio} N r^2}{2R} \quad (38)$$

A equação (38) é válida para bobina de secção transversal circular. Como podemos observar  $M$  é função da geometria, do número de espiras e da permeabilidade magnética do meio. Dado que o número de voltas  $N$  e  $\mu_{meio}$  não sofrem alterações significativas, os únicos elementos que variam significativamente com a temperatura são: o raio da secção transversal da bobina  $r$  e o raio do núcleo da bobina  $R$ . Assim, é prudente analisar como a temperatura afeta quantitativamente os raios  $r$  e  $R$ . Antes, porém, foi calculada a indutância mútua  $M$  da bobina projetada para o SMC.

- Cálculo da Indutância Mútua

No apêndice 1, Tabela 26, é apresentado o valor calculado para a indutância mútua  $M$ , equação (39).



$$M = (0,1245 \pm 0,0034) \mu H \quad (39)$$

A indutância mútua possui um valor muito pequeno, isto faz com que a sensibilidade da bobina seja bem baixa, da ordem de  $50,60 \mu V/A$ . Para uma corrente elétrica com valor eficaz da ordem de  $3.200 A$ , a tensão eficaz nos terminais da bobina é da ordem de  $176 mV$  que corresponde a um valor de pico-a-pico de  $\pm 249,00 mV$ . Multiplicando-se este valor pelo ganho do amplificador de instrumentação,  $G=5,02$ , teremos um valor de pico-a-pico na saída do *AD623* de  $\pm 1,25 V$ , que é compatível com a tensão de referência do *CAD* de  $2,5 V$ .

- Análise da Deriva Térmica da Indutância Mútua

O material que constitui a bobina é de cobre, ele foi escolhido considerando-se dois aspectos, a permeabilidade magnética e a dilatação térmica.

O valor da permeabilidade magnética do material deve ser bem próximo à permeabilidade magnética do ar,  $\mu_{ar}$ , desta forma mantém-se o conceito original da bobina de Rogowski.

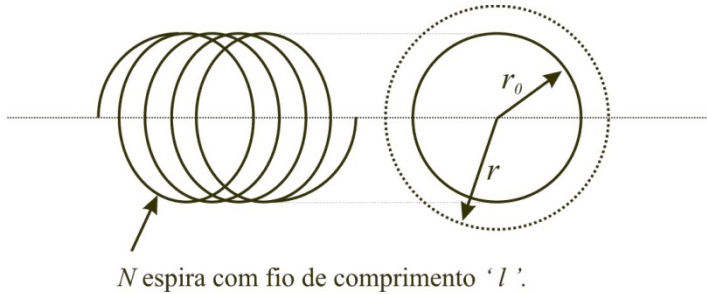
Quanto à dilatação do material do núcleo, o seu coeficiente de dilatação térmica deve ser bem próximo ao da bobina de cobre. Com esta característica é possível reduzir o problema de dilatação desproporcional entre o núcleo e as espiras, que em situações extremas poderia causar a ruptura do enrolamento. Usando-se um material não ferromagnético elimina-se os efeitos da histerese.

Desta forma, foi escolhido o cobre que é um material diamagnético, [41], ou seja, com permeabilidade magnética relativa inferior a 1, mas com valor bem próximo da unidade,  $\mu_{cu}=0.999991$ . Na prática, o valor de  $\mu_{cu}$  pode ser considerado o próprio  $\mu_0$ , logo  $\mu_{cu} \approx 4\pi \times 10^{-7} H/m$ .

Embora o valor do coeficiente de dilatação do cobre,  $\alpha_{cu}$ , seja muito pequeno, da ordem de  $16 \mu m/m$ , foi necessário efetuar uma análise quantitativa da influência deste fenômeno na bobina de Rogowski, e assim determinar seu grau de significância no contexto do SMC.

Dado que a bobina na realidade é um fio de cobre com um comprimento muito maior que sua seção transversal, para efeito de análise será considerado apenas a dilatação linear, e será desprezada a dilatação da seção do fio, ou seja, não será considerada a dilatação

volumétrica do fio da bobina, [60]. Como consequência do efeito da dilatação linear do fio, ocorrerá uma variação da secção transversal da espira, isto afeta o acoplamento magnético, pois o fluxo é função da secção transversal da mesma, Figura 41.



$N$  = Número de espiras da bobina;  
 $l$  = comprimento do fio da bobina;  
 $r_0$  = Valor do raio em 25 °C;  
 $r$  = Valor do raio após dilatação térmica.

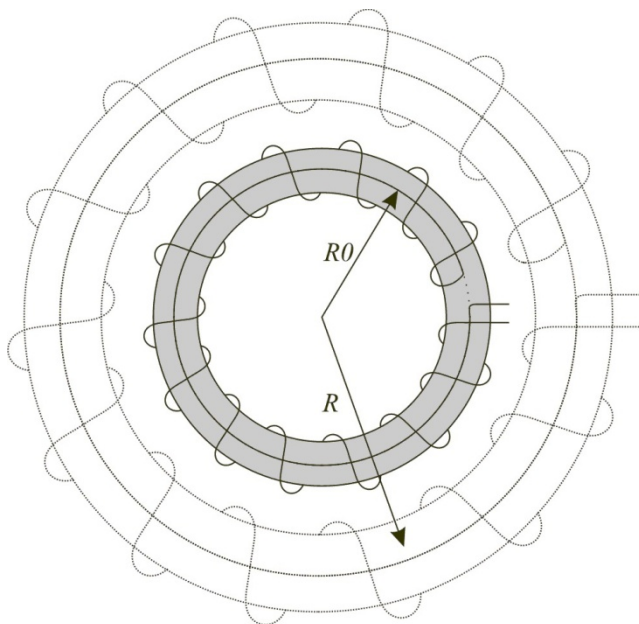
Figura 41 - Dilatação térmica da secção transversal da bobina.

A Figura 41 ilustra o efeito da dilatação térmica da bobina, que afeta a secção transversal da mesma, inicialmente com raio  $r_0$  a temperatura de 25 °C, e com raio  $r$  para uma temperatura superior.

A equação (40) determina a relação linear entre o raio  $r$  e a variação da temperatura, considerando apenas o coeficiente de dilatação linear do cobre -  $\alpha_{cu}$ .

$$r = r_0(1 + \alpha_{cu} \cdot \Delta T) \quad (40)$$

O núcleo da bobina é constituído de um tubo de cobre com secção transversal circular, sobre a qual são enroladas as espiras. Dado que tanto a bobina quanto o núcleo são de cobre, será considerado que ambos sofrerão uma dilatação na secção transversal na mesma proporção. Assim, o efeito predominante da dilatação do núcleo sobre o enrolamento será o aumento do raio  $R$ , o aumento deste raio faz com que o enrolamento afaste-se do centro da bobina, Figura 42.



$R_0$  = raio do núcleo da bobina em 25 °C;  
 $R$  = raio do núcleo após dilatação térmica.

Figura 42 - Dilatação do núcleo da bobina.

Para o núcleo, também foi considerada apenas a dilatação linear, equação (41).

$$R = R_0(1 + \alpha_{cu} \Delta T) \quad (41)$$

Substituindo-se a equação (40) e a equação (41) na equação (16), da indutância mútua, obtêm-se:

$$M = \frac{\mu_0 N (r_0 + r_0 \alpha_{cu} \Delta T)^2}{2(R_0 + R_0 \alpha_{cu} \Delta T)} \quad (42)$$

$$M = \frac{\mu_0 N r_0^2 (1 + \alpha_{cu} \Delta T)^2}{2R_0 (1 + \alpha_{cu} \Delta T)} \quad (43)$$

Simplificando os termos, obtêm-se a equação (44).

$$M = \frac{\mu_0 N r_0^2}{2R_0} (1 + \alpha_{cu} \Delta T) \quad (44)$$

A simplificação dos termos que definem a deriva térmica dos raios  $r$  e  $R$ , pode ser entendido da seguinte forma: na medida em que ocorre o aumento da temperatura a secção transversal da bobina aumenta, ao mesmo tempo em que ela afasta-se do centro da bobina, sofrendo uma compensação. Esta relação pode ser comprovada na equação (16) da indutância mútua, pois ela tem uma dependência direta do raio  $r$  e inversa do raio  $R$ .

A Tabela 27, apêndice 1, apresenta o valor calculado para a deriva térmica da indutância mútua  $M$  utilizando-se a equação (44). Primeiro foi determinado o valor da indutância mútua a 25 °C,  $M_{25^\circ\text{C}}$ , depois foi calculado o valor em 0 °C,  $M_{0^\circ\text{C}}$ , Tabela 28. Também foram feitos os mesmos cálculos para uma variação de temperatura entre 25 °C e 85 °C, Tabela 29.

A deriva térmica de  $M$  contribui diretamente para a incerteza de medição do SMC, uma variação de 0.1 % em  $M$ , implica numa variação de 0.1 % no sinal medido. Os valores obtidos para a deriva térmica considerando-se uma variação entre 0 °C e 85 °C foi da ordem de 0,14 %.

### 6.1.2 Indutância Própria - $L_S$

A indutância própria,  $L_S$ , ou auto-indutância, de uma bobina é o fator que associa uma força eletromotriz auto-induzida,  $V_l$ , à taxa de variação no tempo da corrente  $i$  que passa por esta mesma bobina, [23], equação (45).

$$V_l = -L_S \frac{di}{dt} \quad (45)$$

No caso do circuito equivalente da bobina de Rogowski, com uma carga  $Z_b$  conectada aos seus terminais, a corrente que flui no circuito gera uma queda de tensão, equação (45), devido a sua indutância própria  $L_S$ . Esta queda de tensão insere um erro no processo de medição e deve ser quantificado.

O valor da indutância própria de um toróide de secção circular pode ser determinado a partir da equação da Lei de Ampère, equação (46).

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 I \quad (46)$$

$$I = Ni \quad (47)$$

Dado que o núcleo toroidal da bobina tem raio  $R$ , aplicando-se a lei de Ampère, o campo magnético pode ser calculado através de equação (50).

$$Bl = \mu_0 Ni \quad (48)$$

$$l = 2\pi R \quad (49)$$

$$B = \frac{\mu_0 Ni}{2\pi R} \quad (50)$$

O fluxo magnético que flui pela secção transversal da espira de raio  $r$  é dado pela equação (51).

$$\phi_B = \int \vec{B} \cdot d\vec{s} \quad (51)$$

$$\phi_B = B\pi r^2 \quad (52)$$

Substituindo-se a equação (50) na equação (52), obtêm-se a equação (53).

$$\phi_B = \left(\frac{\mu_0 Ni}{2R}\right)r^2 \quad (53)$$

Pela definição de auto-indutância, [42], obtêm-se a equação (54).

$$L_S = \frac{N\phi_B}{i} \quad (54)$$

Substituindo-se a equação (53) na equação (54), o valor da indutância própria pode ser calculada através da equação (56).

$$L_S = \frac{N}{i} \left[ \left( \frac{\mu_0 Ni}{2R} \right) r^2 \right] \quad (55)$$

Substitui-se a permeabilidade magnética do vácuo pela permeabilidade magnética do meio.

$$L_S = \frac{\mu_{meio} N^2 r^2}{2R} \quad (56)$$

Onde:

$L_S$ : Indutância própria da bobina de Rogowski;

$N$ : Número de espiras da bobina;

$r$ : O raio da secção transversal da bobina;

$R$ : Raio do núcleo toroidal da bobina;

$\mu_{meio}$ : Permeabilidade magnética do meio.

Comparando-se a equação da indutância mútua, equação (38), com a equação da indutância própria  $L_S$ , equação (56), observa-se que elas diferem por um fator de  $N$ , que é o número de espiras. Desta forma a relação entre  $M$  e  $L_S$  é dada pela equação (57).

$$L_S = NM \quad (57)$$

A Tabela 29 apêndice 1, apresenta o valor calculado da indutância própria  $L_S$ , utilizando-se a equação 56.

A determinação do valor da indutância própria foi importante para verificação da atenuação do sinal na frequência de 60 Hz, e avaliar a frequência de ressonância da bobina.

### 6.1.3 Resistência do Enrolamento - $R_s$

A resistência do enrolamento da bobina de Rogowski é devido à resistividade própria do cobre e as dimensões físicas do condutor, denominada  $R_{DC}$ . Em elementos condutores percorridos por uma corrente elétrica variável no tempo, ocorre o fenômeno chamado “efeito pelicular”, este fenômeno contribui para o aumento da resistência aparente do condutor, denominada  $R_{AC}$ .

Os valores de  $R_{DC}$  e  $R_{AC}$  compõem a resistência  $R_s$  da bobina, e cada um deles é analisado abaixo.

- Resistência  $R_{DC}$  da bobina

A resistência elétrica de um fio metálico de comprimento  $l$  está relacionada à resistividade do material do qual ele é feito e suas dimensões, como a bobina é constituída de fio de cobre, a resistência desta pode ser determinada a partir da equação (58), [42].

$$R_{DC} = \rho_{cu} \frac{l}{A} \quad (58)$$

Onde:

$A$ : É a secção transversal do fio condutor;

$l$ : O comprimento do fio;

$\rho_{cu}$ : É a resistividade do cobre.

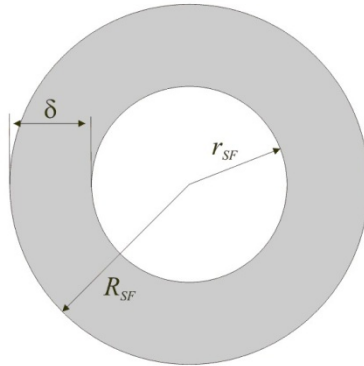
A bobina de Rogowski foi enrolada com um fio 24 AWG, cuja secção transversal é de  $0,21 \text{ mm}^2$ . A Tabela 30, no apêndice 1, apresenta o cálculo da resistência  $R_{DC}$  do enrolamento da bobina.

- Resistência  $R_{AC}$  da bobina

Em um condutor homogêneo percorrido por uma corrente contínua, a mesma se distribui uniformemente por toda a secção transversal do condutor. Contudo, em corrente alternada, devido ao efeito do campo magnético variável gerado no interior do condutor, a corrente tende a fluir próxima a superfície deste, este fenômeno é tão mais intenso quanto maior for a frequência, de tal forma que a partir de um determinado valor de frequência, a corrente tende a fluir apenas pela

superfície do condutor, o que gerou o nome *efeito pelicular*, ou *efeito skin*.

Este fenômeno reduz - aparentemente - a secção transversal do condutor por onde a corrente elétrica alternada flui, como consequência, pode-se dizer que houve um aumento da resistência aparente do condutor. A Figura 43 apresenta a secção transversal de um condutor, o raio  $r_{SF}$  representa a região por onde não flui corrente, sendo que a região útil é  $\delta$  que corresponde a  $R_{SF} - r_{SF}$ . Esta região é conhecida como profundidade *skin*, e ela será tão menor quanto maior for a frequência.



$R_{SF}$  = Raio da secção do fio;  
 $r_{SF}$  = Raio da secção aparente do fio;  
 $\delta$  = região útil de condução.

Figura 43 - Profundidade de penetração  $\delta$ .

A profundidade *skin* depende da permeabilidade magnética do material  $\mu_{cu}$ , da resistividade do condutor  $\rho_{cu}$  e da frequência  $f$ , equação (59).

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_{cu}}{\pi f \mu_{cu}}} \quad (59)$$

$$\delta = R - r \quad (60)$$



Assim, pode-se determinar a resistência aparente a partir da equação (62).

$$R_{DC} = \rho_{cu} \frac{l}{A_{real}} \quad (61)$$

$$R_{AC} = \rho_{cu} \frac{l}{A_{aparente}} \quad (62)$$

A partir das equações (59), (60), (61) e (62) é obtida a equação (63).

$$R_{AC} = \left( \frac{r^2}{r^2 - (r - \delta)^2} \right) R_{DC} \quad (63)$$

Onde:

$r$  = Raio da secção transversal do condutor;

$\delta$  = Profundidade *skin*;

$R_{AC}$  = Resistência aparente do fio do condutor;

$R_{DC}$  = Resistência do fio da bobina.

Analisando-se equação (63) pode-se verificar que quanto menor a profundidade *skin*, maior será a resistência  $R_{AC}$ , na situação limite, quando  $\delta=0$  a resistência do enrolamento será infinita. Porém quando  $r=\delta$  a resistência aparente será a própria resistência  $R_{DC}$ . Então, teoricamente, o valor da resistência do enrolamento da bobina, irá variar entre a resistência  $R_{DC}$  e o valor infinito.

Pela Tabela 31, apêndice1, a profundidade *skin* calculada é maior que o raio da secção transversal do fio da bobina,  $\delta > r$ , logo conclui-se que na frequência de 60 Hz o efeito *skin* não afeta a resistência do enrolamento da bobina de Rogowski. Desta forma, a resistência elétrica da bobina será a própria resistência  $R_{DC}$ , Tabela 30, apêndice 1.

- Deriva Térmica da Resistência da Bobina

Dado que a resistência da bobina é função, também, das suas dimensões geométricas, e estas sofre influência da temperatura, logo, podemos concluir que a temperatura afeta a resistência do enrolamento da bobina. Contudo, a resistência relativa ao circuito de entrada da placa de aquisição de corrente é superior a  $1 \text{ M}\Omega$ , ou seja, é da ordem de  $10^6$

vezes superior a resistência do enrolamento da bobina. Assim sendo, mesmo que a resistência  $R_{DC}$ , sofra um aumento de 100 %, ainda assim será insignificante frente ao valor da impedância de entrada do circuito de aquisição. Desta forma, conclui-se que a influência da temperatura sobre a resistência do enrolamento da bobina será desprezível no contexto da incerteza de medição do SMC.

#### 6.1.4 Capacitância Parasita - $C_S$

O surgimento da capacitância parasita  $C_S$  equivalente, Figura 44, da bobina de Rogowski, é devido à composição de três capacitâncias:

- Capacitância entre as espiras -  $C_l$  ;
- Capacitância entre o enrolamento principal e o fio de retorno -  $C_t$  ;
- Capacitância do fio que conecta a bobina a placa de aquisição -  $C_{fio}$ .

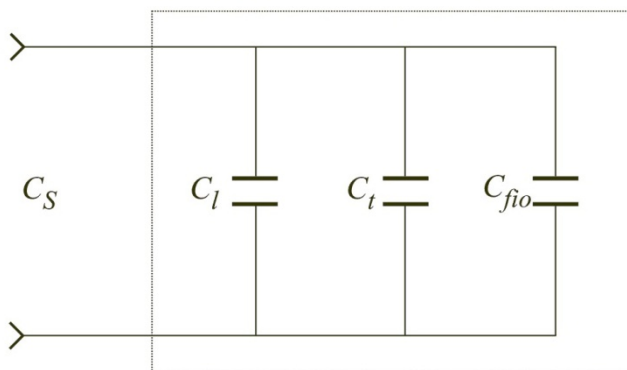


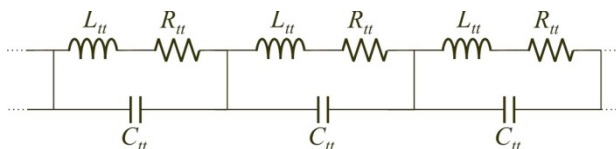
Figura 44 - Capacitância equivalente  $C_S$ .

A capacitância parasita da bobina afeta a resposta em frequência do SMC, incluindo atenuação e erro de fase na faixa de 60 Hz. Assim, neste item serão avaliadas e quantificadas as capacitâncias do circuito equivalente da bobina para posterior determinação da sua atenuação e atraso de fase em 60 Hz, e sua frequência de ressonância.

- Capacitância entre as Espiras -  $C_t$

A capacitância parasita,  $C_{tt}$ , representa a capacitância entre duas espiras adjacentes, [43]. A capacitância  $C_t$  é a capacitância equivalente devido a todas as capacitâncias,  $C_{tt}$ , da bobina.

A Figura 45 apresenta um modelo da bobina aplicado às altas frequências. Este modelo representa os parâmetros distribuídos da bobina por espira.



$C_{tt}$  = Capacitância entre duas espiras consecutivas;

$L_{tt}$  = Indutância de uma espira;

$R_{tt}$  = Resistência de uma espira.

Figura 45 - Parâmetros  $L_{tt}$ ,  $R_{tt}$  e  $C_{tt}$ .

A equação (64), [43], pode ser utilizada para calcular a capacitância equivalente entre duas espiras consecutivas conforme a Figura 45.

$$C_{tt} = \frac{\pi D \varepsilon_0}{\ln \left( \frac{p}{2r} + \sqrt{\left( \frac{p}{2r} \right)^2 - 1} \right)} \quad (64)$$

Onde:

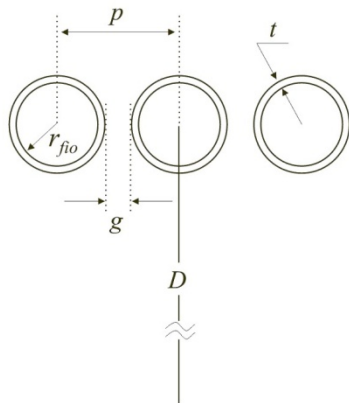
$D$  = Diâmetro do toróide ( $m$ );

$\varepsilon_0$  = Permissividade do espaço livre ( $F/m$ );

$p$  = Distância entre os centros dos fios de duas espiras consecutivas ( $m$ );

$r_{fio}$  = Raio do fio condutor ( $m$ );

A equação (64) pode ser aplicada na situação em que  $t \ll 2r$ . O parâmetro  $t$ , Figura 46, representa a camada isolante do condutor.



$D$  = Diâmetro do toróide;  
 $p$  = Distância entre os centros dos fios de duas espiras adjacentes;  
 $t$  = Camada isolante do condutor;  
 $g$  = Espaço entre duas espiras;  
 $r_{fio}$  = Raio do fio condutor.

Figura 46 - Seção transversal do fio da bobina.

No processo de confecção da bobina, pode ocorrer falta de regularidade na distância  $p$ , que separa uma espira da outra, assim, foi calculado a capacitância  $C_n$  em função desta distância e verificado seu comportamento, para vários valores de  $p$ , Figura 47. Embora a distância  $p$  possa variar entre  $1\text{ mm}$  e  $0,005\text{ mm}$ , que equivale ao verniz do isolamento, capacitância ainda será da ordem de pico Faraday. Desta forma, foi adotado o pior caso, que ocorre quando  $p=0,005\text{ mm}$ , correspondendo a uma capacitância de aproximadamente  $16\text{ pF}$ .

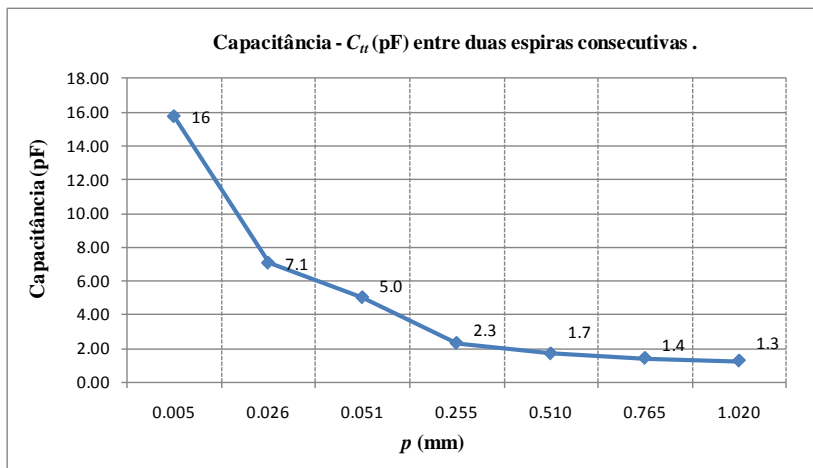


Figura 47 - Capacitância em função da distância entre as espiras.

Contudo,  $C_{it}=16$  pF, é o valor da capacitância entre apenas duas espiras. Para determinar a capacitância parasita total,  $C_t$ , deve-se dividir o valor de  $C_{it}$  pelo número de espiras conforme a equação (65), pois as capacitâncias parasitas, para cada par de espiras, estão em série, Figura 45, [43].

$$C_t = \frac{C_{it}}{(N-1)} \quad (65)$$

$$C_t = (0,036 \pm 0,014) \text{ pF} \quad (66)$$

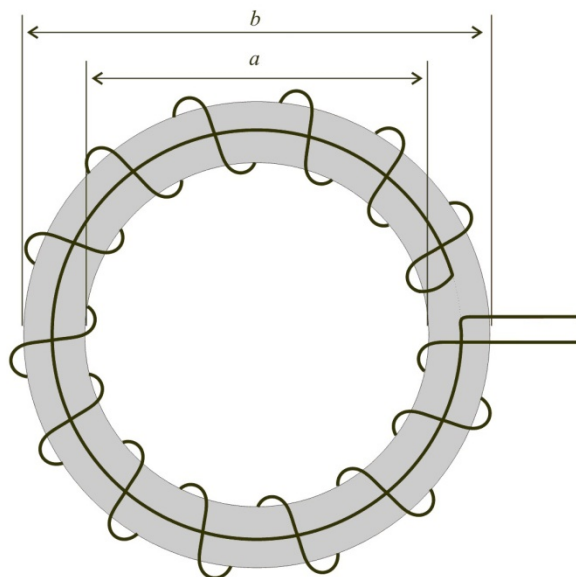
Observa-se na equação (66), que o valor da capacitância parasita equivalente,  $C_t$ , é desprezível no âmbito do SMC, dado que seu valor é muito baixo, da ordem de aproximadamente 0,036 pF.

- Capacitância Entre o Enrolamento Principal e o Fio de Retorno –  $C_l$

A capacitância parasita,  $C_l$ , surge entre enrolamento principal e o enrolamento de retorno, ou enrolamento de compensação, [62]. O enrolamento de compensação serve para evitar que campos magnéticos externos induzam sinais que poderiam sobrepor-se ao sinal da corrente medida.

A equação (67), [62], pode ser utilizada para determinar a capacitância  $C_l$ , as dimensões  $a$  e  $b$  estão definidas na Figura 48.

$$C_l = \frac{4\pi^2 \varepsilon_0 (b + a)}{\ln\left(\frac{b + a}{b - a}\right)} \quad (67)$$



$b$  = Diâmetro externo do toróide;  
 $a$  = Diâmetro interno do toróide.

Figura 48 - Dimensões da bobina de Rogowski.

A Tabela 32, apêndice 1, apresenta o cálculo da capacitância  $C_l$ .

- Capacitância do Fio que Conecta a Bobina a Placa de Aquisição –  $C_{fio}$ .

Os fios que conectam a bobina a placa de aquisição, podem ser modelados como uma linha de transmissão, em que a indutância pode ser desprezada quando comparada a indutância da bobina, mas a sua capacitância não. A equação (68) é utilizada para calcular a capacitância de dois fios paralelos, [44]. Esta equação determina o valor da capacitância por unidade de comprimento ( $m$ ).

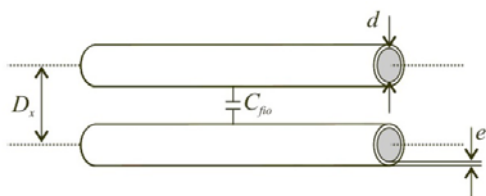
$$C_{fio} = \frac{\pi \varepsilon_0}{\cosh^{-1}\left(\frac{D_x}{d}\right)} \quad (68)$$

Onde:

$D_x$ : Representa a distância entre dois fios ( $m$ ), Figura 51;

$d$ : Representa o diâmetro do fio de cobre sem o isolamento.

Na Figura 49, o parâmetro  $e$  representa a espessura da camada de verniz, e  $d$  representa o diâmetro do fio de cobre nu. Esta camada de verniz estabelece uma distância mínima entre os dois condutores trançados, pela tabela do fabricante, [45], este valor é de 0,05 mm. A Figura 50 apresenta o valor da capacitância em função da distância entre os condutores com comprimento  $l=0,5m$ . Convém observar, que a distância entre os fios, é medida entre os centros da secção transversal do mesmo, Figura 49.



$D_x$  = Distância entre os fios paralelos;

$C_{fio}$  = Capacitância entre os fios por unidade de comprimento;

$d$  = Diâmetro do fio de cobre nu, sem o isolamento;

$e$  = Espessura do isolamento.

Figura 49 - Dois fios de cobre isolados paralelos.

O maior valor da capacitância é determinado pela distância mínima entre os dois condutores, que é a espessura do esmalte isolante. Então será adotado este valor para a capacitância parasita entre os fios Tabela 34.

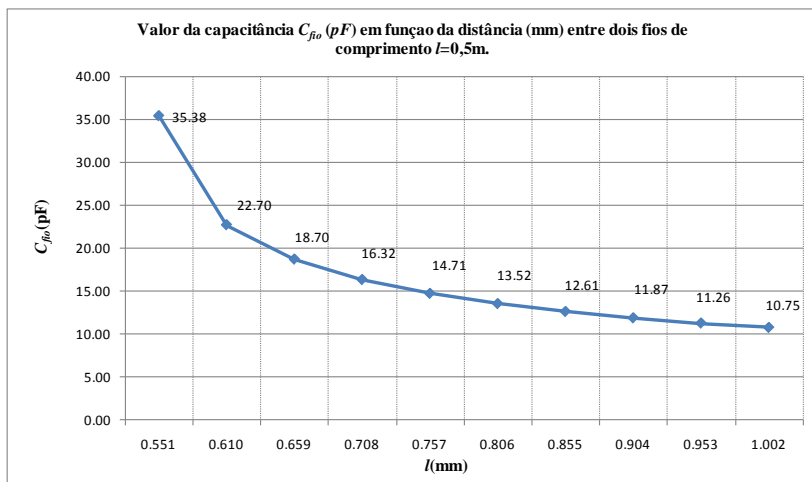


Figura 50 - Capacitância entre dois fios em função da distância.

- Capacitância Parasita Equivalente  $C_S$

A capacitância parasita equivalente total da bobina,  $C_S$ , é a composição das três capacitâncias,  $C_t$ ,  $C_l$  e  $C_{fo}$ . Pela Figura 44 pode-se ver que essas três capacitâncias estão em paralelo, assim, elas dever ser somadas conforme a Tabela 34, apêndice 1.

### 6.1.5 Formato Irregular da Bobina de Rogowski

Até o momento considerou-se que a bobina de Rogowski projetada para o SMC apresenta uniformidade em sua forma geométrica, ou seja, um toróide circular perfeito. Entretanto, existem certas irregularidades decorrentes da limitação no processo de confecção da mesma, pois ela foi confeccionada manualmente para o SMC. Esta irregularidade insere um erro de medição, [46]. A bobina de Rogowski, ideal, deve apresentar em seus terminais uma diferença de potencial proporcional apenas a taxa de variação do fluxo magnético concatenado



por ela, e deve ter uma altíssima rejeição aos fluxos magnéticos externos. Contudo, na prática isto não ocorre, a forma geométrica da bobina tem influência na rejeição relativa aos fluxos magnéticos externos. A forma ideal da bobina deveria ser um círculo ou *anel* perfeito, no entanto, a limitação relativa ao processo de confecção da mesma, deixa a forma ligeiramente irregular conforme a Figura 51. Para efeito da análise, a razão  $A/B$  pode ser um bom indicativo da sensibilidade da bobina em relação aos campos magnéticos externos.

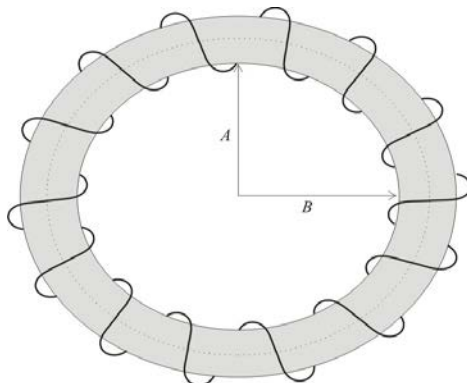


Figura 51 - Forma irregular da Bobina de Rogowski.

A Figura 52, Figura 53, Figura 54 e Figura 55, apresentam a forma de onda nos terminais de saída de uma bobina de Rogowski em função da razão  $A/B$ , [46].

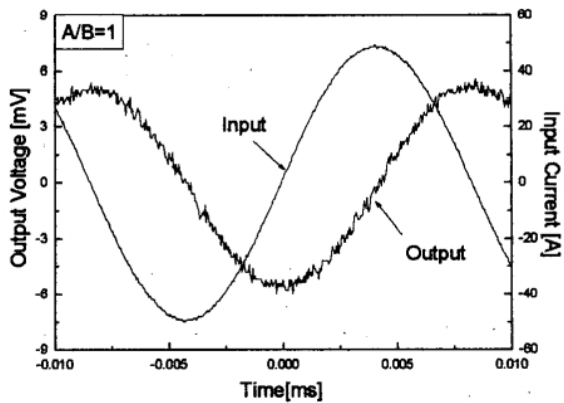
(a)  $A/B=1$ 

Figura 52 - Sinal nos terminais da bobina - razão  $A/B=1$ .

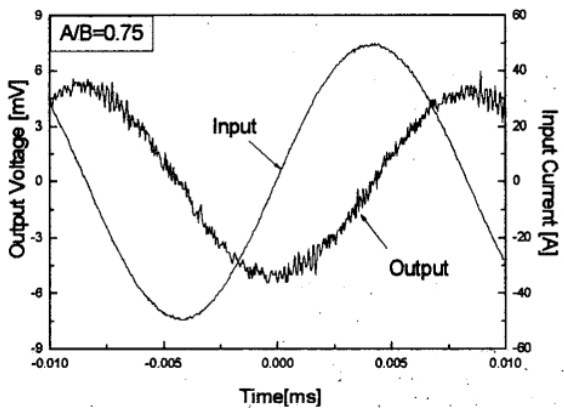
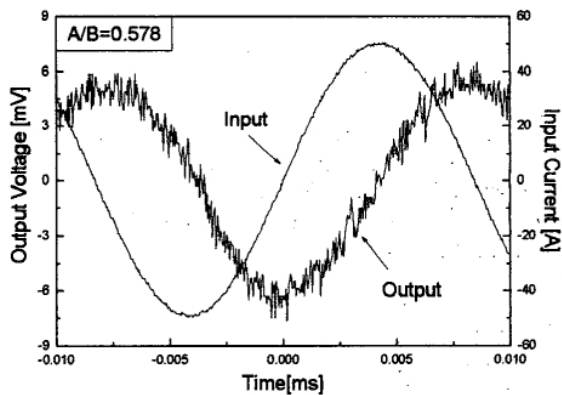
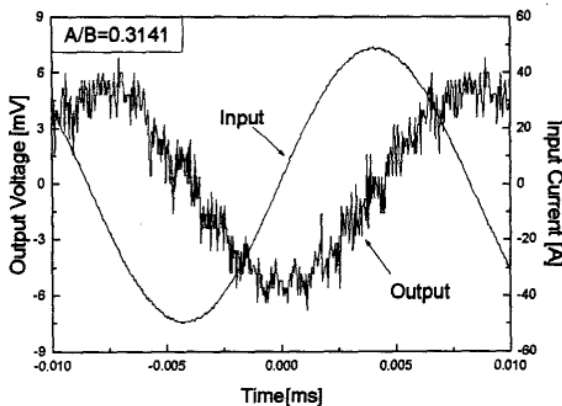
(b)  $A/B=0.75$ 

Figura 53 - Sinal nos terminais da bobina - razão  $A/B=0.75$ .

(c)  $A/B=0.578$ Figura 54 - Sinal nos terminais da bobina - razão  $A/B=0.578$ .(d)  $A/B=0.3141$ Figura 55 - Sinal nos terminais da bobina - razão  $A/B=0.3141$ .

A Figura 57, apresenta o erro percentual, na tensão de saída, em função da razão  $A/B$ , quanto mais próximo da unidade for esta razão, menor será o erro de medição. O erro de relação é possível zerar quando a razão  $A/B=1$ , [46].

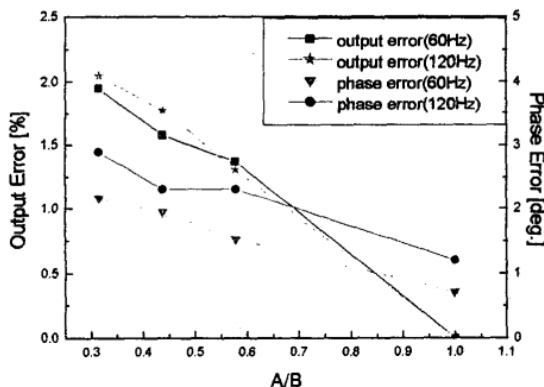


Figura 56 - Erro em função da razão  $A/B$ .

Convém observar que este erro não é compensável, mas, medições efetuadas com a bobina confeccionada para o SMC, indicaram uma excentricidade, razão  $A/B$ , bem próxima da unidade,  $A/B=0.99$ . Desta forma, o erro inserido na medição devido à forma irregular da bobina não será contabilizado na análise a priori.

### 6.1.6 Excentricidade no Posicionamento da Bobina no Condutor

Para uma bobina de Rogowski ideal, a tensão nos terminais de saída não depende da posição do condutor - por onde circula a corrente a ser medida - em relação ao centro da bobina. Porém, na prática isto não ocorre, sempre existirá uma incerteza de medição devido à posição entre o condutor e o centro da bobina. Geralmente a bobina não pode ser calibrada com uma incerteza de medição menor que a incerteza devido à posição entre o condutor e bobina, [47].

A Figura 57, ilustra a situação de uma bobina flexível e o erro associado ao posicionamento do condutor por onde circula a corrente a ser medida, [48]. Pela Figura 57, observa-se que o erro pode variar de 0.1 % a 3,8 %. As principais não idealidades que contribuem para o erro devido à posição do condutor são:

- Variação nas secções transversais das espiras que forma a bobina;

- Não homogeneidade nas distâncias entre uma espira e outra ao longo da bobina;
- Enrolamento de compensação ineficiente;
- Tamanho do *gap*, espaçamento, entre o final e o início da bobina.

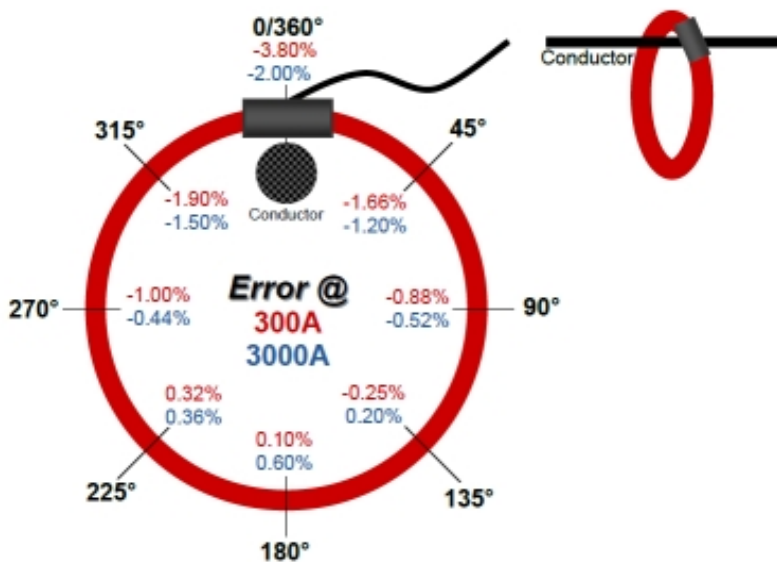


Figura 57 - Erro devido ao posicionamento da bobina.

Observa-se que o SMC utiliza uma bobina de Rogowski rígida, com posição fixa em relação ao condutor.

## 6.2 PROTEÇÃO DE ENTRADA DA PLACA DE AQUISIÇÃO DE CORRENTE

O circuito de proteção da placa de aquisição é constituído de dois resistores e um par de diodos zener, *BZV55-6V2*, [49], polarizados conforme o circuito da Figura 58. No momento da ocorrência de um surto na linha, com a possibilidade de gerar um potencial elevado na entrada do circuito de aquisição, os diodos zener irão atuar. Se este

potencial for superior a tensão zener,  $V_{Zener}$ , igual 6,2 V, um dos diodos estará polarizado no sentido de grampear o potencial na tensão  $V_{zener}$ . Desta forma, o valor do potencial na entrada da placa de aquisição não causará danos ao amplificador de instrumentação *AD623*, pois ela será limitada conforme o sinal  $v_{in}(t)$  da Figura 58.

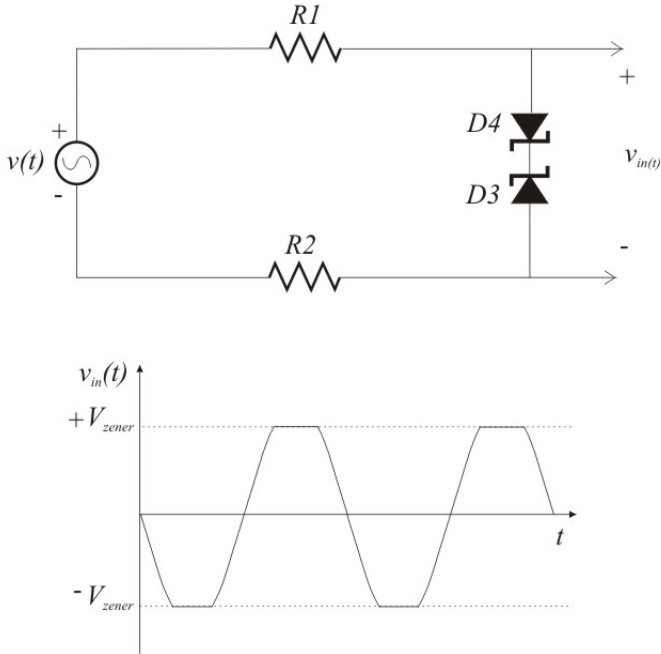


Figura 58 - Circuito grampeador de sinal.

Os resistores  $R1$  e  $R2$  servem para limitar a corrente em cima dos diodos no instante do surto e evitar danos aos mesmos. Em regime permanente este efeito não ocorrerá, pois a tensão que surgirá nos terminais da bobina para a máxima corrente na linha será inferior a 1 V, nesta situação, não ocorrerá atuação do grampeador de sinal.

Contudo, dada a característica construtiva do diodo zener, constituído por uma junção P-N, ele intrinsecamente apresenta uma capacitância, que varia de acordo com as características do diodo. Em termos de resposta em frequência, o circuito de proteção pode ser modelado conforme a Figura 59.

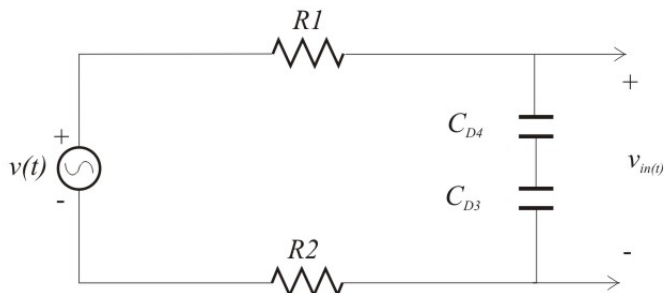


Figure 59 - Diodos zener modelados como capacitores.

Em altas frequências é extremamente conveniente levar em consideração o efeito das capacitâncias  $C_{D4}$  e  $C_{D3}$  dos diodos  $D4$  e  $D3$  respectivamente. Pela especificação do fabricante, [49], a capacitância do diodo zener  $BZV55-6V2$  a temperatura de  $25^{\circ}\text{C}$  é de  $200\text{ pF}$ , se considerarmos que os dois diodos estão em série, a capacitância equivalente do circuito de proteção reduz para  $100\text{ pF}$ . No item 6.8.1 a resposta em frequência do estágio de entrada foi analisada.

### 6.3 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

No item 5.6 foram analisados os aspectos relativos à configuração, alimentação e definição do ganho do amplificador de instrumentação  $AD623$ , neste item serão analisadas e quantificadas as principais fontes de incertezas. Serão abordadas às fontes de incertezas com componentes aleatórias, sistemáticas. Porém, serão apresentadas apenas a quantificações das incertezas de ordem aleatória e não sistemática, dado que as grandezas de ordem sistemáticas podem ser avaliadas num processo de calibração.

#### 6.3.1 Tensão de Bias e Corrente de Bias

Todo componente eletrônico ativo necessita de uma corrente e tensão de polarização para funcionar adequadamente, [50].

Normalmente os fabricantes especificam a corrente e tensão de polarização como corrente de bias,  $i_{bias}$ , e tensão de bias,  $v_{bias}$ , respectivamente.

Por definição, a corrente de bias é a média aritmética, equação (69), das duas correntes de polarização de entrada,  $i_{B1}$  e  $i_{B2}$ , que são a corrente de bias do terminal inversor e corrente de bias do terminal não-inversor respectivamente, [51].

$$i_{bias} = \frac{(i_{B1} + i_{B2})}{2} \quad (69)$$

A Figura 60 é uma representação esquemática da corrente e tensão de *bias* nos terminais de entrada inversor e não-inversor de um amplificador.

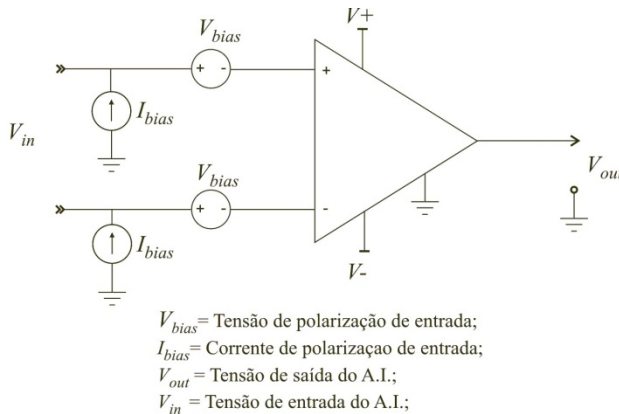


Figura 60 - Corrente e tensão de *bias*.

A Tabela 35, apêndice 2, apresenta o valor da incerteza relativa a corrente de *bias*.

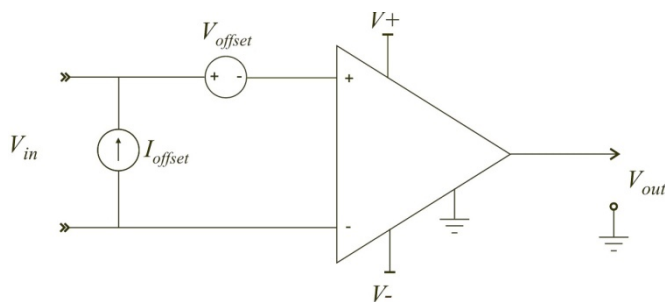
### 6.3.2 Tensão de *Offset* e Corrente de *Offset*

Por definição, a tensão de *offset* é a tensão que deve ser aplicada nos dois terminais de entrada para levar a zero a tensão na saída do amplificador, [51]. A tensão de *offset* surge nos dois terminais de entrada de um amplificador, mesmo quando não há aplicação externa de



um potencial, desta forma, irá surgir na saída do amplificador um potencial que não corresponde ao mensurando.

Corrente de *offset*, por definição, é o valor de corrente que deve ser aplicado à entrada do amplificador para zerar a tensão na saída do mesmo, [51]. Ela surge nos terminais de entrada do amplificador devido a uma pequena diferença interna entre as correntes de polarização,  $I_{BIAS}$ , este pequeno desequilíbrio, gera uma tensão na saída do amplificador. A Figura 61 apresenta o circuito equivalente para análise da tensão e corrente de *offset*.



$V_{offset}$  = Tensão de *offset* de entrada;  
 $I_{offset}$  = Corrente de *offset* de entrada;  
 $V_{out}$  = Tensão de saída do A.I.;  
 $V_{in}$  = Tensão de entrada do A.I.

Figura 61 - Tensão e corrente de *offset*.

A Tabela 36, apêndice 2, apresenta as fontes de incertezas relativas à corrente e tensão de *offset*, os valores percentuais são relativos a faixa de medição do SMC, ou seja, 2,5 V. A Tabela 37, apêndice 2, apresenta os valores da deriva térmica da tensão e corrente de *offset* do AD623.

### 6.3.3 Ruído Próprio em Tensão e Corrente

Em todo processo de medição o ideal é sempre ter um baixo nível de ruído com relação ao sinal a ser medido, em outras palavras, o ideal é sempre ter uma alta razão sinal-ruído, contudo, isto nem sempre é possível. Os amplificadores de instrumentação, em sua maioria, são projetados para terem uma alta razão sinal-ruído, ainda assim, eles apresentam ruídos internos que devem ser quantificados no processo de

escolha do componente. Neste capítulo será quantificado o ruído interno do amplificador de instrumentação AD623.

O circuito que modela, [50], as fontes de ruídos no amplificador é apresentado na Figura 62.

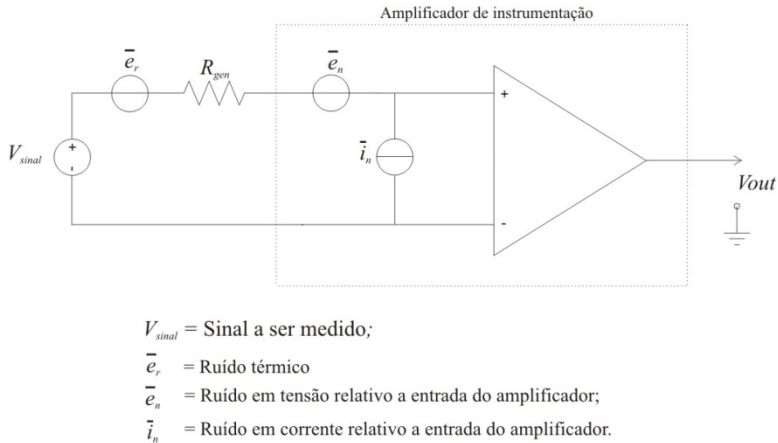


Figura 62 - Representação do ruído de entrada do AD623.

Na Figura 62, as fontes  $e_n$  e  $i_n$  são o ruído em tensão e ruído em corrente respectivamente, eles são internos ao amplificador e são fornecidos pelo fabricante no *datasheet*, [37]. A fonte  $e_r$  representa o ruído térmico externo ao amplificador, pois sempre que uma fonte de sinal for conectada a entrada do amplificador o ruído  $e_r$  aparece em série com o sinal a ser medido  $V_{sinal}$ , [50].

O ruído  $e_n$  é o ruído em tensão RMS equivalente que deve aparecer na entrada do amplificador quando os terminais de entrada forem curtos-circuitados, [50]. Normalmente ele é expresso pelo fabricante em nano Volts por raiz de Hertz,  $nV/\sqrt{Hz}$ . Este ruído não é constante para todo o espectro de frequência, ele aumenta na medida em que a frequência diminui, assim, um cuidado especial deve ser tomado para medições em baixas frequências, [50].

O ruído  $i_n$  é, especificamente, o ruído eficaz em corrente equivalente de entrada em aberto, [50]. Este ruído é medido conectando-se uma resistência nos terminais de entrada, de tal forma que seja gerado uma tensão, dada pela equação (70).

$$v_{in} = \bar{i}_n R_{gen} \quad (70)$$

O valor da tensão RMS,  $e_{out}$ , de saída é medido e dividido pelo ganho do amplificador, equação (70). Como os valores de  $e_n$  e  $e_r$  são conhecidos, o valor de  $i_n$  é determinado através da equação (73).

$$e_N^2 = e_{out}^2 / G \quad (71)$$

$$e_N^2 = i_n^2 R_{in}^2 + e_n^2 + e_r^2 \quad (72)$$

$$i_n = \sqrt{\frac{e_N^2 - e_n^2 - e_r^2}{R_{in}^2}} \quad (73)$$

Os valores do ruído eficaz em corrente,  $i_n$ , e o ruído eficaz em tensão,  $e_n$ , são obtidos através de *datasheets*. O ruído  $e_N$  é o ruído total referido a entrada do amplificador.

O  $e_r$  é o ruído térmico, ou ruído Johnson, que desenvolve-se sobre os resistores do circuito de entrada de aquisição, ele é gerado pelos movimentos aleatórios dos elétrons sujeitos a uma temperatura, resultando numa certa potência em ruído, [50]. A potência, em Watts, do ruído térmico é definida pela equação (74). A Tabela 38, apêndice 2, apresenta o cálculo do ruído térmico.

$$P = 4KTB \quad (74)$$

Onde:

$P$  = Potência do ruído térmico desenvolvido sobre a resistência de entrada em Watts;

$K$  = Constante de Boltzman ( $1,38 \times 10^{-23}$  J/K);

$T$  = Temperatura em K;

$B$  = Banda passante do ruído em Hz.

Para expressar o ruído em tensão, pode-se utilizar a equação (76).

$$\frac{e_r^2}{R_{in}} = 4KTB \quad (75)$$

$$e_r = \sqrt{4KTB R_{in}} \quad (76)$$

Na Figura 63 está representado o circuito de entrada da placa de aquisição do SMC. O modelo equivalente deste circuito para tratar o ruído de entrada e o ruído interno do *AD623* está representado na Figura 62. A resistência  $R_{in}$  é a resistência equivalente de entrada do ponto de vista da corrente eficaz de ruído  $i_n$ , é também a resistência onde desenvolve-se o ruído térmico  $e_r$ . O valor de  $R_{in}$  é a soma das resistências  $R1$ ,  $R2$  e  $R_s$ . Desta forma, o ruído total  $e_N$  relativo a entrada pode ser calculado pela equação (77).

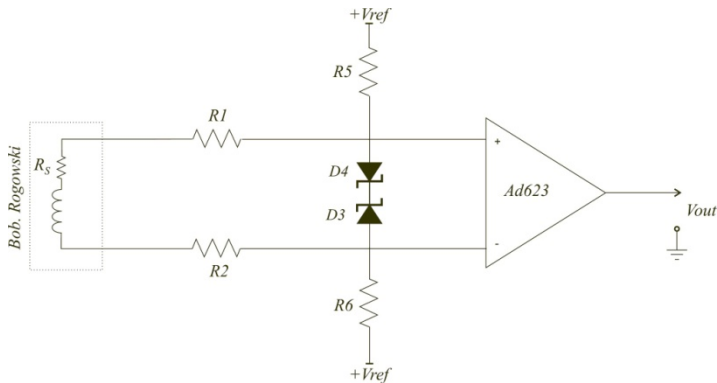


Figura 63 - Circuito de entrada do SMC.

$$e_N = \sqrt{[i_n(R1 + R2 + R_s)]^2 + e_n^2 + \left(\sqrt{4KTB(R1 + R2 + R_s)}\right)^2} \quad (77)$$

Normalmente os fabricantes disponibilizam os dados referentes ao ruído interno dos amplificadores por unidade de raiz de Hertz conforme a Tabela 11, [37].

Tabela 11- Dados do fabricante do AD623.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Unit
NOISE											
Voltage Noise, 1 kHz	Total RTI noise = $\sqrt{(e_n)^2 + (e_{no}/G)^2}$										
Input, Voltage Noise, $e_{ni}$			35			35			35		nV/√Hz
Output, Voltage Noise, $e_{no}$			50			50			50		nV/√Hz
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz											
G = 1			3.0			3.0			3.0		μV p-p
G = 1000			1.5			1.5			1.5		μV p-p
Current Noise											
	f = 1 kHz		100			100			100		fA/√Hz
0.1 Hz to 10 Hz			1.5			1.5			1.5		pA p-p

Para cada faixa de frequência o ruído em tensão e corrente deve ser combinado conforme a equação (78).

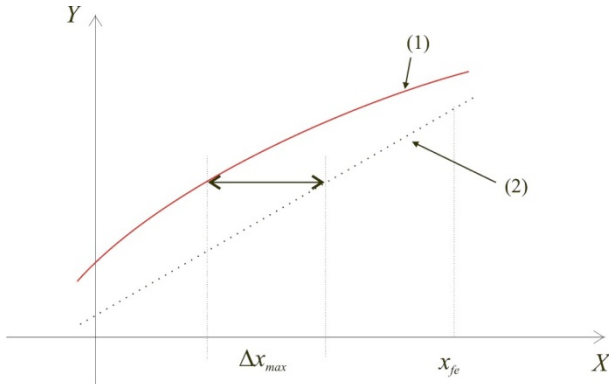
$$e_N = \left[ e_r^2 + \sum (e_n^2 + i_n^2 R_{in}^2)_i B_i \right]^{1/2} \quad (78)$$

A Tabela 39, apêndice 2, apresenta o valor de  $e_N$ , que foi obtido aplicando-se a equação (78).

### 6.3.4 Erro de Ganho

O ganho nada mais é do que uma constante de proporcionalidade que relaciona a saída do amplificador a sua entrada, ele pode ser diferencial ou de modo comum, neste item será focado o ganho diferencial. O ganho sofre influência da temperatura e também desvios de linearidade, essas influências serão analisadas em detalhes e quantificadas.

O erro de linearidade relativo ao ganho de um amplificador pode ser definido como o máximo desvio entre a curva de resposta real e a curva ideal linear, [50], Figura 64. A curva vermelha, contínua, representa o ganho real.



- $X$  = Estímulo de entrada;  
 $Y$  = Resposta do sistema ao estímulo de entrada;  
 $\Delta x_{max}$  = Desvio máximo entre a curva de resposta real e a ideal;  
 $x_{fe}$  = Valor final da faixa de medição;  
 (1) = Curva de resposta real;  
 (2) = Curva de resposta linear ideal.

Figura 64 - Erro de linearidade do ganho.

Muito embora a incerteza relativa a não linearidade não tenha componente aleatória, ela não é compensável, por isso deve-se analisar com critério a informação do fabricante no tocante ao erro de linearidade. A Equação (79) expressa o erro de linearidade percentual -  $e_{NL}$  - relativo ao valor final da faixa de medição -  $x_{fe}$ .

$$e_{NL} = \frac{\Delta x_{max}}{x_{fe}} \quad (79)$$

A Tabela 40, apêndice 2, apresenta a incerteza padrão referente ao erro de ganho e de linearidade.

Na Tabela 41, apêndice 2, foi determinada a deriva térmica do ganho considerando um variação de temperatura de 0 °C a 85 °C.

### 6.3.5 Slew Rate

*Slew Rate* é um fenômeno que pode causar distorção no sinal de saída, limitando a faixa de linearidade, quando grandes sinais estão presentes na saída do amplificador. Por definição, *SR* é a máxima taxa

de variação de tensão de saída de um amplificador por unidade de tempo, [53], e normalmente é expresso pelo fabricante em Volts por microssegundos,  $V/\mu s$ . Através do  $SR$  pode-se saber quão rápido a saída de um amplificador pode mudar em resposta a uma variação na frequência do sinal de entrada, sem ocorrer distorção. A Figura 65 ilustra a distorção de um sinal senoidal devido ao  $SR$ .

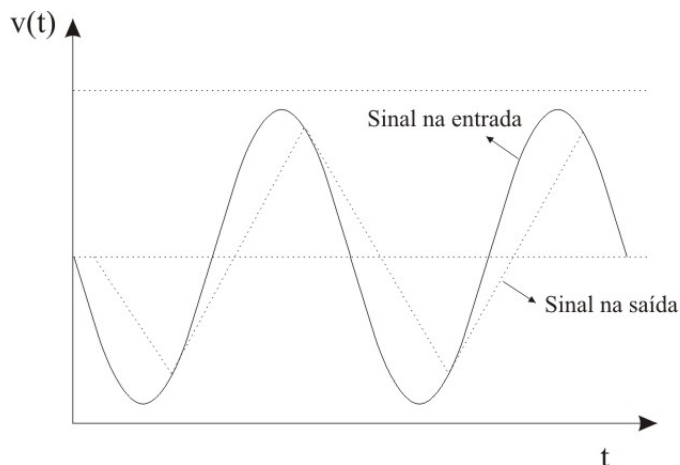


Figura 65 - Distorção de sinal devido ao *Slew Rate* -  $SR$ .

O valor máximo do  $SR$  pode ser determinado pela equação (80).

$$SR = \left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{m\acute{a}x} \quad (80)$$

A Tabela 42, apêndice 2, apresenta o cálculo da frequência máxima de operação do amplificador  $AD623$ , considerando uma amplitude máxima do sinal na saída do amplificador de 1,25 V. Foi considerado que o sinal é puramente senoidal, cuja derivada é representada pela equação (81).

$$\frac{dv(t)}{dt} = 2\pi f V_{\max} \cos(\omega t + \varphi) \quad (81)$$

Para determinar o valor da frequência máxima, basta igualar o termo da equação (81) ao valor do *SR* dado no *datasheet* do fabricante. Deve-se considerar o valor máximo da derivada que ocorre exatamente na passagem por zero, quando o valor do *coseno* é unitário, equação (82).

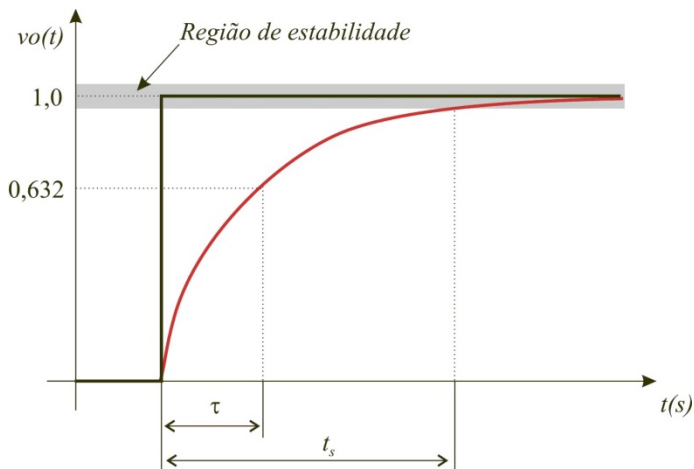
$$SR = 2\pi f_{\max} V_{\max} \quad (82)$$

Pelo valor obtido para a frequência máxima de operação do *AD623*, Tabela 42, apêndice 2, pode-se concluir que não há fenômeno da distorção devido ao *SR*, na frequência de operação do *SMC*. Isto porque a banda de interesse do sinal monitorado é de 2.400 Hz, valor este bem abaixo da frequência máxima limitada pelo *SR*.

### 6.3.6 Tempo de Resposta ou *Settling Time*

*Settling Time*, ou simplesmente tempo de resposta, de um sistema possui uma definição bem clara no vocabulário internacional de metrologia – *VIM*, [24]. *Settling Time* é Intervalo de tempo entre o instante em que um valor de entrada de um instrumento de medição ou de um sistema de medição é submetido a uma variação brusca entre dois valores constantes especificados e o instante que a indicação, ou saída correspondente, se mantém entre os limites especificados em torno do seu valor final estável. A Figura 66 apresenta a resposta de um sistema de primeira ordem submetido a uma variação brusca devido à aplicação de um sinal degrau na entrada.





$vo(t)$  = Curva de resposta de um sistema de primeira ordem;  
 $\tau$  = É o tempo necessário para  $vo(t)$  atingir 63,2 % do seu valor final;  
 $t_s$  = Tempo de resposta do sistema ou *settling time*.

Figura 66 - Resposta de um sistema de 1ª ordem.

A Figura 67 representa a curva de resposta de um sistema de segunda ordem, através desta curva são definidos alguns termos que caracterizam a resposta dinâmica.

- Tempo de subida ou *rising time* -  $t$

Por definição, [54], é o tempo necessário para a resposta de um sistema de segunda ordem evoluir de 10 % a 90 % um sinal em sua saída, após ser aplicado um sinal degrau em sua entrada, Figura 67.

- Tempo de Atraso ou *delay time* -  $t_d$

Por definição, [54], é o tempo necessário para o amplificador atingir 50% do valor final em sua saída, após ser aplicado um sinal em degrau em sua entrada, Figura 67.

- Instante de Pico ou *peak time* -  $t_p$

Por definição, [54], é tempo necessário para o amplificador atingir em sua saída o primeiro pico do sobre-sinal, após ser aplicado um sinal em degrau em sua entrada, Figura 67.

- Sobre-sinal Máximo ou *overshoot* -  $M_s$

*Overshoot* é definido, [54], como o máximo valor de pico da curva de resposta medido a partir do valor final, Figura 67. Normalmente ele é dado em percentual relativo ao valor final, estável, do sinal na saída.

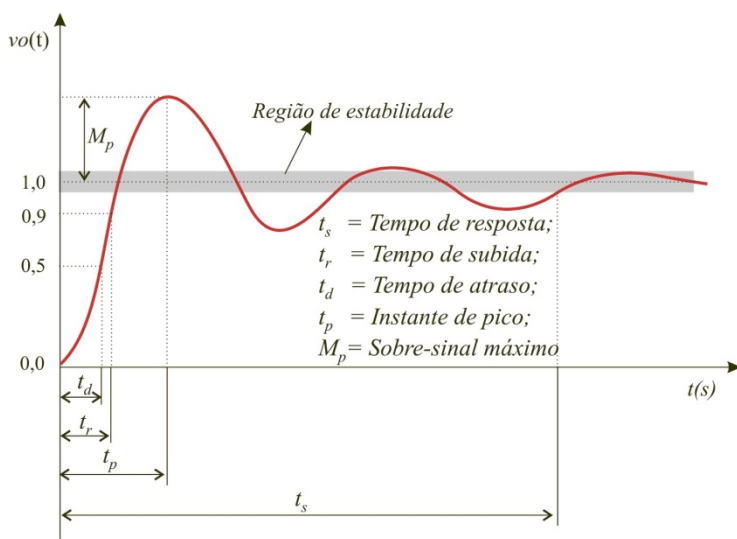
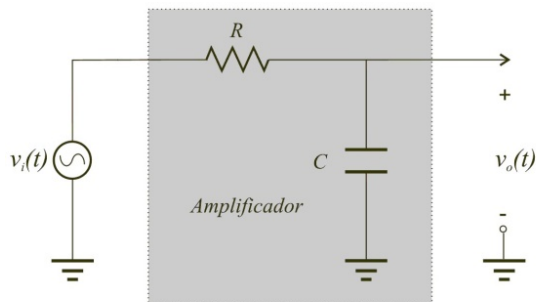


Figura 67 - Resposta de um sistema de 2ª ordem.

O fabricante fornece o tempo de resposta em função de um sinal degrau, porém para determinar o erro de fase devido ao AD623 do SMC deve ser considerado um sinal senoidal. Para determinar o erro de fase devido ao *settling time*, o amplificador será modelado como um sistema de primeira ordem, Figura 68. A Tabela 43, apêndice 2, apresenta os cálculos relativos ao erro de fase inserido pelo AD623.



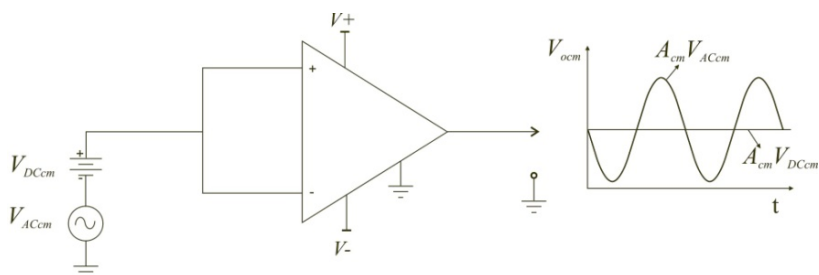
$v_i(t)$  = Sinal de tensão na entrada do amplificador;

$v_o(t)$  = Sinal de tensão na saída do amplificador.

Figura 68 - Amplificador modelado como um sistema de 1ª ordem.

### 6.3.7 Razão de Rejeição de Modo Comum - RRM

Um Amplificador de instrumentação ideal não deveria apresentar sinal de tensão em sua saída quando em seus terminais de entrada for aplicada apenas uma tensão de modo comum. Porém, na prática isto não ocorre, pois mesmo os melhores amplificadores de instrumentação apresentam ganho de modo comum,  $A_{cm}$ . A Figura 69 ilustra esta situação, onde os terminais de entrada são curtos-circuitados e submetidos a uma tensão de modo comum AC e uma DC, que são refletidas na saída.



$V_{DCcm}$  = Tensão DC de modo comum;

$V_{ACcm}$  = Tensão AC de modo comum;

$V_{Ocm}$  = Tensão de modo comum de saída;

$A_{cm}$  = Ganho de modo comum;

Figura 69 - Ganho de modo comum para tensão DC e AC.

A tensão de modo comum pode manifestar-se apenas como DC, ou apenas como AC, ou a combinação dos dois, [51], isto depende da natureza do sinal, do transdutor ou mesmo da interferência a qual o sistema está sujeito.

Os fabricantes não fornecem o ganho de modo comum  $A_{cm}$ , eles fornecem o Fator Razão de Rejeição de Modo Comum –  $CMRR$ , normalmente em decibéis -  $dB$ . O  $CMRR$  é a razão entre o ganho diferencial  $A_d$  e o ganho de modo comum  $A_{cm}$ , conforme a equação (83) de modo absoluto e equação (84) em  $dB$ .

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{cm}} \quad (83)$$

$$CMRR_{(dB)} = 20 \log\left(\frac{A_d}{A_{cm}}\right) \quad (84)$$

Desta forma, quanto maior o  $CMRR$ , melhor será a qualidade do amplificador. Em sistemas sujeitos a valores de tensão de modo comum elevados, a  $RRMC$  pode ser um fator crítico no processo de escolha do amplificador.

O fabricante Fornece a  $CMRR$  em função do valor do ganho diferencial,  $A_d$ , ajustado para o amplificador. Assim, para um ganho  $A_d=5,02$  o valor de  $RRMC$  igual 100  $dB$ .

Para determinar como o ganho de modo comum,  $A_c$ , afeta o sinal de saída do amplificador, foi determinado a razão entre tensão de modo comum de entrada e a de saída em  $\mu V/V$ , equação (85).

$$CMRR_{(\mu V/V)} = 10^{(CMRR_{(dB)}/-20)} \times 10^6 \quad (85)$$

Considerando-se que o ganho diferencia  $A_d=5,02$  e  $CMRR= 100$   $dB$ , [37], obtêm-se um valor de ganho de modo comum dado pela equação (87).

$$A_{cm} = \frac{A_d}{10^{(CMRR_{(dB)}/20)}} \times 10^6 \quad (86)$$

$$A_{cm} = 50 \mu V / V \quad (87)$$

Pela equação (87) uma variação de  $\pm 1$  V de modo comum na entrada, implicará numa variação de  $\pm 50$   $\mu$ V na saída do amplificador.

Analisando o circuito de entrada da placa de aquisição, Figura 70, observa-se que existe um erro mínimo associado à tensão referência de 1,25 V. Porém, podem surgir tensões de modo comum superiores a este valor.

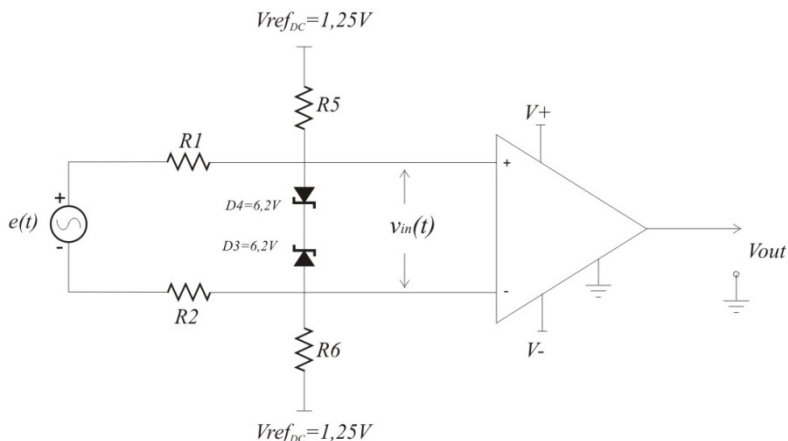


Figura 70 - Entrada do circuito de aquisição do SMC.

A Tabela 44, apêndice 2, apresenta o cálculo relativo a incerteza padrão para o valor de tensão de modo comum devido à tensão de referência de 1,25 V.

### 6.3.8 Razão de Rejeição da Fonte de Alimentação - *PSRR*

A razão de rejeição da fonte de alimentação *PSRR* é, por definição, [51], a variação da tensão de offset de entrada do amplificador causada pela variação na tensão de alimentação do amplificador. O termo *Power Supply Rejection Ratio - PSRR* às vezes é chamado de *Supply Voltage Rejection Ratio - SVRR*. Normalmente ele é fornecido em  $\mu$ V/V ou em dB. Assim, o fator *PSRR* é representado pela equação (88).

$$PSRR = \frac{\Delta V_{io}}{\Delta V_{DC}} \quad (88)$$

Onde:

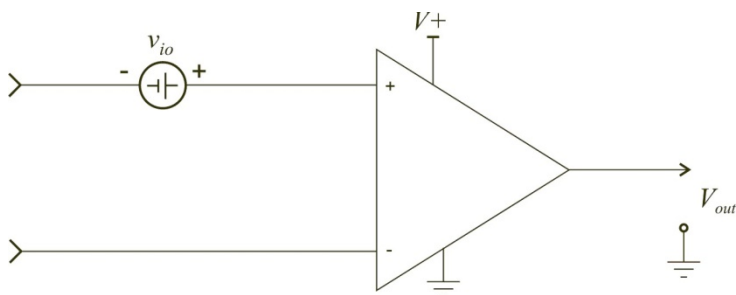
$\Delta V_{io}$  = Variação na tensão de *offset* de entrada;

$\Delta V_{DC}$  = Variação no valor na tensão de alimentação.

Ou em dB, pela equação (89).

$$PSRR_{dB} = 20 \log \left( \frac{1}{\Delta V_{io} / \Delta V_{DC}} \right) \quad (89)$$

A Figura 71 ilustra um modelo do amplificador para o fator  $PSRR$ , a variação na tensão da fonte de alimentação, impele uma tensão de *offset*  $V_{io}$  na entrada do amplificador.



$v_{io}$  = Tensão de *offset* de entrada devido a variação na tensão da fonte de alimentação;

$V_{out}$  = Tensão de *offset*  $v_{io}$  referida a saída do amplificador.

Figura 71 - Modelo do amplificador para o  $PSRR$ .

A Tabela 45, apêndice 2, apresenta os cálculos relativos a incerteza da razão de rejeição da fonte de alimentação,  $PSRR$ .

## 6.4 FILTRO ANTIALIASING

Todo sinal analógico, limitado em banda, pode ser digitalizado a partir de um processo de amostragem. Isto é possível, desde que a frequência de amostragem seja mantida suficientemente grande para evitar erros no processo de reconstrução do sinal amostrado. Contudo, nem sempre é possível fazer uso de uma frequência de amostragem elevada, isto ocorre devido aos fatores limitantes do projeto, tanto em termos tecnológicos quanto em custos financeiros. Assim, deve-se conhecer as características em frequência do sinal, a fim de aplicar o teorema da amostragem.

O teorema da amostragem é a ponte que uni os “mundos” de tempo contínuo e tempo discreto, [39], ele garante que qualquer sinal analógico cujo espectro é limitado em banda,  $B$  em  $Hz$ , sendo  $X(\omega)=0$  para  $|\omega|>2\pi B$ , pode ser reconstruído, sem erros, a partir de suas amostras tomadas uniformemente a uma taxa de amostragem  $f_s>2B$   $Hz$ , [39].

Contudo, dificilmente encontra-se na natureza um sinal que seja limitado em banda de frequência -  $B$  - tal que  $X(\omega)=0$  para  $|\omega|>2\pi B$ . Assim, uma rigorosa análise das características do fenômeno analógico, cujo sinal deseja-se amostrar, se faz necessário. Caso exista qualquer valor de  $X(\omega)>0$  para  $|\omega|>2\pi B$ , será gerado um erro no processo de amostragem, a este erro chama-se fenômeno de *aliasing*.

Se um sinal senoidal puro, Figura 72, for amostrado com uma frequência de  $f_s=2B$ , o mesmo poderá ser completamente reconstruído a partir de suas amostras.

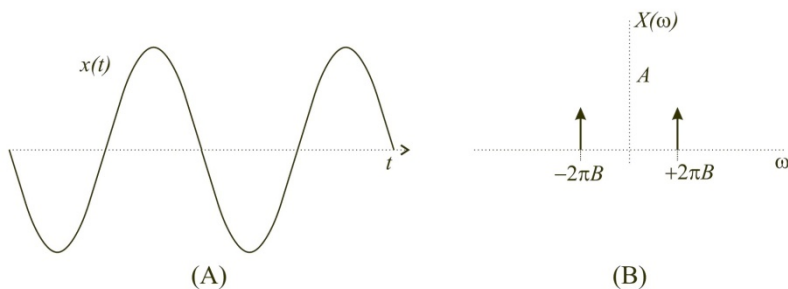


Figura 72 - (A) Sinal com banda limitada  $B$ , domínio do tempo; (B) Espectro de frequência.

Porém, se o sinal da Figura 73 for amostrado com frequência  $f_s=2B$ , o sinal  $x(t)$  não poderá ser reconstruído, devido ao fenômeno do *aliasing*. Pois a frequência  $f_s$  é inferior às frequências de ordem superior que compõem o sinal  $x(t)$ .

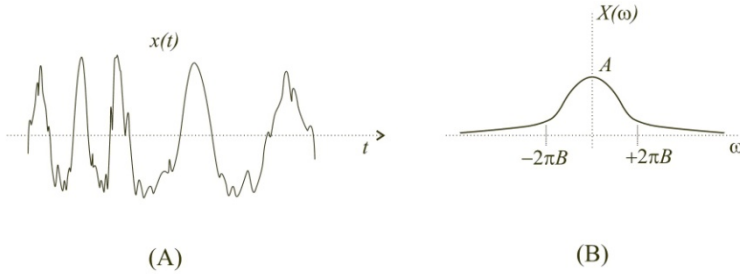


Figura 73 - (A) Sinal não limitado em frequência, domínio do tempo; (B) Espectro de frequência do sinal  $x(t)$ .

Um sinal senoidal  $\cos(\omega t)$ , em tempo contínuo, amostrado a cada  $T$  segundos, resulta em um sinal  $\cos(\Omega n)$ , em que  $\Omega=\omega t$ . O sinal  $\cos(\Omega n)$  em tempo discreto apresentam uma única forma de onda apenas para valores de frequência  $\Omega < \pi$  ou  $\omega t < \pi$ . Portanto, amostras de sinais em tempo contínuo de duas ou mais frequências diferentes podem ter o mesmo sinal em tempo discreto, Figura 74, este fenômeno descrito acima, é por definição o efeito do *aliasing*, [39].

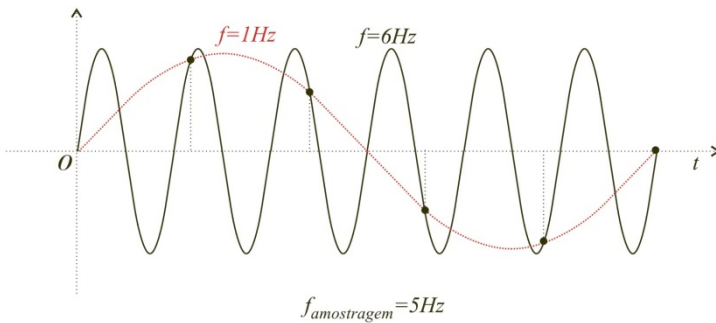


Figura 74 - Fenômeno do *aliasing* atuando sobre um sinal senoidal.



Pela Figura 74, um sinal senoidal em tempo contínuo, com uma frequência de  $f=6\text{ Hz}$ , amostrado com uma frequência de  $f_{amostragem}=5\text{ Hz}$ , irá gerar um sinal, em tempo discreto, que terá uma frequência  $f=1\text{ Hz}$ , [39], caracterizando o fenômeno do *aliasing*.

Do exposto acima, concluímos que todo processo de aquisição por amostragem, necessariamente deverá conter um filtro que limita a banda do sinal amostrado. Este filtro deve ter necessariamente uma característica de passa-baixas, e normalmente ele é chamado de filtro *antialiasing*. No caso específico do SMC, foi utilizado um filtro passivo de primeira ordem, Figura 75.

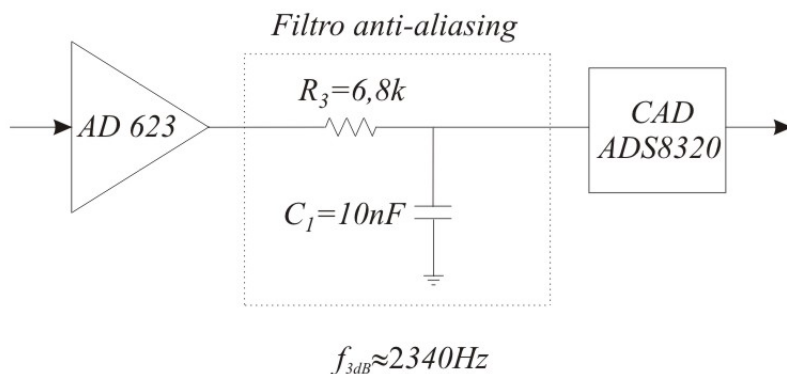


Figura 75 - Filtro *antialiasing* de primeira ordem.

Um filtro de primeira ordem conforme a Figura 75, apresenta algumas limitações, a principal diz respeito à atenuação de apenas 20 dB/década. Como o filtro foi projetado para uma frequência de corte em 2.340 Hz, na frequência de 4.680 Hz terá atenuado aproximadamente 7 dB e na frequência de 23.400 Hz ele terá atenuado aproximadamente 20 dB, que corresponde a uma atenuação de apenas 10 % do sinal, em valores absolutos.

Uma boa prática de projeto para determinar os parâmetros do filtro *antialiasing*, é projetá-lo para que exatamente na frequência de *Nyquist* a atenuação mínima não seja maior que o erro de quantização do CAD. Contudo, especificamente no projeto do SMC havia uma limitação dada pela frequência de amostragem, de 4.800 amostras por segundo, que limita a frequência de *Nyquist* a 2.400 Hz. Com esta frequência de *Nyquist* é possível efetuar a análise das harmônicas até a

40ª ordem. Numa linha de transmissão os sinais normalmente são limitados em banda, onde as harmônicas de ordem superior surgem no regime de transitório, que não é o foco de medição do SMC, que mede corrente em regime permanente.

Assim, pode-se afirmar que existe uma limitação do SMC com relação ao fenômeno do *aliasing* devido ao filtro passa-baixa. Tal limitação deve ser analisada em etapas posteriores e não será contemplada no contexto desta dissertação. Porém foram efetuadas simulações para avaliar o atraso de fase inserido pelo filtro. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 46, apêndice 3.

Foram feitas simulações no PSpice para avaliar a atenuação em 60 Hz e como ela é afetada pela variação de temperatura. As simulações foram feitas em três valores de temperatura, 0 °C, 25 °C e 85 °C. Para cada valor foram avaliadas as suas respectivas incertezas padrão. Os resultados obtidos estão na Tabela 47, apêndice 3. A incerteza, devido à atenuação do filtro na frequência de 60 Hz, é considerada de ordem sistemática, assim apenas a deriva térmica fará parte do balanço das incertezas a priori.

## 6.5 CONVERSOR ANALÓGICO DIGITAL

Neste capítulo serão analisadas e quantificadas as principais fontes de incertezas relativas ao conversor analógico digital utilizado no SMC, o ADS8320, [38]. As principais fontes de incertezas relativas ao CAD são:

- Erro de quantização;
- Ruído próprio;
- Erro de linearidade;
- Deriva térmica do ganho e do *offset*;
- Atraso de fase.

### 6.5.1 Erro de Quantização

O erro de quantização está relacionado à resolução do conversor analógico digital. Para determinar a incerteza padrão relativa à resolução limitada do CAD é necessário utilizar um modelo de distribuição de probabilidade, neste caso, a distribuição de probabilidade que melhor

representa a incerteza relativa ao erro de quantização é a distribuição retangular, ou uniforme, que pode ser justificada através da Figura 76.

Assim, se um determinado CAD apresenta resolução de  $q=1$ , ele poderá codificar valores com incremento de uma unidade, por exemplo, se na entrada do CAD o valor amostrado fosse de 1,2 V, o CAD arredondaria para 1,0 V, caso fosse de 1,7 V, o CAD arredondaria para 2,0 V. Esta característica sugere uma distribuição uniforme, ou retangular, conforme a Figura 77.

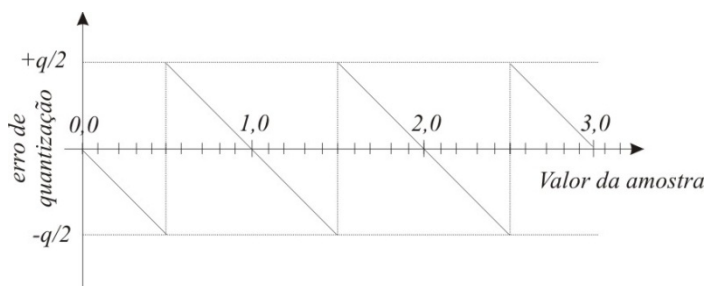


Figura 76 - Erro devido à quantização do CAD.

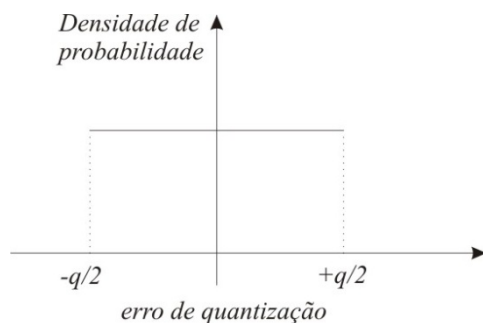


Figura 77 - Função densidade de probabilidade retangular.

Para determinar a incerteza padrão relativo ao erro de quantização utiliza-se a equação (90).

$$u_q = \frac{q}{2\sqrt{3}} \quad (90)$$

A Tabela 49, apêndice 4, apresenta o cálculo da incerteza padrão relativa ao erro de quantização do *ADS8320*.

### 6.5.2 Ruído Próprio

Mesmo que exista um sinal de entrada e uma tensão de referência, isentos de ruídos, existirá na saída do CAD uma incerteza no valor convertido devido ao ruído interno do conversor.

A Tabela 50, apêndice 4, apresenta o cálculo da incerteza padrão relativa ao ruído próprio do *ADS8320*.

### 6.5.3 Erro de Linearidade

O erro de linearidade relacionado ao conversor analógico digital pode ser classificado, para fins de análise, como erro de linearidade integral - *INL* e erro de linearidade diferencial - *DNL*. O erro de linearidade integral para um conversor analógico digital, é análogo a não-linearidade do amplificador de instrumentação, ele é definido como o máximo desvio da curva de transferência real do conversor relativo a uma linha reta ideal, Figura 64. Normalmente o *INL* é obtido através do método dos mínimos quadrados.

O erro de linearidade diferencial, *DNL*, está relacionado à transição do código do conversor, ele está ilustrado na Figura 79.

A Figura 78, [55], apresenta a função de transferência ideal de um CAD, onde não ocorre perda de código.

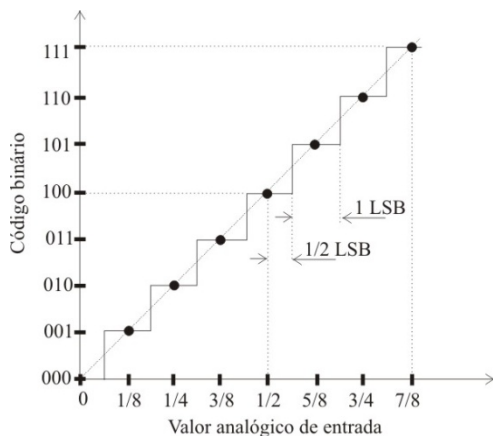


Figura 78 - Função de transferência ideal de um CAD.

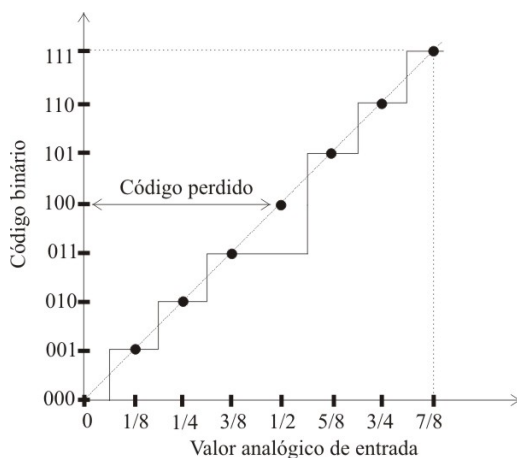


Figura 79 - Função de transferência com perda de código.

Idealmente, uma variação do sinal na entrada do CAD que corresponda a um LSB, também deveria corresponder a uma variação no código de um LSB. Isto não ocorre devido ao *DNL*, que é por definição, [56], o desvio máximo, para toda a faixa de medição, do valor ideal de 1 *LSB*. A consequência mais comum devido ao *DNL* é a perda de código, Figura 79.

A Tabela 51, apêndice 4, apresenta os cálculos relacionados aos erros de linearidade do CAD *ADS8320*.

#### 6.5.4 Deriva Térmica do Ganho e do *Offset*

Tal com o amplificador de instrumentação, o CAD *ADS8320* também apresenta deriva térmica, tanto de ganho quanto de *offset*.

A incerteza associada à deriva térmica do *ADS8320* está calculada na Tabela 52, apêndice 4.

#### 6.5.5 Atraso de Fase

O conversor analógico digital *ADS8320* do SMC, utiliza técnica de conversão por aproximação sucessiva - *SAR*, e apresenta em seu estágio de entrada um circuito denominado *Sampled-and-Hold* - *SH*, conforme a Figura 80.

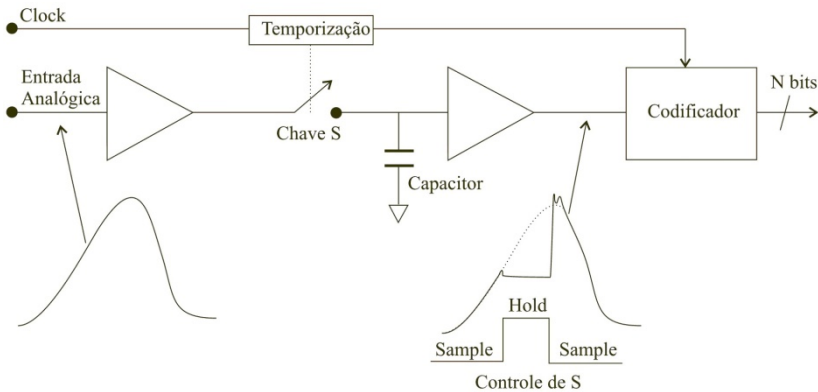


Figura 80 - Estágio de entrada do CAD *ADS8320*.

Existe na entrada do CAD um circuito de chaveamento, *Controle de S*, e um capacitor, para manter o valor amostrado. Naturalmente esses elementos devem inserir um atraso em resposta ao estímulo na entrada. Desta forma, o fabricante fornece um parâmetro para determinar o atraso de fase referente a este estágio, e chama-se tempo de aquisição, e chama-se *Acquisition Time*,  $t_{aq}$ . Por definição, tempo de aquisição ou amostragem,

[55], é o tempo requerido para a saída  $SH$  atingir o valor final, dentro de uma faixa de erro especificada, após o comando de amostragem.

Contudo, após o estágio de amostragem, o dado ainda não está codificado, ele deve passar por uma etapa de conversão. Esta etapa de conversão implica em mais um atraso de tempo. O tempo de conversão, *Conversion Time*,  $t_{cv}$ , é por definição, [55], o tempo requerido para uma completa codificação, sem considerar o estágio de  $SH$ .

O fabricante normalmente fornece os tempos de aquisição e conversão, a soma desses dois tempos corresponde ao atraso total associado ao conversor analógico digital. No valor do tempo de aquisição, estão incluídos, o tempo de chaveamento do  $SWControl$ , Figura 80, e o *Settling time* associado ao estágio de entrada do CAD.

Como os tempos de conversão e aquisição são fornecidos em valores de pulsos de *clock*, ou seja, a cada 22 pulsos de *clock* os dados estarão disponíveis na saída do CAD, este tipo de atraso caracteriza uma incerteza de ordem sistemática, ver Figura 35. Contudo, existe uma incerteza padrão associada e este atraso de fase, o fator que determinante desta incerteza está associado ao tempo de amostragem  $t_{SMPL}$ , o fabricante fornece um incerteza de 0,5 ciclos de *clock*. A Tabela 53, apêndice 4, apresenta o cálculo associado ao atraso de fase do CAD e sua respectiva incerteza padrão.

## 6.6 TENSÃO DE REFERÊNCIA DO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO - *ADR127*

Conforme definido no item 5.7, a tensão de referência relativa ao amplificador de instrumentação, tem peso significativo na incerteza de medição do SMC. Qualquer variação que ocorra na tensão de referência implicará num erro de medição. Pois o valor da tensão na saída do amplificador,  $V_{OAI}$ , é a combinação do sinal proveniente do mensurando,  $V_{inAI}$ , e da tensão de referência,  $V_{refAI}$ , equação (92).

$$V_{refAI} = 1,25V \quad (91)$$

$$V_{OAI} = V_{inAI} \cdot G + V_{refAI} \quad (92)$$

A Figura 81 apresenta a configuração típica do gerador de tensão de referência *ADR127*, [63].

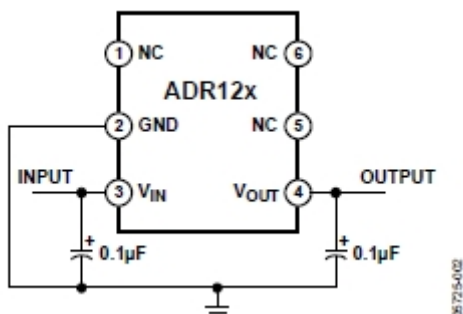


Figura 81 - Gerador de tensão de referência *ADR127*.

Uma vez que a tensão de referência  $V_{refAI}$  apresenta uma boa estabilidade, o valor adicionado por ela ao sinal pode ser subtraído posteriormente por software. Contudo, na prática, isto não ocorre, o que observa-se é uma variação devido a vários fatores, tais como:

- *Accuracy*;
- Ruído próprio;
- Regulação de linha;
- Regulação de carga;
- Deriva térmica;
- Deriva temporal.

A deriva temporal não será tratada no contexto dessa dissertação.

### 6.6.1 Accuracy

O *accuracy* é uma especificação do fabricante e ela engloba três fontes de incertezas: linearidade, repetitividade e a histerese. A Tabela 54, apêndice 5, apresenta o cálculo da incerteza relativa ao *accuracy* do gerador de tensão de referência *ADR127*.

### 6.6.2 Ruído Próprio

O ruído próprio do *ADR127* é definido em  $V/\sqrt{Hz}$ , o fabricante define duas bandas com significância, uma banda entre 0.1 Hz e 10 Hz e



outra entre 10 Hz e 10 kHz, contudo, devido à limitação em frequência do sinal de entrada em 2.400 Hz, o ruído fica limitado a esta banda. A Tabela 55, apêndice 5, apresenta o cálculo da incerteza padrão relativa ao ruído próprio do *ADR127*.

### 6.6.3 Regulação de Linha e Regulação de Carga

A regulação de linha do *ADR127* representa, por definição, [51], a variação na tensão de saída, em função da variação na entrada, e normalmente é expressa em *ppm/V*. A Tabela 56, apêndice 5, apresenta o cálculo da incerteza padrão relativa a regulação de linha do *ADR127*, considerando um variação na tensão de entrada de 1 V.

A regulação de carga é, por definição, [51], a variação na tensão de saída em função da variação da corrente de carga do regulador, normalmente o valor é expresso em *ppm/mA*. A Tabela 56, apêndice 5, também apresenta o cálculo da incerteza padrão relativa à regulação de carga.

### 6.6.4 Deriva Térmica

A deriva térmica do *ADR127*, também contribui para a incerteza de medição do *SMC*. A Tabela 57, apêndice 5, apresenta o cálculo da incerteza padrão associada a deriva térmica.

## 6.7 TENSÃO DE REFERÊNCIA DO CONVERSOR ANALÓGICO DIGITAL – *ADR421*

A tensão de referência de um conversor analógico digital deve apresentar uma boa estabilidade, pois qualquer variação implica em erros adicionados a medição. O processo de codificação do CAD baseia-se em sua tensão de referência, que deve ter alta estabilidade, caso contrário erros grosseiros irão afetar a medição podendo invalidar o processo.

O Gerador de tensão de referência escolhido para o *SMC* foi o *ADR421*, [64], Figura 82, do fabricante *Analog Devices*.

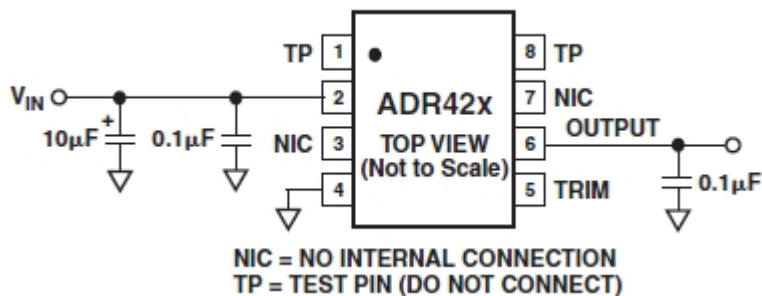


Figura 82 - Gerador de tensão de referência *ADR421*.

A escolha do gerador de tensão de referência para o *SMC* foi bem criteriosa e foram levados em consideração os seguintes parâmetros:

- *Accuracy*;
- Ruído próprio;
- Regulação de linha;
- Regulação de carga;
- Deriva térmica;
- Deriva temporal.

### 6.7.1 Accuracy

A Tabela 58, apêndice 6, apresenta a incerteza padrão devido ao *Accuracy* do *ADR421*.

### 6.7.2 Ruído Próprio

A Tabela 59, apêndice 6, apresenta o cálculo da incerteza padrão devido ao ruído próprio do *ADR421*.

### 6.7.3 Regulação de Linha e Regulação de Carga

A incerteza relativa à regulação de linha e de carga do *ADR421* está calculada na Tabela 60, apêndice 6.

#### 6.7.4 Deriva Térmica

No cálculo da deriva térmica do *ADR421* foi considerada uma variação de temperatura de 85 °C. A Tabela 61, apêndice 6, apresenta o valor obtido da incerteza padrão devido a deriva térmica.

### 6.8 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO SMC

Para um sistema linear e invariante no tempo (SLIT), com função de transferência  $H(j\omega)$ , a resposta a um sinal senoidal  $y(t)$  aplicado em sua entrada será, também, um sinal senoidal  $x(t)$  com a mesma frequência de  $y(t)$ , [39], porém com módulo e ângulo de fase diferente, equação (93).

$$x(t) = \cos[\omega t + \theta] \quad (93)$$

$$y(t) = |H(j\omega)| \cos[\omega t + \theta + \angle H(j\omega)] \quad (94)$$

Onde:

$\angle H(j\omega)$  = Resposta de fase do sistema linear e invariante no tempo, [39];

$|H(j\omega)|$  = Resposta de amplitude do sistema linear e invariante no tempo, [39].

O circuito da Figura 83 representa a bobina de Rogowski, através de seus parâmetros, juntamente com circuito de entrada da placa de aquisição de corrente. Considerando-se este circuito como um sistema linear e invariante no tempo, um sinal senoidal proveniente da bobina de Rogowski será representado como um sinal senoidal na entrada do amplificador, com a mesma frequência, porém com módulo e ângulo diferentes.

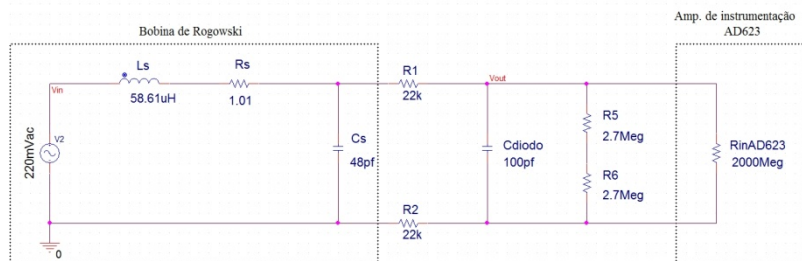


Figura 83 - Circuito equivalente para análise em frequência.

No diagrama da Figura 83 estão representados, os parâmetros da bobina de Rogowski: indutância própria -  $L_S$ ; resistência do enrolamento -  $R_S$ ; capacitância parasita -  $C_S$ . Na capacitância  $C_S$  já está incluída a capacitância do fio que conecta a bobina a placa de aquisição. Os diodos *zener* do circuito de entrada foram representados por suas capacitâncias  $C_{diodo}$ . A capacitância de entrada do amplificador de instrumentação é muito baixa,  $C_{AD623}=2\text{ pF}$ , assim, ela não está representada no modelo da Figura 85, a entrada do amplificador é modelada apenas como uma resistência  $R_{inAD623}$ .

Muito embora uma análise prévia indique que a capacitância parasita total da bobina e do circuito de proteção de entrada da placa de aquisição, não afetem significativamente a incerteza relativa ao erro de fase do SMC, uma análise quantitativa foi efetuada para determinar a resposta em frequência completa do SMC, bem como analisar a frequência de ressonância do sistema.

Este circuito foi simulado no ambiente *PSpice A/D* versão 16.3 do fabricante *CADENCE*. A resposta de amplitude, de fase e a frequência de ressonância, foram determinadas e apresentadas nos itens 5.8.1, 5.8.2 e 5.8.3 respectivamente.

Para determinar o erro de fase total do SMC foram considerados:

- Atraso de fase do circuito da Figura 83 simulado no *PSpice*;
- Erro de fase devido ao *Settling Time* do amplificador de instrumentação *AD623*;
- Atraso de fase do *Filtro antialiasing*;
- Tempos de amostragem e conversão do conversor analógico digital *ADS8320*.

O item 6.8.4 apresenta o resultado para o erro de fase total do SMC. Observa-se que tanto o erro associado à magnitude do sinal, quanto o erro associado à resposta de fase, apresentam parcelas de incertezas de ordem sistemática e aleatória.

### 6.8.1 Frequência de Corte e Atenuação em 60 Hz

A Figura 84 apresenta a frequência de corte do circuito representado Figura 83, obtida através de simulação no software *PSpice*. A frequência de corte é aquela na qual o sinal sofre atenuação de 3 dB. A Figura 85 apresenta o resultado da simulação no software *PSpice* que determinou a atenuação do sinal na frequência de 60 Hz.

A Tabela 12 apresenta a frequência de corte.

Tabela 12- Valor da frequência de corte e atenuação em 60 Hz.

Frequência (Hz)	Atenuação (-dB)	Obs.
51.045,00	3	Frequência de corte (atenuação de 3 dB).

A Tabela 13 apresenta o valor da atenuação em 60 Hz do circuito de entrada e sua respectiva incerteza padrão.

Tabela 13- Atenuação em 60 Hz do circuito de entrada.

Parâmetro		valor	Incerteza padrão		unid.
$e_{60Hz}$	Atenuação em dB	-0,03575	±	0,00022	dB
$e_{60Hz}$	Atenuação em %	-0,4125	±	0,0025	%

Uma atenuação de 0,03575 dB implica que o sinal atenuou 0,4125 %. Para determinar a incerteza padrão o circuito de entrada passou por uma simulação de Monte Carlo, Figure 86, o valor da atenuação em 60 Hz representa a média obtida para 30 simulações.

### 6.8.2 Atraso de Fase da Bobina e Circuito de Proteção - $\phi_{in}$

Para o mesmo circuito da Figura 83, também foi feita uma simulação no *PSpice A/D* para determinado o erro de fase. Na simulação foi possível avaliar o atraso de fase, parcela sistemática do erro de fase e

sua incerteza padrão. A Figura 87 apresenta o atraso de fase médio para a frequência de 60 Hz, os valores obtidos estão na Tabela 14.

Tabela 14- Atraso de fase na frequência de 60 Hz.

Parâmetro		valor	Inc. padrão		unid.	Obs.
$\varphi_{in}$	Atraso de fase	- 0,0476	±	0,0017	°	Atraso da Bobina e do circuito de proteção de entrada da placa de aquisição ( $\varphi_{in} = \varphi_{BR} + \varphi_{PEPA}$ ).

Para determinar a incerteza padrão do atraso de fase, foram efetuadas simulações de Monte Carlo no próprio ambiente do *PSPICE*. Para avaliar pelo método de Monte Carlo, foram consideradas as tolerâncias dos componentes, fornecidas pelos fabricantes através de *datasheets*. Também foram consideradas as incertezas padrão dos parâmetros associados à bobina de Rogowski, determinadas através da análise a priori nos itens 6.1.2, 6.1.3 e 6.1.4. A temperatura adotada na simulação foi de 25 °C. Foram efetuadas trinta simulações de Monte Carlo, sendo que o valor do atraso de fase foi obtido através da média e a incerteza padrão através do desvio padrão. As trinta simulações correspondem às trinta curvas de erro de fase da Figura 87.

### 6.8.3 Frequência de Ressonância

A frequência de ressonância para o circuito de entrada está ilustrada na Figura 88. Observa-se que o sistema irá apresentar o fenômeno da ressonância próximo a frequência de 3 MHz, valor este bem distante das frequências presentes numa linha de transmissão atuando em regime permanente. Eventualmente podem surgir componentes de altas frequências em transitórios e sinais de ondas viajantes na linha de transmissão, mas são sinais limitados em energia. Além de que, o SMC visa medição em regime permanente e não em regime transitório.

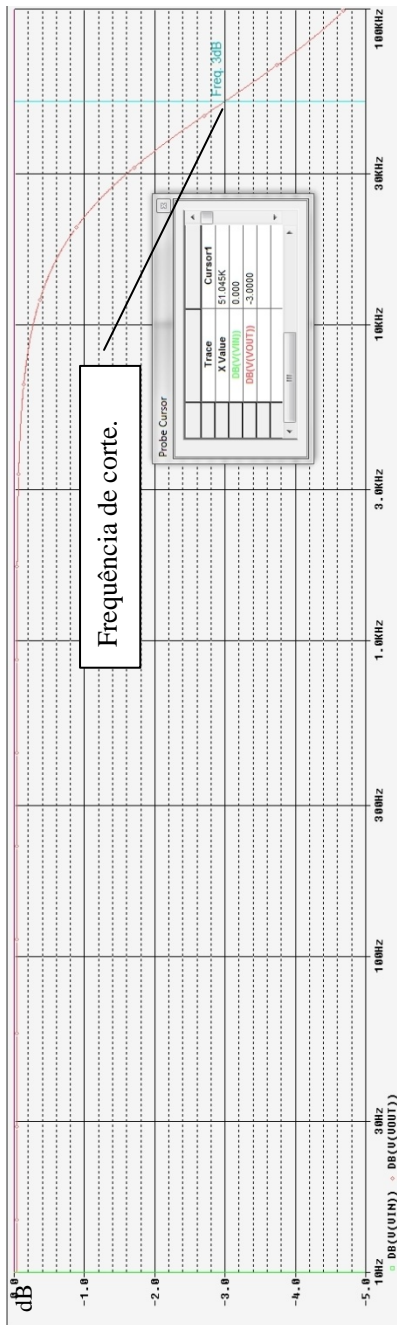


Figura 84 - Simulação no *PSpice* para avaliar a frequência de corte.

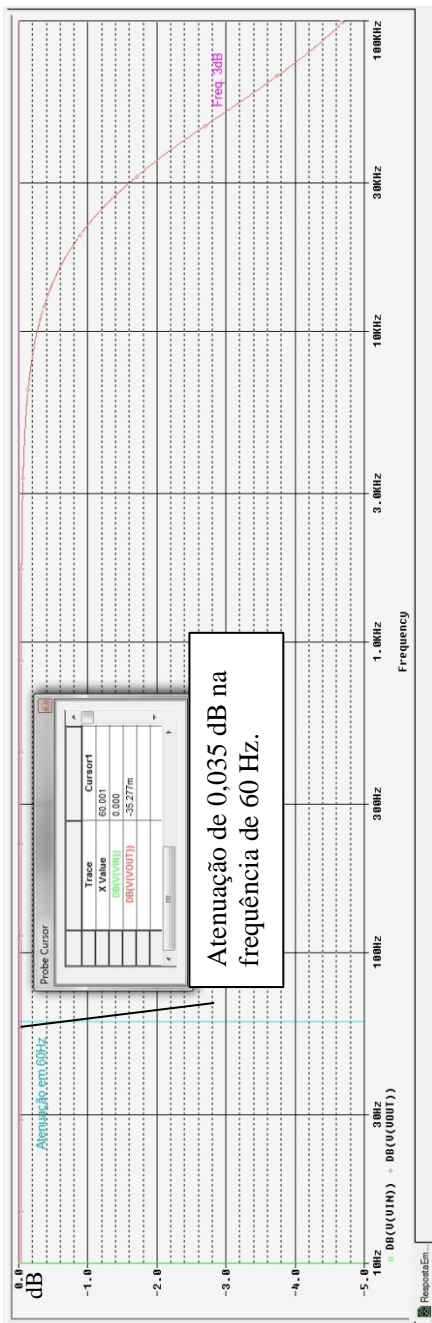


Figura 85 - Simulação no PSpice para avaliar a atenuação em 60 Hz.



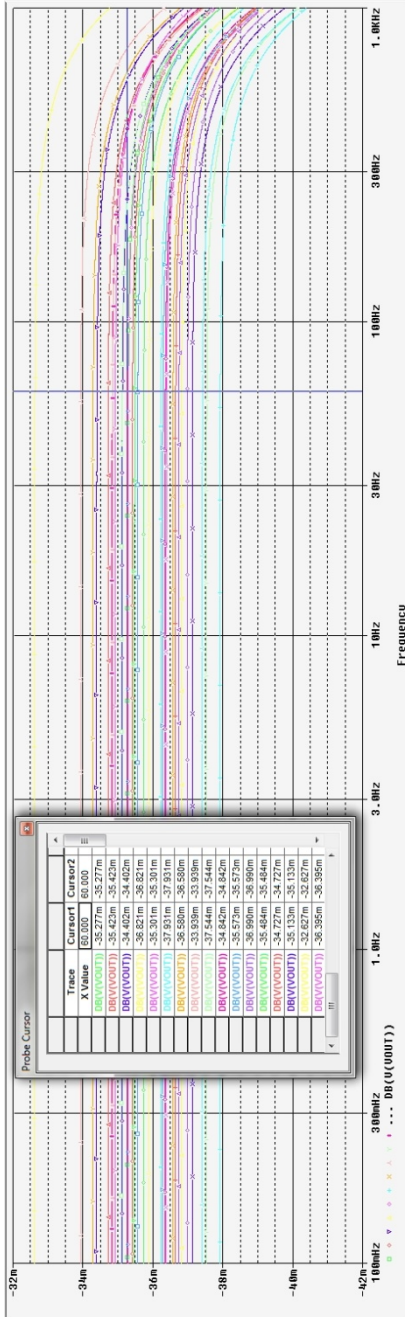


Figure 86 - Atenuação na frequência de 60 Hz.

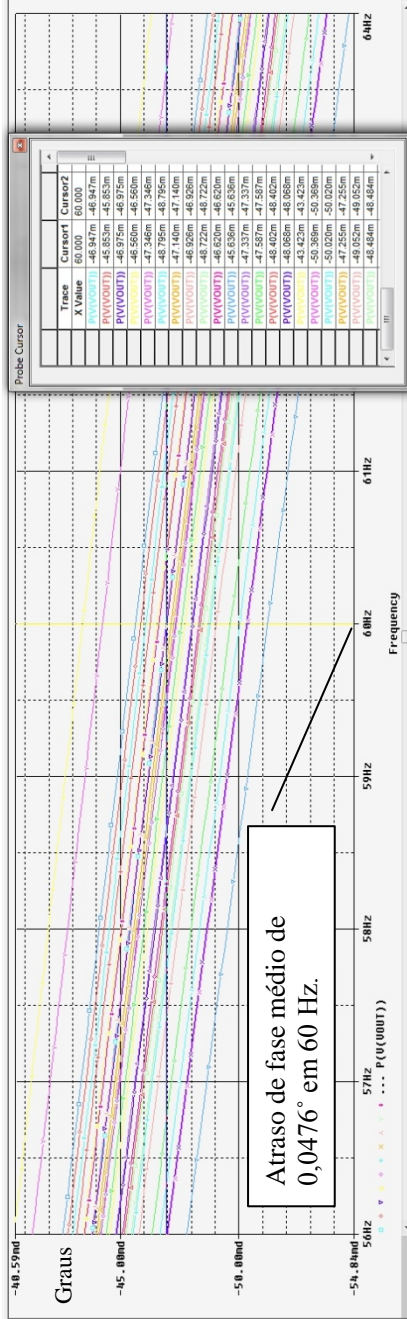


Figura 87 - Atraso de fase na frequência de 60 Hz.

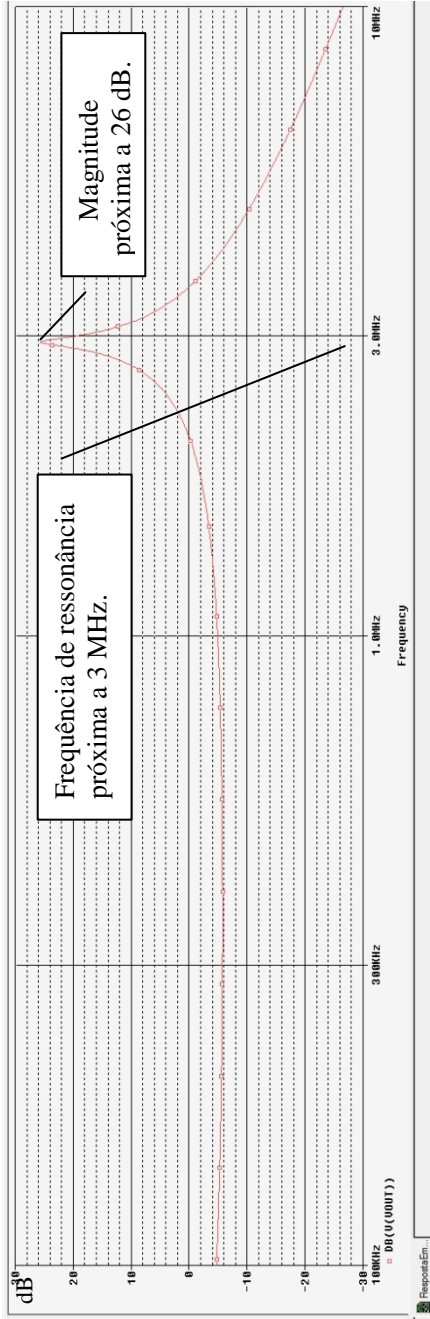


Figura 88 - Frequência de ressonância do circuito de entrada.

### 6.8.4 Atraso de Fase Total do SMC - $\varphi_{SMC}$

Após a determinação do atraso de fase de cada estágio do sistema, foi possível determinar o atraso de fase total,  $\varphi_{SMC}$ , do SMC. A Tabela 15 apresenta o valor deste atraso. O atraso de fase do SMC é a composição dos atrasos de todos os módulos da cadeia de medição, e compreende uma incerteza de ordem sistemática. O atraso de fase é possível corrigir através de um processo de calibração.

Tabela 15- Atraso de fase total do SMC.

Parâmetro		Atraso de fase	Incerteza padrão		unid.	Obs.
$\varphi_{in}$	Estágio de entrada	-0,0476	±	0,0017	°	Incluindo: Atraso da Bobina e do circuito de proteção de entrada da placa de aquisição ( $\varphi_{in} = \varphi_{BR} + \varphi_{PEPA}$ ).
$\varphi_{AI}$	AD623	(*)	±	0,0700	°	Relativo ao <i>Settling time</i> do amplificador de instrumentação.
$\varphi_{FBP}$	Filtro <i>Antialiasing</i>	-1,481	±	0,013	°	Filtro passa-baixas antes do conversor AD.
$\varphi_{CAD}$	ADS8320	-0,726	±	0,017	°	Relativo ao atraso devido ao tempo de amostragem e conversão.
$\varphi_{Soft}$	Integração	0,000	±	0,0	°	O processo de integração por software não insere atraso de fase.
$\varphi_{SMC}$	<b>SMC</b>	<b>-2,255</b>	±	<b>0,073</b>	°	<b>Atraso de fase total do SMC</b>

(\*)- A incerteza do A.I. foi considerada como não compensável.

O estágio que apresenta maior atraso de fase é o do filtro *antialiasing*. Convém observar que o processo de integração adotado por software não insere atraso de fase.

## 6.9 PROCESSAMENTO DOS DADOS

As etapas de processamento e pós-processamento dos dados amostrados, muito embora sejam simples, podem adicionar erros ao processo de medição. Assim foi efetuado um estudo detalhado voltado à etapa de processamento de sinais com foco nos equipamentos de medição de corrente e tensão aplicados ao setor elétrico.

Foram avaliados os efeitos dos principais tipos de processamentos sobre o processo de medição, destacando-se:

- Funções de janelas, e técnicas e truncamento de amostras;
- Função de transferência;
- Cálculo de valor eficaz;
- Cálculo de valor fasorial;
- Processamento em tempo real;
- Pós-processamento;

O estudo completo da etapa de processamento e pós-processamento encontra-se no apêndice 7.

## 6.10 BALANÇO DE INCERTEZAS

Para efetuar uma avaliação da relação de transformação do SMC foi efetuado um balanço de incertezas a priori, assim, foram consideradas as incertezas padrão quantificadas nos itens 6.1 ao 6.7.

A Figura 89 ilustra os módulos que compõem o SMC.

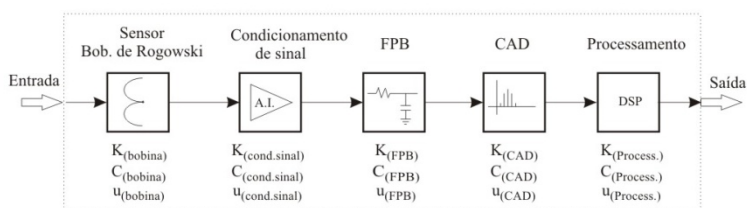


Figure 89 - Módulos constituintes do SMC.

Cada módulo que compõem a Figure 89 pode ser mapeado a partir de três parâmetros:

- Sensibilidade -  $K$ ;
- Correção -  $C$ ;
- Incerteza padrão -  $u$ .

Para determinar a incerteza expandida – devido à relação de transformação do SMC - foram consideradas apenas as componentes aleatórias e não compensáveis, sendo que as incertezas de ordem sistemáticas podem ser compensadas posteriormente a partir de um processo de calibração para cada SMC.

As fontes de incertezas foram analisadas, quantificadas e convertidas em incertezas padrão, seguindo os critérios do Guia para a Expressão da Incerteza de Medição - ISO-GUM, [20]. A Tabela 16 apresenta o valor da incerteza expandida, para a relação de transformação, obtida através da análise a priori. O balanço das incertezas está na Tabela 63, apêndice 8.

Tabela 16- Incerteza expandida para a análise a priori.

Parâmetro		Valor		Unidade
$U_{SMC}$	<b>Incerteza expandida</b>	$\pm$	<b>0,082</b>	%

O diagrama de Pareto da Figura 90 apresenta a contribuição de cada fonte de incerteza. Pode-se observar que o componente que contribui com a maior parcela de incerteza, 54 %, é o gerador de tensão de referência *ADR127*, especificamente no parâmetro *accuracy*. A segunda maior parcela, 32 %, é do gerador de tensão de referência *ADR421*, que também tem uma alta *accuracy*.

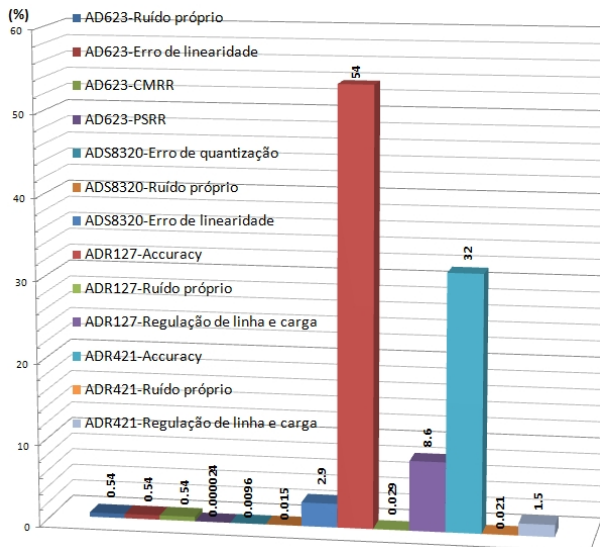


Figura 90 - Diagrama de Pareto sem deriva térmica.

A Tabela 64, apêndice 8, apresenta o balanço de incertezas considerando a deriva térmica. Para o cálculo da deriva térmica, foi considerada uma variação de temperatura de 85 °C, sendo  $T_0=0$  °C e  $T_1= 85$  °C. Este valor foi determinado considerando as informações contidas na norma técnica, [21], que especificava que os transformadores eletrônicos de corrente devem ser projetados para suportar, em condições especiais, um índice de radiação solar de até 1.000 W/m<sup>2</sup>. Com esta informação e com as características físicas e geométricas do gabinete, onde fica alojada a bobina de Rogowski e a placa de aquisição de corrente, foi utilizado o software *Engineering Equation Solver – EES*, para resolver equações numéricas que relacionam a índice de radiação solar e os parâmetros físicos do SMC. Como resultado, este software apresentou uma estimativa da temperatura no entorno, parede externa e no interior do gabinete. A temperatura na parede externa do gabinete, considerando-se uma radiação solar de 1.000 W/m<sup>2</sup>, foi estimada em (65 ±5) °C, sendo que a temperatura na parede interna foi estimada em (80 ±5) °C. Assim, estabeleceu-se uma variação térmica entre 0 °C e 85 °C. A Tabela 17 apresenta o resultado da incerteza expandida.

Tabela 17- Incerteza expandida do SMC com deriva térmica.

<b>Incerteza Expandida - <math>U_{SMC}</math> (Deriva)</b>	$\pm$	<b>0,52</b>	%
--	-------	-------------	---

Pelo diagrama de Pareto, Figura 91, observa-se que a incerteza predominante, devido à deriva térmica, está relacionada ao ganho do amplificador de instrumentação, que representa 59 % da incerteza total. A incerteza padrão obtida para o SMC, Tabela 16, sem a deriva térmica representa apenas 2,2 %.

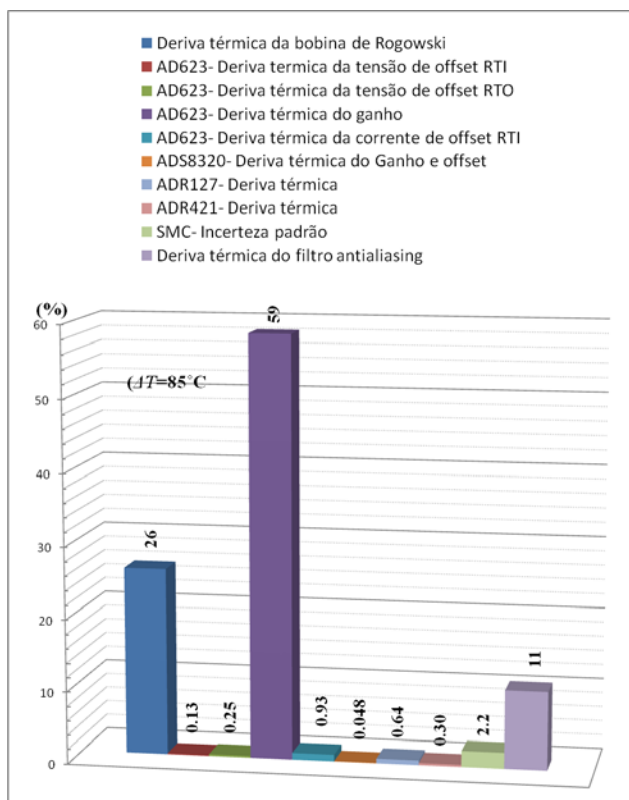


Figura 91 - Diagrama de Pareto com deriva térmica.



## 7 ENSAIOS REALIZADOS

Os ensaios realizados caracterizam um procedimento tipo A, cujos resultados obtidos foram avaliados estatisticamente para comparar com a análise a priori do SMC. Ao todo, foram realizados quatro ensaios:

- Placa de aquisição de corrente;
- Corrente aplicada;
- Corrente induzida;
- Tensão induzida.

Os itens abaixo apresentam cada um dos ensaios detalhadamente.

### 7.1 ENSAIO DA PLACA DE AQUISIÇÃO DE CORRENTE

O ensaio da placa de aquisição de corrente foi o primeiro ensaio a ser feito, ele serviu principalmente para avaliar a linearidade da placa de aquisição. Neste ensaio, os níveis dos sinais aplicados correspondem à faixa de medição da bobina de *Rogowski*.

A Figura 92 apresenta um esboço do esquema de montagem do ensaio de calibração.

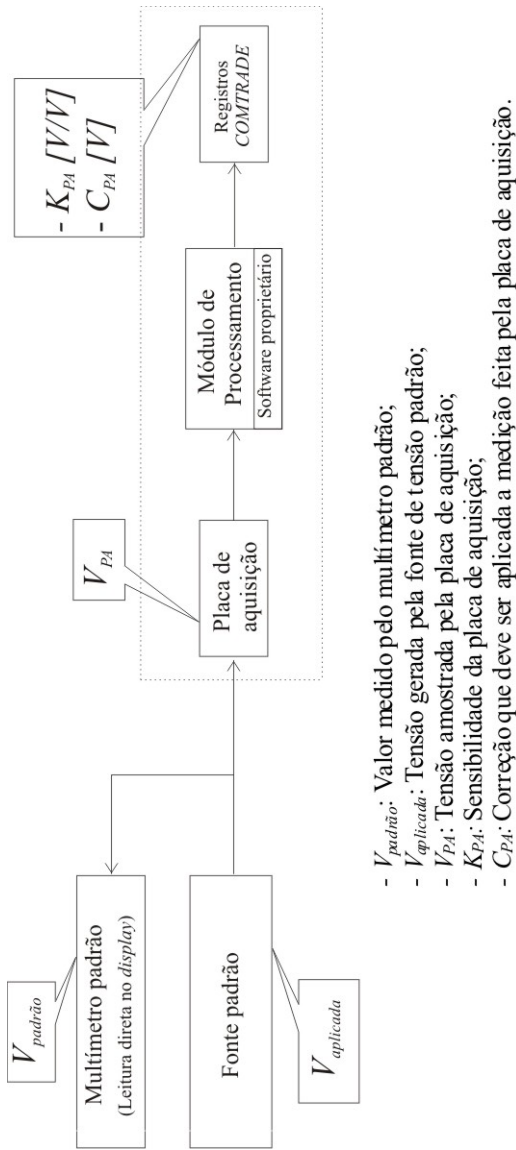


Figura 92 - Esquema da montagem do ensaio da placa eletrônica.

As condições do ensaio estão especificadas na Tabela 18.

Tabela 18- Condições do ensaio de calibração da placa de aquisição.

<b>Local do ensaio</b>	Laboratório de Metrologia e Automação – <i>LabMetro - UFSC</i>		
<b>Temperatura Ambiente</b>	(25 ± 2) °C		
<b>Instrumentos utilizados</b>			
Descrição	Fabricante	Modelo	Obs.
Fonte de tensão padrão	<i>FLUKE</i>	<i>5520A Calibrator</i>	Fonte com controle digital de 6 ½ dígitos, usada para aplicar tensão a placa de aquisição.
Multímetro padrão	<i>FLUKE</i>	<i>8508A ReferenceMultimeter</i>	Multímetro digital de 8 ½ dígitos utilizado para medir a tensão aplicada a placa de aquisição
<b>Características do sinal aplicado a placa de aquisição a ser calibrada</b>			
Descrição	frequência	Valor máximo pico	Obs.
Sinal de tensão	60 Hz	233 mV	Forma de onda senoidal.

A Figura 93 e a Figura 94 apresentam, respectivamente, o voltímetro e a fonte de tensão que foram utilizados no ensaio. A Figura 95 apresenta a placa de aquisição que foi submetida ao ensaio de calibração.



Figura 93 - Voltímetro utilizado no ensaio da placa de aquisição.



Figura 94 - Fonte de tensão usada no ensaio da placa de aquisição.

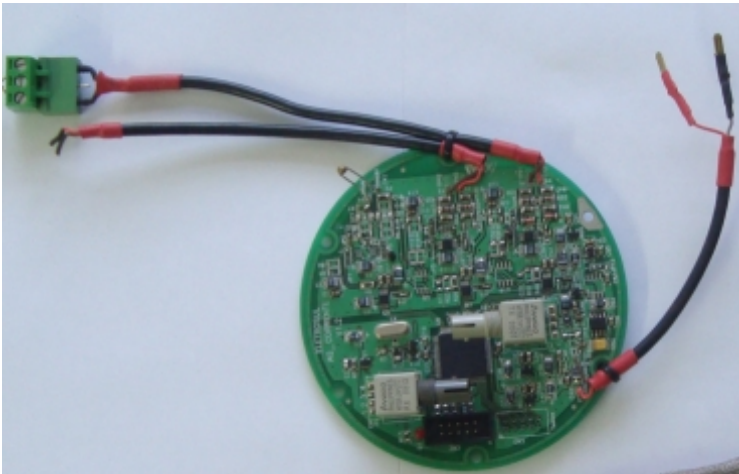


Figura 95 - Placa de aquisição a ser calibrada.

Para o ensaio de calibração foram seguidos os seguintes procedimentos:

- Os instrumentos foram energizados e assim permaneceram por um período de uma hora antes do início do ensaio;
- Foram efetuadas as conexões conforme o esquema da Figura 92, e verificadas as condições de aterramento do sistema;

- Foram aplicados,  $V_{aplicada}$ , cinco valores de tensão: 35 mV, 70 mV, 105 mV, 140 mV e 165 mV. Para cada valor aplicado foi aguardado um tempo de dez minutos antes de efetuar a leitura;
- Para cada valor de tensão aplicado, foram efetuadas três medições.

A Figura 96 e a Figura 97 apresentam as Curvas de Resposta - CR para a placa de aquisição e para o voltímetro padrão respectivamente. Pode-se observar a linearidade e semelhança entre elas. Assim, foi efetuado um ajuste de curva aplicando-se o método dos mínimos quadrados, e determinados os coeficientes, intercepto  $A$  e a inclinação  $B$ , Tabela 20.

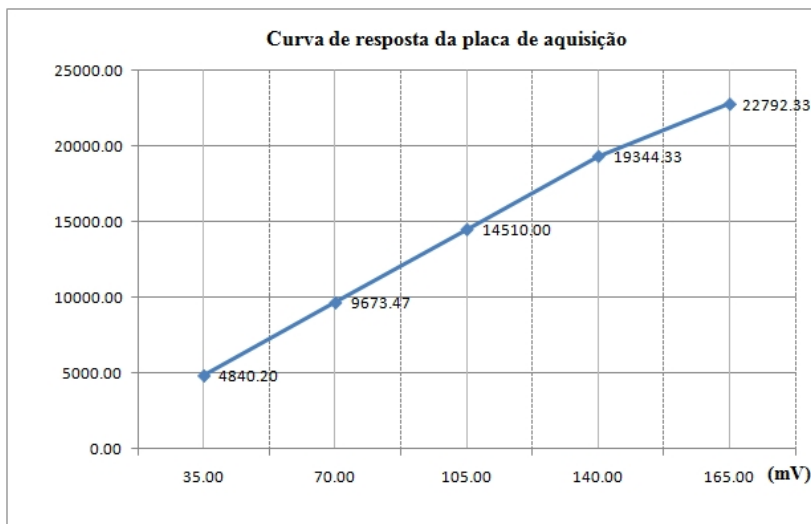


Figura 96 - CR da placa de aquisição ao estímulo de tensão.

Os valores do eixo da ordenada do Figura 96 correspondem aos valores “brutos” digitalizados, obtidos diretamente do conversor analógico digital, posteriormente esses valores serão utilizados para efetuar o ajuste de curva da placa de aquisição, Figura 99.

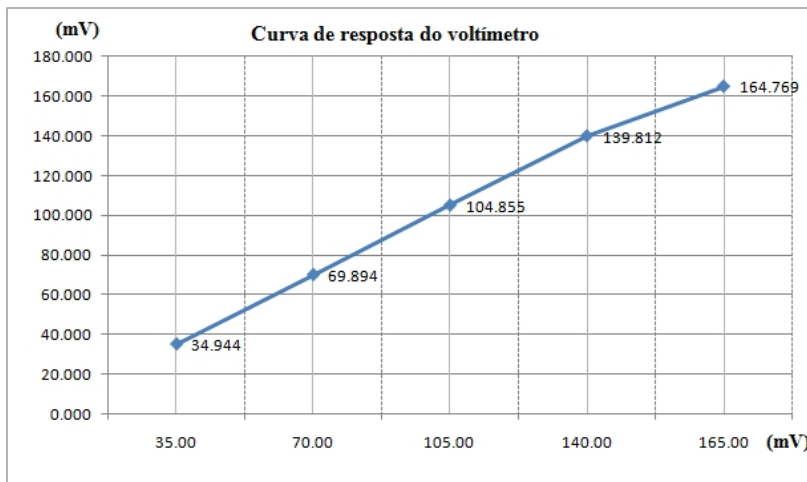


Figura 97 - CR do voltímetro ao estímulo de tensão (mV).

A Tabela 19 apresenta os valores medidos e ajustados pelo método dos mínimos quadrados.

Onde:

$V_{padr\tilde{a}o}$  = Valor medido pelo voltímetro padrão;

$V_{PA}$  = Valor medido pela placa de aquisição de corrente, estão em termos absolutos relativos ao CAD;

$V_{PAA}$  = Valores de tensão ajustados pelo método dos mínimos quadrados, em mV;

$U_{PA}$  = Incerteza expandida da placa de aquisição;

*Erro Máximo* = Corresponde ao erro máximo, em percentual, da placa de aquisição por faixa de medição.

Tabela 19- Determinação do erro máximo da placa de aquisição.

$V_{aplicada}$		$V_{padrão}(mV)$	$V_{PAA}(mV)$	$\pm U_{PA}(mV)$	$\pm$ <b>Erro máximo (%)</b>
1	35,0000	34,9442	34,9403	0,028	<b>0,081</b>
2	70,0000	69,8942	69,8907	0,025	<b>0,036</b>
3	105,0000	104,8551	104,8648	0,050	<b>0,048</b>
4	140,0000	139,8124	139,8229	0,038	<b>0,027</b>
5	165,0000	164,7688	164,7561	0,052	<b>0,031</b>

A Figura 98 apresenta os valores do erro máximo da curva de resposta, da placa de aquisição ajustada pelo método dos mínimos quadrados.

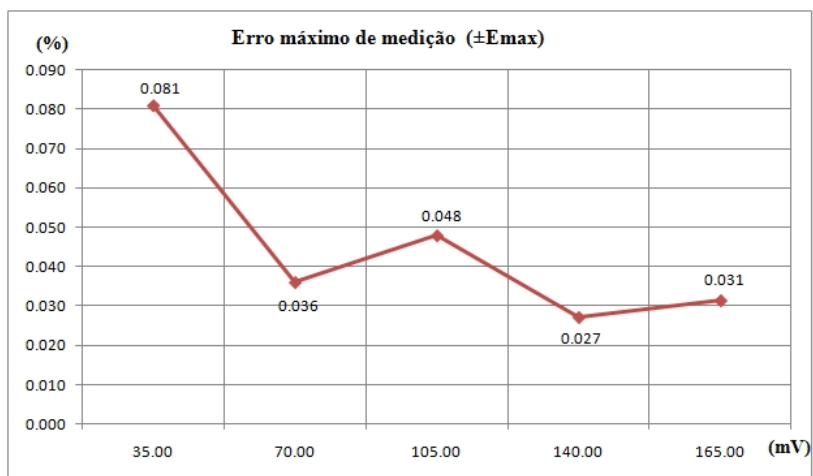


Figura 98 - Valor do erro da CR da placa de aquisição.

A Tabela 20 apresenta os coeficientes *intercepto A* e *inclinação B*, obtidos pelo método dos mínimos para o ajuste da curva de resposta da placa de aquisição de corrente. Nesta tabela também estão às incertezas expandidas relativas a cada coeficiente.

Tabela 20- Coeficientes obtidos por mínimos quadrados.

Coeficiente intercepto $A$ obtido por min. quadrados		Coeficiente de inclinação $B$ obtido por min. quadrados	
$A$	$\pm U_A$	$B$	$\pm U_B$
<b>-0,060</b>	<b>0,025</b>	<b>0,0072312</b>	<b>0,0000016</b>

A equação (95) rege a curva de resposta da placa de aquisição.

$$V_{PAA} = A + BV_{PA} \quad (95)$$

Onde:

$V_{PAA}$ : tensão  $V_{PA}$  ajustada na saída da placa de aquisição em  $mV$ ;

$V_{PA}$ : tensão medida pela placa de aquisição em valores de CAD.

A Figura 99 mostra a curva de resposta da placa de aquisição de corrente com os valores ajustados.

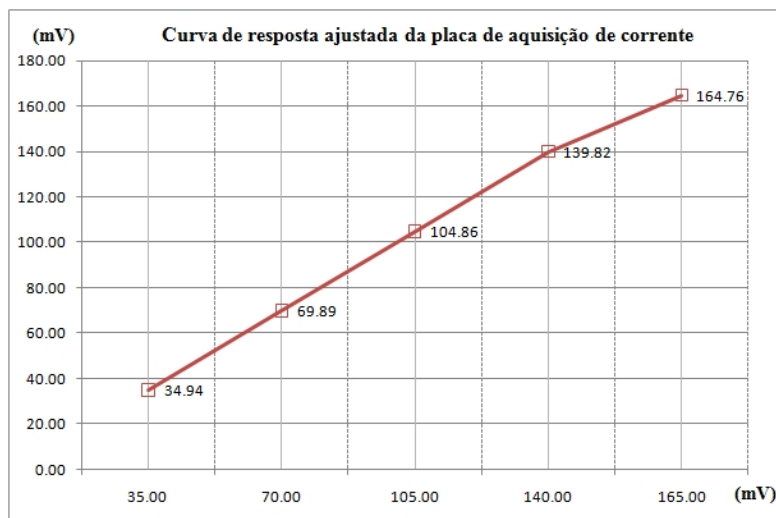


Figura 99 - CR ajustada para a placa de aquisição.



O valor RMS foi obtido a partir dos registros oscilográficos, no formato *COMTRADE*, [57], para cada ponto medido, sendo que os cálculos e análises dos registros forma feita no software *Matlab*. Para determinar o valor RMS da frequência fundamental, foi feita uma análise de *Fourier* através da transformada rápida de *Fourier – FFT*. Os dados eram formados por uma janela de dados contendo 800 pontos amostrados, totalizando 10 ciclos de 60 Hz.

Os resultados obtidos confirmam uma boa linearidade da placa de aquisição, e estão coerentes com os valores obtidos através da análise a priori.

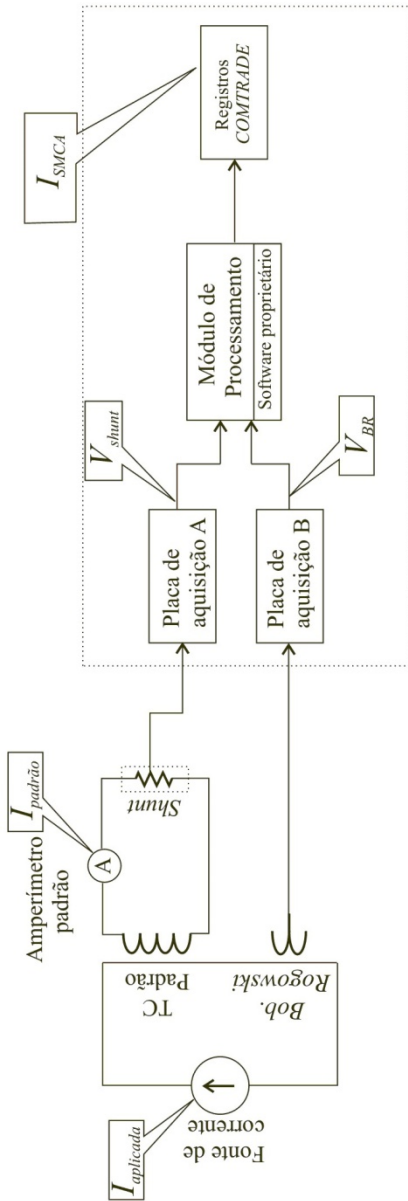
## 7.2 ENSAIO DE CORRENTE APLICADA

Após a confirmação das características da placa de aquisição, foi efetuado o ensaio de corrente aplicada com SMC, ele consistiu na aplicação de valores correntes até 3.000 A. As correntes foram medidas simultaneamente por duas placas de aquisição, uma conectada à bobina de Rogowski e outra a um elemento *shunt* instalado no secundário do TC padrão, ver esquema Figura 100. Em série com o *shunt* foi conectado um amperímetro padrão para medir a corrente no secundário do TC padrão. A bobina de Rogowski foi instalada no circuito primário, medindo a mesma corrente que passa no primário do TC padrão. Os sinais provenientes da bobina de Rogowski e do *shunt* foram amostrados simultaneamente, através das placas de aquisição *B* e *A* respectivamente. Estas placas, por sua vez, transmitiam os dados digitalizados ao módulo de processamento.

As condições do ensaio estão especificadas na Tabela 21.

Tabela 21- Condições do ensaio de corrente aplicada.

<b>Local do ensaio</b>	Laboratório de Alta Tensão- <i>LALT –Eletrosul- Sertão</i>		
<b>Temperatura Ambiente</b>	(25 ± 2) °C		
<b>Instrumentos utilizados</b>			
Descrição	Fabricante	Modelo	Obs.
Fonte de corrente	<i>Tettex</i>	<i>5263T</i>	Fonte de corrente para injetar valores de até 3.000A com frequência de 60 Hz.
Amperímetro padrão	<i>Agilent</i>	<i>34401A</i>	Multímetro digital de 6 ½ dígitos utilizado para medir a corrente no secundário do TC padrão.
TC padrão	<i>Tettex</i>	<i>4764</i>	TC padrão com erro de relação ±0,001 % e erro de fase de ±0.05 minutos. Corrente no secundário máxima 1 A.
<b>Características do sinal aplicado ao SMC</b>			
Descrição	frequência	Valor máximo	Obs.
Sinal de corrente	60 Hz	3.000 A	Forma de onda senoidal.



- $I_{aplicada}$ : Corrente primária, aplicada ao TC padrão;
- $I_{padrao}$ : Corrente medida pelo amperímetro padrão no secundário do TC padrão;
- $V_{shunt}$ : Tensão amostrada pelo elemento sensor shunt no secundário do TC padrão;
- $V_{BR}$ : Tensão amostrada pela bobina de Rogowski no primário do TC padrão;
- $I_{SMCA}$ : Valor da corrente ajustada do SMC medida pela bobina de Rogowski.

Figura 100 - Esquema de montagem do ensaio de corrente aplicada.

A Figura 101 apresenta a montagem do ensaio nas dependências do Laboratório de Alta Tensão da Eletrosul.

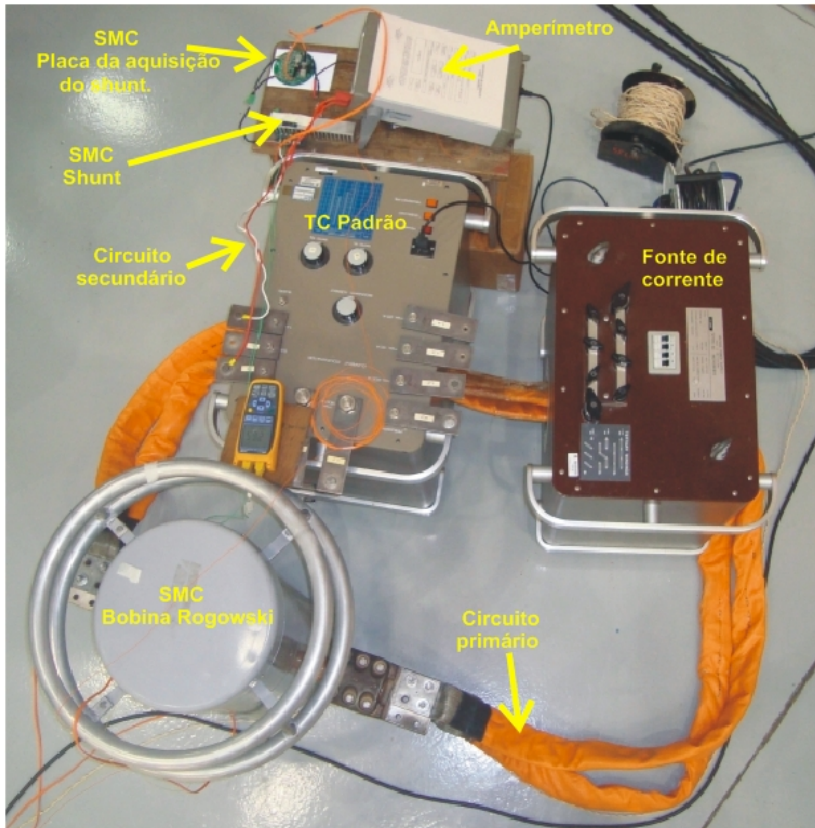


Figura 101 - Montagem do ensaio de corrente aplicada.

O ensaio de corrente aplicada seguiu os procedimentos conforme os passos estabelecidos abaixo:

- Os instrumentos foram energizados e assim permaneceram por um período de uma hora antes do início do ensaio;

- Foram efetuadas as conexões conforme o esquema da Figura 101, e verificadas as condições de aterramento do sistema;
- Foram aplicados,  $I_{aplicada}$ , sete valores de corrente conforme a sequência: 350 A, 500 A, 1.000 A, 1.500 A, 2.000 A, 2.500 A e 3.000 A. Antes da leitura de cada valor foi aguardado um tempo de dez minutos;
- Para cada valor de tensão aplicado, foram efetuadas três medições no amperímetro, e gerados três registros oscilográficos no SMC;
- Neste ensaio também foi feita medição na “descida”, decrementando os valores nos mesmos patamares de “subida”, para verificar a *histerese* do SMC.

O gráfico da Figura 102 e da Figura 103, apresentam as curvas de respostas do amperímetro padrão e do SMC respectivamente.

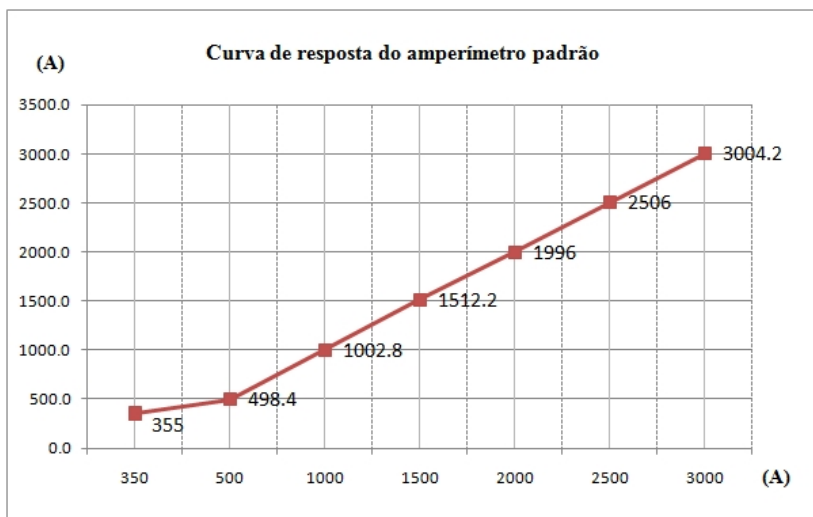


Figura 102 - CR do amperímetro padrão.

A curva de resposta da Figura 102 representa a média de três pontos da subida e três pontos de descida para cada patamar, totalizando uma média de seis pontos por patamar. Desta forma, no erro de linearidade fica incluído o erro de histerese. Este procedimento também foi adotado para a curva de resposta do SMC, Figura 103. Os valores do

eixo ordenado da Figura 103 representam os dados “brutos” digitalizados.

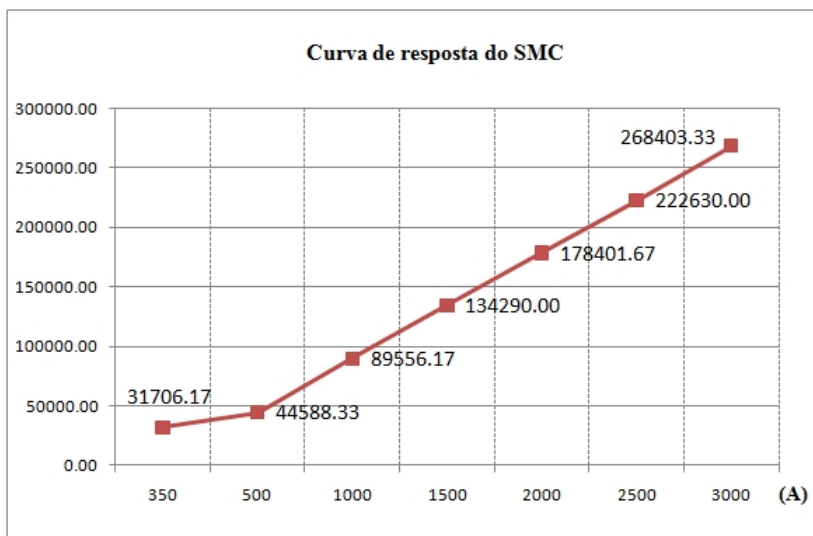


Figura 103 - CR do SMC.

Dado que existe uma similaridade entre as curvas de resposta do SMC e do amperímetro padrão, foi efetuado um ajuste de curva aplicando-se o método dos mínimos quadrados. Os valores dos coeficientes, intercepto e inclinação, estão na Tabela 22 com suas respectivas incertezas.

Tabela 22- Coeficientes obtidos por mínimos quadrados.

Coeficiente linear		Coeficiente angular	
$A$	$\pm U_A$	$B$	$\pm U_B$
<b>-0,301</b>	<b>0,044</b>	<b>0,011218</b>	<b>0,000027</b>

Onde, o valor ajustado  $I_{SMA}$  é dado pela equação (96) abaixo.

$$I_{SMA} = A + BI_{SM} \quad (96)$$

Para verificar a adequabilidade do modelo de regressão linear, foi efetuada uma análise com os valores dos resíduos. A Figure 104 apresenta os valores dos resíduos normalizados, pode-se observar a inexistência de *outliers*, pois os valores estão entre -2 e +2, [66].

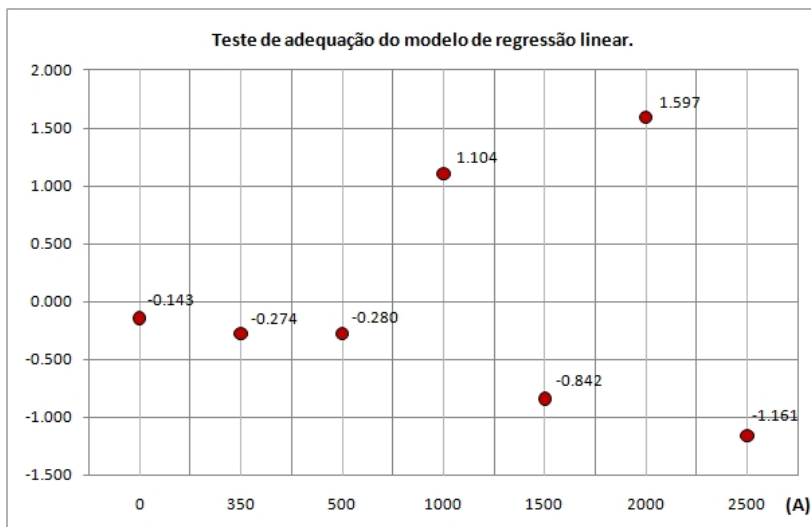


Figure 104 - Teste de adequabilidade do modelo de regressão.

Com os coeficientes determinados, foi efetuado o ajuste da curva de resposta do SMC, os resultados juntamente com a calibração estão na Tabela 23. Para cada valor de corrente aplicado foi determinada a incerteza expandida,  $U_{SMC}$ . A incerteza foi obtida através de uma calibração do SMC no mesmo ensaio que determinou o ajuste da curva de resposta. Para compor a incerteza expandida foram consideradas as seguintes fontes de incertezas:

- Desvios padrão associados às medições do amperímetro padrão;
- Desvio padrão das medições do SMC;
- Erro máximo do amperímetro padrão extraído do manual do fabricante;
- Erro de relação do transformador de corrente padrão;

Na Tabela 23 o valor  $I_{padr\tilde{a}o}$  corrigido refere-se à média dos seis pontos com a respectiva correção obtida do certificado de calibração.

Tabela 23- Valores medidos pelo SMC ajustados.

	$I_{aplicada}$ (A)	$I_{padr\tilde{a}o}$ (A)	$I_{SMCA}$ (A)	$\pm U_{SMC}$ (A)	$\pm U_{SMC}$ (%)
1	350,0000	354,5795	355,3654	2	<b>0,62</b>
2	500,0000	498,3700	499,8723	2,4	<b>0,48</b>
3	1000,0000	1002,7665	1004,3030	3,9	<b>0,39</b>
4	1500,0000	1512,1605	1506,1088	7,2	<b>0,48</b>
5	2000,0000	1996,3215	2000,9353	7,3	<b>0,36</b>
6	2500,0000	2505,8245	2497,0706	11	<b>0,44</b>
7	3000,0000	3004,1700	3010,5371	10	<b>0,34</b>

A Figure 105 ilustra o erro máximo do SMC.

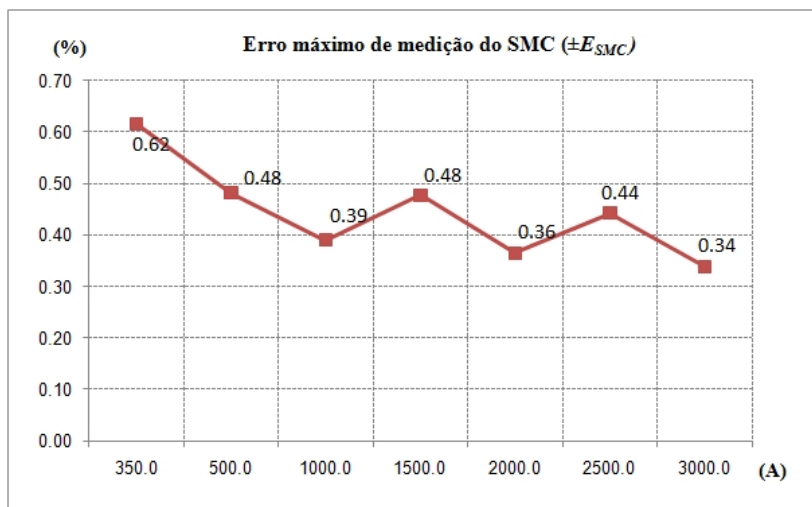


Figure 105 - Erro máximo por patamar de corrente aplicada.

A Figure 106 apresenta o diagrama de Pareto das incertezas relativas ao ensaio de corrente aplicada. A Figura 107 compara os valores dos desvios padrão do SMC e do amperímetro, apenas no



patamar de 2.000 A o desvio padrão do SMC é ligeiramente maior que o padrão, nos restantes das medições ele é inferior.

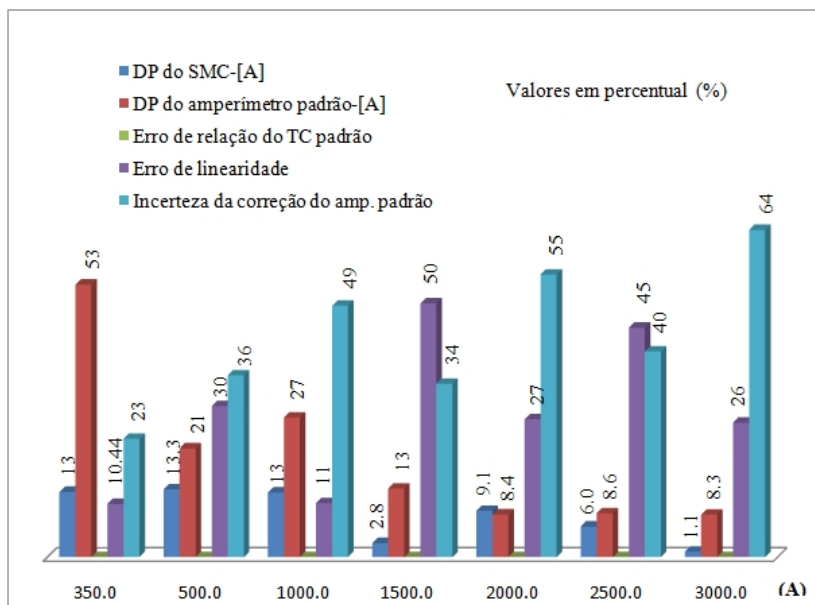


Figure 106 - Diagrama de Pareto do ensaio de corrente aplicada.

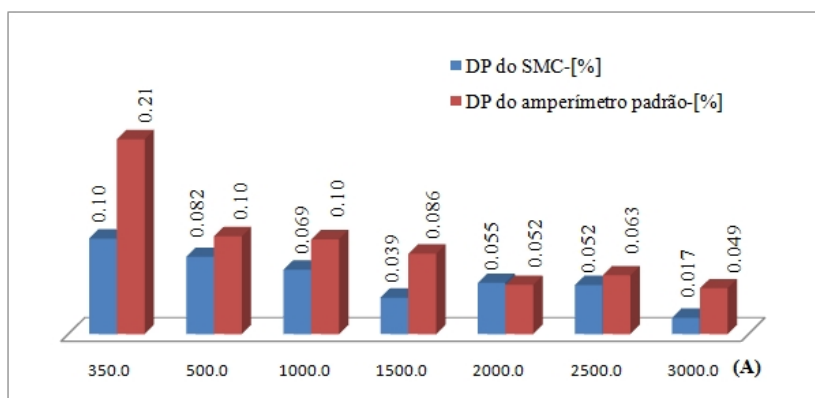
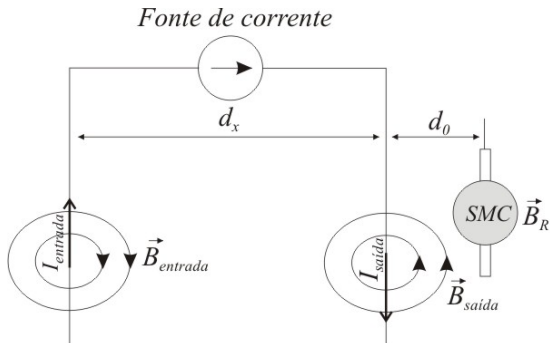


Figure 107 - Desvios-padrão do SMC e do amperímetro padrão.

### 7.3 ENSAIO DE CORRENTE INDUZIDA

O ensaio de corrente induzida serviu para determinar a imunidade do SMC aos campos magnéticos presentes numa linha de transmissão, este ensaio também foi feito nas dependências do LALTE.

Devido à limitação relativa ao comprimento do cabo utilizado para circulação da corrente, pois para cabos muito compridos ocorre aquecimento elevado por efeito *Joule*, foi utilizado um cabo de 4 metros. Esta limitação na montagem do ensaio reduz o efeito da indução, pois o campo magnético resultante,  $\vec{B}_R$ , sobre o MPC é a composição de dois campos magnéticos opostos  $\vec{B}_{saída}$  e  $\vec{B}_{entrada}$ . A Figura 108 apresenta o esquema de montagem do ensaio, onde o objeto induzido é o SMC.



$I_{saída}$  = Corrente que sai da fonte;

$I_{entrada}$  = Corrente que entra na fonte;

$B_{saída}$  = Campo magnético devido a  $I_{saída}$ ;

$B_{entrada}$  = Campo magnético devido a  $I_{entrada}$ ;

$d_x$  = Distância em metros entre os dois lados do cabo condutor da corrente da fonte;

$d_0$  = Distância em metros entre o SMC e o lado do cabo por onde passa  $I_{saída}$ ;

Figura 108 - Esquema do ensaio de corrente induzida.

O módulo do campo magnético resultante  $\vec{B}_R$  é dado pela equação (97).

$$B_R = B_{saída} - B_{entrada} \quad (97)$$

Os campos magnéticos  $\vec{B}_{saída}$  e  $\vec{B}_{entrada}$  são gerados pelas correntes  $I_{saída}$  e  $I_{entrada}$ , respectivamente. Do ponto de vista da fonte elas representam mesma corrente, contudo do ponto de vista do SMC, são correntes em sentidos opostos.

Devido aos efeitos opostos, relativo aos sentidos das correntes, o sinal induzido na bobina de Rogowski não corresponde apenas à indução magnética  $\vec{B}_{saída}$ . Assim, para quantificar apenas a indução devida a este campo, foi adotado um procedimento para determinar uma constante  $K$ , e desta forma compensar o efeito oposto da indução do campo magnético  $\vec{B}_{entrada}$ .

O procedimento consistiu em posicionar o SMC a uma distância  $d_0$  do cabo por onde circula  $I_{saída}$ , e a uma distância,  $d_0+d_x$ , do condutor de retorno, por onde circula a corrente  $I_{entrada}$ .

A equação (98) relaciona o erro ao campo magnético induzido no SMC.

$$erro_{induzida} = k \times \frac{I}{d} \quad (98)$$

$$erro_{induzida} = k \times \frac{I_{saída}}{d_0} - k \times \frac{I_{entrada}}{d_x} \quad (99)$$

$$I = I_{saída} = I_{entrada} \quad (100)$$

$$erro_{induzida} = k \times I \left( \frac{1}{d_0} - \frac{1}{d_x} \right) \quad (101)$$

Com a equação (101) e com os valores medidos no experimento de corrente induzida, o valor de  $k$  pôde ser determinado. Assim, com o conhecimento do valor de  $k$ , o erro associado apenas à corrente  $I_{entrada}$  pode ser quantificado.

No ensaio de corrente induzida, foram feitas medições para três distâncias  $d_x$ , mantendo-se a distância  $d_0$  fixa. Para cada distância  $d_x$  foram aplicados três valores de corrente: 1.000 A, 2.000 A e 3.000 A, gerando três registros para cada patamar de corrente aplicada.

A Figura 109, Figura 110 e Figura 111, apresentam a montagem do ensaio de corrente induzida para três distâncias  $d_x=0.3$  m,  $d_x=0.6$  m e  $d_x=0.9$  m, respectivamente.

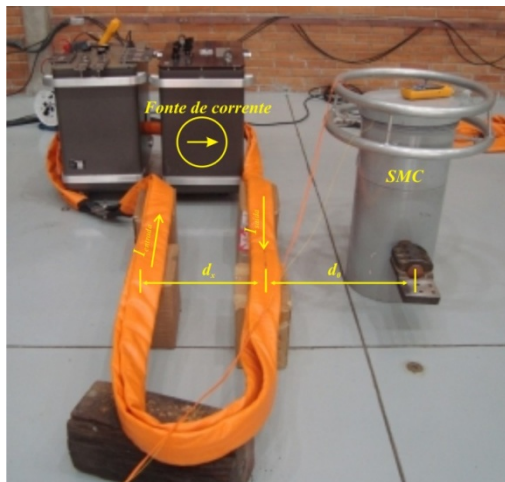


Figura 109 - Ensaio de corrente induzida com  $d_x=0.30$ m.

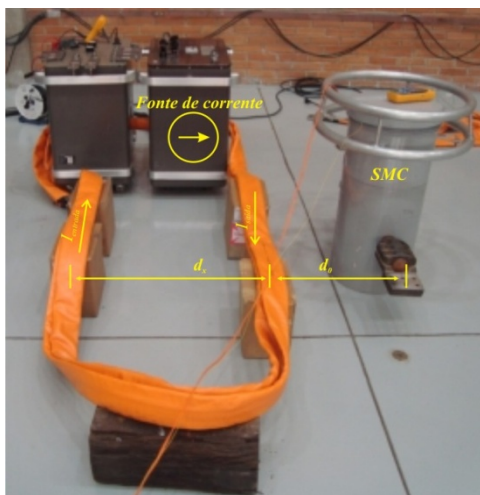


Figura 110 - Ensaio de corrente induzida com  $d_x=0.60$ m.

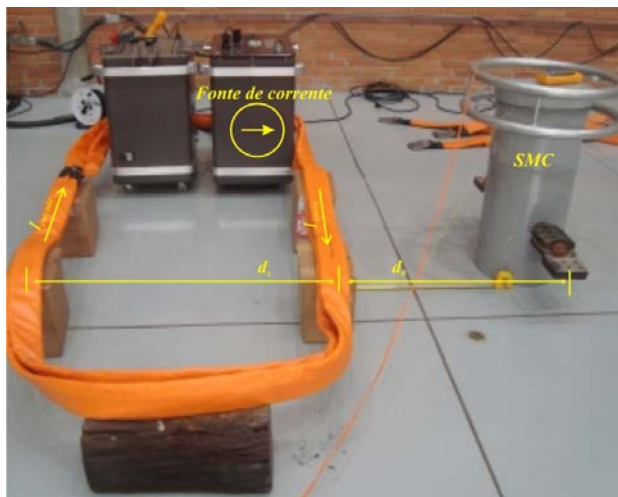


Figura 111 - Ensaio de corrente induzida com  $d_x=0.90\text{m}$ .

O valor relativo ao erro total,  $erro_{induzido}$ , devido aos efeitos dos campos magnéticos opostos, foi obtido calculando-se o valor eficaz para cada registro de dados referentes a cada patamar de corrente. Com o valor do  $erro_{induzido}$  determinado, pode-se obter o valor de  $K$ , dado pela equação (102).

$$k = \frac{erro_{induzido}}{I} \times \left( \frac{d_x \times d_0}{d_0 - d_x} \right) \quad (102)$$

A Tabela 24 apresenta o cálculo do valor de  $K$  para as três distâncias  $d_x$ , em função das correntes aplicadas.

Tabela 24- Determinação do valor da constante k.

Corrente aplicada $I$ (A)	Distância $d_x$ (m)			Parâmetro $K$			
	0,6	0,9	1,2	$K1$	$K2$	$K3$	$K_{médio}$
1000	0,500	0,434	0,409	0,000027	0,000023	0,000022	0,000022
2000	0,896	0,800	0,747	0,000024	0,000022	0,000020	
3000	1,27	1,16	1,07	0,000023	0,000021	0,000019	

Após a obtenção do valor de  $K$ , foram utilizadas duas formas de representar o erro associado à corrente induzida, uma fixando-se a corrente em 3.000 A e variando-se a distância  $d_x$ , Figura 112. Outra, fixando-se a distância  $d_x$ , 5 m, que é aproximadamente a distância entre duas fases adjacentes numa linha de transmissão, e variando-se a corrente na linha, Figura 113.

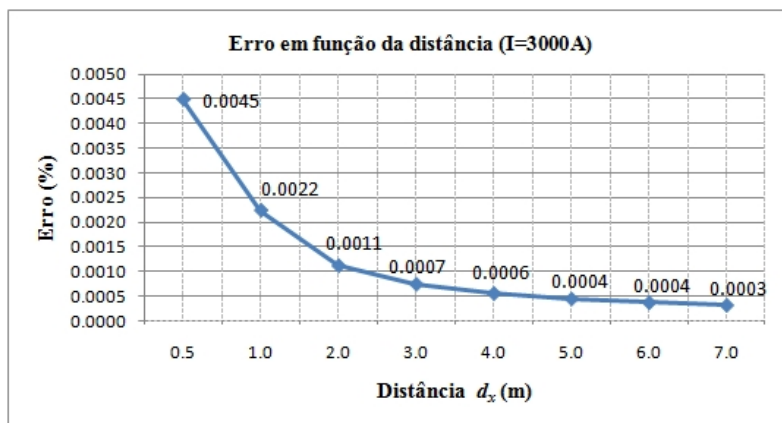


Figura 112 - Erro devido à corrente induzida.

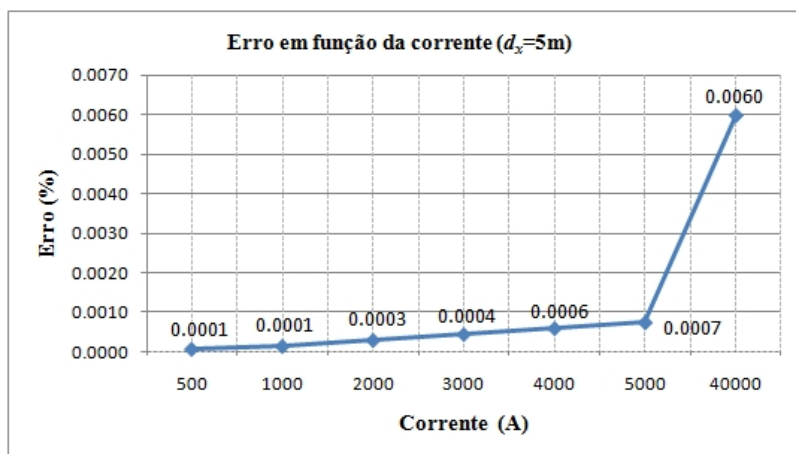


Figura 113 - Erro de corrente induzida em função da corrente  $I$ .

Na Figura 113, foi adicionado um patamar de corrente de 40.000 A, que representa um possível valor da corrente de curto-circuito numa linha de 550 kV. Mesmo nesta condição severa, pode-se ver um erro muito pequeno da ordem de 0.06 %. Pela Figura 112, analisando-se o pior caso, observa-se que uma corrente com magnitude de 3.000 A passando por um condutor a uma distância de 0.5 m do SMC, o erro de indução é desprezível, da ordem de 0.04 %.

Pelos resultados obtidos, pode-se concluir que a parcela do erro associada à corrente induzida, é insignificante no contexto do SMC.

#### 7.4 ENSAIO DE TENSÃO INDUZIDA

Pelo fato da placa de aquisição do SMC ficar alojado no potencial da linha de transmissão, a mesma está sujeita aos campos elétricos gerados pelas fases adjacentes e ao potencial da própria fase. Para verificar se a mesma é suscetível a campos elétricos de alta intensidade, foi efetuado um ensaio de tensão induzida, este ensaio também foi feito no Laboratório de Alta Tensão da Eletrosul – LALTE.

O campo elétrico, devido à alta tensão, pode induzir potenciais na bobina de Rogowski, inserindo erro na medição. Para quantificar este erro, foram feitos ensaios de tensão aplicando potenciais equivalentes ao de uma linha de transmissão. O potencial entre fase e terra numa linha de 550 kV é de 317 kV, este potencial gera campos elétricos de magnitudes da ordem de 63 kV/m, ou 63 V/mm.

A Figura 114 apresenta a estrutura de montagem da bobina de Rogowski e a placa de aquisição no gabinete superior do MPC. Esta estrutura foi utilizada no ensaio de tensão induzida. Devido às descargas parciais associadas aos elementos do gabinete do MPC, foi utilizado um anel corona na parte superior e inferior do gabinete, para equipotencializar o campo elétrico nessas regiões. Outro cuidado tomado com relação à equipotencialização foi uma conexão metálica feita entre o link de cobre, onde é aplicado o potencial, e o gabinete metálico que aloja a placa de aquisição. Um dos terminais de saída da bobina de Rogowski também foi conectado ao link.

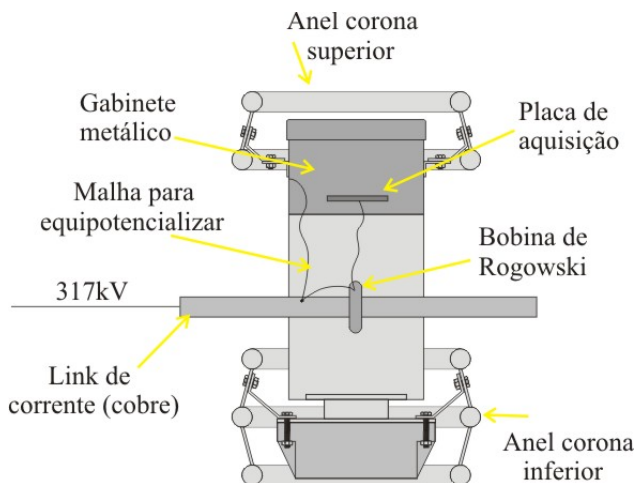


Figura 114 - Estrutura do gabinete para ensaio de tensão induzida.

A Figura 115 apresenta uma foto do SMC montado para o ensaio de tensão induzida no laboratório de alta tensão da Eletrosul.

O procedimento adotado consistiu em aplicar dois patamares de tensão, 0 kV e 317 kV, para cada patamar foram gerados três registros de dados de medição, os valores obtidos estão na Tabela 25. Como pode ser observado, tanto o valor de tensão medido pelo SMC com potencial de 0 kV, quanto o valor medido em 317 kV, apresentam praticamente a mesma magnitude e o erro percentual é da ordem de 0.002%.

Tabela 25- Valor da tensão induzida no SMC.

Tensão aplicada	0 kV			317 kV		
Medição	1	2	3	4	5	6
Valor medido (CAD)	3.931	3.811	4.393	3.022	3.090	3.106
Valor RMS médio (CAD)	4.05			3.07		
Valor RMS médio (A)	0.05			0.04		
Erro (%)	0.002			0.001		





Figura 115 - Montagem do MPC para ensaio de tensão induzida.

A Figura 116 apresenta o valor RMS, ponto-a-ponto, para uma janela de 800 pontos, do valor de tensão induzida no SMC aplicando-se um potencial de 317 kV.

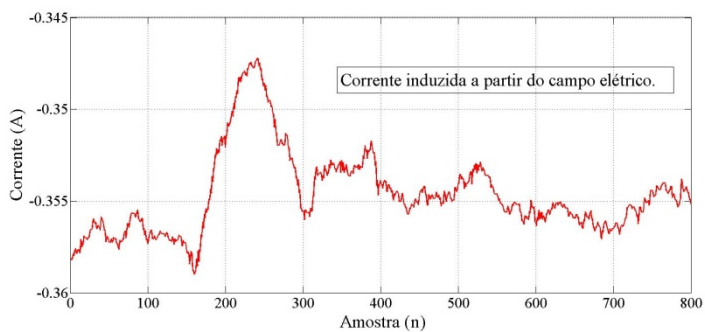


Figura 116 - Valor RMS da tensão induzida no potencial de 317 kV.

Assim, dado o potencial praticamente nulo, induzido pela tensão na linha, conclui-se que o erro de medição associado à tensão induzida, no âmbito do SMC para níveis de tensão de até 317 kV, é desprezível.

## 8 CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

O presente trabalho propôs apresentar o desenvolvimento e a análise metrológica de um sistema de medição de corrente, tendo como objetivo classificá-lo como um instrumento de classe de exatidão 0,5, [21]. Isto implica que o sistema desenvolvido deve apresentar um erro de fase máximo de  $\pm 0,5^\circ$  e erro de relação máximo de  $\pm 0,5\%$ , na faixa de medição que compreende:  $0,2I_N < I_N < 1,2I_N$ , sendo  $I_N$  a corrente nominal cujo valor de referência é de 2.500 A. Para atingir este objetivo, foram adotados dois tipos de abordagens: a priori e experimental.

As conclusões serão apresentadas em três etapas, a primeira faz uma avaliação do desenvolvimento do sistema e as características técnicas atingidas. A segunda etapa apresenta uma análise sobre os resultados obtidos a partir da abordagem a priori. Na terceira etapa é feita uma análise dos resultados obtidos através dos experimentos.

### 8.1 AVALIAÇÃO DO DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA DE MEDIÇÃO DE CORRENTE

Quanto ao sistema de medição de corrente projetado, pode-se concluir que as principais exigências foram atendidas. Dentre as quais destacam-se:

- Imunidade aos problemas de compatibilidade eletromagnética em linhas de transmissão, principalmente àqueles associados aos campos magnéticos e elétricos intensos;
- Alimentação do circuito eletrônico sem comprometimento da isolação do sistema e sem a necessidade de manutenções periódicas;
- Circuito eletrônico de baixíssimo consumo de energia;
- Transdutor bobina de Rogowski de fácil manufatura e bom desempenho metrológico;
- Processo de transmissão dos dados digitalizados eficiente;

- Os componentes eletrônicos apresentaram boas características metrológicas, confirmadas pelo ensaio com a placa de aquisição de corrente;
- Instalação do sistema na linha de transmissão por meio de uma estrutura de altíssima isolamento elétrica, utilizando-se isoladores de porcelana;
- O *firmware* desenvolvido para a placa de aquisição de corrente apresentou simplicidade e eficiência nos processos de controle de aquisição e de transmissão dos dados digitalizados.

## 8.2 RESULTADOS DA ANÁLISE A PRIORI

Na análise a priori foram avaliados - isoladamente - os módulo que constitui o sistema de medição de corrente. Este método parte das seguintes hipóteses: os módulos não apresentam correlação entre si; quando conectados um módulo não afeta as características metrológicas do outro. Para compor a incerteza combinada, através da análise a priori, foram consideradas apenas as componentes aleatórias e não compensáveis. Observa-se que cada transformador eletrônico de corrente deve ser calibrado antes de utilizado, assim, as componentes de incerteza de ordem sistemática podem ser compensadas.

### 8.2.1 Módulo Bobina de Rogowski e Placa de Aquisição

Dado que a bobina de Rogowski foi desenvolvida especificamente para o projeto, o seu modelo teve que ser avaliado para determinação dos seus parâmetros: indutância mútua, indutância própria, resistência do enrolamento e capacitâncias parasitas.

Na análise dos parâmetros da bobina de Rogowski observou-se que a não uniformidade da secção transversal da bobina correspondeu a 95,2 % do valor da incerteza padrão da indutância mútua. Assim, na confecção da bobina deve-se tomar alguns cuidados, especialmente no processo calandragem e montagem das espiras.

A bobina de Rogowski e o circuito de proteção de entrada, foram interligados e submetidos às simulações no software PSpice.

Através dessas simulações foi possível avaliar: o atraso de fase, atenuação em 60 Hz, frequência de corte e frequência de ressonância.

O valor obtido para o atraso de fase na frequência de 60 Hz foi de  $(-0,0476 \pm 0,0017)^\circ$ , o valor da incerteza foi obtida submetendo-se o circuito a uma análise de Monte Carlo. A parcela sistemática pode ser compensada, porém seu valor está bem baixo e não é significativo.

A atenuação obtida em 60 Hz foi de  $(-0,03575 \pm 0,00022)$  dB, que corresponde a  $(-0,4125 \pm 0,0025)$  %, este valor é bem significativo, contudo é uma incerteza de ordem sistemática, que pode ser compensada para a componente fundamental.

A frequência de corte do estágio de entrada ocorreu em 51 kHz, superior a dos transformadores de corrente convencionais.

A frequência de ressonância manifestou-se em 3 MHz, normalmente os sinais presentes na linha de transmissão, com componentes nesta banda de frequência, não apresentam energia suficiente para afetar o processo de medição em regime permanente.

### 8.2.2 Módulo Filtro Antialiasing

A atenuação em 60 Hz, devida ao filtro *antialiasing*, foi avaliada através de simulações no software PSpice submetendo-o a uma análise de Monte Carlo. Nestas simulações foram consideradas as tolerâncias dos componentes eletrônicos e suas derivas térmicas. Assim, pôde-se estabelecer o valor da atenuação para três valores de temperatura, 0 °C, 25 °C e 85 °C, que correspondem respectivamente a:  $(0,02500 \pm 0,00042)$  %,  $(0,034 \pm 0,011)$  % e  $(-0,06600 \pm 0,00058)$  %. Para a componente de 60 Hz, as incertezas de ordem sistemáticas são compensáveis.

O erro de fase associado ao filtro também foi avaliado, este erro corresponde ao atraso de fase de  $(-1,481 \pm 0,013)^\circ$ . Este valor está bem acima do valor esperado, porém, ele representa uma incerteza de ordem sistemática na frequência de 60 Hz.

Sabe-se que filtros ativos de ordem superior são mais adequados à função de filtro *antialiasing*, assim, devido às limitações do filtro passivo utilizado, propõem-se melhorias ao projeto para atender às exigências quanto à redução do fenômeno do *aliasing* e um estudo para avaliar a compensação devido ao atraso de fase, especificamente na frequência de 60 Hz. Convém observar que o filtro utilizado não afetou ou inviabilizou os ensaios, pois o sinal aplicado tinha limitação em banda e restringia-se a frequência de 60 Hz.

### 8.2.3 Resultados Obtidos para o Erro de Relação

Pelos resultados obtidos para a incerteza expandida, através da análise a priori, pode-se concluir que o sistema desenvolvido atingiu o objetivo, pois o valor da incerteza expandida para a relação de transformação foi de  $\pm 0,083$  % ao longo de toda a sua faixa de medição, que corresponde a faixa de 0 A a 3.000 A.

As fontes de incertezas com maior influência no resultado foram: em primeiro, a incerteza devida ao *accuracy* do gerador de tensão de referência *ADR127*, com peso de 54 %; em segundo, a incerteza devida ao *accuracy* do gerador de tensão de referência *ADR421*, com peso de 32 %; em terceiro, a regulação de linha e de carga do gerador *ADR127* com peso de 8,6 %. Apenas essas três fontes de incertezas contribuíram com 95,6 % da incerteza total.

Uma segunda análise foi efetuada com o objetivo de avaliar a variação da incerteza em função da variação de temperatura. Para uma variação de temperatura entre 0 °C e 85 °C, a incerteza expandida obtida foi de  $\pm 0,52$  %. O resultado ficou um pouco acima do esperado, porém foram identificadas as fontes de incertezas que mais contribuíram para este fator, assim ajustes podem ser efetuados para melhorar o desempenho do sistema em função da temperatura.

Na análise com variação de temperatura, as fontes de incertezas com maior influência foram: em primeiro, a deriva térmica do ganho do amplificador de instrumentação, com peso de 59 %; em segundo, a deriva térmica da bobina de Rogowski, com peso de 26 %; em terceiro, a deriva térmica do filtro *antialiasing*, com 11 %. Apenas estas três fontes de incertezas contribuíram com 96 % da incerteza total do sistema.

### 8.2.4 Resultados Obtidos para o Erro de Fase

Para compor o erro de fase, foram consideradas quatro fontes de incertezas: atraso de fase do estágio de entrada, composto pela bobina de Rogowski e pelo circuito de proteção; erro de fase devido ao amplificador de instrumentação; atraso de fase do filtro *antialiasing*; atraso de fase do conversor analógico digital.

O valor obtido para o atraso de fase total do sistema, especificamente na frequência de 60 Hz, foi de  $(-2,255 \pm 0,073)$  °, este atraso de fase corresponde a uma incerteza de ordem sistemática. A única incerteza relativa ao erro de fase não compensável é do amplificador de instrumentação. O filtro *antialiasing* e o estágio de

entrada foram simulados no ambiente PSpice, onde foram obtidos os valores dos atrasos de fase e suas respectivas incertezas, através do método Monte Carlo. O atraso de fase do conversor analógico digital e o erro de fase do amplificador de instrumentação foram determinados a partir de informações contidas nos *datasheets*.

### **8.2.5 Conclusão da Análise a Priori**

O sistema desenvolvido pode melhorar a sua incerteza de medição adotando-se componentes com melhores características metrológicas, especificamente quanto aos geradores de tensão de referência. A deriva térmica do amplificador de instrumentação pode ser reduzida através de dois procedimentos: substituindo-se o amplificador de instrumentação por outro que apresente baixa deriva térmica, ou adotando-se um método de compensação. A opção de compensar a deriva térmica seria eficaz se fossem corrigidas simultaneamente as derivas da bobina e do filtro, esta técnica, embora complexa, reduziria significativamente a incerteza de medição devida à deriva térmica.

## **8.3 RESULTADOS DOS EXPERIMENTOS**

Para avaliar um exemplar do sistema de medição desenvolvido, foram efetuados três ensaios: ensaio de corrente aplicada; ensaio de corrente induzida; ensaio de tensão induzida. Um quarto ensaio foi efetuado para avaliar apenas a placa de aquisição de corrente. As análises dos resultados obtidos seguem abaixo.

### **8.3.1 Análise dos Resultados do Ensaio com a Placa de Aquisição de Corrente**

O ensaio com a placa de aquisição foi o primeiro a ser feito, pois caso a mesma não apresentasse os resultados esperados ela teria que ser refeita para dar continuidade ao desenvolvimento do trabalho.

Os resultados obtidos confirmaram os resultados esperados. Sendo que o erro máximo obtido foi de  $\pm 0,092$  % na faixa de medição entre 500 A e 3.000 A.

### 8.3.2 Ensaio de Corrente Induzida

Este ensaio serviu para avaliar a imunidade do sistema de medição aos campos magnéticos intensos, inerentes, às linhas de transmissão. Os problemas associados a este tipo de ensaio são os altos valores das correntes envolvidas e o comprimento reduzido do cabo que as conduz. Esta limitação implicou que a instalação do ensaio tivesse uma topologia bem diferente de uma instalação em linhas de transmissão. Pois a limitação no comprimento do cabo fazia com que a corrente de retorno contribui-se para a atenuação do campo magnético resultante sobre o sistema de medição. Assim, foi proposta uma abordagem alternativa, que consistiu em quantificar o valor da atenuação da corrente de retorno e posteriormente compensá-la. Esta abordagem permitiu determinar o valor da corrente induzida no sistema de medição.

Assim, com os dados obtidos do ensaio, foram traçados dois gráficos, um mapeando o erro em função da distância entre o cabo e o sistema induzido, mantendo-se um corrente fixa de 3.000 A. Nesta situação, o pior caso correspondeu ao sistema localizado a uma distância 0,5 m do cabo, cujo erro obtido foi de  $\pm 0,0045$  %. O outro consistiu em mapear o erro em função do valor da corrente aplicada, nesta configuração o sistema induzido foi posicionado a uma distância de 5 m do cabo onde circula a corrente. Nesta situação o pior caso correspondeu a uma corrente de curto-circuito da ordem de 40.000 A, cujo erro obtido foi  $\pm 0,0060$  %.

Desta forma, pode-se concluir que o sistema de medição de corrente desenvolvido é imune aos campos magnéticos presentes numa linha de transmissão de 550 kV.

### 8.3.3 Ensaio de Tensão Induzida

O ensaio de tensão induzida serviu para avaliar a imunidade do sistema de medição de corrente aos campos elétricos inerentes a linha de transmissão. Ele consistiu em submeter o sistema a dois potenciais um de 0 kV e outro de 317 kV, os valores obtidos para a corrente induzida foram de  $\pm 0,05$  A e  $\pm 0,04$  A respectivamente, estes valores correspondem aos erros de  $\pm 0,002$  % e  $\pm 0,001$  %, indicando que não há indução devido ao campo elétrico presente numa linha de 550 kV.



### 8.3.4 Ensaio de Corrente Aplicada

Neste ensaio o sistema de medição foi submetido a sete valores de correntes, posteriormente foi feito um ajuste de curvas através do método dos mínimos quadrados para determinar a curva de resposta do sistema. Os resultados obtidos apontaram que o sistema apresentou um erro máximo de  $\pm 0,48\%$ , na faixa de medição entre 500 A e 3.000 A.

Muito embora o erro máximo obtido esteja dentro da classe de exatidão 0,5, o resultado deveria ser próximo ao valor obtido pela análise a priori, que foi de  $\pm 0,083\%$ . Esta diferença é devida à fonte de corrente utilizada no ensaio, pois ela apresentou instabilidade no valor da corrente aplicada, este fator contribuiu para o aumento da incerteza. A instabilidade da fonte pode ser confirmada pela análise da incerteza padrão do amperímetro, cujos valores estão relativamente altos.

## 8.4 CONCLUSÃO GERAL

Para concluir, tanto a análise a priori quanto a experimental, dão fortes indicações de que o sistema tem potencial para classificar-se como um transformador eletrônico de corrente de classe de exatidão 0,5. Porém, pelas análises efetuadas, alguns ajustes e correções podem ser aplicados para melhorar o desempenho do sistema desenvolvido. Verificou-se que a deriva térmica têm uma forte contribuição para a incerteza de medição, no entanto, foram identificados os elementos que sofrem maior influência da deriva e foram apontadas soluções que minimizam o seu efeito, tornando o Sistema de Medição de Corrente - SMC - praticamente imune ao problema da deriva térmica.

## 8.5 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Ao longo do desenvolvimento deste trabalho foram identificados alguns aspectos que não puderam ser contemplados nesta dissertação, assim, são sugeridos trabalhos complementares cujo objetivo é melhorar ainda mais o desempenho do sistema de medição desenvolvido, são eles:

- Avaliar a influência da deriva temporal sobre o resultado da incerteza de medição;

- Estudo para a elaboração e desenvolvimento de um sistema que possibilite ensaios para avaliar o erro de fase, uma vez que os valores medidos pelo instrumento padrão e pelo sistema de medição de corrente devem ser simultâneos;
- Pesquisa para avaliar a possibilidade de compensação da deriva térmica, tanto para erro de relação quanto para o erro de fase;
- Efetuar um estudo para avaliar a possibilidade da aplicação do sistema de medição de corrente à medição de transitório, tendo como foco o serviço de proteção;
- Melhorar o desempenho do filtro *antialiasing*.

## REFERÊNCIAS

- [1] SILVEIRA, P. M.; GUIMARÃES, C. A. M. Novos transdutores de corrente e de potencial em alta tensão: estado de arte, tendências e aplicações. **Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica – XIV SNPTEE**, Grupo 4, Belém, 1997.
  
- [2] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 61850 part 7-1: basic communication structure for substation and feed equipments: principle and models**. Geneva Switzerland, 2003.
  
- [3] WILLIAMS, T. **EMC for product designers**. 3. ed. Newnes, 2001.
  
- [4] KIND, Dieter. **An introduction to high-voltage experimental technique: textbook for electrical engineers**. Braunschweig: Friedr. Vieweg, 1978.
  
- [5] KINDERMANN, G. **Proteção de sistemas elétricos de potência**. Florianópolis: do autor, 1999.
  
- [6] OLIVEIRA, P. C. **Análise de transformadores de corrente para medição**. 2001. 136 p. Dissertação (Mestrado em Metrologia para a Qualidade Industrial) – Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2001.
  
- [7] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 6856: transformador de Corrente: especificação**. Rio de Janeiro, 1992.

- [8] ABB. *Outdoor instrument transformers: buyer's guide*. Disponível em:  
<[http://www05.abb.com/global/scot/scot245.nsf/veritydisplay/f68082d3df604988c125742b004e2613/\\$File/Buyers%20Guide%20Outdoor%20Instrument%20Transformers%20Ed%205%20en.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot245.nsf/veritydisplay/f68082d3df604988c125742b004e2613/$File/Buyers%20Guide%20Outdoor%20Instrument%20Transformers%20Ed%205%20en.pdf)>. Acesso em: ago. 2010.
- [9] SANTOS, Josemir Coelho. **Estudo e desenvolvimento de moduladores eletro e magnetoópticos e suas aplicações como transformadores de medição (TP e TC Ópticos) em sistemas elétricos de potência**. 1993. 103 p. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 1993.
- [10] UDREN, E. A.; CEASE, T. W. *Transmission line protection with magneto-optic current transducer and microprocessor-based relays*. **Georgia Tech Protective Relaying Conference**, v. 1, n. 3, p. 1-21, may 1991.
- [11] SONG, J.; et al. *A prototype clamp-on magneto-optical current transducer for power system metering and relaying*. **IEEE Power Engineering Review**, p 50, Oct. 1995.
- [12] NING, Y. N. et al. *Recent progress in optical current sensing techniques*. **Review of Science Instruments**, n. 66, v. 5, may 1995.
- [13] DAY, G. W.; ROCHFORD, K. B.; ROSE, A. H. *Fundamentals and problems of fiber current sensors*. **Optical Fiber Sensors**, p. 124-128, Sapporo, Japan, 1996,
- [14] NXPPhase. *Optical current transducer: OCT*. Disponível em:  
<<http://www.nxtpphase.com/products-nxct.php>>. Acesso em: set. 2010.

- [15] ABB. *Digital optical instrument transformers: DOIT*. Disponível em: <[http://www05.abb.com/global/scot/scot221.nsf/veritydisplay/a38244651f2f844c12570b20028c245/\\$file/doit-broschyr-web.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot221.nsf/veritydisplay/a38244651f2f844c12570b20028c245/$file/doit-broschyr-web.pdf)>. Acesso em: set. 2010.
- [16] INTERNATIONAL ELECTRONIC COMMISSION. **IEC 60044-7/1999**: *electronic voltage transformers*. Geneva Switzerland: 1999.
- [17] INTERNATIONAL ELECTRONIC COMMISSION. **IEC 60060-1/1989**: *high-voltage test techniques: Part 1: general definitions and test requirements*. Geneva Switzerland: 2006.
- [18] CENTRO DE PESQUISAS DE ENERGIA ELÉTRICA (CEPEL). **Ensaio de pesquisa em um protótipo de medidor de potencial e corrente híbrido, que usa eletrônica para medição e transmissão via fibra óptica dos dados amostrados e digitalizados**. Rio de Janeiro, Divisão de Laboratórios de Adrianópolis, 2009.
- [19] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL). Lei nº 9.991, de 24 de julho de 2000. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/cedoc/blei20009991.pdf>>. Acesso em: set. 2010.
- [20] BIPM, et al. **Guia para a expressão da incerteza de medição**. 2 ed. Rio de Janeiro: INMETRO, 1998.
- [21] INTERNATIONAL ELECTRONIC COMMISSION. **IEC 60044-8/1999**: *electronic current transformers*. Geneva Switzerland:2002.

- [22] HALL, E. H. *On a new action of the magnet on electric currents*. **American journal of Mathematics**, v. 2 , 1879.
- [23] EISBERG, R. M., LERNER, L. S. **Física fundamentos e aplicações**. Paraná: McGraw-Hill, 1983. 2 v.
- [24] INSTITUTO NACIONAL DE METROLOGIA, NORMALIZAÇÃO E QUALIDADE INDUSTRIAL (INMETRO). **Vocabulário internacional de termos fundamentais e gerais de metrologia**. 2. ed. Brasília, 2000.
- [25] BAIBICH, M. N.; et al. *Giant magnetoresistance of (001)Fe/(001)Cr magnetic superlattices*. **Physical Review Letters**, v. 61, n. 21, p. 2472-2475, nov. 1988.
- [26] DORNELES, L. S. **Interações magnéticas e magnetoresistência em  $\text{Co}_{10}\text{Cu}_{90}$** . 1997. p. 84. Dissertação (Mestrado) – Instituto de Física da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 1997.
- [27] PETTINGA, J. A. J.; SIERSEMA, J. *A polyphase 500kA current measuring systems with rogowski coils*. **Electric Power Applications, IEE Proceedings B**, v. 130, n. 5, p. 360-363, Arnhem, Netherlands, sep. 1983.
- [28] MARISCOTTI, Andrea; VACCARO, Luis. *A rogowski coil for high voltage applications*. Department of Electrical Engineering University of Genova, FMTC 2008, **IEEE**, International Instrumentation and Measurement Technology Conference. Victoria, Vancouver Island, Canadá, p. 12-15, may 2008.
- [29] FAIFER, M., OTTOBONI R. *Electronic current transformer based on rogowski coil*. FMTC 2008, **IEEE**, International

Instrumentation and Measurement Technology Conference,  
Victoria, Vancouver Island, Canadá, p. 12-15, may 2008.

- [30] RAY, W. F.; HEWSON, C. R. *High performance rogowski currente transducers*. **IEEE**, Power Electronic Measurement Ltd. U.K., 2000.
- [31] KARRER, Nicolas.; HOFER-NOSER, Patrick. *PCB rogowski coils for high di/dt current measurement*. **IEEE**, v. 3, p. 1296 – 1301, Zürich, Switzerland, 2000.
- [32] KOJOVIC, Ljubomir A. *PCB rogowski coil designs and performances for novel protective relaying*. **IEEE**, p. 13-17, jul. 2003.
- [33] RAMBOZ, John D.; DESTEFAN, Dennis E.; STANT, Robert S. *the verification of rogowski coil linearity from 200 a to greater than 100 kA using ratio methods*. **IEEE**, Instrumentation and Measurement Technology Conference Anchorage, p. 21-23, Ak, USA, may 2002.
- [34] FERCOVIC, Luka.; ILIC, Damir; MALARIC, Roman. *Mutual Inductance of a Precise Rogowski Coil in Dependence of the Position of Primary Conductor*. **IEEE**, Transactions on Instrumentation and Measurement, v. 58, n. 1, p. 122 – 128, jan. 2009.
- [35] ARGÜESO, M.; ROBLES, G.; SANZ, J. *Measurement of high frequency currents with a Rogowski coil*. E.P.S. Universidad Carlos III de Madrid – Department of Electrical Engineering. Madrid, Spain, 2003.

- [36] IEEE. *Draft Guide for the Application of Rogowski Coil used for Protective Relaying Purposes*. New York: IEEE, apr. 2006.
- [37] ANALOG DEVICES. *Single-supply, rail-to-rail, low cost instrumentation amplifier: AD623*. USA, 1999. Disponível em: <[www.analogdevices.com](http://www.analogdevices.com)>. Acesso em: 13 jul. 2010.
- [38] BURR-BROWN. *16-bit, high speed, 2.7v to 5v micro power sampling analog-to-digital converter: ADS8320*. 2007. Disponível em: <[www.burr-brown.com](http://www.burr-brown.com)>. Acesso em: 7 mar. 2009.
- [39] LATHI, B. P. **Sinais e sistemas lineares**. 2. ed. Porto Alegre: Bookman, 2004.
- [40] ALTERA. *MAX II device handbook*. Disponível em: <[www.altera.com](http://www.altera.com)>. Acesso em: ago. 2009.
- [41] BASTOS, J. P. A. **Eletrromagnetismo e cálculo de campos**. Florianópolis. 2. ed. Florianópolis: UFSC, 1992.
- [42] HALLIDAY, D.; RESNICK, R. **Física**: eletricidade, magnetismo, óptica. Rio de janeiro: Livro Técnico S.A, 1966. (Parte II).
- [43] GRANDI, Gabriele, et al. *Stray capacitances of single-layer solenoid air-core inductors*. **IEEE**, Transactions of Industry Applications, v. 35, n. 5, Sep./Oct. 1999.
- [44] GREEN, Harry E. *A simplified derivation of the capacitance of a two-wire transmission line*. **IEEE**, v. 47, n. 3, mar. 1999.



- [45] KCEL MOTORES E FIOS LTDA. Tabela fios de cobre diâmetros em AWG. Disponível em: <[www.kcel.com.br/kcel/index.asp?dep=57&pg=89](http://www.kcel.com.br/kcel/index.asp?dep=57&pg=89)>. Acesso em: 12 ago. 2010.
- [46] KANG-WON, Lee, et al. *Geometrical effects in the current measurement by rogowski sensor*. **IEEE**, Transactions on instrumentation and measurement, p. 419 – 422, Himeji, Japan, 2001.
- [47] RAMBOZ, John D. *Machinable rogowski coil: design and calibration*. **IEEE**, Transactions on instrumentation and measurement, Waltham, MA, USA, 1995.
- [48] DENT INSTRUMENTS. *Application note: optimizing performance from rogowski coils* CTs. Disponível em: <[www.dentstruments.com](http://www.dentstruments.com)>. Acesso em: 5 jun. 2010.
- [49] NXP SEMICONDUCTORS. *BZV55 series voltage regulator diodes*. Rev. 04-19 July 2007. Disponível em: <[www.nxp.com/#/pip/pip=\[pip=BZV55\\_SER\]|pp=\[t=pip,i=BZV55\\_SER](http://www.nxp.com/#/pip/pip=[pip=BZV55_SER]|pp=[t=pip,i=BZV55_SER)>. Acesso em: 5 out 2010.
- [50] VAN PUTTEN, Anton F. P. *Electronic measurement systems: theory and practice*. 2. ed. New York: Taylor & Francis Group, 1996.
- [51] GAYAKWAD, R. A. *Op-Amps and linear integrated circuits*. New Jersey: Prentice-Hall, 2008.
- [52] ALBERTAZZI, A.; SOUZA, A. R. **Fundamentos de metrologia científica e industrial**. São Paulo: Manole, 2008.

- [53] PERTENCE JÚNIOR, Antônio. **Eletrônica analógica:** amplificadores operacionais e filtros ativos. 6. ed. Porto Alegre: Bookman, 2003.
- [54] OGATA, K. **Engenharia de controle moderno.** 2. ed. Rio de Janeiro: Prentice-Hall do Brasil Ltda, 1993.
- [55] ANALOG DEVICES, INC. *Analog devices: analog-digital conversion.* USA: Walt Kester, 2004.
- [56] TEXAS INSTRUMENTS. *Understanding data converters: Application Report.* Mixed-Signal Products. 1995. Disponível em: <<http://focus.ti.com/lit/an/slaa013/slaa013.pdf>>. Acesso em: 23 fev 2010.
- [57] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS (IEEE). **IEEE C37.111-1991: standard common format for transient data exchange (COMTRADE)** for power systems. New York, 1991.
- [58] ANDRADE, A. O.; SOARES, A. B. Técnicas de janelamento de sinais. **In.** III Seminário dos Estudantes de Engenharia Elétrica da UFU, Universidade Federal de Uberlândia – Faculdade de Engenharia Elétrica. Uberlândia, MG, 2000, p. 16-18.
- [59] KOLANKO, Jerzy K. *Accurate measurement of power, energy, and true RMS voltage using synchronous counting.* **IEEE**, Transactions on Instrumentation and Measurement, v. 42, n. 3, jun. 1993.
- [60] WANG, H. M., et al. *Analys of the thermal expansion effect on measurement precision of rogowski coils.* **IEEE PEDS**,

Department of Optoelectronics Engineering, Yanshan University, 2005.

- [61] INTERNATIONAL ELECTRONIC COMMISSION (IEC). **IEC 60044-1: Instrument transformers: Part 1: current transformers**, Switzerland, 2003, 111 p.
- [62] HASHMI, G. Murtaza; LEHTONEN, Matti; ELHAFFAR, Abdelsalam. *Modeling of rogowski coil for on-line pd monitoring in covered conductor overhead distribution networks*. In: CIRED - 19th International Conference on Electricity Distribution, Vienna, paper 0207, 21-24 may 2007.
- [63] ANALOG DEVICES, INC. **Analog devices: precision, micropower LDO voltage references in TSOT: ADR 121, ADR 125, ADR 127**. Disponível em: <<http://www.analog.com/en/references/voltage-references/adr127/products/product.html>>. Acesso em: 21 jan 2010.
- [64] ANALOG DEVICES, INC. **Analog devices: ultraprecision low noise, 2.048 V/2.500 V/3.00 V/5.00 VXFET voltage references: ADR 420, ADR 421, ADR 423, ADR 425**. Disponível em: <<http://www.analog.com/en/references/voltage-references/adr421/products/product.html>>. Acesso em: 21 jan 2010.
- [65] ULABY T., F. **Eletromagnetismo para engenheiros**. 1. ed. Porto Alegre: Bookman Companhia Editora Ltda, 2007.
- [66] MONTGOMERI C., D. ; RUNGER C., G. **Estatística aplicada e probabilidade para engenheiros**. 2 ed. Rio de Janeiro: LTC – Livros técnicos e científicos editora S.A., 2003.

- [67] MICROCHIP, TECHNOLOGY INC. *Microchip*: TC1014/TC1015/TC1185: 50mA, 100mA and 150mA CMOS LDOs whit shutdown and reference. Disponível em: <<http://www.microchip.com/wwwproducts/Devices.aspx?dDocName=en010597>>. Acesso em: 12 fev 2010.

## APÊNDICE 1- PARÂMETROS E INCERTEZAS DA BOBINA DE ROGOWSKI

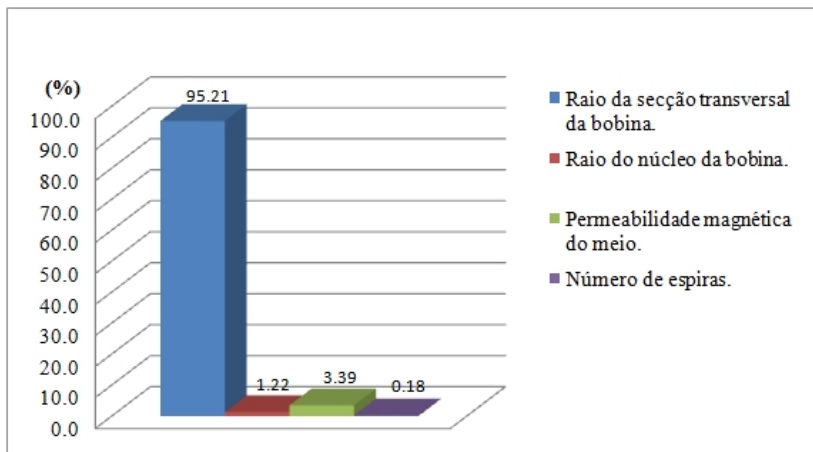
- *INDUTÂNCIA MÚTUA DA BOBINA DE ROGOWSKI*

Tabela 26- Indutância mútua da bobina de Rogowski.

Parâmetro		Valor	Unid.	Inc. padrão		Unid.
<i>r</i>	Raio da secção transversal da bobina.	0,0043	<i>m</i>	±	0,000056	<i>m</i>
<i>R</i>	Raio do núcleo da bobina.	0,040	<i>m</i>	±	0,00012	<i>m</i>
$\mu_{meio}$	Permeabilidade magnética do meio.	1,25665E-06	<i>H/m</i>	±	6,28E-09	<i>H/m</i>
<i>N</i>	Número de espiras.	439	<i>voltas</i>	±	0,5	<i>voltas</i>
<b><i>M</i></b>	<b>Indutância mútua.</b>	<b>0,1245</b>	<b><math>\mu H</math></b>	±	<b>0,0034</b>	<b><math>\mu H</math></b>
<b><i>M</i></b>	<b>Indutância mútua.</b>	<b>0,12</b>	<b><math>\mu H</math></b>	±	<b>2,7</b>	<b>%</b>

O meio onde ocorre a indução magnética é a composição do ar, - meio paramagnético - e do cobre - meio diamagnético. Esses dois materiais apresentam valor de permeabilidade magnética bem próxima a do vácuo. A permeabilidade magnética relativa do ar,  $\mu_{ar}$ , é 1,000004 e do cobre,  $\mu_{cu}$ , é 0,99999, [65]. Para a permeabilidade magnética do meio  $\mu_{meio}$  foi considerada uma incerteza padrão de  $\pm 0,5\%$ .

Os valores dos raios *r* e *R* foram determinados utilizando-se um paquímetro, foram feitas três conjuntos de medições, em temperatura ambiente de 25 °C. Para cada conjunto foram efetuadas dez medidas e determinada a média desses valores, posteriormente foi determinada a média dos três conjuntos. A incerteza-padrão foi determinada a partir dos desvios-padrão.

Figure 117 - Pesos das incertezas sobre o valor de  $M$ .

- **DERIVA TÉRMICA DA INDUTÂNCIA MÚTUA**

Tabela 27- Deriva térmica da indutância mútua - ( $\Delta T= 25^{\circ}\text{C}$ ).

Descrição	Símbolo	Valor	Unidade
Indutância mútua em $25^{\circ}\text{C}$	$M_{25^{\circ}\text{C}}$	0.13261	$\mu\text{H}$
Indutância mútua em $0^{\circ}\text{C}$	$M_{0^{\circ}\text{C}}$	0.13256	$\mu\text{H}$
Variação de $M$	$\Delta M$	-0.000053	$\mu\text{H}$
<b>Variação de <math>M</math></b>	<b><math>\Delta M</math></b>	<b>0.04</b>	<b>%</b>

Tabela 28- Deriva térmica da indutância mútua - ( $\Delta T= 60^{\circ}\text{C}$ ).

Descrição	Símbolo	Valor	Unidade
Indutância mútua em $25^{\circ}\text{C}$	$M_{25^{\circ}\text{C}}$	0.13261	$\mu\text{H}$
Indutância mútua em $85^{\circ}\text{C}$	$M_{85^{\circ}\text{C}}$	0.13274	$\mu\text{H}$
Variação de $M$	$\Delta M$	0.00013	$\mu\text{H}$
<b>Variação de <math>M</math></b>	<b><math>\Delta M</math></b>	<b>0.10</b>	<b>%</b>

- **CÁLCULO DA INDUTÂNCIA PRÓPRIA DA BOBINA DE ROGOWSKI**

Tabela 29- Cálculo da indutância própria  $L_S$ .

Parâmetro		Valor	Unid.	Inc. padrão	Unid.
$r$	Raio da secção transversal da bobina.	0,0043	$m$	$\pm$ 0,0000563	$m$
$R$	Raio do núcleo da bobina.	0,0400	$m$	$\pm$ 0,0001199	$m$
$\mu_{meio}$	Permeabilidade magnética do meio.	1,25664E-06	$H/m$	$\pm$ 6,28E-09	$H/m$
$N$	Número de espiras.	439	$voltas$	$\pm$ 0,5	$voltas$
$L_S$	<b>Indutância mútua.</b>	<b>54,65</b>	<b><math>\mu H</math></b>	<b><math>\pm</math> 0,63</b>	<b>%</b>

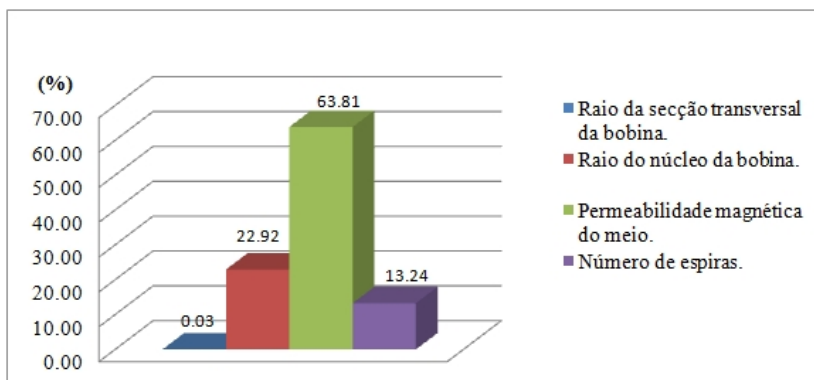


Figure 118 - Pesos das incertezas da indutância própria.

• *CÁLCULO DA RESISTÊNCIA ELÉTRICA DO ENROLAMENTO DA BOBINA*

Tabela 30- Cálculo da resistência elétrica RDC da bobina

Parâmetro		Valor	Unid.	Inc. padrão		Unid.
$\rho_{cu}$	Resistividade elétrica do cobre <sup>(1)</sup>	1,75E-08	$\Omega xm$	±	1,75E-10	$\Omega xm$
$l$	Comprimento do fio da bobina	12,14	$m$	±	0,1	$m$
$A$	Secção transversal do fio	0,00000021	$m^2$	±	2,1E-09	$m^2$
$R_{DC}$	<b>Resistência do enrolamento</b>	<b>1,0</b>	<b><math>\Omega</math></b>	±	<b>1,6</b>	<b>%</b>

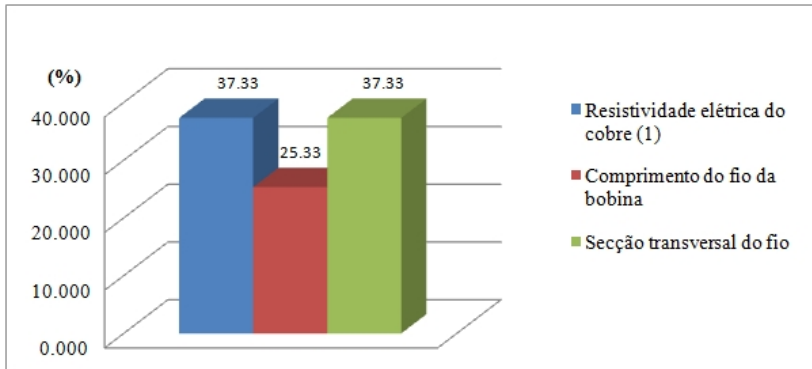


Figure 119 - Pesos das incertezas da resistência da bobina.

Tabela 31- Cálculo da profundidade *Skin*.

Parâmetro		Valor	Unid.	Inc. padrão		Unid.
$\rho_{cu}$	Resistividade do cobre	1,75E-08	$\Omega xm$	±	1,75E-10	$\Omega xm$
$\mu_{cu}$	Permeabilidade do cobre	1,25664E-06	$H/m$	±	6,28E-09	$m$
$f$	Frequência	60	$Hz$	±	0,0	$Hz$
$\delta$	<b>Prof. Skin</b>	<b>0,00860</b>	<b><math>m</math></b>	±	<b>0,5</b>	<b>%</b>



- CÁLCULO DA CAPACITÂNCIA PARASITA  $C_S$

Tabela 32- Capacitância parasita  $C_l$ .

Parâmetro		Valor	Unid.	Inc. padrão		Unid.
$\epsilon_{meio}$	Constante de Permissividade do meio	8,85531E-12	$F/m$	$\pm$	8,9E-14	$F/m$
$b$	Diâmetro externo do Toróide	0,0843	$m$	$\pm$	0,00051	$m$
$a$	Diâmetro interno do Toróide	0,0760	$m$	$\pm$	0,00058	$m$
$a+b$	Soma dos diâmetros	0,1603	$m$	$\pm$	0,00077	$m$
$b-a$	Subtração dos diâmetros	0,0082	$m$	$\pm$	0,00077	$m$
$C_l$	<b>Capacitância parasita</b>	<b>18,87</b>	<b><math>pF</math></b>	$\pm$	<b>0,60</b>	<b><math>pF</math></b>

Tabela 33- Capacitância dos fios que conectam a bobina a placa de aquisição.

Parâmetro		Valor	Unid.	Incerteza padrão		Unid.
$d$	Diâmetro do Fio	0,000511	$m$	$\pm$	0,0000029	$m$
$D$	Distância entre os centros dos dois fios	0,000551	$m$	$\pm$	0,00000551	$m$
$l$	Comprimento do fio	0,5	$m$	$\pm$	0,005	$m$
$\epsilon_{meio}$	Constante de Permissividade do meio	8,85531E-12	$F/m$	$\pm$	8,9E-14	$F/m$
$C_{fio}$	<b>Capacitância entre os fios</b>	<b>35,4</b>	<b><math>pF</math></b>	$\pm$	<b>2,3</b>	<b><math>pF</math></b>

Tabela 34- Capacitância parasita  $C_S$ .

Parâmetro		Valor	Incerteza padrão		Unid.
$C_l$	Capacitância parasita entre a bobina e o enrolamento de compensação	12,6	±	0,24	$pF$
$C_{fio}$	Capacitância parasita do par de fios que conecta a bobina a placa de aquisição	35,4	±	2,3	$pF$
$C_t$	Capacitância parasita entre as espiras.	0,036	±	0,014	$pF$
$C_S$	<b>Capacitância parasita</b>	<b>48,0</b>	±	<b>2,3</b>	<b><math>pF</math></b>

## APÊNDICE 2- INCERTEZAS DO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO AD623

- *CORRENTE DE BIAS*

Tabela 35- Incerteza devido à corrente de bias relativa à saída.

Fonte de incerteza	inc. expandida (Data sheet)		inc. padrão (abs)	unid.	Inc. padrão (RTO)	unid.
	±					
$I_{bias}$	±	27,5	0,0043	V	<b>0,17</b>	%

- *TENSÃO E CORRENTE DE OFFSET*

Para obter a incerteza padrão a partir do *datasheet*, foi adotado um fator de abrangência  $k=1,732$ . Os valores RTO são relativos à saída do amplificador, e os valores RTI são relativos à entrada.

Tabela 36- Tensão e corrente de *offset* do A.I. AD623.

Fonte de incerteza	inc. expandida (Data sheet)		inc. padrão (abs)	unid.	Inc. padrão (RTO)	uni d.
	±					
$V_{OS}$ - RTI	±	100	57,74	$\mu V$	<b>0,0116</b>	%
$V_{OS}$ - RT0	±	500	288,68	$\mu V$	<b>0,0115</b>	%
$I_{OS}$	±	2	0,02	V (*)	<b>0,63</b>	%

(\*)-Valor já convertido em tensão devido a  $I_{OS}$ .

Para o cálculo da deriva térmica, foi considerada uma variação de temperatura de 85 °C.

Tabela 37- Deriva térmica do AD623 - tensão e corrente de *offset*.

Incerteza	inc. expandida (Data sheet)		inc. padrão (abs)	unid.	Inc. padrão (RTO)	unid.
	$\pm$					
Deriva térm. de $V_{OS}$ - RTI	$\pm$	1	0,58	$\mu V/^{\circ}C$	<b>0,0099</b>	%
Deriva térm. de $V_{OS}$ - RTO	$\pm$	7	4,04	$\mu V/^{\circ}C$	<b>0,0137</b>	%
Deriva térm. de $I_{OS}$	$\pm$	5	7,79	$\mu V/^{\circ}C$ (* )	<b>0,0265</b>	%

(\*)-Valor já convertido em tensão devido a  $I_{OS}$ .

- **CÁLCULO DO RUÍDO DO AD623**

A Tabela 38 apresenta o cálculo do ruído térmico de entrada do AD623, devido à conexão da bobina em sua entrada. Neste cálculo foi considerada uma temperatura de 25 °C e uma banda em frequência de 2.400 Hz, que corresponde à metade da frequência de aquisição do sistema. Contudo este valor foi multiplicado por um fator de 1,15, considerando que a bobina apresenta uma resposta em frequência de primeira ordem.

Tabela 38- Cálculo do ruído térmico na entrada do AD623.

Parâmetro	Valor		Unidade
Constante de Boltzmann ( $K$ )		1,38E-23	$J/K$
Temperatura ( $T$ )		298,15	$K$
Banda em frequência ( $B$ )		2400	$Hz$
Fator de banda		1,15	
Resistência ( $R_s$ )		43294	$\Omega$
<b>Ruído térmico (<math>e_r</math>)</b>	$\pm$	<b>0,70</b>	$\mu V$

A Tabela 39 apresenta o valor calculado para o ruído total do AD623. O ruído foi avaliado por banda de frequência conforme especificação no *datasheet* do fabricante. Os valores foram convertidos para pico-a-pico multiplicando-se por um fator 6,6.

Tabela 39- Ruído total do Amplificador de instrumentação AD623.

Banda		0.1 Hz a 10 Hz					
Fonte de incerteza		Valor ( <i>Datasheet</i> )			inc. padrão (abs)		
$e_{ni}$	Ruído em tensão RTI do AD623	±	3,0E-06	V	1,7321E-06	V	
$I_n$	Ruído em corrente RTI do AD623	±	1,5E-12	A	8,6605E-13	A	
Banda		10 Hz a 2.400 Hz					
Fonte de incerteza		Valor ( <i>Datasheet</i> )			inc. padrão (abs)		
$e_{ni}$	Ruído em tensão RTI do AD623	±	3,5E-08	V/√Hz	1,3337E-07	V/√Hz	
$e_{no}$	Ruído em tensão RTO do AD623	±	5,0E-08	V/√Hz	1,9053E-07	V/√Hz	
$I_n$	Ruído em corrente RTI do AD623	±	1,0E-13	A	3,8106E-13	A	
$e_r$	Ruído térmico	±	--	V	4,7E-06	V	
<i>Ruído total do AD623</i>							
$e_N$	Ruído total do AD623 RTI (**)	±	1,3E-05	V	0,00054	%	
$e_N$	<b>Ruído total do AD623 RTO (*)</b>	±	<b>6,8E-05</b>	<b>V</b>	<b>0,0027</b>	<b>%</b>	

\*RTO – referido a saída; \*\*RTI – referido a entrada.

- **ERRO DE GANHO E LINEARIDADE DO A.I. AD623**

Tabela 40- Erro de ganho e linearidade do AD623.

Fonte de incerteza	valor (datasheet)		K	inc. padrão		Inc. padrão	
Erro de Ganho ( $e_G$ )	±	0,35	1,732	0,20	V/V	<b>0,202</b>	%
Erro de Linearidade ( $e_{NL}$ )	±	50	1,732	28,87	ppm	<b>0,003</b>	%

Para determinar a deriva térmica do ganho, Tabela 41, foi considerada uma variação de temperatura de 85°C.

Existem dois fatores que afetam a deriva térmica do ganho, um é devido às características internas do AD623, e a outra é devido ao resistor de configuração do ganho,  $R_G$ . A equação (103) define o ganho.

$$G = 1 + \frac{100k\Omega}{R_G} \quad (103)$$

Pela equação (103) conclui-se que o ganho diminui à medida que a temperatura aumenta, uma vez que a resistência  $R_G$  aumenta com a temperatura.

Tabela 41- Deriva térmica do ganho do AD623.

Fonte de incerteza	Inc. padrão (%)		unid.
Deriva térmica do ganho devido às características interna do AD623.	±	<b>0,25</b>	%
Deriva térmica do ganho devido ao resistor de ganho $R_G$	±	<b>0,04</b>	%
Deriva térmica total do ganho ( $\Delta T=85^\circ\text{C}$ )	±	<b>0,25</b>	%

- *DETERMINAÇÃO DA FREQUÊNCIA MÁXIMA A PARTIR DO SLEW RATE*

Tabela 42- Cálculo do *slew rate* do AD623.

Parâmetro	Valor	Unidade	Obs.
Slew rate (SR)	0,3	V/ $\mu$ s	Datasheet
Tensão máxima	1,25	V	Valor de pico
<b>Frequência max.</b>	<b>38.197</b>	<b>Hz</b>	<b>Máx. freq. de operação do AD623</b>

- *ERRO DE FASE DEVIDO AO SETTLING TIME*

Para obtenção do erro de fase, referente ao *settling time*, o AD623 foi modelado como um sistema de primeira ordem. Assim, a resposta temporal ao degrau de um sistema de primeira ordem é definida pela equação (104).

$$v_o(t) = v_i \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (104)$$

$$\tau = RC \quad (105)$$

A resposta em frequência deste mesmo sistema é definida pela equação (106).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{[1 + (RC\omega)^2]} - j \frac{RC\omega}{[1 + (RC\omega)^2]} \quad (106)$$

Assim, basta determinar o valor da constante de tempo  $\tau$  através da equação (105) e substituí-la na equação (105), e obtêm-se resposta em frequência completa do amplificador através da equação (106).

$$\frac{v_o(t)}{v_i} = (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (107)$$

Como o *settling time* especifica o tempo para o valor de saída,  $v_o$ , ser um percentual do valor final estável, e dado que fabricante especifica um valor de  $t_s = 30 \mu s$  para o valor de  $v_o$  chegar a 99,99% de seu valor final, obtêm-se o valor da constante  $RC$  conforma a equação (107).

$$\frac{(99,99/100)v_i}{v_i} - 1 = -e^{-\frac{t_s}{\tau}} \quad (108)$$

$$(0,9999 - 1) = -e^{-\frac{t_s}{\tau}} \quad (109)$$

$$-\frac{t_s}{\tau} = \ln 0,0001 \quad (110)$$

$$\tau = \frac{30 \times 10^{-6}}{9,21} \quad (111)$$

$$\tau = 3,26 \mu s \quad (112)$$

Tabela 43- Erro de fase devido ao *Settling time* do AD623.

Parâmetro		Valor	unidade
Settling time ( $t_s$ )	±	30	$\mu s$
Percentual de estabilidade ( $v_o/v_i$ )		99,99	%
Constante RC ( $\tau$ )		3,26	$\mu s$
Erro de fase ( $\varphi_{AD623}$ )	±	0,00123	rad
<b>Erro de fase (<math>\varphi_{AD623}</math>)</b>	±	<b>0,070</b>	<b>º</b>



- *ERRO DEVIDO A RAZÃO DE REJEIÇÃO DE MODO COMUM*

A Tabela 44 apresenta o cálculo relativo à incerteza padrão para o valor de tensão de modo comum devido à tensão de referência de 1,25 V. Convém observar que esta fonte de incerteza não é compensável.

Tabela 44- Cálculo da incerteza devido a CMRR.

Parâmetro		Valor	unidade	Obs.
<i>CMRR</i>		100	<i>dB</i>	Valor máximo ( <i>datasheet</i> )
<i>Ganho dif. A<sub>d</sub></i>		5,02	<i>V/V</i>	Ganho diferencial
<i>A<sub>cm</sub></i>		50	<i>μV/V</i>	Razão de rejeição de modo comum.
<i>V<sub>refDC</sub></i>		1,25	<i>V</i>	Max. Valor de modo comum.
<i>V<sub>ocm</sub></i>	±	0,00006	<i>V</i>	Tensão de modo comum RTO.
<i>e<sub>ocm</sub></i>	±	<b>0,003</b>	<b>%</b>	<b>Incerteza Padrão (RTO)</b>

- *ERRO DEVIDO A RAZÃO DE REJEIÇÃO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO*

Para quantificar incerteza relativa ao *PSRR*, deve-se levar em consideração as informações técnicas do regulador de tensão *TC1185-3,3VCT*, que alimenta o amplificador *AD623*, [37]. A incerteza relativa ao *PSRR* está calculada na Tabela 45.

Tabela 45- Cálculo da incerteza devido a *PSRR*.

Parâmetro	Valor		unidade	Obs.
<i>PSRR</i>	±	120	<i>dB</i>	Valor máximo (datasheet)
<i>PSRR</i>	±	1	$\mu V/V$	Valor máximo (datasheet)
<i>V<sub>in</sub></i>		6	<i>V</i>	Tensão de entrada do reg. que alimenta o amplificador.
<i>V<sub>out</sub></i>		3,3	<i>V</i>	Tensão de saída do reg. que alimenta o amplificador.
$\Delta V_{DC}$	±	0,07	<i>V</i>	Varição máx. da tensão de alimentação do amplificador.
$\Delta V_{io(RTI)}$	±	74,70	<i>nV</i>	RTI
$\Delta V_{io(RTO)}$	±	375,0	<i>nV</i>	RTO
<b><i>u</i>(<math>\Delta V_{io}</math>)</b>	±	<b>0,00002</b>	%	Incerteza padrão devido ao <i>PSRR</i> relativa à faixa de medição.

### APÊNDICE 3- FILTRO *ANTI*ALIASING

A equação (113) e (114) representa a função de transferência e o atraso de fase de um filtro de primeira ordem.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{[1 + (R_3 C_1 \omega)^2]} - j \frac{R_3 C_1 \omega}{[1 + (R_3 C_1 \omega)^2]} \quad (113)$$

$$\varphi = \arctan g(-R_3 C_1 \omega) \quad (114)$$

Para avaliar a incerteza padrão, relativa ao atraso de fase, foi efetuada uma análise de *Monte Carlo*, no próprio ambiente *PSpice ORCAD*. Para esta análise foi considerada uma temperatura de 25 °C, foram variados os parâmetros referentes à tolerância dos componentes *R11(1%)* e *C1(5%)*, sendo que foram executadas 30 simulações. A Tabela 46 apresenta os resultados obtidos para o atraso de fase do filtro e sua respectiva incerteza padrão.

Tabela 46- Atraso do filtro *antialiasing* e sua incerteza padrão.

Parâmetro		Valor	Unid.	Incerteza padrão		Unid.	Obs.
<i>R</i>	Resistor	6800	Ohms	±	1	%	Resistor R11
<i>C</i>	Capacitor	10	nF	±	5	%	Capacitor C1
$\varphi_{FB}$ <i>P</i>	Atraso de Fase	-1,481	o	±	0,013	o	<b>Determinado a partir de simulações no <i>PSpice</i>.</b>

A Tabela 47 apresenta os valores das atenuações do filtro *antialiasing*, na frequência de 60 Hz, para três valores de temperatura.

Tabela 47- Atenuação do filtro *antialiasing* na frequência de 60 Hz.

Temperatura (°C)	Atenuação (%)	Incerteza padrão (%)	
0	-0,02500	±	0,00042
25	-0,0340	±	0,0011
85	-0,06600	±	0,00058

Tabela 48- Deriva térmica da atenuação do filtro *antialiasing*.

Varição de Temperatura (°C)	Atenuação (%)
$\Delta T=85$	± 0,091

## APÊNDICE 4 – INCERTEZAS DO CONVERSOR ANALÓGICO DIGITAL ADS8320

- *ERRO DE QUANTIZAÇÃO*

Tabela 49- Cálculo do erro de quantização.

Parâmetro		Valor		unidade
$N$	Num. De bits		16	<i>bits</i>
$V_{refCAD}$	Tensão de referência do CAD		2,5	V
$q$	Resolução	±	3,81E-05	V
$u_q$	incert. padrão devida a quantização	±	0,0000220	V
$u_q$	<b>incert. padrão devida a quantização</b>	±	<b>0,0009</b>	%

- *RUÍDO*

Tabela 50- Incerteza padrão relativa ao ruído interno do CAD.

Parâmetro		Valor		Unid.
$r_N$	Ruído próprio ( <i>datasheet</i> )	±	20	$\mu V$
$u_{rCAD}$	$u_{rCAD}$	±	11,55	$\mu V$
$u_{rCAD}$	$u_{rCAD}$	±	<b>0,0005</b>	%

- **ERRO DE LINEARIDADE TOTAL**

Tabela 51- Cálculo do erro de linearidade total do CAD.

Parâmetro		Valor		Unid.
<i>INL</i>	Erro de linear. Integral ( <i>datasheet</i> )	±	0,012	%
	Erro de linear. Integral	±	0,0003	V
<i>u</i> <sub>(INLCAD)</sub>	Incerteza devido ao <i>INL</i>	±	0,00017	V
<i>DNL</i>	Missing codes ( <i>datasheet</i> )	±	1	LSB
<i>u</i> <sub>(DNLCAD)</sub>	Incerteza devido ao <i>DNL</i>	±	2,20E-05	V
<i>u</i> <sub>(LinCAD)</sub>	Erro de linearidade total do CAD	±	0,00017	V
<b><i>u</i><sub>(LinCAD)</sub></b>	<b>Erro de linearidade total do CAD</b>	±	<b>0,007</b>	<b>%</b>

- **DERIVA TÉRMICA DO GANHO E DO OFFSET**

Tabela 52- Incerteza padrão da deriva térmica do ganho e *offset* do CAD.

Parâmetro		Valor		Unid.
<i>G</i>	Ganho		1	V/V
$\Delta G$	Deriva térmica do ganho	±	0,3	ppm/°C
<i>u</i> <sub>(Drift Ganho)</sub>	Incerteza devido à deriva do ganho	±	0,000015	V
<i>u</i> <sub>(Drift Ganho)</sub>	Incerteza devido à deriva do ganho	±	0,00059	%
$\Delta offset$	Deriva térmica do <i>offset</i>	±	3	$\mu V/°C$
<i>u</i> <sub>(Drift offset)</sub>	Incerteza devido à deriva do <i>offset</i>	±	147,22	$\mu V/°C$
<i>u</i> <sub>(Drift offset)</sub>	Incerteza devido à deriva do <i>offset</i>	±	0,0059	%
<b><i>u</i><sub>(Drift offset+Ganho)</sub></b>	<b>Incerteza padrão devido à deriva do <i>offset</i> e do ganho.</b>	±	<b>0,0059</b>	<b>%</b>

- *ATRASO DE FASE*

Para determinar a incerteza padrão do atraso de fase do CAD, foi considerado a informação do fabricante que define uma incerteza de  $\pm 0,5$  ciclos de *clock*. A Tabela 53 apresenta o atraso de fase do CAD e sua respectiva incerteza padrão.

Tabela 53- Atraso de fase inserido pelo CAD.

Parâmetro		Valor	Incerteza padrão		Unid.	Obs.
$\varphi_{CAD}$	Atraso do CAD	21	$\pm$	0,5	Ciclos de Clock	Atraso de fase total do CAD
$\varphi_{CAD}$	Atraso do CAD	0,000034	$\pm$	0,000001	s	Atraso de fase total do CAD
$\varphi_{CAD}$	<b>Atraso do CAD</b>	<b>0,726</b>	$\pm$	<b>0,017</b>	<b>° (graus)</b>	<b>Atraso de fase total do CAD</b>





## APÊNDICE 5- GERADOR DE TENSÃO DE REFERÊNCIA ADR127

- *ACCURACY*

Tabela 54- *Accuracy* do ADR127.

Parâmetro		Valor		Unidade	Obs.
$V_{refAI}$	Tensão de saída		1,25	V	Tensão de referência
$V_{OERR}$	<i>Accuracy</i>	±	0,12	%	Fornecido no <i>datasheet</i>
$u_{accuracy}$	Incerteza padrão do <i>accuracy</i>	±	0,069	%	Incerteza padrão.
$u_{accuracy}$	Incerteza padrão do <i>accuracy</i>	±	0,00087	V	Incerteza padrão.
$u_{accuracy}$	Incerteza padrão do <i>accuracy</i>	±	<b>0,035</b>	%	<b>Incerteza padrão</b>

- **RUÍDO PRÓPRIO**

Tabela 55- Ruído total do *ADR127*.

Ruído na banda 1 ( <i>B1</i> )		0.1 Hz a 10 Hz			
Parâmetro		Valor		Unid.	Obs.
$V_{refAI}$	Tensão de saída		1,25	V	Tensão de referência
<i>B1</i>	Banda 1		9,9	Hz	Banda do ruído entre 0.1Hz e 10Hz
<i>R1</i>	Ruído em tensão	±	9	$\mu V/\sqrt{Hz}$	Ruído próprio na banda de 0,1Hz a 10Hz
$u_{R1}$	Incerteza devido a R1	±	5,19615242	$\mu V/\sqrt{Hz}$	Incerteza padrão do ruído até 10Hz
Ruído na banda 2 ( <i>B2</i> )		10 Hz a 2.400 Hz			
<i>B2</i>	Banda 2		2.390	Hz	Banda do ruído entre 10Hz e 2.400Hz
<i>R2</i>	Ruído em tensão	±	300	$nV/\sqrt{Hz}$	Ruído próprio na banda de 10Hz a 2.400Hz
$u_{R2}$	Incerteza devido a R2	±	173,205081	$nV/\sqrt{Hz}$	Incerteza padrão do ruído de 10Hz até 2.400kHz
Ruído total					
$u_{R(ADR127)}$	Incerteza devido a <i>R1</i> e <i>R2</i>	±	0,000018	V	Incert. Padrão do ruído
$u_{R(ADR127)}$	<b>Incerteza devido a <i>R1</i> e <i>R2</i></b>	±	<b>0,00074</b>	%	<b>Incert. Padrão do ruído</b>

- **REGULAÇÃO DE LINHA E DE CARGA**

Tabela 56- Incerteza padrão devido à regulação de linha e de carga - *ADRI27*.

Parâmetro		Valor		Unid.	Obs.
$V_{refAI}$	Tensão de saída	+	1,25	V	Tensão de referência
$\Delta V$	Variação na tensão de entrada.	$\pm$	1	V	Variação max. Na tensão de entrada
$\Delta A$	Variação da carga.	$\pm$	1	mA	Variação da carga
$RL$	Regulação de linha	$\pm$	90	ppm/V	Datasheet
$u_{RL}$	Incerteza padrão devido à reg. de linha	$\pm$	0,000065	V	Inc. padrão devido à reg. de linha
$RG$	Regulação de carga	$\pm$	400	ppm/V	Datasheet
$u_{RG}$	Incerteza padrão devido à reg. de carga	$\pm$	0,00029	V	Inc. padrão devido à reg. de carga
$u_{(RL+RG)}$	<i>Incerteza padrão devido a RL e RG</i>	$\pm$	0,00030	V	Inc. padrão devido à reg. de carga e reg. de linha
$u_{(RL+RG)}$	<b><i>Incerteza padrão devido a RL e RG</i></b>	$\pm$	<b>0,012</b>	%	<b>Inc. padrão devido à reg. de carga e reg. de linha</b>

- **DERIVA TÉRMICA**

Para o cálculo da deriva térmica, foi considerada uma variação de temperatura de 85°C.

Tabela 57- Deriva térmica do *ADR127*.

Parâmetro		Valor		Unidade	Obs.
$V_{refAI}$	Tensão de saída		1,25	V	Tensão de referência do amplificador de instrumentação
$Tl$	Temperatura inferior		0	°C	Limite inferior
$T4$	Temperatura superior		85	°C	Limite superior
$\Delta T$	Varição de temperatura		85	°C	Varição térmica.
$Dt$	Deriva térmica	±	9,0	$ppm/^{\circ}C$	<i>Datasheet</i>
$u_{Dt(ADR127)}$	Incerteza padrão devido à deriva térmica do <i>ADR127</i>	±	0,00055	V	Incert. padrão da deriva térmica devido a uma variação de 85 °C
$u_{Dt(ADR127)}$	<b>Incerteza padrão devido à deriva térmica do <i>ADR127</i></b>	±	<b>0,022</b>	%	<b>Incert. padrão da deriva térmica devido a uma variação de 85 °C</b>

## APÊNDICE 6- GERADOR DE TENSÃO DE REFERÊNCIA ADR421

- *ACCURACY*

Tabela 58- Incerteza padrão devido ao *accuracy* do ADR421.

Parâmetro		Valor		Unid.	Obs.
$V_{refAI}$	Tensão de saída		2,5	V	Tensão de referência do CAD
$V_{OERR}$	<i>Accuracy</i>	±	1	mV	Fornecido no <i>datasheet</i>
$u_{accuracy}$	Incerteza padrão do <i>accuracy</i>	±	0,00058	mV	Incerteza padrão.
$u_{accuracy}$	Incerteza padrão do <i>accuracy</i>	±	<b>0,023</b>	%	<b>Incerteza padrão</b>

- **RUÍDO PRÓPRIO**

Tabela 59- Incerteza padrão relativa ao ruído próprio do *ADR421*.

Ruído na banda 1 ( <i>B1</i> )		0.1 Hz a 10 Hz			
Parâmetro		Valor		Unid.	Obs.
<i>B1</i>	Banda 1		9,9	Hz	Banda do ruído entre 0.1Hz e 10Hz
<i>R1</i>	Ruído em tensão	±	1,75	μV/√Hz	Ruído próprio na banda de 0,1Hz a 10Hz
<i>u<sub>R1</sub></i>	Incerteza devido a R1	±	1,0	μV/√Hz	Incerteza padrão do ruído até 10Hz
Ruído na banda 2 ( <i>B2</i> )		10 Hz a 2.400 Hz			
<i>B2</i>	Banda 2		2.390	Hz	Banda do ruído entre 10Hz e 2.400Hz
<i>R2</i>	Ruído em tensão	±	80,00	nV/√Hz	Ruído próprio na banda de 10Hz a 2.400Hz
<i>u<sub>R2</sub></i>	Incerteza devido a R2	±	304,8	nV/√Hz	Incerteza padrão do ruído de 10Hz até 2.400kHz
Ruído total					
<i>u<sub>R(ADR421)</sub></i>	Incerteza devido a <i>R1</i> e <i>R2</i>	±	0,000015	V	Incert. Padrão do ruído
<i>u<sub>R(ADR421)</sub></i>	<b>Incerteza devido a <i>R1</i> e <i>R2</i></b>	±	<b>0,00061</b>	%	<b>Incert. Padrão do ruído</b>

- **REGULAÇÃO DE LINHA E DE CARGA**

Tabela 60- Incerteza padrão relativa à regulação de linha e de linha - *ADR421*.

Parâmetro		Valor		Unid.	Obs.
$V_{refAI}$	Tensão de saída do <i>ADR421</i>	+	2,5	V	Tensão de referência do CAD
$\Delta V$	Varição na tensão de entrada	$\pm$	1	V	Varição máx. na tensão de entrada.
$\Delta A$	Varição da carga	$\pm$	1	mA	Varição da carga.
$RL$	Regulação de linha	$\pm$	35	ppm/V	Datasheet
$u_{RL}$	Incerteza padrão devido à reg. de linha	$\pm$	0,000051	V	Inc. padrão devido à reg. de linha
$RG$	Regulação de carga	$\pm$	70	ppm/V	Datasheet
$u_{RG}$	Incerteza padrão devido à reg. de carga	$\pm$	0,00010	V	Inc. padrão devido à reg. de carga
$u_{(RL+RG)}$	<i>Incerteza padrão devido à RL e RG</i>	$\pm$	0,00011	V	Inc. padrão devido à reg. de carga e a reg. de linha
$u_{(RL+RG)}$	<b><i>Incerteza padrão devido a RL e RG</i></b>	$\pm$	<b>0,005</b>	%	<b>Inc. padrão devido à reg. de carga e a reg. de linha</b>

- *DERIVA TÉRMICA*

Tabela 61- Incerteza padrão devido à deriva térmica do *ADR421*.

Parâmetro		Valor		Unid.	Obs.
$V_{refAI}$	Tensão de saída		2,5	V	Tensão de referência do amplificador de instrumentação
$Tl$	Temperatura inferior		0	°C	Limite inferior
$T4$	Temperatura superior		85	°C	Limite superior
$\Delta T$	Variação de temperatura		85	°C	Variação térmica.
$Dt$	Deriva térmica	±	3	ppm/°C	<i>Datasheet</i>
$u_{Dt(ADR421)}$	Incerteza padrão devido à deriva térmica do <i>ADR421</i>	±	0,00037	V	Incert. padrão da deriva térmica devido à variação de 85 °C
$u_{Dt(ADR421)}$	<b>Incerteza padrão devido à deriva térmica do <i>ADR421</i></b>	±	<b>0,015</b>	%	<b>Incert. padrão da deriva térmica devido à variação de 85 °C</b>



## APÊNDICE 7- ESTUDO SOBRE AS TÉCNICAS DE PROCESSAMENTO DE SINAIS

As operações de processamentos de sinais aplicadas em sistemas de controle, sistemas de sensoriamento remotos, processamento de sinais biológicos, processamento de sinais elétricos de corrente e tensão, dentro outros, podem ser abordadas de duas maneiras: analógica - tempo contínuo - ou digital - tempo discreto -, [39].

A abordagem analógica aplicada ao processamento de sinais foi predominante durante muitos anos e ainda aparece como solução viável a muitos sistemas. Como o próprio nome sugere, ela faz uso de elementos analógicos de circuitos, tais como, resistores, capacitores, indutores, amplificadores operacionais, dentre outros.

Nas últimas décadas a abordagem digital, aplicada ao processamento de sinais, vem destacando-se em relação à analógica. Este destaque deve-se, em grande parte, pelo avanço tecnológico e acessibilidade associada aos microprocessadores de uso geral e mais especificamente aos Processadores Digitais de Sinal - DSP.

Os DSP revolucionaram a forma de abordar os problemas de engenharia nas mais diferentes áreas. Termos como, processamento de tempo discreto, transformadas Z, filtros digitais FIR e IIR, transformadas rápidas de *Fourier*- FFT, dentre inúmeros outros termos, tornaram-se popular. Tal é a importância da análise digital aplicada a problemas de engenharia que surgiu uma área específica, que estuda técnicas de abordagens numéricas, chamada Processamento Digital de Sinais - PDS.

Por ser uma área bastante abrangente, mesmo uma explanação dos conceitos mais básicos sobre PDS, demandaria um espaço bem maior do que o disponível em apenas um capítulo de uma dissertação de mestrado. Contudo, o foco deste trabalho de dissertação é a metrologia do SMC, que leva em conta os processos de transdução, condicionamento e digitalização dos sinais amostrados.

O processamento digital de dados amostrados, a partir de um processo de conversão analógico-digital, faz parte do conteúdo do PDS.

Após um sinal ser digitalizado, o tipo de processamento de sinal adotado, depende apenas da aplicação final, que vai desde funções simples - tal como o cálculo do valor eficaz de um sinal de tensão - até a utilização de algoritmos sofisticados - tal como a transformada rápida de *Fourier*.

No contexto da medição de sinais senoidais de tensão e corrente, associados aos sistemas de geração, transmissão e distribuição de

energia elétrica, os tratamentos realizados sobre o sinal digitalizado são mais restritos, mesmo assim esta é uma área bastante ampla, abaixo são citadas algumas aplicações:

- Registrador oscilográfico - registrador de eventos: Equipamento com processamento digital bastante simples, que basicamente aplica uma função de transferência linear sobre os valores digitalizados e grava os mesmos em arquivos de dados seguindo um formato padrão chamado *COMTRADE*, [57];
- Registrador de parâmetros de qualidade de energia: Equipamento com processamento digital complexo, onde são calculados uma série de parâmetros de energia elétrica, tais como: valores fasoriais, harmônicos, desequilíbrios, distribuição de potências, *flicker*. Sendo que os dados podem ser gravados em arquivos segundo uma série de formatos;
- Relé de proteção digital - relé numérico: Equipamento com processamento digital complexo, destinados a análise das condições de falha no sistema cujo objetivo é acionar os sistemas de proteções pertinentes - dando comando de abertura num disjuntor -, ou mesmo efetuar a localização do defeito na linha de transmissão. O processamento deve ser realizado em tempo real utilizando janelas pequenas, meio ciclo ou mesmo um quarto de ciclo, a fim de garantir uma atuação rápida da proteção do sistema;
- *Mergin Unit* - unidade de medição: Equipamento instalado no pátio da subestação, que realiza pouco processamento em tempo real, cuja função básica é formatar os valores numéricos de sinais amostrados - no secundário do TC e TP -, aplicar uma função de transferência e enviá-los em blocos conforme protocolo definido na norma IEC 61850.

Assim, mesmo em aplicações bem específicas, tais como em equipamentos utilizados em sistemas elétricos de potência, observa-se a importância da utilização de técnicas de processamento digital de sinais.

Dependendo da função e do tipo de operação que será executada por um determinado equipamento numa subestação, as aplicações de processamento classificam-se como:

- Aplicações com processamento em tempo real: São aplicações críticas associadas aos relés de proteção que devem gerar uma resposta de controle imediata sobre o sistema monitorado. Neste caso os algoritmos normalmente devem ser otimizados visando melhorar a velocidade de execução, normalmente apresentam baixas taxas de amostragem, da ordem de 20 a 80 pontos por ciclo de 60 Hz;
- Aplicação com ênfase em pós-processamento: São aplicações que apenas gravam ou transmitem os sinais amostrados, normalmente no formato *COMTRADE*. O usuário utiliza um software de análise gráfica para visualizar as formas de ondas gravadas e realizar todos os cálculos e validações necessárias. Neste caso os algoritmos não precisam ser otimizados para operação em tempo real, normalmente são utilizadas taxas de amostragem maiores, da ordem de 80 a 256 pontos por ciclo de 60 Hz. Mesmo em tais aplicações, algum processamento em tempo real deve ser aplicado a fim de registrar o tempo de gravação com resolução de micro segundos e realizar um processamento básico, como por exemplo, aplicar uma função de transferência sobre o sinal amostrado.

Independente da complexidade do sistema implementado, existem algumas técnicas básicas de processamento digital de sinais que são comuns a maioria das aplicações:

- Funções de Janela;
- Aplicação de função de transferência;
- Cálculo de valores eficazes;
- Cálculo de valores fasoriais.

Nos próximos itens cada uma destas técnicas será descrita em detalhes.

## 8.1 FUNÇÕES DE JANELA

Geralmente em processamento digital de sinais existe a necessidade de efetuar truncamento de dados, como por exemplo, no cálculo numérico de uma transformada de *Fourier* de um sinal amostrado qualquer. Neste caso deve-se desprezar algumas amostras de dados, pois, em cálculo numérico deve-se trabalhar com amostras de duração finita, [39]. Outro exemplo seria no processo de amostragem, onde um filtro *antialiasing* deve ser utilizado para desprezar o espectro do sinal além da frequência de *Nyquist*. Esse dois exemplos mostram que o truncamento de dados pode ser aplicado tanto no domínio do tempo quanto dá frequência. Contudo, a operação de truncamento insere erros no processamento, e técnicas especiais devem ser adotadas para minimização desses erros, a essas técnicas dá-se o nome de Funções de Janela.

A operação de truncamento pode ser interpretada como a multiplicação de um sinal, no domínio do tempo ou frequência, por uma função de janela de largura finita. As equações (115) e (116) representam matematicamente este processo.

Se  $x(t) \Leftrightarrow X(\omega)$  e  $w(t) \Leftrightarrow W(\omega)$  e se a função após a aplicação da janela for  $x_w(t) \Leftrightarrow X_w(\omega)$ , então:

$$x_w(t) = x(t) w(t) \quad (115)$$

$$X_w(\omega) = \frac{1}{2\pi} X(\omega) * W(\omega) \quad (116)$$

Onde:

$x(t)$  = função do sinal a ser truncado no domínio do tempo;

$X(\omega)$  = função do sinal a ser truncado no domínio da frequência;

$w(t)$  = função janela no domínio do tempo;

$W(\omega)$  = função janela no domínio da frequência;

$x_w(t)$  = função multiplicada pela janela no domínio do tempo;

$W_w(\omega)$  = função convolvida com a janela no domínio da frequência.

A função de janela mais simples é uma janela retangular  $w_r(t)$ , que associa peso unitário a todos os dados de  $x(t)$  dentro da janela, e peso zero a todos os dados de  $x(t)$  fora da janela.

A Figura 120(A), ilustra um sinal senoidal puro  $x(t) = \cos(\omega_0 t)$  e seu espectro em frequência, representado por duas linhas espectrais de largura zero centrados nas frequências fundamentais  $-\omega_0$  e  $+\omega_0$ . A Figura 120(B), representa a função janela retangular  $w(t)$  e seu largo espectro em frequência  $W(\omega)$ , função *sinc* com um decaimento *rolloff*.

A função  $x(t)$  ao passar por uma janela retangular, Figura 120(D), é truncada no domínio do tempo, em contra partida, no domínio da frequência ocorre uma convolução, e o espectro  $X_w(\omega)$  resultante fica a própria função *sinc* deslocada para as posições da frequência fundamental de  $x(t)$ ,  $-\omega_0$  e  $+\omega_0$ .

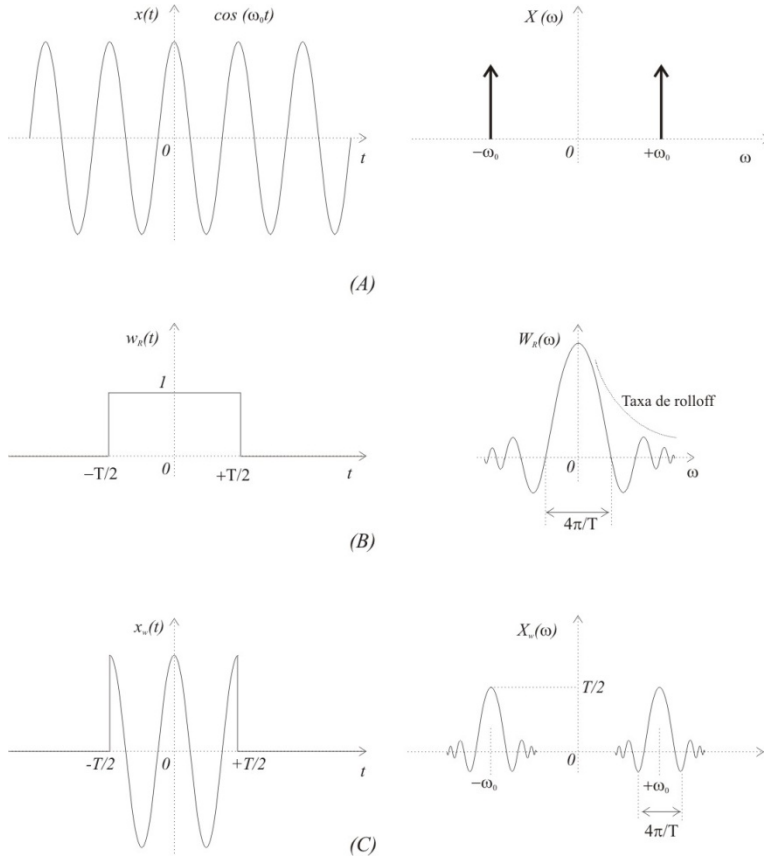


Figura 120 - Janelamento e seus efeitos.

A partir da Figura 120, podem ser verificados dois fenômenos, efeitos do truncamento:

- O espalhamento espectral - difusão : inicialmente o sinal  $x(t)$  apresentava espectro não nulo apenas em  $-\omega_0$  e  $+\omega_0$ , devido à convolução com a função janela, o sinal  $x_w(t)$ , ficou espalhado por  $2\pi/T$  em cada linha espectral, centradas em  $-\omega_0$  e  $+\omega_0$ . Como efeito do espalhamento, se o sinal  $x(t)$  tiver duas componentes espectrais de frequências distintas, menores que  $2/T$  Hz, elas não poderão ser distinguidas no sinal truncado, [39];

- Vazamento espectral: O sinal truncado possui dois lóbulos laterais, devido à função *sinc* da janela retangular, que decaem lentamente na razão  $1/\omega$ , fazendo com que o sinal truncado tenha espectro não nulo ao longo de todo o eixo  $\omega$ , [39].

Para tentar minimizar o efeito do espalhamento espectral e do vazamento, dado que estes efeitos não podem ser eliminados - apenas reduzidos - são utilizadas diferentes funções de janelas. Assim sendo, a abordagem do problema necessariamente passa pelas técnicas de janelamento. Existem centenas de tipos de função de janela, sendo que a performance de cada uma depende especificamente da aplicação. Dentre as funções de janelas, destacam-se:

- Retangular
- Bartlett;
- Hanning;
- Hamming;
- Blackman;
- Kaiser.

Aplicar uma janela retangular, Figura 121, [58], equivale a não utilizar nenhuma técnica de janelamento, pois o peso da janela, onde ela é definida, é unitário. Desta forma, o processo de truncamento utilizando janela retangular é o mais natural. Porém a perda espectral é muito grande. Ela é útil em análise de transientes, onde a duração deste é inferior ao tamanho da janela.

$$w(n) = 1 \text{ para } n = 0, 1, 2, 3, \dots, (N - 1) \quad (117)$$

Onde  $w(n)=0$  para  $n > (N-1)$ , sendo  $N=$  número de amostras.

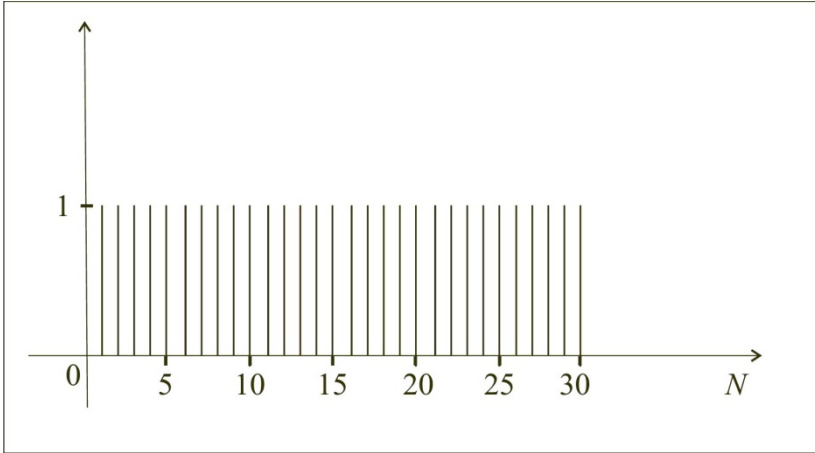


Figura 121 - Aplicação da função janela retangular para  $N=31$ .

Uma função de janela *Hanning*, Figura 122, [58], é similar a metade de um ciclo de senoide, cuja função é dada pela equação (118):

$$w(n) = 0.5 \left( 1 - \cos \frac{2\pi n}{N} \right), \quad 0 \leq n \leq (N-1) \quad (118)$$

Onde  $w(n)=0$  para  $n > (N-1)$ .

A janela *Hanning* é de uso geral, contudo ela é mais útil para sinais cuja duração é maior que o tamanho da própria janela.



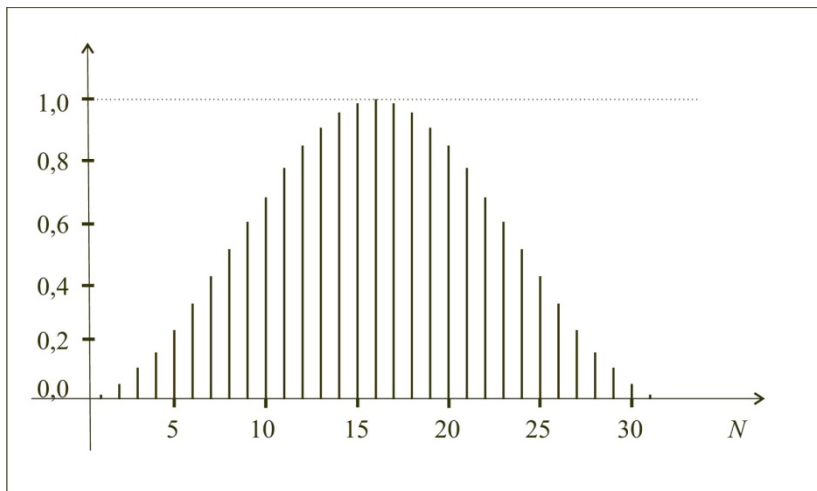


Figura 122 - Janela *Hanning* para  $N=32$  amostras.

A função de janela *Hamming* é uma variação da janela *Hanning*, e é dada pela equação (119):

$$w(n) = 0,54 - 0,46 \cos \frac{2\pi n}{N}, \quad 0 \leq n \leq (N-1) \quad (119)$$

Onde  $w(n)=0$  para  $n > (N-1)$ .

A função de janela *Hamming* é bem similar a *Hanning*, contudo, pela Figura 123, [58], podemos ver que a janela *Hamming* não se aproxima de zero, no domínio do tempo.

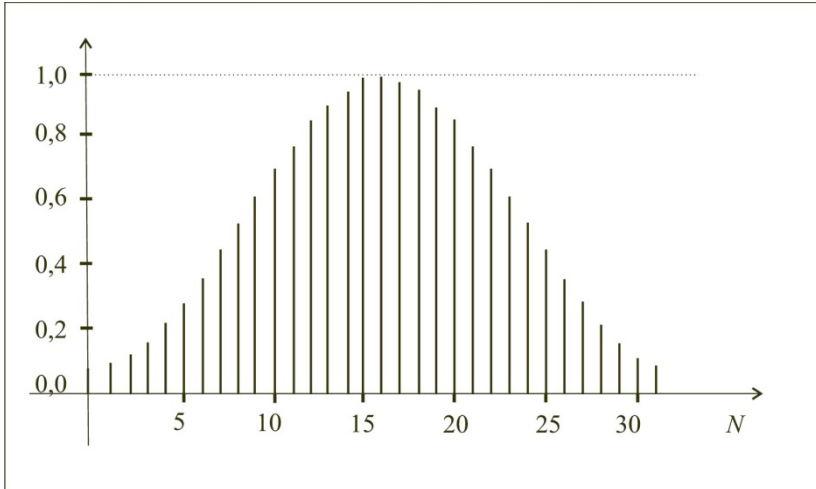


Figura 123 - Janela *Hamming* para  $N=32$  amostras.

A função de janela *Triangular*, como o nome sugere, possui um formato de triângulo, Figura 124, [58], é determinada pela equação (120).

$$w(n) = 1 - \left| \frac{2\pi n}{N} \right|, \quad 0 \leq n \leq (N-1) \quad (120)$$

Onde  $w(n)=0$  para  $n>N$ .

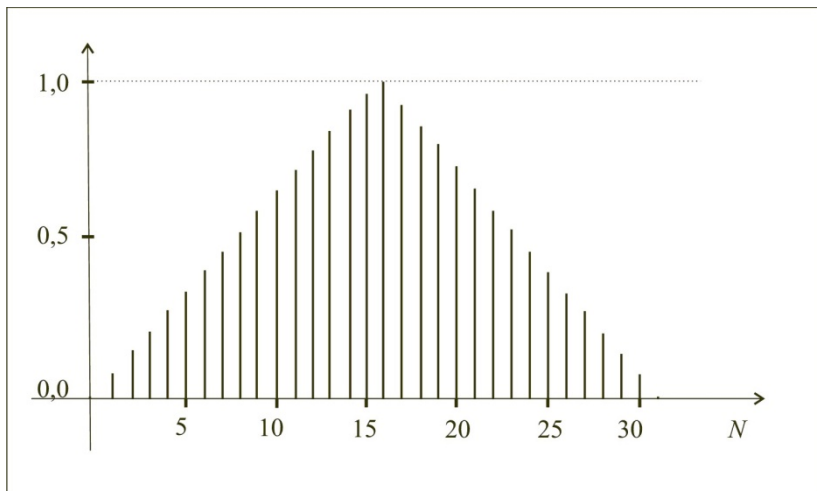


Figura 124 - Janela Triangular no para  $N=32$  amostras.

Para aplicações no setor elétrico, normalmente são utilizadas janelas retangulares com tamanhos múltiplos do número de pontos por ciclo de 60 Hz, variando normalmente de um a sessenta ciclos. Entretanto, algumas aplicações em tempo real podem utilizar janelas de meio ciclo ou mesmo um quarto de ciclo a fim de garantir uma atuação mais rápida.

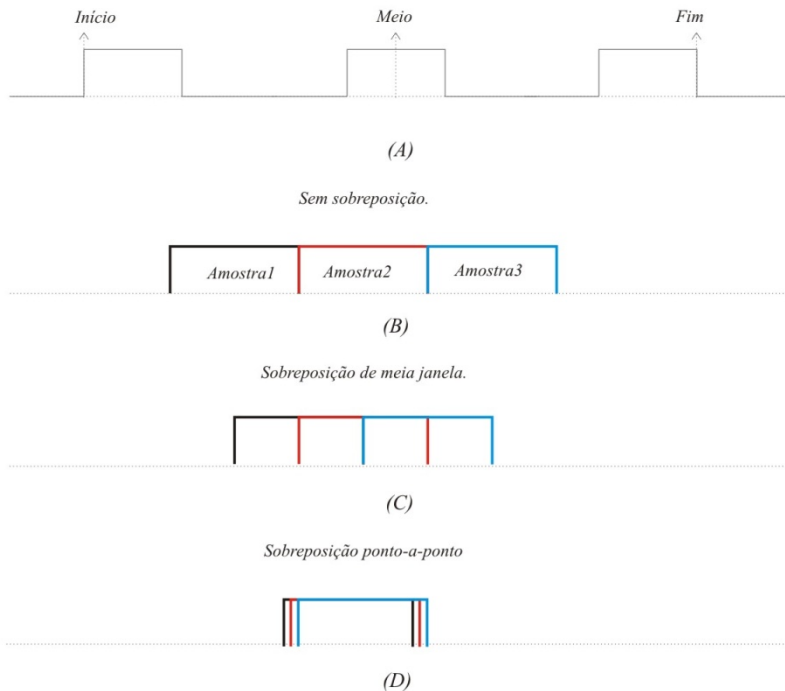


Figura 125 - Técnicas aplicadas à função de janela retangular.

Uma função de janela retangular pode ser aplicada em diferentes posições da amostra de dados,  $N$ , pode ser no início, meio e no fim do conjunto de amostras, Figura 125(A). Além da posição variável, podem ser aplicadas técnicas de sobreposições de janelas, conforme mostrado na Figura 125, tais técnicas classificam-se em:

- Sem sobreposição – Figura 125(B), cada nova janela é posicionada no final de janela anterior. Muito comum para aplicações onde é desejando um novo valor fasorial a cada novo ciclo de 60 Hz;
- Sobreposição de meia janela – Figura 125(C), cada nova janela é posicionada na metade da janela anterior. Muito comum para aplicações onde é desejando um novo valor

fasorial a cada meio ciclo de 60 Hz, gerando 120 amostras fasoriais por segundo;

- Sobreposição ponto-a-ponto: Figura 125(D), para cada novo cálculo a janela é deslocada de um ponto. Utilizada em aplicações de tempo real e também em programas de análise gráfica.

## 8.2 APLICAÇÃO DE FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

Antes de manipular ou gravar os dados digitalizados a partir de um processo de amostragem é normal que seja aplicada uma função de transferência linear, equação (121).

$$Y = AX + B \quad (121)$$

Esta função linear permite passar do domínio de valores puramente numéricos, dados “brutos” amostrados pelo CAD, para domínios de unidades das grandezas do mensurando.

Para o caso de medição de sinais em secundários de TP e TC é muito comum ainda ter duas funções de transferências:

- Função de entrada secundária: Gera valores compatíveis com a tensão - ou corrente - monitorada na entrada do sistema de aquisição. Normalmente os coeficientes variam conforme a entrada do sistema de medição utilizado. Pode ser usado um ajuste de hardware na entrada a fim de operar com uma função padrão, sendo mais comum a execução de ensaios para obtenção dos coeficientes;
- Função de entrada primária: Gera valores compatíveis com a tensão - ou corrente - monitorada na linha. Normalmente é obtida aplicando-se um fator de transformação, especificado no TC ou TP, sobre a função de transferência secundária.

### 8.3 CÁLCULO DO VALOR EFICAZ

A medida do valor eficaz, também definido como *Root Mean Square* - RMS, é vastamente utilizado no setor elétrico. Muito embora o cálculo do valor RMS seja simples, em sua essência, quando não devidamente tratado, pode mascarar erros associados ao processo de cálculo, principalmente quando envolve questões relativas à qualidade de energia.

No domínio do tempo contínuo, o valor eficaz, RMS, pode ser calculado através da equação (122).

$$F_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f^2(t) dt} \quad (122)$$

O valor RMS a partir de sinais amostrados, pode ser determinado através da média quadrática dos valores amostrados,  $x_n$ . Assim, uma função de tempo discreto deve ser adotada, equação (123).

$$\overline{X^2} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{n=N-1} x_n^2 \quad (123)$$

Cujo valor RMS é dado pela equação (124).

$$X_{RMS} = \sqrt{\overline{X^2}} \quad (124)$$

O valor médio,  $\overline{X}$ , pode ser calculado conforme a equação (125).

$$\overline{X} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{n=N-1} x_n \quad (125)$$

E o valor da média, ou DC, é dado pela equação (126).

$$X_{DC} = \overline{X} \quad (126)$$

O valor médio,  $X_{DC}$ , é necessário sempre que determina-se o valor RMS a partir de valores amostrados, pois no processo de que envolve o sistema de aquisição das amostras, sempre são inseridos níveis DC. Os níveis DC surgem, principalmente, através de valores de *offset* relacionados aos componentes eletrônicos, tais como amplificadores de instrumentação, conversores analógico digita. Dado que normalmente o acoplamento entre o primário e secundário dos transdutores, não responde aos níveis DC. Assim, o nível DC deve ser subtraído no valor RMS, equação (127).

$$X_{RMS(semDC)} = X_{RMS(semDC)} - X_{DC} \quad (127)$$

Porém, o cálculo do valor RMS a partir da equação (122), é adequado apenas quando se tem uma frequência de amostragem  $f_s$ , que é exatamente um múltiplo inteiro  $N$ , da frequência fundamental  $f$  do sinal periódico amostrado. Isto resulta em exatamente  $n$  amostras num período fundamental  $T$  do sinal amostrado.

$$f_s = Nf \quad (128)$$

Assim, se o período  $T$  do sinal amostrado não corresponder exatamente a  $N$  períodos de amostragem  $T_s$ , a medição estará contaminada por erros. Desta forma, a utilização direta da equação (122) não corresponde a melhor opção para determinação do valor RMS, uma vez que a integração discreta, relativa a um período  $T_s$ , não abrange exatamente um período  $T$  do sinal amostrado.

Algumas técnicas, [59], são adotadas para redução do erro associado à variação da frequência, para citar alguns:

- Redução do erro por médias de vários períodos: nesta técnica o erro fica dividido pelo valor de  $M$ . Onde  $M$  é o número de períodos, esta técnica não pode ser adotada a instrumentos de proteção em tempo real, pois, um número alto de ciclos demanda um tempo de resposta longo;
- Redução do erro por variação da frequência de amostragem  $F_s$ : esta técnica utiliza elementos de hardware, como *PLL*, para ajustar a frequência de

amostragem de acordo com a frequência do sinal medido, mantendo uma relação inteira entre eles. Contudo, ela é útil para um sistema de medição isolado, caso haja a necessidade de sincronizar, num mesmo equipamento, dois sinais independentes, o sistema não conseguira fazer ajuste para os dois sinais, assim apenas um deles será corrigido;

- Determinação da passagem por zero por *software*: nesta técnica, um sinal periódico amostrado  $x_n$ , cujo ruído não seja significativo e com valor DC nulo, a passagem por zero é determinada através de sua componente AC. O *tag* de tempo é dado por  $nT_s$ , onde  $x_{(n-1)} < 0$  e  $x_n \geq 0$ . Desta forma, a incerteza associada será de  $\pm T_s/2$ . Esta técnica, que implica em reduzir a incerteza aumentando a frequência da amostragem  $F_s$ , pode vir a ter um custo proibitivo para algumas aplicações, por exemplo para uma incerteza de  $\pm 1 \mu s$ , deve ser adotado uma  $F_s$  da ordem de 0,5 MHz;

#### 8.4 CÁLCULO DE VALORES FASORIAIS

Para determinação dos valores fasoriais, que são caracterizados por um módulo e ângulo para uma frequência específica, o cálculo considera registros de dados amostrados, sobre os quais é aplicada uma função de janela. A escolha da função de janela é feita segundo as características da abordagem do problema em questão. A equação (129) mostra um modelo de representação fasorial para um sinal de tensão com frequência de 60 Hz, com seu módulo e ângulo associados.

$$V_{60Hz} = |V| \angle \alpha^\circ \quad (129)$$

Após escolhida a função de janela, os valores relativos ao módulo e ângulo podem ser obtidos através de uma análise numérica de *Fourier*, aplicando-se, por exemplo, uma transformada rápida de *Fourier* – *FFT*. A transformada retorna um conjunto de números complexos associados



a uma frequência fundamental específica, suas harmônicas bem como o nível DC.

## 8.5 PROCESSAMENTO EM TEMPO REAL

O SMC do MPC-550 kV demanda um procedimento de cálculo que é relativamente complexo e que deve ser realizado em tempo real. Pois são efetuadas a integração, o cálculo da média e do valor RMS. A integração pode ser implementada tanto por hardware quanto por software. No projeto MPC-550 kV existiam limitações de consumo de energia na placa de aquisição e considerando o fato do integrador analógico ser mais uma fonte de erros ao sistema de medição, optou-se por uma integração numérica.

Um integrador numérico, por sua vez, não está sujeito as fontes de erros associadas ao integrador por hardware, o seu desempenho pode ser perfeitamente controlado e definido dentro de uma análise de processamento digital de sinais. Por exemplo, o ganho de integrador, que idealmente é unitário, pode ser definido e o erro associado ao mesmo estará relacionado à precisão numérica do formato de representação utilizado. Além de que, considerando a representação de ponto flutuante com 6 a 12 bytes, os erros associados são desprezíveis, normalmente estão bem abaixo do erro de quantização do *CAD*. Entretanto, o uso de integradores numéricos em tempo real possuem uma complexidade que demandam uma série de otimizações.

Desta forma, o processo de integração por software, não contribui com significância para o aumento da incerteza de medição do SMC.

## 8.6 PÓS-PROCESSAMENTO APLICADO AOS DADOS OBTIDOS NOS ENSAIOS DO SMC

O processamento numérico em tempo real aplicado no MPC-550kV fuge ao contexto desta dissertação. Desta forma para tratamento dos dados obtidos nos ensaios do SMC foram utilizados algoritmos numéricos bastante simples, cujo objetivo é obter o valor eficaz e fasorial da corrente monitorada.

Estes algoritmos foram aplicados em uma etapa de pós-processamento. As amostras foram obtidas através de registros de dados no formato COMTRADE, que foram gerados e armazenados em

arquivos durante os ensaios. O tratamento dos dados foi realizado com base no software *Matlab R2007B* versão 7.5, sendo seguidas as seguintes etapas:

- Armazenamento de dados “brutos” do CAD - valores amostrados sem nenhum processamento adicional - em arquivos de dados no formato COMTRADE durante os ensaios realizados através de um comando manual, *trigger*, de gravação;
- Leitura dos arquivos de dados por meio de rotinas no ambiente do *Matlab*;
- Processamento dos dados considerando janelas de 10 ciclos para integração dos sinais de corrente;
- Cálculo dos valores fasoriais;
- Apresentação de resultados em tela no formato de matriz e gráficos.

O processo de integração numérica adotado:

- A partir de uma janela de 10 ciclos é calculado o valor médio, *DC*, ponto-a-ponto dos dados “brutos”;
- A componente *DC* obtida é subtraída da janela de dados original, gerando uma nova janela tendo apenas componentes *AC*;
- O novo sinal é integrado numericamente com um integrador simples de aproximação “retangular”, soma cumulativa;
- Novamente a componente *DC* é extraída do sinal integrado, gerando um sinal integrado tendo apenas componentes *AC*;
- Sobre o sinal obtido é calculado o valor eficaz ciclo a ciclo, sendo desprezados o primeiro e o último valor - nas bordas da janela - e feita uma média dos oito valores restantes.

## 8.7 ERROS ASSOCIADOS À ETAPA DE PÓS-PROCESSAMENTO

A etapa de pós-processamento adotada para o SMC, muito embora seja simples, pode inserir erros no cálculo do valor eficaz, assim alguns

cuidados devem ser considerados para minimizar os erros associados, cujas principais fontes são:

- Escolha errada da função de Janela – Para um sinal senoidal puro, uma janela típica de 80 pontos por ciclo, deve gerar o mesmo valor de saída fixo independentemente do ponto inicial e final, entretanto se existir uma pequena diferença devida a variação na frequência do sinal monitorado, ou mesmo na frequência de amostragem, será observada uma oscilação no valor eficaz calculado a medida que a janela se desloca, mesmo que o sinal esteja estável em termos de amplitude. Este erro pode ser avaliado com base na precisão do cristal utilizado e também com base na variação da frequência do sinal monitorado, que são procedimentos complexos e demandam. Também podem ser realizadas avaliações práticas sobre um registro de dados - cujo valor monitorado seja fixo - variando-se a posição da janela e obtendo uma curva de valores eficazes;
- Erros no processo de integração – O processo de integração esta sujeito a alguns problemas, tais como, erro no cálculo dos valores médios, componente DC, devido a escolha errada da função de janela, também devido a integração de ruídos induzidos no sistema de medição.

Uma forma de minimizar os erros associados a esses dois fatores é utilizar uma função de janela com maior número de pontos, tal como um número inteiro de ciclos de no mínimo cinco ciclos de 60 Hz, sendo que o erro tende a ser dividido pelo número de ciclos usados na janela. Para os experimentos foram utilizadas funções de janelas retangulares com tamanho de dez ciclos, sendo estimado que o erro torna-se desprezível. Na prática foi observada uma variação no cálculo do valor eficaz, a Figura 126 apresenta, como exemplo, o valor RMS calculado para o ensaio de corrente aplicada, especificamente para o patamar de 2.500 A. Esta forma de onda representa uma janela de 800 pontos, ou seja, 10 ciclos de 60 Hz. Pode-se observar o efeito da variação da frequência de amostragem ou da frequência da própria fonte de corrente, ciclo-a-ciclo. Esta forma de onda é típica de erro associado à variação de frequência, quando nos cálculos do valor RMS, é considerado que tanto a frequência da fonte de corrente - rede - quanto a frequência de

amostragem da placa de aquisição permaneceram constantes, e isto não é verdade.

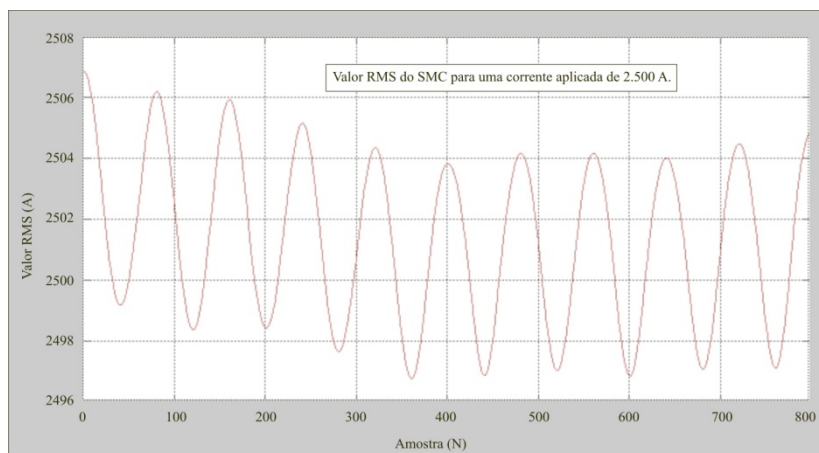


Figura 126 - Valor eficaz para uma janela de 800 pontos.

No entanto esta variação não é significativa, pois foi considerado uma janela de 10 ciclos e extraída a média e o desvio padrão, que por sua vez representa a incerteza padrão associada ao algoritmo de cálculo do valor eficaz quando não se considera a variação da frequência. A Tabela 62 apresenta o cálculo do desvio padrão associado ao algoritmo do cálculo do valor eficaz. Observa-se um erro percentual insignificante. Por isso, a incerteza padrão devido ao algoritmo do valor eficaz, não entrou nos balanços de incertezas relativos aos ensaios com a placa de aquisição e corrente aplicada ao SMC. Mas, esta redução do erro só foi possível devido ao tamanho da janela de 800 pontos, se fosse considerado apenas 80 pontos - 1 ciclo - o erro seria significativo.

Tabela 62- Cálculo do desvio padrão para o valor eficaz.

Corrente aplicada (A)	350	500	1.000	1.500	2.000	2.500	3.000
DP (A)	0.019	0.034	0.063	0.061	0.077	0.086	0.16
DP (%)	0.0055	0.0068	0.0034	0.0023	0.0017	0.0014	0.0011

## APÊNDICE 8- BALANÇO DE INCERTEZAS DA RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO DO SMC

Tabela 63- Balanço de incertezas para a análise a priori.

Fonte de Incerteza					
Fonte	Símbolo	Descrição	u		Unid.
<i>AD623</i>	$e_{NAD623}$	Ruído próprio	±	0,00300	%
	$e_{NLAD623}$	Erro de linearidade do ganho	±	0,00300	%
	$e_{ocm}$	Razão de rejeição de modo comum - <i>CMRR</i>	±	0,00300	%
	$u(\Delta V_{io})$	Razão de rejeição a fonte de alimentação <i>PSRR</i>	±	0,00002	%
<i>ADS8320</i>	$u_q$	Erro de quantização	±	0,00040	%
	$u_{rCAD}$	Ruído próprio	±	0,00050	%
	$u_{(LinCAD)}$	Erro de linearidade	±	0,00700	%
<i>ADR127</i>	$u_{accuracyADR127}$	<i>Accuracy</i> (Linearid.+repetitivid.+histerese)	±	0,03000	%
	$u_{R(ADR127)}$	Ruído próprio	±	0,00070	%
	$u_{(RL+RG)ADR127}$	Regulação de linha e de carga	±	0,01200	%
<i>ADR421</i>	$u_{accuracyADR421}$	<i>Accuracy</i> (Linearid.+repetitivid.+histerese)	±	0,02300	%
	$u_{R(ADR421)}$	Ruído próprio	±	0,00060	%
	$u_{(RL+RG)ADR421}$	Regulação de linha e de carga	±	0,00500	%
<i>SMC</i>	<b>Incerteza combinada - <math>u_{SMC}</math></b>		±	<b>0,041</b>	%
	<b>Incerteza expandida - <math>U_{SMC}</math></b>		±	<b>0,082</b>	%

Tabela 64- Incerteza expandida considerando a deriva térmica.

Fonte de Incerteza					
Origem	Símbolo	Descrição	$u$ (%)		Unid.
<i>Filtro Passa-baixas</i>		Deriva térmica do filtro <i>antialiasing</i>	±	-0,091	%
<i>Bobina</i>		Deriva térmica - Bob. Rogowski	±	0,14	%
<i>AD623</i>		Deriva térmica devido à tensão de <i>offset</i> relativa à entrada	±	0,0098	%
		Deriva térmica devido à tensão de <i>offset</i> relativa à saída	±	0,014	%
		Deriva térmica devido à corrente de <i>offset</i> de entrada	±	0,027	%
		Deriva térmica do ganho	±	0,21	%
<i>ADS8320</i>		Deriva térmica do ganho e do <i>offset</i>	±	0,0060	%
<i>ADR127</i>		Deriva térmica - <i>ADR127</i>	±	0,022	%
<i>ADR421</i>		Deriva térmica- <i>ADR421</i>	±	0,015	%
<i>SMC</i>		<b>Incerteza sem deriva térmica</b> $(u_{SMC})^2$ (*)	±	0,0017	%
		<b>Incerteza da deriva térmica</b> $(u_{Deriva})^2$	±	<b>0,074</b>	%
		<b>Incerteza combinada - <math>u_{(Deriva+SMC)}</math></b>	±	<b>0,27</b>	%
		<b>Incerteza Expandida - <math>U_{(Deriva+SMC)}</math></b>	±	<b>0,55</b>	%

(\*)- Este valor leva em consideração apenas as fontes de incertezas sem a deriva térmica.