

GUILHERME PIAZENTINI COLNAGO

**DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE
MONITORAMENTO EM TEMPO REAL DA TENSÃO DA REDE COM
ACESSO REMOTO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Dr. José Luiz F. Vieira.
Co-orientador: Prof. Dr. Gilberto C. D. Sousa.

VITÓRIA
2009

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)
(Biblioteca Central da Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

C717d Colnago, Guilherme Piazzentini, 1980-
Desenvolvimento e implementação de um sistema de monitoramento em tempo real da tensão da rede com acesso remoto / Guilherme Piazzentini Colnago. – 2009.
146 f. : il.

Orientador: José Luiz de Freitas Vieira.
Co-orientador: Gilberto Costa Drumond Sousa.
Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Medidores elétricos. 2. Sistemas de energia elétrica - Controle de qualidade. 3. Energia elétrica - Falhas. 4. Acesso remoto. I. Vieira, José Luiz de Freitas. II. Sousa, Gilberto Costa Drumond. III. Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico. IV. Título.

CDU: 621.3

GUILHERME PIAZENTINI COLNAGO

**DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE
MONITORAMENTO EM TEMPO REAL DA TENSÃO DA REDE COM
ACESSO REMOTO**

Dissertação submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisição parcial para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 05 de outubro de 2009.

COMISSÃO EXAMINADORA

Prof. Dr. José Luiz de Freitas Vieira
Universidade Federal do Espírito Santo
Orientador

Prof. Dr. Gilberto Costa Drumond Sousa
Universidade Federal do Espírito Santo
Co-orientador

Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti
Universidade Federal do Espírito Santo

Prof. Dr. Fernando Pinhabel Marafão
Universidade Estadual Paulista – UNESP – Sorocaba

Aos meus pais, minha irmã,
Joyce e minha avó (em memória).

AGRADECIMENTOS

Às várias pessoas que colaboraram diretamente neste trabalho.

À MTS Engenharia pela liberação no meu horário de trabalho para cumprir a carga horária das aulas do curso, assim como pelo suporte material e técnico para o desenvolvimento do projeto; aos meus colegas de lá, que me ajudaram tanto em questões teóricas e técnicas; ao Eduardo, que trabalhou na elaboração do sistema servidor no computador; ao Marquinhos e Ben, que participaram de parte do desenvolvimento.

Ao Prof. José Luiz por oferecer a oportunidade de realizar este projeto e dissertação.

Ao Prof. Gilberto pelas horas dispensadas para esclarecimento de dúvidas e pelas discussões; aos seus conselhos de como ser objetivo.

Às pessoas que participaram indiretamente deste trabalho, principalmente meus pais, minha irmã e Joyce, que me apoiaram em um momento difícil e que toleraram meus momentos de mau humor e, às vezes, à total falta de humor. A eles dedico isto.

EPÍGRAFE

“O ótimo é inimigo do bom.”

“O Diabo são os detalhes.”

Ditados populares

“In theory there is no difference between
theory and practice, but in practice there is.”

Murphy's technology laws

SUMÁRIO

1 – Motivações	18
2 – Introdução	20
2.1 Qualidade da Energia Elétrica	20
2.1.1 Definição de Qualidade da Energia Elétrica.....	20
2.1.2 Distúrbios	22
2.2 Situação Atual da área de Medição de QEE.....	23
2.3 Conclusão	25
3 – Visão Geral	26
3.1 Objetivos.....	26
3.1 Mercado	26
3.2 Módulo 8 do PRODIST	27
3.2 Medidor Proposto	28
3.3 Medidor Implementado	31
3.4 Conclusão	35
4 – Especificações e Desenvolvimento do Medidor.....	36
4.1 Hardware	36
4.1.1 Bloco de Transformação e Fonte de Alimentação.....	36
4.1.2 Bloco do Circuito da Bateria	37
4.1.3 Bloco de Adequação de Tensão	39
4.1.4 Bloco de Filtragem	41
4.1.5 Bloco de Conversão Analógico-digital	44
4.1.6 Bloco dos Microcontroladores	45
4.1.7 Bloco Memória não-volátil.....	46
4.1.8 Bloco do Circuito de Comunicação.....	46
4.1.9 Sistema de Telefonia Móvel.....	47
4.1.10 Rede GPRS.....	49
4.2 Metodologia de Cálculos	49
4.2.1 Tensão em Regime Permanente	49
4.2.2 Harmônicos.....	52
4.2.3 Desequilíbrio de Tensão	55
4.2.4 Flutuação de Tensão	57
4.2.5 Modelo da IEC	60
4.2.6 Medição da cintilação.....	66
4.2.7 Variação de Tensão de Curta Duração	67
4.3 Sistema Servidor.....	70
4.4 Resumo das descrições técnicas	72
4.4.1 Instalação	72
4.4.2 Hardware	72
4.4.3 Medição	73
4.5 Conclusão	75
5 – Medições e Resultados	76
5.1 Resultados e Análise do Circuito de Filtragem.....	77
5.2 Resultados da medição da Tensão Eficaz e dos Harmônicos.....	79
5.3 Resultados da medição de Cintilação	86
5.4 Resultados da medição do Desequilíbrio de Tensão	99
5.5 Conclusão	100

6 – Considerações Finais	102
Referências Bibliográficas.....	105
Apêndice A – Análise matemática do espectro do sinal de flutuação.....	111
Apêndice B – Recarga de Bateria.....	116
1. Efeito Memória.....	116
2. Recarregador.....	116
3. Fim de carga: detecção de variação negativa de tensão	117
4. Procedimento adotado	118
Apêndice C – Padrões IEC e IEEE para Harmônicos	119
Apêndice D – Telas da Interface do Usuário.....	122
Apêndice E – Diagramas dos Circuitos do Medidor	132
Glossário.....	145

RESUMO

No Brasil, até pouco tempo atrás, a qualidade da energia elétrica estava relacionada, basicamente, com interrupções do fornecimento de energia e a certas cargas “especiais” da indústria. Porém, nos últimos anos, sob a direção da agência reguladora do setor, a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica), juntamente com especialistas, a área de qualidade da energia elétrica passou a receber uma atenção significativa, sendo legislada e adquirindo suas regulamentações iniciais. A área de Qualidade da Energia Elétrica passou, então, a formalmente existir e abranger um conjunto maior de fenômenos e eventos da rede elétrica. Em função dessa recente regulamentação, este trabalho apresenta o projeto de um medidor da qualidade da energia elétrica. Um dos focos do medidor é ser de baixo custo, tornando-o viável para o uso em grande escala. Este medidor é um sistema eletrônico que processa digitalmente os sinais de tensão da rede elétrica, extraindo os dados relacionados à qualidade da energia elétrica; tais dados são armazenados localmente e, posteriormente, acessados remotamente e enviados para um banco de dados, de forma que possam ser analisados.

Palavras-chave: sistema de monitoramento em tempo real da tensão da rede elétrica, interrupção no fornecimento de energia elétrica, qualidade da energia elétrica, acesso remoto.

ABSTRACT

Some years ago in Brazil the power quality was related, basically, with interruption of supplied energy and certain “special” loads of industry. In recent years, however, under controls of the regulating agency *ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica)* and with specialists, the power quality area received the due attention and was legislated and acquired regulations. So, finally, the area of Power Quality was formally created and now it embraces several electrical phenomena and events. Because of the new regulations, this work presents a project of a power quality meter. One of meter’s focuses is to be a low cost system and becomes able to be used in large scale. This power quality meter is an electronic system that processes the voltage signal of electrical network and extracts data related to power quality; the data are locally stored and after they are remotely accessed and transmitted to a data base to be analyzed.

Keywords: voltage real-time monitoring system, electric energy supply interruption, power quality, remote access.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Fig. 3.1 – Diagrama de blocos do medidor.....	29
Fig. 3.2 – Diagrama de blocos geral do sistema.....	30
Fig. 3.3 – Medidor final em sua caixa.....	31
Fig. 3.4 – Imagem do medidor aberto.....	31
Fig. 3.5 – Medidor aberto sem a placa principal.....	32
Fig. 3.6 – Vista superior da placa principal do medidor.....	32
Fig. 3.7 – Vista inferior da placa principal do medidor.....	33
Fig. 3.8 – Vista da placa fonte do medidor.....	33
Fig. 3.9 – Foto do medidor operando.....	34
Fig. 4.1 – Bloco de Transformação e Fonte de Alimentação.....	37
Fig. 4.2 – Bloco do Circuito da Bateria.....	38
Fig. 4.3 – Circuito adequador (reduzidor) de tensão de fase.....	39
Fig. 4.4 – Circuito da topologia <i>Sallen-Key</i>	42
Fig. 4.5 – Circuito de filtragem.....	43
Fig. 4.6 – Resposta do filtro em Magnitude (dB) e Fase (graus) x Frequência (Hz).....	44
Fig. 4.7 – Diagrama de blocos geral do dsPIC33.....	45
Fig. 4.8 – Áreas com cobertura GSM.....	47
Fig. 4.9 – Número de operadoras de telefonia móvel por região no ES.....	48
Fig. 4.10 – Áreas com cobertura GPRS no país.....	48
Fig. 4.11 – Gráfico para exemplificação de expurgação de intervalo.....	50
Fig. 4.12 – Faixas de classificação de tensão.....	51
Fig. 4.13 – Distribuição acumulada complementar da sensação de cintilação.....	59
Fig. 4.14 – Diagrama de Blocos do modelo de medidor de cintilação de tensão.....	61
Fig. 4.15 – Nível de amplitude do sinal de cintilação no tempo.....	65
Fig. 4.16 – Gráfico da Função de probabilidade cumulativa x Classes.....	66
Fig. 4.17 – Curva para VTCD da CBEMA.....	69
Fig. 4.18 – Curva para VTCD da ITIC.....	70
Fig. 4.19 – Diagrama de blocos de todos os componentes do sistema e suas conexões.....	71
Fig. 5.1 – Curva de ganho do circuito de filtragem.....	77
Fig. 5.2 – Resultado da filtragem do sinal de 840Hz (14º harmônico).....	78
Fig. 5.3 – Resultado da filtragem do sinal de 2280Hz (38º harmônico).....	79
Fig. 5.4 – Resultado da filtragem do sinal de uma fase da rede.....	79
Fig. 5.5 – Forma de onda do sinal DST01.....	81
Fig. 5.6 – Forma de onda do sinal DST10.....	82
Fig. 5.7 – Forma de onda do sinal DST11.....	83
Fig. 5.8 – Forma de onda do sinal DST16.....	84
Fig. 5.9 – Forma de onda do sinal DST21.....	85
Fig. 5.10 – Circuito para simulação de flutuação de tensão.....	87
Fig. 5.11 – Formas de onda para flutuação com 1.620 variações/minuto.....	92
Fig. 5.12 – Forma de onda para flutuação em 8,8Hz e $S_f \approx 518pu$	96
Fig. 5.13 – Formadas de onda para flutuação em 40Hz e $S_f \approx 36$	98
Fig. A.1 – Espectro do sinal de entrada.....	111
Fig. A.2 – Diagrama de Bode do filtro “sino”: Magnitude (dB) x Frequência (Hz).....	113
Fig. A.3 – Curvas típicas de flutuação de tensão.....	113
Fig. A.4 – Curva do limiar de irritação e curva de $P_{st} = 1,0$ de um medidor de cintilação.....	114
Fig. A.5 – Exemplo de gráfico de ocorrência de P_{st} durante uma medição.....	115

Fig. B.1 – Gráfico do processo de finalização de recarga por pequena queda de tensão.....	117
Fig. D.1 – Aba de configuração Geral da interface.....	123
Fig. D.2 – Aba de configuração Regime Permanente.....	123
Fig. D.3 – Aba de configuração de VTCD e Interrupção.....	124
Fig. D.4 – Aba de <i>Status</i>	125
Fig. D.5 – Aba de Agendamento.....	125
Fig. D.6 – Aba de listagem dos Relatórios do medidor.....	126
Fig. D.7 – Janela de relatório da medição: aba Geral dos resultados.....	126
Fig. D.8 – Janela de relatório da medição: aba do.....	127
Fig. D.9 – Janela de relatório da medição: aba do gráfico.....	127
Fig. D.10 – Janela de relatório da medição: aba do gráfico das DTTs.....	128
Fig. D.11 – Janela de relatório da medição: aba para.....	128
Fig. D.12 – Janela de relatório da medição: aba do gráfico.....	129
Fig. D.13 – Janela de relatório da medição: aba do gráfico de barras.....	129
Fig. D.14 – Janela de relatório da medição: aba da.....	130
Fig. D.15 – Parte inicial do arquivo de relatório gerado com dados da medição.....	130
Fig. D.16 – Parte final do arquivo de relatório gerado com dados da medição.....	131
Fig. E.1 – Diagrama de União dos circuitos da Placa Principal.....	133
Fig. E.2 – Diagrama do Circuito de Conversão A/D.....	134
Fig. E.3 – Diagrama do Circuito dos Microcontroladores – Parte 1/4.....	135
Fig. E.4 – Diagrama do Circuito dos Microcontroladores – Parte 2/4.....	136
Fig. E.5 – Diagrama do Circuito dos Microcontroladores – Parte 3/4.....	137
Fig. E.6 – Diagrama do Circuito dos Microcontroladores – Parte 4/4.....	138
Fig. E.7 – Diagrama do Circuito da Memória – Cartão SD.....	139
Fig. E.8 – Diagrama do Circuito de Comunicação.....	140
Fig. E.9 – Diagrama do Circuito de Adequação e de Filtragem – Parte 1/2.....	141
Fig. E.10 – Diagrama do Circuito de Adequação e de Filtragem – Parte 2/2.....	142
Fig. E.11 – Diagrama do Circuito da Placa Fonte – Parte 1/2.....	143
Fig. E.12 – Diagrama do Circuito da Placa Fonte – Parte 2/2.....	144

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Distúrbios comuns à tensão.....	23
Tabela 4.1 – Faixas de classificação de tensão.....	52
Tabela 4.2 – Valores de referência globais das DTTs.....	53
Tabela 4.3 – Níveis de referência para as DITs.....	54
Tabela 4.4 – Valores de referência para a flutuação de Tensão.....	60
Tabela 4.5 – Valores das constantes da função de transferência.....	63
Tabela 4.6 – Relação entre seletor de faixa e níveis de sensibilidade.....	65
Tabela 4.7 – Classificação das VTCDs.....	67
Tabela 5.1 – Resultado da filtragem: entrada x saída e atenuação do filtro.....	78
Tabela 5.2 – Comparação de resultados entre os medidores para a forma de onda DST01.....	82
Tabela 5.3 – Comparação de resultados entre os medidores para a forma de onda DST10.....	83
Tabela 5.4 – Comparação de resultados entre os medidores para a forma de onda DST11.....	84
Tabela 5.5 – Comparação de resultados entre os medidores para a forma de onda DST16.....	85
Tabela 5.6 – Comparação de resultados entre os medidores para a forma de onda DST21.....	86
Tabela 5.7 – Resposta normalizada do medidor para flutuações de modulação quadrada.....	89
Tabela 5.8 – Teste de desempenho do medidor de cintilação.....	89
Tabela 5.9 – Pst para 1 variação/minuto.....	90
Tabela 5.10 – Pst para 2 variações/minuto.....	90
Tabela 5.11 – Pst para 7 variações/minuto.....	90
Tabela 5.12 – Pst para 39 variações/minuto.....	90
Tabela 5.13 – Pst para 110 variações/minuto.....	91
Tabela 5.14 – Pst para 1.620 variações/minuto.....	91
Tabela 5.15 – Pst para 4.800 variações/minuto.....	91
Tabela 5.16 – Pst de 1 minuto para sinal sem flutuação.....	92
Tabela 5.17 – Pst de 1 minuto para $F_m = 8,8\text{Hz}$ e $S_f \approx 3,5\text{pu}$	93
Tabela 5.18 – Pst de 1 minuto para $F_m = 8,8\text{Hz}$ e $S_f \approx 14\text{pu}$	93
Tabela 5.19 – Pst de 1 minuto para $F_m = 8,8\text{Hz}$ e $S_f \approx 33\text{pu}$	94
Tabela 5.20 – Pst de 1 minuto para $F_m = 8,8\text{Hz}$ e $S_f \approx 87\text{pu}$	94
Tabela 5.21 – Pst de 1 minuto para $F_m = 8,8\text{Hz}$ e $S_f \approx 230\text{pu}$	94
Tabela 5.22 – Pst de 1 minuto para $F_m = 8,8\text{Hz}$ e $S_f \approx 400\text{pu}$	95
Tabela 5.23 – Pst de 1 minuto para $F_m = 8,8\text{Hz}$ e $S_f \approx 518\text{pu}$	95
Tabela 5.24 – Pst de 1 minuto para $F_m = 8,8\text{Hz}$ e $S_f \approx 1.530$ (1.510 a 1.550)pu.....	96
Tabela 5.25 – Pst de 1 minuto para $F_m = 23\text{Hz}$ e $S_f \approx 28\text{pu}$	97
Tabela 5.26 – Pst de 1 minuto para $F_m = 0,5\text{Hz}$ e $S_f \approx 41\text{pu}$	97
Tabela 5.27 – Pst de 1 minuto para $F_m = 40\text{Hz}$ e $S_f \approx 36$ (35 a 38)pu.....	97
Tabela 5.28 – Comparação dos resultados dos FDs do medidor e do aferidor.....	100
Tabela C.1 – Limites de distorção de tensão.....	121

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D	Analógico-digital.
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica.
CA	Corrente Alternada.
CA/D	Conversão ou Conversor Analógico-digital.
CBEMA	<i>Computer Business Equipment Manufacturers Association.</i>
CC	Corrente Contínua.
CEI	Vide IEC.
CEPEL	Centro de Pesquisas da Eletrobrás.
CI	Circuito Integrado.
CIGRÉ	<i>Conseil International des Grands Réseaux Électriques</i> , ou em inglês <i>International Council on Large Electric Systems.</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i> ou Transformada Discreta de Fourier.
DIT	Distorção harmônica Individual de Tensão.
DRC	Duração Relativa para transgressão para tensão Crítica.
DRP	Duração Relativa para transgressão para tensão Precária.
DSP	Processador digital de sinais.
DTT	Distorção harmônica Total de Tensão.
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> ou Interferência Eletromagnética.
EMC	<i>Electromagnetic Compatibility</i> ou Compatibilidade Eletromagnética.
ESCELSA	Espírito Santo Centrais Elétricas S.A.
FD	Fator de Desequilíbrio.
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> ou Transformada Rápida de Fourier.
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> ou Comissão Internacional de Eletrotécnica.
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> ou Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos.
ITIC	<i>Information Technology Industry Council.</i>
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i> , que é uma tecnologia celular de comunicação de dados através da divisão da informação em pacotes.
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i> , que é tecnologia de telefonia móvel digital baseada na tecnologia de acesso múltiplo por divisão de tempo.

LCD	<i>Liquid Crystal Display</i> , ou tela ou visor de cristal líquido.
MATLAB	MATrix LABoratory, é um ambiente de programação/programa interativo de alta performance voltado para o cálculo numérico. Integra análise numérica, cálculo com matrizes, processamento de sinais e construção de gráficos.
NA	Normalmente Aberto (referente a um dos contatos do relé).
NF	Normalmente Fechado (referente a um dos contatos do relé).
OSI	<i>Open Systems Interconnections</i> , que é uma arquitetura formada por sete camadas que define a conexão entre computadores.
PAC	Ponto de Acoplamento Comum.
PRODIST	Resolução para regulamentar o Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional.
QEE	Qualidade da Energia Elétrica.
RAM	<i>Random Access Memory</i> ou memória de acesso aleatório, tipo de memória volátil que armazena dados enquanto o dispositivo está energizado.
SD	<i>Secure Digital card</i> , tipo de cartão de memória <i>flash</i> .
SIM	<i>Subscriber Identity Module</i> , um cartão responsável pela identificação do módulo de celular na rede de telefonia móvel e pelo armazenamento de dados do usuário.
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i> , um tipo popular de interface para comunicação serial.
TC	Transformador de Corrente.
TCP-IP	<i>Transmission Control Protocol-Internet Protocol</i> , que é um pacote de protocolos que organiza a conexão de dispositivos na Internet.
VTCD	Variação de Tensão de Curta Duração.

LISTA DE SÍMBOLOS

C_1 e C_2	Capacitores genéricos do modelo do filtro de topologia <i>Sallen-Key</i> .
$DIT_h\%$	Distorção harmônica Individual de Tensão de ordem “h”, em percentual.
$DTT\%$	Distorção harmônica Total de Tensão, em percentual.
ΔV	Variação de tensão, relativa à tensão eficaz no processo de flutuação.
Fator Q	Fator de Qualidade ou seletividade de um filtro. Responde a uma faixa de frequência determinada e rejeita as outras.
f_c	Frequência de corte.
$FD\%$	Fator de desequilíbrio, em percentual.
$\overline{FD}\%$	FD médio final, em percentual.
FT	Fator de Transferência (associado à flutuação de tensão no barramento).
$H(s)$	Função de Transferência do filtro de topologia <i>Sallen-Key</i> .
i_1 a i_4	Correntes instantâneas do circuito de adequação.
N_{jan}	Número de janelas no intervalo de medição.
P_i	Percentil “i”, usado no cálculo do Pst.
Plt	Indicador de severidade de cintilação de longa duração.
PltD95%	Valor diário do indicador Plt que superado por apenas 5% dos registros obtidos no período de 24 horas.
Pst	Indicador de severidade de cintilação de curta duração.
PstD95%	Valor diário do indicador Pst que superado por apenas 5% dos registros obtidos no período de 24 horas.
R_1 a R_6	Resistências genéricas dos circuitos de adequação ou filtragem.
R_{shunt}	Resistor <i>shunt</i> para aferição da corrente de recarga pelo CI de recarga.
s	Variável complexa de Laplace.
Sf	Valor instantâneo de cintilação, produzido na saída do bloco 4 do modelo digitalizado do medidor de cintilação da IEC.
T_{int}	Período mínimo no qual se determina uma interrupção.
V	Tensão eficaz.
v_+ e v_-	Tensões instantâneas nos terminais positivo e negativo, respectivamente. do amplificador operacional de adequação.
V_+	Tensão da sequência positiva do sinal de tensão da rede.
V_-	Tensão da sequência negativa do sinal de tensão da rede.

V_1	Tensão da componente fundamental (em 60Hz).
V_{AB}	Tensão eficaz de linha entre as fases A e B;
$V_{bateria}$	Tensão CC nominal da bateria do medidor.
V_{BC}	Tensão eficaz de linha entre as fases B e C;
V_{CA}	Tensão eficaz de linha entre as fases C e A;
V_{CC}	Tensão CC originada de tensão retificada dos transformadores ou da bateria.
v_i	Tensão instantânea na entrada do circuito do amplificador operacional.
V_h	Tensão harmônica de ordem “h”.
v_o	Tensão instantânea na saída do circuito do amplificador operacional.
V_{ref}	Tensão CC regulada igual a 4,096V que é usada como referência pelo CA/D.
$V_{retificada}$	Tensão CC retificada fornecida pelos secundários dos transformadores.
V_{in}	Tensão CC retificada fornecida por um transformador extra (ligado a uma das fases). Fornece a tensão de alimentação para o circuito de recarga.
V_n	Tensão nominal (ou contratada) do barramento.
w_c	Frequência de ressonância do filtro de topologia <i>Sallen-Key</i> .

1 – Motivações

No início de 1999, visando estabelecer normas para disciplinar o relacionamento entre as distribuidoras de energia elétrica e os demais agentes (unidades consumidoras e empresas geradoras) conectados aos sistemas de distribuição (que incluem redes e linhas de tensão inferiores a 230kV), a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) contratou o CEPREL para elaborar a versão inicial dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional, o PRODIST. Depois de exaustivo trabalho e inúmeras interações com agentes do setor elétrico e a sociedade em geral (incluindo processo de Audiência Pública), o PRODIST foi aprovado pela 49ª Reunião Pública Ordinária da Diretoria de 2008 [1], pela Resolução Normativa nº 345, de 16 de dezembro de 2008, publicada no Diário Oficial da União – DOU em 31 de dezembro de 2008. O PRODIST é composto de 8 módulos:

1. Introdução;
2. Planejamento da expansão do sistema de distribuição;
3. Acesso ao sistema de distribuição;
4. Procedimentos operativos dos sistemas de distribuição;
5. Sistemas de medição;
6. Informações requeridas e obrigações;
7. Cálculos de perdas na distribuição;
8. Qualidade da energia elétrica.

O módulo 8 do PRODIST trata da qualidade da energia elétrica e tem como objetivo [2]:

- a) Definir os procedimentos relativos à Qualidade da Energia Elétrica (QEE), abordando a qualidade do produto e do serviço prestado;
- b) Definir, para a qualidade do produto, os conceitos e os parâmetros para o estabelecimento de valores-limite para os indicadores de QEE;
- c) Estabelecer, para a qualidade dos serviços prestados, a metodologia para apuração dos indicadores de continuidade e dos tempos de atendimento, definindo limites e responsabilidades, além da metodologia de monitoramento automático dos indicadores de qualidade.

Com a elaboração do PRODIST e, especificamente, do Módulo 8, tornou-se necessário que as concessionárias ampliassem o acompanhamento da qualidade da energia elétrica das suas redes, o que implicaria no aumento do uso de sistemas medidores de QEE.

Dessa demanda nasceu o presente projeto (e dissertação), com o objetivo de desenvolver um medidor de QEE de baixo custo, e possível produto, para o monitoramento do fornecimento da tensão das redes de distribuição de energia elétrica, de forma a viabilizar seu uso em larga escala. Este sistema seria um contraponto aos atuais medidores de qualidade da energia elétrica, que em geral apresentam custo elevado. A ampliação do uso no sistema dos atuais medidores seria onerosa e implicaria em um investimento considerável. Existem ainda medidores de custo relativamente menor, mas se focam em poucos parâmetros de qualidade, i.e., não possuem a abrangência da proposta do PRODIST.

2 – Introdução

2.1 *Qualidade da Energia Elétrica*

O sistema elétrico mundial consolidou suas bases no início do século XX e foi evoluindo gradativamente com o passar dos anos, respondendo à sua demanda, que foi sendo formada, basicamente, de cargas lineares. Nas décadas seguintes, entretanto, outras áreas ligadas à eletricidade como a de semicondutores, as máquinas eletromecânicas com acionamento eletrônico e os dispositivos eletro-eletrônicos, tiveram grandes avanços. Vários desses sistemas têm como características o fato de serem cargas não-lineares. Nesse mesmo período, o aumento da população e das indústrias implicou em crescimento significativo do uso desses sistemas e dos efeitos de suas características não-lineares. Isso impôs certos problemas ao setor elétrico como, por exemplo, geração de tensões com frequências harmônicas e inter-harmônicas, flutuações de tensão e variações de tensão de curta ou longa duração. Esses problemas, além de outros provocados por fenômenos naturais ou pelo próprio sistema (e.g. comutação de equipamentos), afetam ambos os lados do sistema elétrico (concessionárias e consumidores) e implicaram na criação de uma nova área, que se relacionaria com a qualidade da energia elétrica.

2.1.1 **Definição de Qualidade da Energia Elétrica**

Fenômenos associados à qualidade da energia elétrica são conhecidos quase que desde o início do sistema elétrico. Os problemas com interrupções, obviamente, “nasceram” junto com o sistema. Fenômenos mais complexos de se observar, como o caso da potência reativa na rede, por exemplo, já seria descrita em 1927 por Budeanu¹ [3].

Apesar disso, pode-se dizer que a área da qualidade da energia elétrica ainda está na sua juventude, pois ela começou a ser formalmente tratada nas últimas duas décadas – principalmente a partir dos meados da década de 90 [4]. Como muitas coisas na juventude, ela tem suas ambiguidades, que vão desde sua terminologia e definição ao estabelecimento quantitativo e qualitativo de seus fenômenos.

¹ Antes mesmo dessa publicação, já no fim do século XIX, o tema já era estudado.

O termo Qualidade da Energia Elétrica deriva do termo inglês *Power Quality*. A primeira referência ao termo aparece em 1968, em um artigo da marinha norte-americana sobre o estudo realizado nas especificações de alimentação dos aparelhos eletrônicos do sistema. O termo *Power Quality* recebeu crítica de vários especialistas, pois, argumentam que não se é possível “falar” da qualidade de uma quantidade física como a energia (“power”). Nas publicações, diversos termos são usados [4]:

- ***Voltage Quality***: trata das alterações da tensão em relação à sua característica ideal, uma onda senoidal de frequência única, sendo a frequência, a amplitude e a fase constantes. Limitado, o termo negligencia distorções de corrente;
- Uma definição complementar seria ***Current Quality*** (termo sem referência em publicações), que trataria dos mesmos pontos do termo anterior, mas direcionado à corrente. Teria limitações similares;
- ***Power Quality***: seria então uma combinação de *Voltage Quality* e *Current Quality*, tratando dos desvios de tensão e/ou corrente das suas características ideais²;
- ***Quality of Supply (Quality of Power Supply)***: inclui a parte técnica de *Voltage Quality* e algumas partes do que se pode referir-se como “Qualidade do Serviço”. Como limitação, o termo *supply* (fornecimento) exclui a responsabilidade do consumidor na qualidade, pois o mesmo pode ter contribuição ativa sobre alguns fenômenos;
- ***Quality of Consumption***: que seria termo complementar ao citado anteriormente. Ele conteria *Current Quality* e mais a ação do consumidor;
- ***Electromagnetic Compatibility (EMC)***: termo anteriormente usado nas normas da IEC (que viria, posteriormente, a adotar também o termo *Power Quality*), trata da interação mútua entre equipamentos e entre equipamentos e as fontes de energia. Está relacionado, principalmente, com dois termos: a emissão de “poluição” eletromagnética e a “imunidade” do equipamento com essa poluição.

O termo *Power Quality* tem várias definições formais. Segundo o dicionário do IEEE [5]:

“power quality is the concept of powering and grounding sensitive equipment in a manner that is suitable to the operation of that equipment.”

² Deve-se observar que *Power Quality* não tem nenhuma relação com alteração do produto (multiplicação) entre tensão e corrente (potência) de qualquer formato “gráfico” ideal.

Essa definição limita o conceito a casos em que ocorre alteração do desempenho do aparelho. Por exemplo, a distorção harmônica de tensão só será associada à qualidade da energia elétrica se interferir no funcionamento do dispositivo. Já a definição praticada pelo IEC (que pode ser encontrada, por exemplo, na norma IEC 61000-4-30) [5] não está relacionada com o desempenho do dispositivo, mas com a possibilidade de se medir e quantificar o desempenho do sistema de energia, como afirma a citação abaixo:

“Characteristics of the electricity at a given point on an electrical system, evaluated against a set of reference technical parameters.”

Mesmo não apresentando uma perfeita descrição dos fenômenos, este trabalho assume que o melhor termo seria o *Power Quality*, ou melhor, Qualidade da Energia Elétrica (QEE), que é uma combinação dos distúrbios na Qualidade da Tensão e Corrente. Tais termos se tornaram predominantes nas publicações internacionais e nacionais, respectivamente. Devido aos objetivos do projeto, tratados posteriormente, há um foco na qualidade da tensão elétrica e em seus indicadores de conformidade. São incluídos ainda fenômenos associados aos indicadores de continuidade (relacionados às ocorrências de interrupções), que não são necessariamente incluídos em QEE (como feito por [5]).


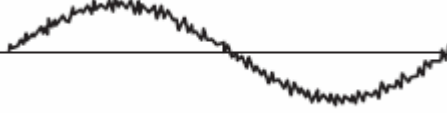
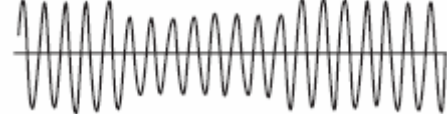
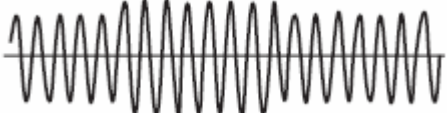
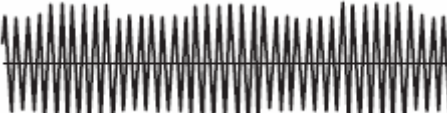




2.1.2 Distúrbios

Diversos são os distúrbios associados à QEE. A própria potência reativa pode ser tratada como tal, pois, como fenômeno, não é uma potência realizadora de trabalho. Idealmente, seria interessante que o sistema operasse apenas com potência ativa (realizadora de trabalho). A existência de elevada potência reativa na rede implica no aumento estrutural (robustez) do sistema de distribuição.

No caso deste trabalho, devido a seu foco, os distúrbios de corrente não são descritos. Deve-se esclarecer, entretanto, que a observação dos distúrbios de corrente também é necessária para a completa análise da qualidade da energia elétrica.

Com o foco no monitoramento da qualidade da tensão, esta dissertação apresenta um conjunto de distúrbios mais comuns associados à tensão, exemplificado na Tabela 2.1:

Tabela 2.1 – Distúrbios comuns à tensão.

Tipo de Distúrbio	Descrição	Exemplo de Causas
	<p>Surto (ou impulso): pulso rápido, com rápida subida e decaimento oscilatório amortecido ou exponencial; de 50V a 6kV, com 0,5us a 2ms de duração.</p>	<p>Chaveamento de cargas, chaveamento de equipamentos da rede, raios.</p>
	<p>EMI: distúrbios repetitivos de baixa energia na faixa de 10kHz a 1GHz, com 100mV a 100V de amplitude.</p>	<p>Equipamentos operando (fontes chaveadas, etc), interferência de sinais das transmissões em radio-frequência.</p>
	<p>Afundamentos: redução da tensão por mais de um período.</p>	<p>Partida de cargas pesadas, chaveamento de equipamentos da rede.</p>
	<p>Elevação: elevação da tensão por mais de um período.</p>	<p>Redução de carga, chaveamento de equipamentos da rede.</p>
	<p>Flutuação: flutuações repetitivas no nível de tensão, causando uma “modulação” da tensão da rede.</p>	<p>Cargas pulsantes, como forno a arco, compressores e laminadores.</p>
	<p>Notches: repetitivos afundamentos da tensão de curta duração.</p>	<p>Comutação de corrente em retificadores trifásicos (controlados ou não).</p>
	<p>Distorção da forma de onda: distorção na forma da onda de tensão devido à presença de harmônicas e inter-harmônicas.</p>	<p>Retificadores e outras cargas não-lineares e/ou intermitentes.</p>
	<p>Variação de Frequência: desvio da frequência nominal.</p>	<p>Equipamentos da rede de fraco desempenho, problemas na geração.</p>
	<p>Interrupção: tensão nula em uma ou mais fases.</p>	<p>Curto-circuito, falha de equipamentos da rede, acidentes, raios, fenômenos naturais.</p>

2.2 Situação Atual da área de Medição de QEE

Com o nascimento da área de QEE os sistemas para medição dos indicadores de qualidade da energia elétrica começaram a ser desenvolvidos no cenário nacional. No Brasil, congressos

específicos sobre o tema vêm se tornando comuns, assim como a associação de concessionárias, órgãos públicos e iniciativa privada para o desenvolvimento de sistemas para a medição e avaliação da QEE.

As características técnicas dos diversos medidores de qualidade da energia elétrica existentes foram consultadas para o levantamento do atual estado tecnológico da área. Alguns dos medidores ainda estão no estágio de “protótipo” (fora de linha de produção), outros já estão disponíveis no mercado e, apesar disso, vários deles apresentam restrições devido ao algoritmo implementado ou com a comunicação [6]. Os medidores nacionais apresentam características comuns tais como: serem microprocessados, usarem conversão analógico-digital com resolução mínima de 12 bits (especificação da norma do PRODIST [7]), terem taxa de amostragem entre 64 e 256 amostras por ciclo³, usarem memória não-volátil para armazenar dados processados. Como meio de comunicação são usados modems, módulos de telefonia celular, comunicação serial, fibra ótica e Internet [6][8][9][10][11][12].

Grande parte dos medidores consultados trata apenas de poucos indicadores estabelecidos pelo PRODIST. Alguns monitoram a variação da tensão, sendo capazes de identificar e registrar as ocorrências de interrupções de energia e variações de tensão de curta duração (VTCD) [10]. Outros permitem a avaliação da distorção harmônica da tensão da rede e flutuação da tensão [6] ou a avaliação da tensão em regime permanente [9]. Existem ainda sistemas que agrupam conjuntos de diferentes medidores de forma a se obter flexibilidade na obtenção dos dados para os usuários finais [13].

Existem medidores nacionais e importados mais completos e de maior capacidade de processamento de dados, evidentemente, com custo maior. O uso de tais medidores implicaria em um custo total elevado para o uso em grande escala. Apesar das capacidades desses medidores, alguns homologados pela ANEEL, ainda assim são encontradas discrepâncias entre os resultados das suas medições [14]. Isso se dá pela forma como são implementados os algoritmos de medição e a certas “lacunas” nas normas que permitem diferentes interpretações e implementações no processamento dos dados, produzindo resultados diferentes no final.

³ Ciclo da rede elétrica brasileira, que é de 1/60s (frequência igual a 60 Hz).

2.3 Conclusão

Só quase após um século do estabelecimento do sistema elétrico, os governos e as instituições ligadas à área de eletricidade começaram a regulamentar as questões relativas à QEE. O crescimento do sistema e sua demanda fizeram que se notasse a necessidade de estudar a qualidade e de se melhorar um sistema que se tornara enorme. Outro ponto, intrínseco ao anterior, é a maior sensibilidade dos sistemas e equipamentos à QEE do sistema elétrico que os abastece; tais sistemas dependem de uma qualidade mínima para um desempenho adequado.

Não se deve esquecer, ainda, um conceito relativamente novo também, que é o direito do consumidor. Nascido no século passado, os países passaram a legislar sobre a qualidade dos produtos e serviços fornecidos aos consumidores. A QEE entra nesse aspecto como produto e serviço fornecidos, sendo que sua má qualidade pode interferir ou danificar os equipamentos eletro-eletrônicos do consumidor, ou mesmo afetar a qualidade da vida da população, visto que a energia elétrica está ligada diretamente ao cotidiano das pessoas. A interferência nos processos industriais devido aos distúrbios na energia elétrica também é notável: as paralisações das plantas, as perdas de matérias-primas e de produtos implicam em um alto custo. Devido a esses fatores, impõe-se uma necessidade de qualidade mínima do serviço e produto fornecido. O inter-relacionamento desses pontos acabou por determinar um movimento das instituições em direção da criação da área de QEE.

3 – Visão Geral

3.1 Objetivos

A presente dissertação de mestrado nasceu de um projeto de Pesquisa & Desenvolvimento formado pela concessionária local, a ESCELSA, a Universidade Federal do Espírito Santo (UFES) e a ANEEL. O objetivo do projeto foi o desenvolvimento de um medidor de QEE de baixo custo, para ser usado em escala e não que implicasse em um alto custo. Outro objetivo foi o de apresentar resultados satisfatórios e dentro das restrições da norma vigente, mesmo com as limitações impostas por uma meta de ser de baixo custo (que implica em um projeto enxuto e com elementos de custo baixo).

3.1 Mercado

Como os valores dos medidores não são informados de forma direta pelos fabricantes (e seus representantes) em seus catálogos ou sites na Internet, fez-se uma consulta informal à concessionária local (ESCELSA) para o levantamento dos custos aproximados desses aparelhos. Uma observação feita foi que a quantidade de aparelhos a ser comprada e a “relação” entre a concessionária e o fabricante/representante implica em uma variação considerável no preço final do medidor. Medidores mais simples apresentam o custo de algumas centenas de reais, mas suas capacidades de monitoramento são limitadas, medindo poucos parâmetros. Já os medidores mais “completos”, com monitoramento de corrente, apresentam valores da ordem de uma dezena de milhar de reais. Há ainda aparelhos que monitoram apenas tensão, mas abordam de forma desejável, vários parâmetros de QEE. Esses medidores apresentam um custo em torno de alguns milhares de reais. Constatou-se, então, a existência de basicamente três tipos de medidores de QEE nos mercados: os de baixo custo, que não atenderiam a norma, os de médio e os de alto custo, os quais atenderiam a norma, mas seriam onerosos e inviáveis, respectivamente, para o uso em larga escala. Os medidores de médio e alto custo apresentam valores superiores a alguns milhares de reais (custo de mercado) – podendo chegar a dezenas de milhares de reais, como o caso de alguns medidores do tipo Classe A. Com essa perspectiva de valores de mercado dos aparelhos, foi estabelecida para o projeto uma meta de custo de produção de algumas centenas de reais para o medidor, de forma que, como produto, ficasse com o custo em torno de um milhar de reais.

Como mencionado anteriormente, o medidor volta-se para a qualidade da tensão. Há uma razão para isso: o alto custo do Transformador de Corrente (TC). Para se realizar a medição de corrente é necessário um TC adequado; este elemento apresenta custo bastante significativo. Transformadores de corrente de precisão do tipo “braçadeiras” (que podem ser colocados em volta dos cabos da rede) têm custo alto, da ordem de centenas de reais – deve-se lembrar que são usados três TCs devido à rede ser trifásica. Mesmo os transformadores fixos de precisão, apesar de mais baratos, têm um custo considerável, além de implicarem na necessidade de inserção na rede (abertura da ligação do cabo) – que não é um processo interessante, principalmente se o medidor não for usado de forma fixa. Deve-se observar que o valor de um conjunto de TCs pode ser maior que o valor do medidor sem ele. Conforme dados levantados com uma concessionária, o valor do conjunto de transformadores pode ser de 3/4 do valor do medidor. Sem os TCs, alguns medidores têm seu valor reduzido a 1/4 do custo do sistema completo.

Em função do não monitoramento de corrente, o processamento do indicador de fator de potência (que depende da medição de corrente) não é realizado. A análise da variação da frequência da tensão também não é realizada, pois não houve interesse do monitoramento desse indicador pelas partes envolvidas no projeto. Deve-se observar que alguns indicadores são relativamente mais importantes para a agência reguladora, pois os dados levantados sobre eles serão usados em regulamentações futuras. Na seção 8.3 do PRODIST “Disposições Transitórias” [7], a agência reguladora expõe seu interesse no planejamento do processo de implantação dos indicadores de qualidade do produto energia elétrica para os fenômenos harmônicos, desequilíbrio de tensão, flutuação de tensão e variação de tensão de curta duração, de forma que após um período de testes realizado pelas concessionárias, serão estabelecidos valores limites para esses parâmetros. Todos esses indicadores são abordados pelo medidor.

3.2 Módulo 8 do PRODIST

O Módulo 8 do PRODIST é dividido em duas partes [7]: Qualidade do Produto e Qualidade do Serviço. A parte referente à Qualidade do Serviço busca estabelecer procedimentos relativos à qualidade do serviço prestado pelas concessionárias aos

consumidores, sendo que entre seus focos está a Continuidade do Serviço, i.e., indicadores associados à ocorrência de interrupções do fornecimento da energia elétrica. A Qualidade do Produto, relacionada com a conformidade do produto, aborda os seguintes indicadores:

- Tensão em Regime Permanente;
- Fator de Potência;
- Harmônicos;
- Desequilíbrio de Tensão;
- Flutuação de Tensão;
- Variação de Tensão de Curta Duração;
- Variação de Frequência.

O módulo especifica as características para o desenvolvimento de um medidor de QEE, definindo a instrumentação e metodologias de medições mínimas:

- Taxa de amostragem: 16 amostras/ciclo;
- Conversão analógico-digital: 12 bits;
- Precisão: 1% da leitura.

O medidor desenvolvido tem como proposta o atendimento das propostas e das especificações do PRODIST. Monitora em tempo real os principais indicadores de qualidade do produto e de qualidade de serviço (interrupções de energia), com o armazenamento local de informações, assim como a transmissão das mesmas para um servidor central, que terá o objetivo de montar uma base de dados.

3.2 Medidor Proposto

O medidor monitora e registra (armazenando localmente) as informações sobre as interrupções ocorridas, os valores eficazes da tensão em regime permanente, os desequilíbrios de tensão (no caso das instalações trifásicas), os componentes harmônicos da tensão, as variações de tensão de curta duração e a flutuação da tensão. O diagrama de blocos do medidor pode ser observado na Fig. 3.1.

O medidor é instalado em um Ponto de Acoplamento Comum (PAC). Ele foi projetado para ser instalado em redes trifásicas do tipo estrela aterrada, mas permite instalações em redes monofásicas ou bifásicas (nesses casos, o monitoramento do indicador de desequilíbrio de tensão é automaticamente desabilitado). As conexões para medição são do tipo fase-neutro. Sua tensão nominal de trabalho é de 127V \pm 25%, com frequência da rede igual a 60Hz. Permite monitorar indiretamente médias tensões, sendo necessário o uso de transformadores de potencial para a redução das tensões para a faixa adequada e a configuração do parâmetro de multiplicação, no qual se informa a relação de transformação realizada, e dos valores de tensão das faixas de conformidade. Para o uso do medidor em sistemas de baixa tensão diferente da nominal, pode-se usar a solução anterior.

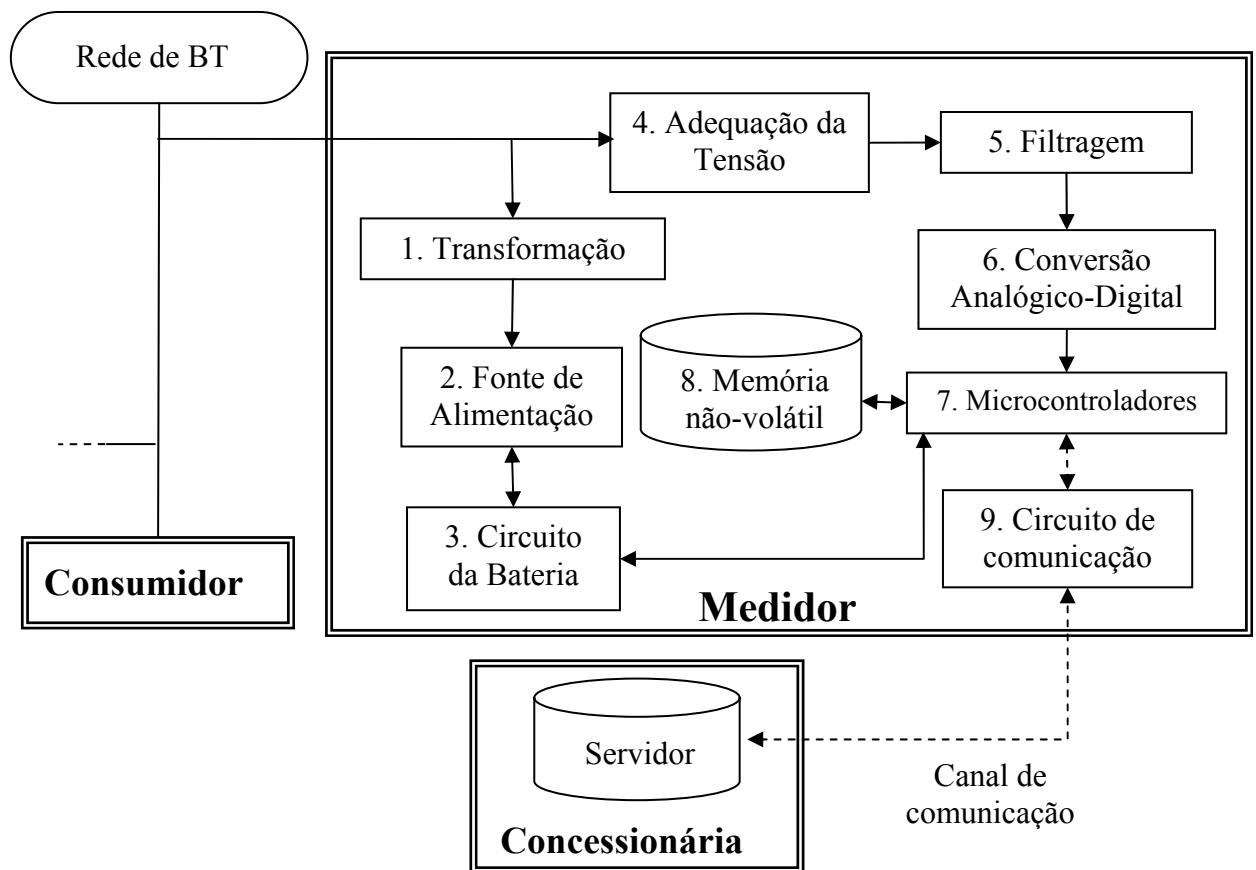


Fig. 3.1 – Diagrama de blocos do medidor.

A alimentação do sistema é obtida diretamente da rede. O bloco 1 (Fig. 3.1) realiza a etapa de “Transformação” e reduz a tensão da rede para níveis adequados para a “Fonte de Alimentação” do medidor (bloco 2). A fonte de alimentação apresenta uma bateria, para manter o sistema em funcionamento durante as interrupções ou afundamentos severos de

tensão. Ao bloco 2 está ligado o bloco 3, denominado “Circuito da Bateria”, responsável por recarregar a bateria.

A parte de processamento de sinal e dos indicadores do circuito é composta pelos blocos 4, 5, 6 e 7. O bloco 4 realiza a “Adequação da Tensão” da rede (ligação do tipo fase-neutro) para níveis adequados ao circuito (faixa entre 0 e 5V). Após a adequação, os sinais passam pelo bloco 5 (Filtragem), que é composto por filtros passa-baixas (um para cada fase) que ajustam a banda de frequência dos sinais à frequência de amostragem e elimina o efeito do *aliasing* [15]. O bloco 6, chamada “Conversão Analógico-Digital” realiza a leitura e a conversão A/D do sinal de tensão. Este sinal digital é enviado ao bloco 7, o dos “Microcontroladores”, no qual há dois microcontroladores. Um deles trabalha especificamente com o processamento dos sinais e a extração dos dados; é ele quem recebe os sinais digitais e os processa. O segundo microcontrolador é responsável por controlar o medidor: define as tarefas do primeiro microcontrolador, recebe os dados processados, grava-os em uma “Memória não-volátil” (bloco 8) e realiza a comunicação com o sistema “Servidor”, através do bloco 9, o “Circuito de Comunicação”.

O Circuito de Comunicação tem um módulo de celular e um cartão SIM (para se conectar na rede de telefonia móvel) e usa o sistema GSM/GPRS para se conectar ao Servidor, localizado na concessionária. O diagrama de conexão do sistema está exposto na Fig. 3.2. Como se poder ver, um conjunto de medidores se conecta no Servidor através da rede de telefonia celular, usando o sistema GPRS como “caminho”, passando, em seguida, pela Internet até chegar ao Servidor. O Servidor tem como função comandar os medidores e agregar os dados enviados. Ele ainda realiza um pós-processamento desses dados e os armazena em um banco de dados. A partir daí eles estão disponíveis aos usuários na concessionária.

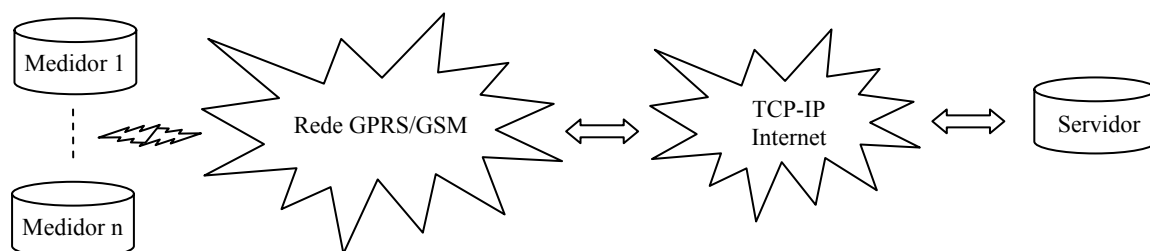


Fig. 3.2 – Diagrama de blocos geral do sistema.

3.3 Medidor Implementado

Após a definição dos circuitos básicos do projeto, o primeiro protótipo foi construído e foram realizados testes para verificar a sua funcionalidade. Com a aprovação do *hardware* do protótipo, a versão final do medidor foi definida. Com a fabricação das placas e a montagem dos componentes, foram produzidas unidades do medidor. A Fig. 3.3 apresenta o medidor final em sua caixa.



Fig. 3.3 – Medidor final em sua caixa.

O medidor é mostrado aberto na Fig. 3.4, com suas placas expostas: “A” é a placa principal e “B” é a placa fonte. A letra “C” indica a antena do módulo de celular – que fica dentro da caixa (de material plástico) – e “D” o cabo de conexão do medidor à rede elétrica, com garras do tipo jacaré para serem fixados nos cabos das fases e terra.



Fig. 3.4 – Imagem do medidor aberto.

A Fig. 3.5 apresenta o medidor aberto com sua placa principal removida. Nela está indicada a placa fonte pela letra “A” e sua bateria (usada no caso de corte de energia), indicada por “B”. O conjunto de três transformadores, conforme o diagrama da Fig. 4.1, está indicado por “D”. O transformador indicado por “C” alimenta o circuito da bateria e fornece a tensão para recarregá-la.

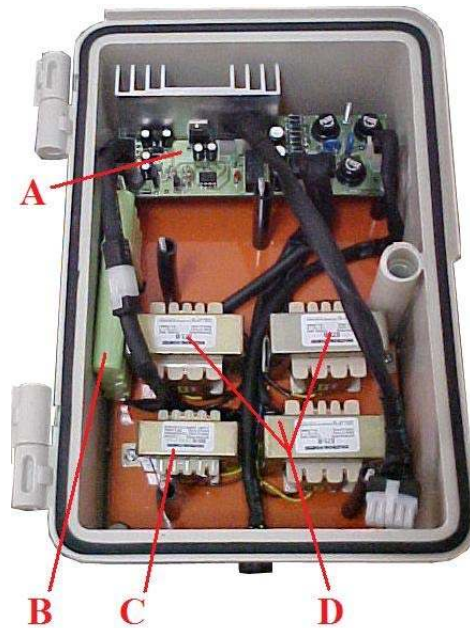


Fig. 3.5 – Medidor aberto sem a placa principal.

A parte superior da placa principal é apresentada na Fig. 3.6. A letra “A” indica o microcontrolador que controla a placa e realiza a comunicação com o sistema servidor. A letra “B” indica os circuitos de adequação, filtragem e conversão A/D, conforme indicado nos blocos 4, 5 e 6, respectivamente, do diagrama de blocos da Fig. 3.1.

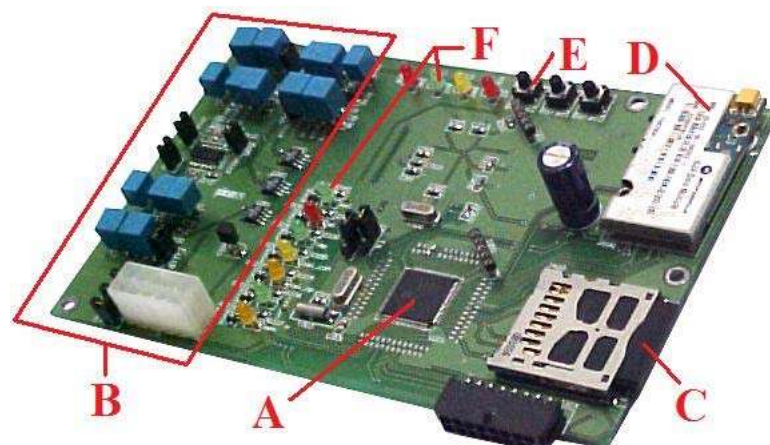


Fig. 3.6 – Vista superior da placa principal do medidor.

A letra “C” indica o cartão de armazenamento de dados; “D” o módulo de celular para comunicação; “E” são botões para comando local da placa; e “F” são LEDs indicadores. A Fig. 3.7 exibe a parte inferior da placa, sendo que o microcontrolador responsável pelo processamento dos sinais está indicado pela letra “A”; o cartão SIM, necessário para a conexão do módulo à rede GSM/GPRS, está indicado por “B”.

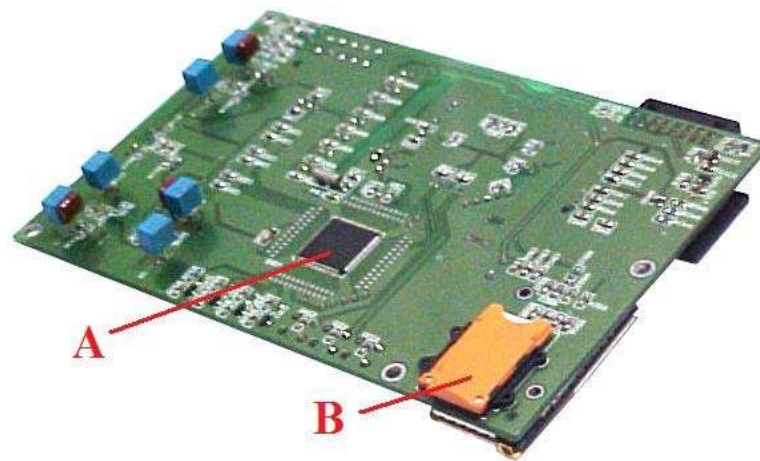


Fig. 3.7 – Vista inferior da placa principal do medidor.

A placa de fonte é exibida na Fig. 3.8. A região indicada por “A” é responsável pela alimentação do medidor; “B” indica as proteções do sistema, composta por fusíveis e varistores; e a região indicada pela letra “C” é o circuito da bateria, responsável por recarregá-la.

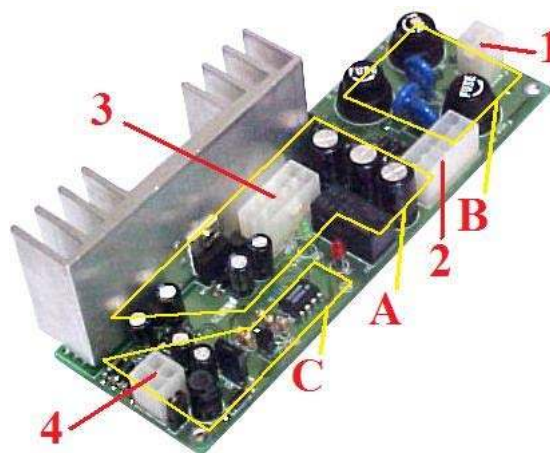


Fig. 3.8 – Vista da placa fonte do medidor.

Ainda são indicados na imagem os conectores da placa:

- “1” é o conector das fases, que está ligado as fases da rede, além do terra;
- “2” é o conector dos transformadores, que liga a eles as fases, para que a tensão seja reduzida e depois retificada para alimentar a fonte do circuito;
- “3” é o conector da placa principal, no qual estão ligadas as tensões das fases (para a medição), as tensões de alimentação e os sinais de comando;
- “4” é o conector da bateria, na qual está ligada a bateria e o transformador que alimenta o circuito de recarga.

Por fim, a Fig. 3.9 apresenta a foto do medidor operando no laboratório e realizando o monitoramento da rede. Por simplicidade, foi montada uma caixa composta pelas fases da rede (na qual o medidor está ligado por fios comuns), indicada por “A”.



Fig. 3.9 – Foto do medidor operando.

3.4 Conclusão

A partir da análise dos medidores de QEE existentes no mercado, na qual foram observadas suas capacidades, limitações e custos, e das exigências e necessidades do PRODIST, foi projetado um medidor de QEE que atingisse os objetivos de baixo custo e a obtenção de informações sobre a QEE da tensão da rede, conforme os requisitos da norma.

Neste capítulo foi dada uma visão geral do medidor, analisando-se seu diagrama de blocos e suas funcionalidades. A partir do desenvolvimento e teste de um protótipo, pôde-se definir a versão final do medidor, que foi exibida neste capítulo. Os diagramas elétricos dos circuitos do medidor podem ser vistos no Apêndice E – Diagramas dos Circuitos do Medidor.

4 – Especificações e Desenvolvimento do Medidor

Com o projeto, a implementação e a realização de testes do protótipo, pôde-se observar seu desempenho e funcionalidade, permitindo, então, a definição da versão final do medidor.

4.1 *Hardware*

O *hardware* idealizado para o medidor no diagrama de blocos da Fig. 3.1 foi implementado e na sua versão final, o medidor foi dividido em duas partes (placas): placa de alimentação e placa de processamento. Dessa forma, isolou-se a parte de “potência” do sistema (alimentação e as suas proteções) da parte voltada ao processamento. Isso deu modularidade ao sistema, no sentido de que caso ocorra algum problema na placa de alimentação, por exemplo, basta que apenas ela seja substituída e a outra pode ser mantida. Em um sistema com uma placa única, um determinado defeito pode significar a perda completa do medidor, mesmo que as outras partes estejam funcionando adequadamente.

A placa de alimentação contém os blocos 1, 2 e 3 do diagrama da Fig. 3.1. Ela é responsável pela alimentação do medidor, pelo sistema de recarga da bateria e pelas proteções elétricas. A placa de processamento tem os blocos restantes, que estão associados à medição e ao processamento de dados, além da comunicação com o Servidor.

4.1.1 **Bloco de Transformação e Fonte de Alimentação**

Primeiramente, um cabo externo traz para a caixa do medidor os fios das fases e do neutro. Internamente, este cabo é conectado na placa de alimentação e passa pelas proteções (fusíveis e varistores). Depois as fases e o neutro são levados para um banco de transformadores, como mostrado na Fig. 4.1. Através de outra conexão, as fases e o neutro também são levados para a placa de processamento – para a amostragem das tensões da rede elétrica –, junto com as tensões reguladas para a alimentação (3,3V e 5V).

O medidor usa um conjunto de três transformadores com ligação monofásica nos primários (um para cada fase); no secundário é feita retificação monofásica de onda completa

usando o *center tap* ligado ao neutro⁴. Deve-se notar que esta não é uma topologia trifásica, mas sim uma topologia monofásica que usa três transformadores. A ideia básica é de ter uma “redundância” de transformadores, ou seja, se uma ou duas fases são interrompidas ou sofrem afundamentos severos, o sistema continua sendo alimentado sem problemas pela outra fase. Esta topologia permite que a bateria seja usada somente quando ocorre um problema nas três fases. Com a redução do uso da bateria, aumenta-se a sua vida útil.

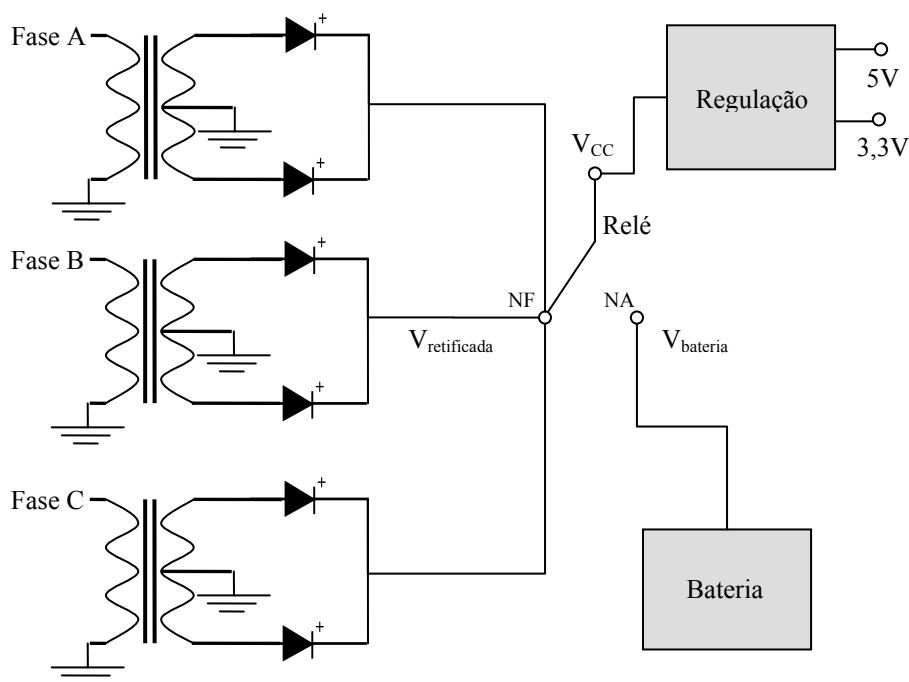


Fig. 4.1 – Bloco de Transformação e Fonte de Alimentação.

No diagrama da Fig. 4.1 pode ser visto que a tensão retificada dos secundários, $V_{retificada}$, forma a tensão V_{CC} , que energiza o bloco “Regulação”. Esse bloco contém os reguladores lineares que alimentam o circuito do medidor. No caso de falha nas três fases (interrupções ou afundamentos severos), o sistema comanda a comutação de um relé e a bateria, com sua tensão $V_{bateria}$, passa a alimentar o circuito.

4.1.2 Bloco do Circuito da Bateria

O bloco do Circuito da Bateria é responsável pela recarga da bateria. É basicamente um conversor *buck* controlado pelo BQ2000, um circuito integrado (CI) da *Texas Instruments*.

⁴ Devido à medição do tipo fase-neutro e à forma de transformação, o neutro (ou terra) é compartilhado por todo o circuito como referência.

Ele é capaz de trabalhar com diferentes tipos de bateria, como NiCd, NiMH e Li-Ion, sendo possível ser programado através da combinação de componentes passivos (resistores e capacitores) ligados a seus terminais. Dessa forma, pode-se definir o número de células da bateria, tempo de carga e o valor da corrente, por exemplo.

O diagrama do circuito pode ser observado de forma simplificada na Fig. 4.2. O CI controlador realiza amostragens do valor de tensão da bateria e identifica seu estado. Ele usa um resistor de baixa resistência (R_{shunt}) para monitorar (e limitar) a corrente de recarga da bateria e controlar a frequência de chaveamento do transistor. O controle de fim recarga é feito por tempo ou variação de tensão (o que ocorrer primeiro) [16]. A bateria usada é do tipo NiMH e no Apêndice B – Recarga de Bateria – trata-se dos aspectos básicos de como deve ser feita a recarga das baterias baseadas em Níquel.

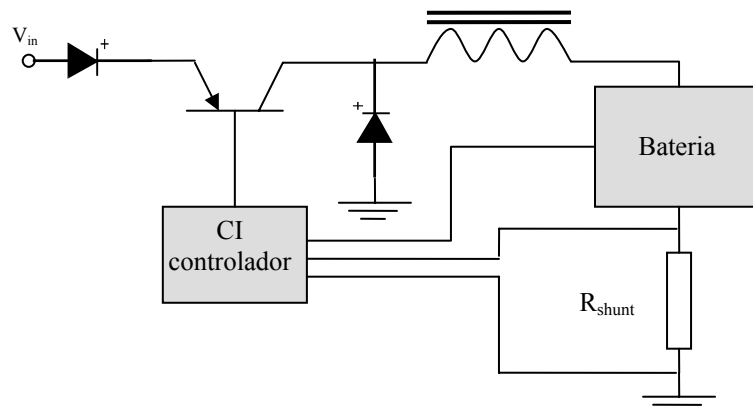


Fig. 4.2 – Bloco do Circuito da Bateria.

O circuito de recarga é alimentado por um quarto transformador, no qual é realizada retificação monofásica de onda completa e produz uma tensão superior ao valor de tensão da bateria. O primário do transformador é ligado de forma monofásica em uma das fases – sem definição de preferência. Como a recarga é realizada por um período de tempo relativamente curto (algumas horas) em relação ao período de medição, não há maiores problemas no caso de interrupção na fase usada.

4.1.3 Bloco de Adequação de Tensão

Para o processamento dos sinais de tensão da rede elétrica é necessário sua redução para os níveis de tensão de trabalho dos CIs utilizados. O uso de transformadores para esse tipo de processo foi descartado, pois transformadores simples introduziriam distorções e afetariam a precisão do sistema, que é restrita pela norma; transformadores de precisão e adequados apresentariam custo elevado e seriam incompatíveis com os objetivos do projeto – o uso de outros tipos de elementos para isolamento implicaria no mesmo problema. A solução adotada foi o uso de amplificadores operacionais, sem isolamento, configurados para redução dos sinais, como ilustrado na Fig. 4.3.

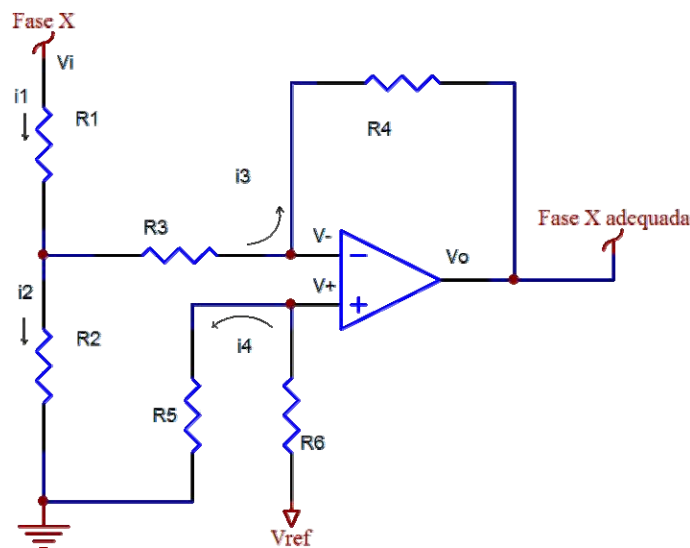


Fig. 4.3 – Circuito adequador (reductor) de tensão de fase.

O circuito da Fig. 4.3 é basicamente um amplificador inversor com soma de *offset*. Sua função é reduzir o sinal de tensão CA da rede elétrica a uma faixa de excursão em torno de $\pm 2V$ e somá-lo a um *offset* de tensão para que o sinal se torne CC e varie entre de 0 a 4V. O amplificador operacional usado foi o MCP6004, que é um CI composto de quatro amplificadores operacionais de baixo *offset* interno e corrente de polarização, alimentação unipolar (5V) e que pode operar por toda faixa de alimentação (0 a 5V) [17].

Fazendo-se as devidas considerações, pode se equacionar facilmente o circuito e se obter a tensão de saída v_o . No caso, desprezando-se as correntes de polarização de entrada dos terminais positivo e negativo do CI (insignificantes e da ordem de nA) e se considerando os terminais em um curto-circuito virtual, ou seja, com mesma tensão ($v_+ = v_-$). Tem-se que v_i é a

tensão de fase na entrada e V_{ref} é uma tensão usada para gerar o *offset*. Ela é proveniente do MCP1541, que é um CI com função específica de fornecer tensão de referência [18] igual a 4,096V, valor convenientemente múltiplo de 2 e usado também pelo conversor A/D como referência de tensão para conversão. Com isso, pode-se obter como equações básicas:

$$i_1 = i_2 + i_3 \quad (1)$$

$$v_- = v_+ = V_{ref} \frac{R_5}{R_5 + R_6} \quad (2)$$

$$v_i = i_1 R_1 + i_2 R_2 \quad (3)$$

$$v_o = v_- - i_3 R_4 \quad (4)$$

$$v_- = i_2 R_2 - i_3 R_3 \quad (5)$$

Substituindo-se (1) em (3) obtém-se:

$$v_i = i_3 R_1 + i_2 (R_1 + R_2) \quad (6)$$

Substituindo-se (2) em (4) e igualando-se (2) e (5) têm-se (7) e (8), respectivamente:

$$i_3 = V_{ref} \frac{R_5}{R_4 (R_5 + R_6)} - \frac{v_o}{R_4} \quad (7)$$

$$V_{ref} \frac{R_5}{R_5 + R_6} = i_2 R_2 - i_3 R_3 \quad (8)$$

Substituindo (7) em (8) obtém-se:

$$i_2 = V_{ref} \frac{R_5 (R_3 + R_4)}{R_2 R_4 (R_5 + R_6)} - \frac{v_o R_3}{R_2 R_4} \quad (9)$$

Substituindo (7) e (9) em (6) tem-se:

$$v_i = \left[V_{ref} \frac{R_5}{R_4 (R_5 + R_6)} - \frac{v_o}{R_4} \right] R_1 + \left[V_{ref} \frac{R_5 (R_3 + R_4)}{R_2 R_4 (R_5 + R_6)} - \frac{v_o R_3}{R_2 R_4} \right] (R_1 + R_2) \rightarrow$$

$$v_i = V_{ref} \frac{R_1 R_5}{R_4 (R_5 + R_6)} - \frac{R_1 v_o}{R_4} + V_{ref} \frac{R_5 (R_3 + R_4) (R_1 + R_2)}{R_2 R_4 (R_5 + R_6)} - \frac{v_o R_3 (R_1 + R_2)}{R_2 R_4} \rightarrow$$

$$v_i = V_{ref} \left[\frac{R_1 R_2 R_5 + R_1 R_3 R_5 + R_2 R_3 R_5 + R_1 R_4 R_5 + R_2 R_4 R_5}{R_2 R_4 R_5 + R_2 R_4 R_6} \right] - v_o \left[\frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_2 R_4} \right] \rightarrow$$

$$v_o = V_{ref} \left[\frac{R_2 R_4 (R_1 R_2 R_5 + R_1 R_3 R_5 + R_2 R_3 R_5 + R_1 R_4 R_5 + R_2 R_4 R_5)}{(R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3) (R_2 R_4 R_5 + R_2 R_4 R_6)} \right] - v_i \left[\frac{R_2 R_4}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} \right]$$

Logo, $v_o = f(v_i)$, pois V_{ref} é constante e as resistências podem ser definidas livremente. Para simplificar a equação, faz-se $R_1 = R_2 = R_3 = R$ e $R_5 = R_6 = r$ e se tem:

$$v_o = V_{ref} \frac{(3R + 2R_4)}{6R} - v_i \frac{R_4}{3R} \rightarrow$$

$$\therefore v_o = V_{ref} \left(\frac{1}{2} + \frac{R_4}{3R} \right) - v_i \frac{R_4}{3R} \quad (10)$$

Como se deve reduzir a tensão da rede, que tem amplitude da ordem de 200V, para amplitude da ordem de 2V, escolheu-se $R = 44,2k\Omega$ e $R_4 = 1,13k\Omega$ e, sendo $V_{ref} = 4,096V$, tem-se a valor instantâneo da saída do adequador (CC e excursionando em torno de 2V) na equação (11):

$$v_o = 2,0829 - 0,0085 \cdot v_i \quad (11)$$

4.1.4 Bloco de Filtragem

Com a redução das tensões de fase da rede para níveis adequados, deve-se realizar a filtragem dos sinais para remover as altas frequências dos espectros e eliminar os efeitos do *aliasing* no processo de amostragem. O filtro *Butterworth*, que tem atenuação monotônica, foi escolhido por diversos fatores, tais como: facilidade de projetar, ter resposta plana (pouco inclinada) na sua banda passante e ganho unitário – esses aspectos melhoram com o aumento da sua ordem – e ter uma topologia simples e de fácil implementação, chamada *Sallen-Key*,

relativamente insensível a pequenas variações dos valores dos componentes [19]. Como desvantagem ele não apresenta forte atenuação após a frequência de corte se comparado a outros filtros de mesma ordem, havendo necessidade do uso de ordens superiores. Outro ponto é que sua fase não é linear – o que não é um problema, conforme explicado adiante. Dessa forma, sua característica plana foi decisiva para sua escolha, pois outros filtros apresentam *ripple*, o que pode produzir distorções. O circuito da topologia do filtro *Sallen-Key* é apresentada na Fig. 4.4. Este circuito é um filtro de ordem 2.

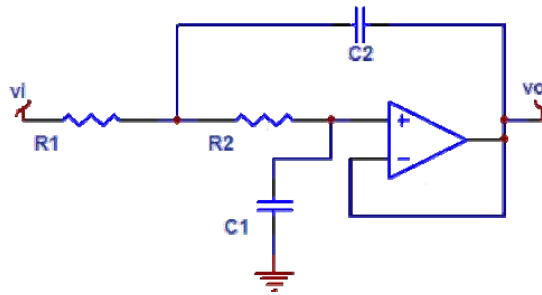


Fig. 4.4 – Circuito da topologia *Sallen-Key*.

A função de transferência do circuito é dada pela equação (12).

$$H(s) = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2 s^2 + C_2 (R_1 + R_2) s + 1} \quad (12)$$

A frequência de ressonância ω_c do filtro pode ser calculada através do coeficiente do termo “ s^2 ”, conforme a equação (13); o coeficiente do termo “ s ” se relaciona com o produto da frequência de ressonância com o fator Q do filtro, como na equação (14).

$$\omega_c^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \quad (13)$$

$$Q \cdot \omega_c = \frac{1}{C_2 (R_1 + R_2)} \quad (14)$$

O PRODIST determina que o medidor deve processar, no mínimo, até a 25ª componente harmônica da tensão [7]. Definiu-se, então, a frequência de amostragem igual a 7,68kHz, que equivale a 128 amostras por ciclo de rede. Como a 25ª componente harmônica é igual a

1,5kHz, estabeleceu-se a frequência de corte do filtro em 1,8kHz, que é superior a última harmônica de interesse. Dessa forma, foi definido o uso de um filtro ativo passa-baixas *Butterworth* de 8ª ordem, formado por quatro blocos em cascata de filtros de 2ª ordem *Sallen-Key*, e que apresenta características convenientes para o projeto. O programa *FilterLab*, da Microchip [20], foi usado para projetar do filtro e determinar os valores de seus componentes. O filtro está ilustrado na Fig. 4.5. Pode-se observar a série de quatro blocos de filtros de 2ª ordem formando o filtro final *Butterworth* de 8ª ordem. O amplificador operacional usado é o MCP6004.

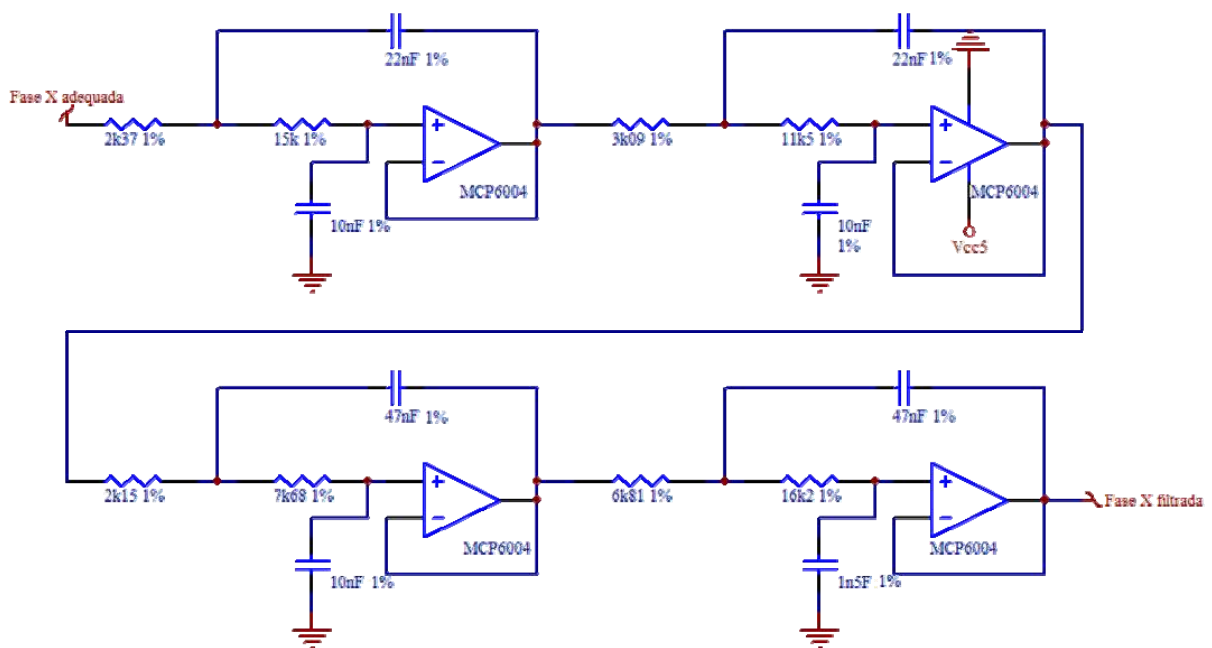


Fig. 4.5 – Circuito de filtragem.

Uma simulação da resposta do filtro (ganho e fase) foi feita no MATLAB e está ilustrada na Fig. 4.6. Na figura, a frequência de corte de 1,8kHz é indicada junto com sua atenuação de amplitude, de aproximadamente 3dB. A frequência de corte dos blocos do filtro pode ser facilmente calculada a partir dos valores dos componentes escolhidos, substituindo-os na equação (13) e fazendo $f_c = \omega_c / 2\pi$, de onde se obtém aproximadamente 1,8kHz. Sendo de 8ª ordem, o filtro atenua adequadamente a banda de rejeição, posterior à metade da frequência de amostragem (3,84kHz) – como requer o Teorema da Amostragem para eliminar o *aliasing*. A atenuação a partir de 3,84kHz é superior a 52dB.

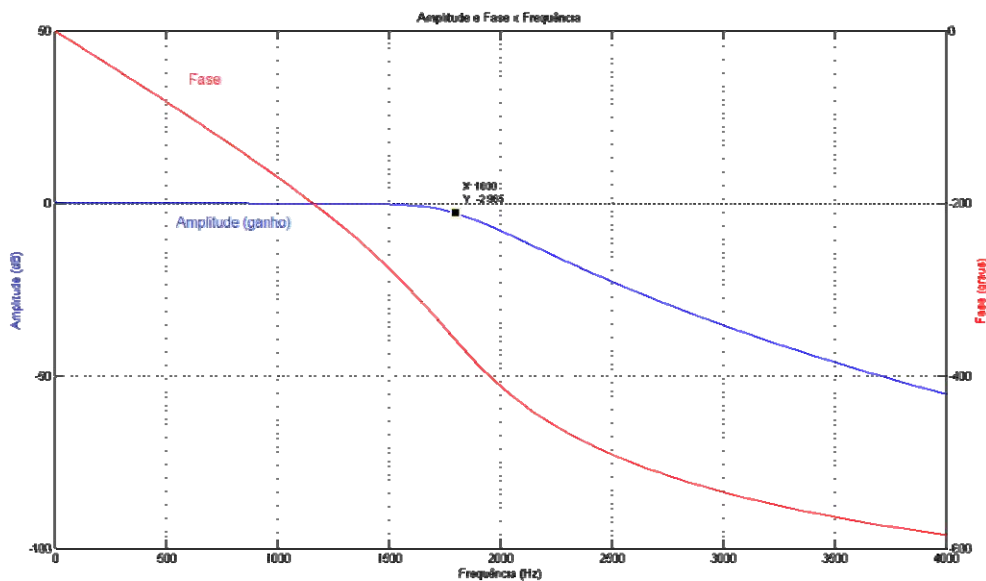


Fig. 4.6 – Resposta do filtro em Magnitude (dB) e Fase (graus) x Frequência (Hz)

Deve-se notar que há uma variação da fase com a frequência. Como os indicadores são calculados em função do valor eficaz, não há maiores problemas. O valor eficaz é calculado através de janelas de tempo que incluem vários ciclos de rede da frequência fundamental, logo, para frequências maiores existirão bem mais ciclos contidos na janela e o deslocamento de fase em relação à fundamental não fará diferença para o cálculo do valor eficaz. Outra observação é que para os outros indicadores, diferentemente dos harmônicos, foi adotada uma subamostragem, feita sobre taxa principal. Na maioria deles, a taxa é a metade, ou seja, 64 amostras/ciclo (3,84kHz). Para o caso do indicador de flutuação, a taxa usada é de 16 amostras/ciclo (960Hz). A subamostragem tem como objetivo a redução da carga de processamento, visto que as taxas reduzidas produziram resultados adequados para os indicadores.

4.1.5 Bloco de Conversão Analógico-digital

O circuito de Conversão A/D usa três CIs MCP3102 [21] para a conversão dos sinais filtrados. Ele é um conversor A/D com resolução de 12 bits – requisição mínima da norma. Usa como referência de tensão os 4,096V⁵ gerados pelo MCP1541 e se comunica com o bloco dos microcontroladores através de um barramento SPI. As três amostragens são

⁵ Deve-se observar que, trabalhando-se com um Conversor A/D em 12 bits, tem-se $2^{12} = 4096$ níveis. O uso de uma tensão de referência igual a 4,096V permite uma conversão “redonda” de 1mV/nível.

realizadas paralelamente, de forma que o posterior cálculo do fator de desequilíbrio não seja afetado.

4.1.6 Bloco dos Microcontroladores

O bloco contém dois microcontroladores dsPIC33FJ256GP710, da Microchip [22]. Seu diagrama de blocos geral pode ser visto na Fig. 4.7.

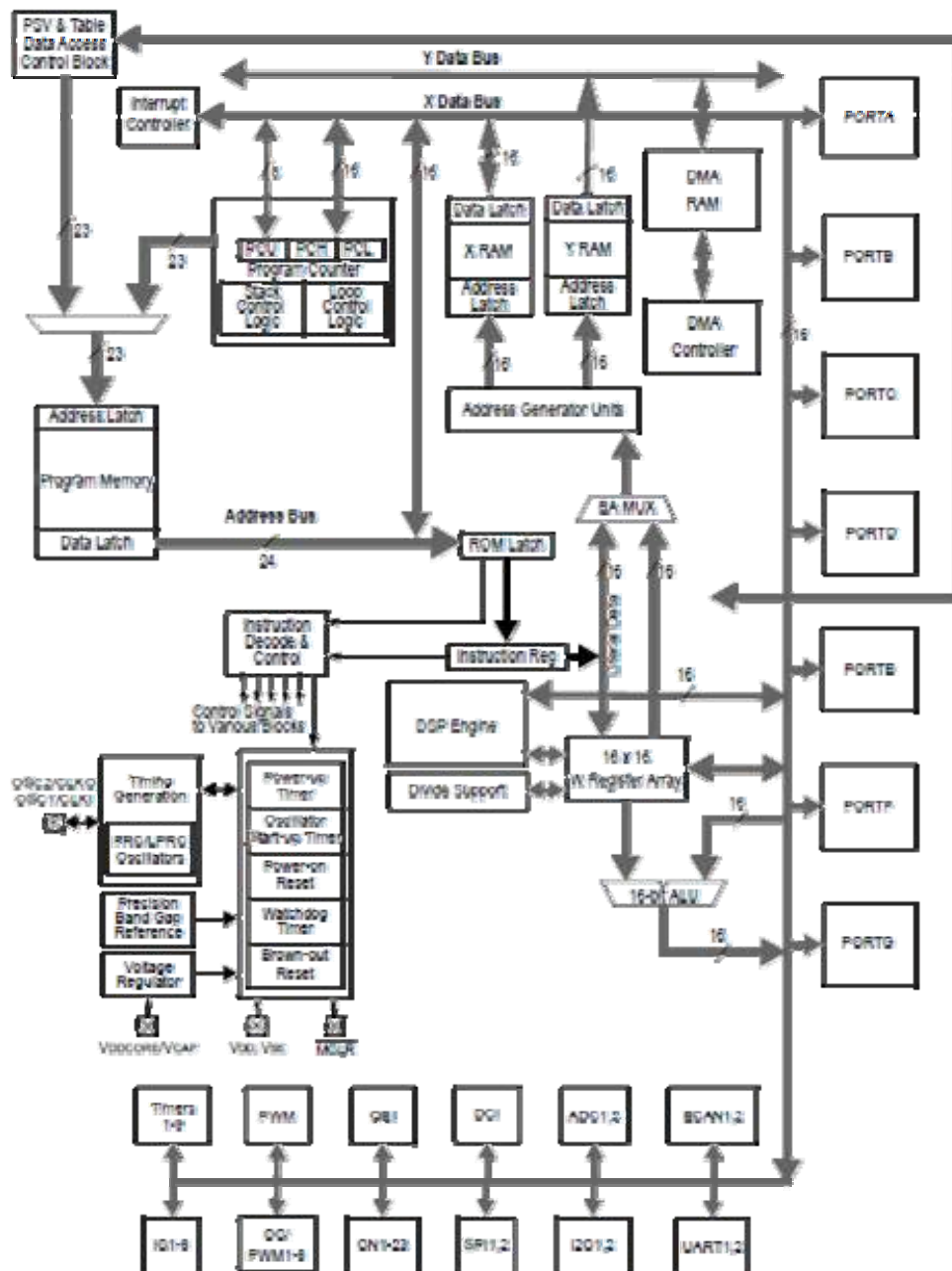


Fig. 4.7 – Diagrama de blocos geral do dsPIC33.

São microcontroladores de 100 terminais, 256kB de memória de programa e 30kB de memória RAM. Esses microcontroladores apresentam um *hardware* híbrido: contém as características comuns dos microcontroladores RISC e similares aos DSPs, com *hardware* apropriado para processamento de sinal. Ambos trabalham numa taxa de aproximadamente 40 MIPS e usa arquitetura *Harvard* modificada, na qual o os barramento de dados e de instruções (memória de programa) são separados – a modificação significa que dados podem ser mantidos na área da memória de programa.

Deve-se notar que os microcontroladores apresentam conversores A/D, mas como a resolução dos mesmos é de 10 bits, não podem ser usados, pois o PRODIST estabelece uma resolução mínima de 12 bits. Outros microcontroladores da família apresentam conversores de 12 bits, mas eles só permitem amostragem sequencial. Isso significa que as fases não poderiam ser amostradas ao mesmo tempo, só uma após a outra. Tal fato inviabiliza o uso dos módulos de conversão, pois implicariam em erros no processamento dos sinais.

No circuito há um microcontrolador responsável pelo processamento dos sinais. Após esse processamento, os dados são enviados para o segundo microcontrolador, que os armazena. Eles se comunicam entre si de forma serial. O segundo microcontrolador é responsável pelo controle do medidor e por se comunicar com o Servidor, passando-lhe os dados medidos e outras informações pertinentes (através do bloco do Circuito de Comunicação).

4.1.7 Bloco Memória não-volátil

Este bloco contém um cartão SD, que armazena os dados processados até que sejam enviados ao Servidor. O cartão é uma memória não-volátil do tipo *flash*. A memória do cartão é usada de forma “circular”, tal que depois de preenchido, os novos dados sobrescrevem os antigos – que já foram enviados ao Servidor e estão em um banco de dados. Se necessário, os dados podem ser lidos diretamente do cartão usando-se um programa apropriado. O cartão é controlado pelo microcontrolador que gerencia o medidor e se comunica com ele serialmente via SPI [23][24]. Para que o medidor seja iniciado, o cartão deve estar inserido.

4.1.8 Bloco do Circuito de Comunicação

Este bloco contém um módulo de celular G24, da Motorola, e um cartão SIM, para a conexão do módulo na rede de telefonia móvel. O G24 é um módulo GSM *quadriband*, podendo operar nas bandas de 850, 900, 1800 e 1900MHz [25][26]. Ele se comunica serialmente com o microcontrolador e faz o envio e a recepção de dados usando a rede GPRS/Internet. Apresenta a camada de transporte do modelo OSI implementada, ou seja, tem uma pilha TCP-IP preparada, o que simplifica o trabalho do microcontrolador para se conectar à Internet.

4.1.9 Sistema de Telefonia Móvel

Nas últimas duas décadas a cobertura da rede de telefonia móvel GSM tornou-se bem ampla, cobrindo uma considerável área no país, como ilustrado na Fig. 4.8 [27]. A disponibilidade da rede no Espírito Santo também se tornou grande, com diversas operadoras. O mapa na Fig. 4.9 exibe a distribuição do número de operadoras por regiões no estado.



Fig. 4.8 – Áreas com cobertura GSM.

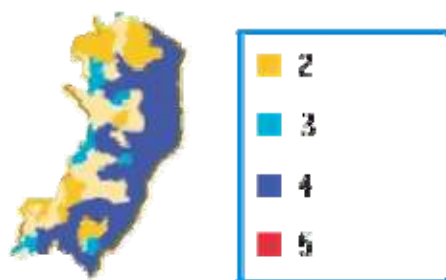


Fig. 4.9 – Número de operadoras de telefonia móvel por região no ES.

Com a redução dos custos dos serviços de transferência de dados, este meio se tornou viável para sistemas de monitoramento remoto. Ao contrário do padrão no qual o custo da comunicação baseia-se no tempo de uso do canal de conexão, os atuais sistemas de transferência de dados da rede móvel baseiam-se na quantidade de dados transferidos. E mais, as redes de comunicação podem ser do tipo *on-line*, i.e., estar sempre disponível, não sendo necessário realizar conexões a cada nova transferência, têm taxa de transferência relativamente alta e dispensam os habituais meios físicos de conexão, os cabos. A tecnologia adotada para dar suporte à comunicação foi o GPRS. Popular no sistema GSM, este serviço tem grande cobertura no país e no estado, como se pode ver indicado na Fig. 4.10.

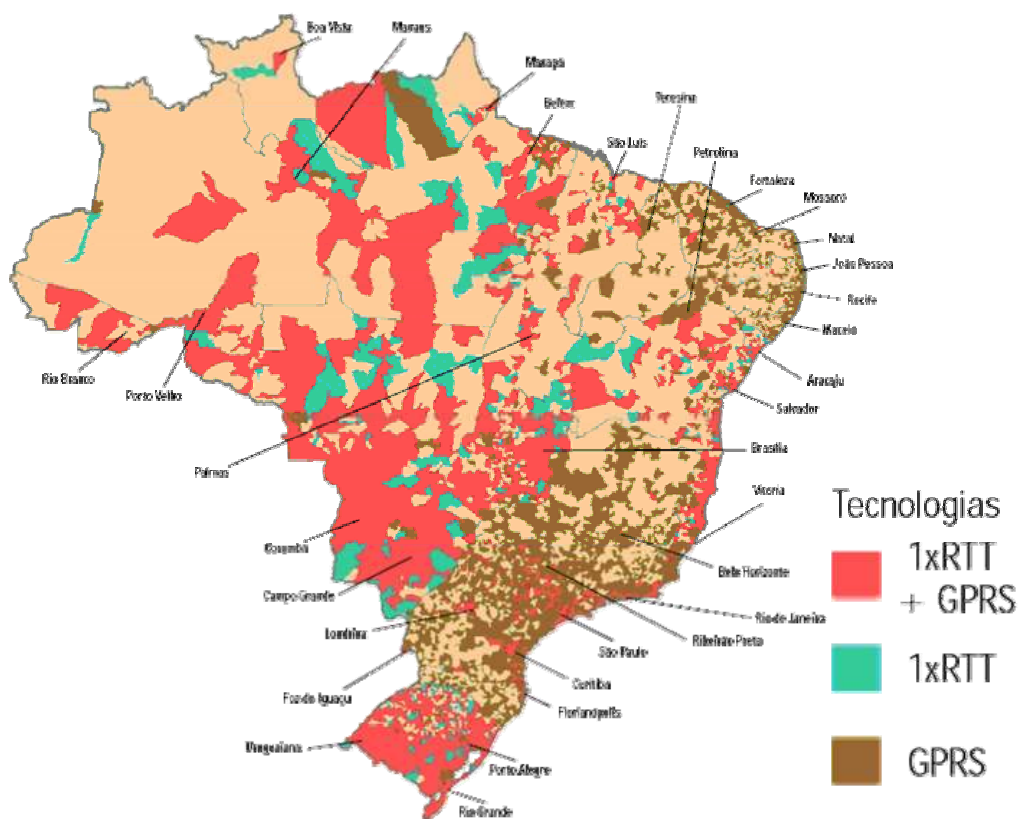


Fig. 4.10 – Áreas com cobertura GPRS no país.

4.1.10 Rede GPRS

O sistema GPRS é uma tecnologia de transferência de dados realizada através do sistema de telefonia móvel GSM. A rede GPRS é “sempre ativa”, ou seja, o usuário está sempre conectado – não necessariamente usando seu canal ou seus recursos; só os usa quando requerido. Antes da transmissão, a informação é dividida em “pacotes” relacionados entre si. Essa divisão permite que pacotes de diferentes usuários trafeguem pela rede de forma concorrente e, não importando a ordem, ao chegar ao destinatário a informação original é remontada (esse é o mesmo princípio utilizado na Internet).

4.2 Metodologia de Cálculos

Para efetuar o processamento dos sinais de tensão foram seguidas as metodologias sugeridas pela norma. Os indicadores processados foram: tensão em regime permanente, harmônicos, desequilíbrio de tensão, flutuação de tensão, variação de tensão e interrupções.

4.2.1 Tensão em Regime Permanente

Este indicador é composto por um conjunto de leituras que deverá compreender o registro de 1.008 intervalos válidos, obtidos de forma consecutiva. O período de integralização é de 10 minutos, salvo intervalos eventualmente expurgados. No caso de expurgação, intervalos adicionais devem ser agregados, sempre consecutivamente, de forma que os 1.008 intervalos válidos sejam contabilizados. Esses 1.008 intervalos válidos de 10 minutos correspondem a 168 horas ou 7 dias de medição. Essas são as especificações do PRODIST. Para atender a concessionária, o medidor tem maior flexibilidade e permite que o período de integralização dos intervalos seja configurado em 1, 5, 10 e 15 minutos⁶. O período de integralização e as regras de expurgação dos intervalos são aplicados de forma idêntica nos outros indicadores.

A ocorrência de interrupção de energia (em qualquer uma das fases) durante um ou mais intervalos implicará na expurgação dos mesmos na análise final – para efeito de controle, os intervalos expurgados são mantidos armazenados. A Fig. 4.11 exemplifica como é feita a expurgação. A faixa “A” representa um intervalo válido de 10 minutos finalizado. Após ele se

⁶ O medidor permite também que o período total de leitura seja configurado em 1, 3 e 7 dias.

inicia um novo intervalo, representado pela faixa “B”. Durante este intervalo ocorre um VTCD (afundamento), com um tempo T_{cic} equivalente a alguns ciclos de rede – os VTCDs não interferem na validade do intervalo⁷. Em seguida ocorre uma interrupção. Ela é determinada quando a tensão se mantém abaixo de 0,1 pu por um período de tempo “t” maior ou igual a T_{int} ⁸. O intervalo “B” é expurgado e deverá ser substituído por um intervalo consecutivo de forma que a contabilização seja de 1.008 pontos. Na sequência a leitura continua e intervalos válidos, representados pelos pontos “C” e “E”, respectivamente, vão sendo processados.

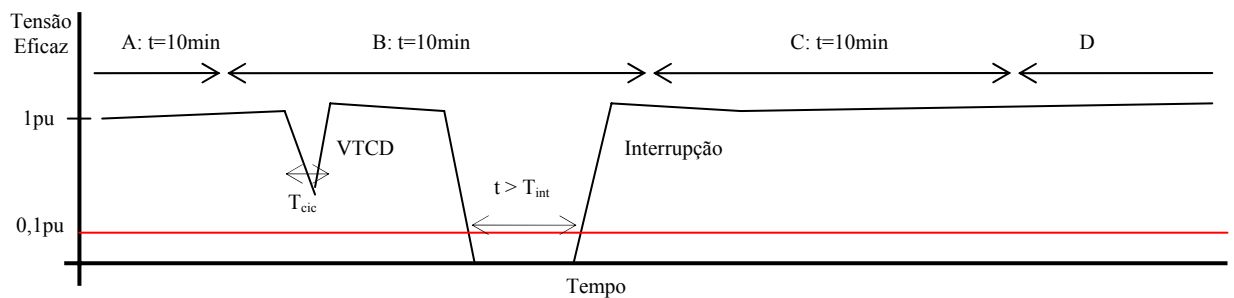


Fig. 4.11 – Gráfico para exemplificação de expurgação de intervalo.

O valor do intervalo representa a tensão eficaz de cada fase durante o período de medição. Esses valores eficazes são calculados a partir das amostras coletadas em “janelas” sucessivas. Cada janela compreende uma sequência de doze ciclos da rede (0,2s), sendo que a taxa de amostragem do ciclo é de 64 amostras – logo, uma janela é composta por 768 amostras. Um intervalo de 10 minutos é composto por 3.000 janelas de 0,2s. O cálculo da integralização do intervalo “x” é dado por (15):

$$V_x = \sqrt{\frac{1}{N_{jan}} \sum_i^{N_{jan}} V_{jan_i}^2} \quad (15)$$

sendo:

V_x : valor eficaz do intervalo “x” integralizado durante o período (usualmente 10 minutos);

N_{jan} : número de janelas no intervalo (3.000 janelas para um intervalo de 10 minutos);

V_{jan_i} : valor médio quadrático da janela “i”, que é dado pela equação (16), onde v_j é o valor da amostra “j” da janela:

⁷ Revisões do Módulo 8 do PRODIST “sugerem” que a ocorrência de VTCD também expurge o intervalo, mas isso dependerá de aprovação.

⁸ O PRODIST estabelece que a duração de T_{int} é igual a 3 minutos (o medidor permite o uso de 1 ou 3 minutos).

$$V_{jan_i} = \sqrt{\frac{1}{768} \sum_j^{768} v_j^2} \quad (16)$$

O conjunto de intervalos lidos será usado para o cálculo do índice de duração relativa da transgressão para tensão precária (DRP) e crítica (DRC) de acordo com as expressões (17) e (18):

$$DRP = \frac{nlp}{1008} \cdot 100[\%] \quad (17)$$

$$DRC = \frac{nlc}{1008} \cdot 100[\%] \quad (18)$$

sendo:

nlp = número de leituras na faixa precária;

nlc = número de leituras na faixa crítica.

As faixas de tensão adequada, precária e crítica são especificadas pela norma como na Fig. 4.12. A tensão de referência usada pelo medidor é de 127V (fase-neutro). Idealmente, espera-se que o sistema mantenha-se na faixa adequada a maior parte do tempo.

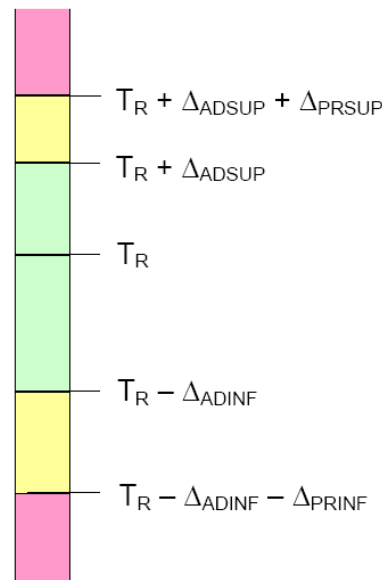


Fig. 4.12 – Faixas de classificação de tensão [7].

sendo:

a) Tensão de referência: T_R ;

b) Faixa Adequada de Tensão: $(T_R - \Delta_{ADINF}, T_R + \Delta_{ADINF})$;

c) Faixas Precárias de Tensão: $(T_R + \Delta_{ADSUP}, T_R + \Delta_{ADSUP} + \Delta_{PRSUP}$ ou $T_R - \Delta_{ADINF} - \Delta_{PRINF}, T_R - \Delta_{ADINF})$;

d) Faixas Críticas de Tensão: $(>T_R + \Delta_{ADSUP} + \Delta_{PRSUP}$ ou $<T_R - \Delta_{ADINF} - \Delta_{PRINF}, T_R - \Delta_{ADINF})$;

No Anexo I do PRODIST há um conjunto de tabelas que determina as faixas de tensão para várias tensões de referência em redes de baixa, média e alta tensão. A Tabela 4.1 exibe as faixas de tensão para a tensão contratada monofásica de 127V.

Tabela 4.1 – Faixas de classificação de tensão [7].

Tensão de Atendimento	Faixa de variação
Crítica superior	$V > 140V$
Precária superior	$133 < V \leq 140$
Adequada	$116 \leq V \leq 133$
Precária inferior	$109 \leq V < 116$
Crítica inferior	$V < 109$

4.2.2 Harmônicos

O indicador de harmônicos trata da distorção harmônica sofrida pela forma de onda da tensão em relação à sua forma (idealizada) senoidal. Este fenômeno é causado pela existência de componentes de tensão com frequências diferentes da fundamental, que é 60Hz. O indicador levanta dois parâmetros: a distorção harmônica total de tensão (DTT) e distorção harmônica individual de tensão (DIT). Os componentes individuais são formados por frequências múltiplas inteiras de 60Hz e a norma exige o processamento dos 25 primeiros componentes (no mínimo). As distorções harmônicas também podem ser produzidas por componentes múltiplos não inteiros de 60Hz, denominados inter-harmônicos⁹, mas a norma não os aborda.

A taxa de amostragem para o cálculo da distorção é de 128 amostras por ciclo de rede. A janela de cálculo das distorções é de 8 ciclos, o que equivale a um total de 1.024 amostras. Essas amostras são processadas usando-se a Transformada Discreta de Fourier (DFT). Na verdade, como se pode observar, o valor de amostras é múltiplo de potência de 2. Isso permite o uso de um algoritmo de DFT de alto desempenho, que possibilita os cálculos extremamente rápidos. Tal algoritmo é chamado de Transformada Rápida de Fourier (FFT). As bibliotecas que acompanham o ambiente de desenvolvimento do dsPIC33 oferecem tal ferramenta [28].

⁹ O termo inter-harmônico está bem difundido para componentes múltiplos não inteiros da fundamental, mas é possível se encontrar o termo sub-harmônicos para componentes com valores não inteiros inferiores a 1.

Processada a janela, são obtidos os valores de tensão dos componentes harmônicos. O DIT de ordem “h”, em percentual da fundamental, deve ser calculado conforme a equação (19).

$$DIT_h\% = 100 \cdot \frac{V_h}{V_1} \quad (19)$$

sendo:

V_h : tensão de componente harmônico de ordem “h”;

V_1 : tensão do componente fundamental.

O valor da DTT, em percentual da fundamental, é calculado conforme (20):

$$DTT\% = 100 \cdot \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{25} V_h^2}}{V_1} \quad (20)$$

sendo:

V_h : tensão de componente harmônico de ordem “h”, que vai do 2º até o 25º componente;

V_1 : tensão do componente fundamental.

A norma estabelece valores de referência globais das DTTs (em percentual da fundamental) com relação à tensão de barramento, conforme a Tabela 4.2. Também informa valores de referência para as DITs em percentual da fundamental, ilustrado na Tabela 4.3. Segundo a norma, estes valores servem para referência do planejamento elétrico em termos de QEE e serão estabelecidos em resolução específica futura, após um período experimental de coleta de dados.

Tabela 4.2 – Valores de referência globais das DTTs [7].

Tensão nominal do barramento	DTT (%)
$V_n \leq 1\text{kV}$	10
$1\text{kV} < V_n \leq 13,8\text{kV}$	8
$13,8\text{kV} < V_n \leq 69\text{kV}$	6

Tabela 4.3 – Níveis de referência para as DITs [7].

Ordem Harmônica	Distorção Harmônica Individual de Tensão [%]				
	$V_n \leq 1 \text{ kV}$	$1 \text{ kV} < V_n \leq 13,8 \text{ kV}$	$13,8 \text{ kV} < V_n \leq 69 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} < V_n < 230 \text{ kV}$	
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	6	4,5	2,5
	7	6,5	5	4	2
	11	4,5	3,5	3	1,5
	13	4	3	2,5	1,5
	17	2,5	2	1,5	1
	19	2	1,5	1,5	1
	23	2	1,5	1,5	1
	25	2	1,5	1,5	1
Ímpares múltiplas de 3	>25	1,5	1	1	0,5
	3	6,5	5	4	2
	9	2	1,5	1,5	1
	15	1	0,5	0,5	0,5
	21	1	0,5	0,5	0,5
Pares	>21	1	0,5	0,5	0,5
	2	2,5	2	1,5	1
	4	1,5	1	1	0,5
	6	1	0,5	0,5	0,5
	8	1	0,5	0,5	0,5
	10	1	0,5	0,5	0,5
	12	1	0,5	0,5	0,5
>12	1	0,5	0,5	0,5	

Como informado, os valores coletados futuramente servirão para o estabelecimento de valores de referência. Neste ponto é importante fazer uma observação. A norma se omite sobre várias especificações que poderiam (ou deveriam) ser feitas para o processamento do indicador. No Subtópico 4.4.2 do PRODIST [7] há a seguinte afirmação: “A capacidade de armazenamento dos sistemas de medição deve atender os requisitos de banco de dados do protocolo de medição a ser definido pela ANEEL”. A norma informa apenas como calcular a DTT e a DIT; não há informações de como esses dados devem ser processados durante o intervalo e nem qual tipo de resultado final deve ser armazenado. Uma questão séria, partindo-se de que, como a própria norma informa, os dados levantados serão usados para o estabelecimento de limites e referências regulatórios.

Para se entender melhor a situação, deve-se observar que existem várias maneiras de se processar os dados. Em primeiro lugar, há a questão de como processar a janela (ou mesmo estabelecê-la). No caso específico deste trabalho optou-se por processar a janela diretamente com a FFT, o que equivale à aplicação de um filtro retangular. Seria possível aplicar filtros triangulares, de *hamming*, de *hanning*, de *blackman* e outros [15][29]. O intuito seria “atenuar” as extremidades da janela de amostragem de forma a se evitar valores “abruptos” nos coeficientes da FFT; poder-se-ia ainda trabalhar também com janela de amostragem

deslizante, isto é, haver a sobreposição entre janelas vizinhas, com os ciclos finais da janela anterior sendo usados nos iniciais da atual. Em segundo lugar vem a questão de que forma processar e produzir o valor final do intervalo. No caso do projeto, que usa janela com 8 ciclos, existem, no intervalo de 10 minutos, 4.500 janelas, que produzem 01 DTT e 24 DITs para cada fase. Qual desses valores representará o intervalo? E de que forma? Há aí outro conjunto de possibilidades. Pode-se usar, por exemplo, o valor médio das janelas ou o valor eficaz. A opção do projeto foi pelo pior caso, ou seja, são armazenados os piores casos de DTT e DIT de cada fase no fim do intervalo. Isto significa que se a janela “x” produziu o maior DTT entre todas as janelas do intervalo, ele é o que será armazenado. O mesmo vale para as DITs de cada fase. O pior caso pode não refletir o comportamento de regime do sistema, mas, de certa forma, acaba levantando à pior situação. Sua desvantagem é a ocorrência de fenômenos transitórios, como os VTCDs, ocasionam distorções harmônicas que podem resultar no pior caso do intervalo. Evidentemente, a própria norma deixa a questão aberta quando não define a forma de se calcular o resultado final para o intervalo analisado.

Sabendo-se de antemão que os resultados dos futuros medidores serão usados para se estabelecer valores de referência, nota-se que a falta de especificação de como se processar os resultados do indicador poderá produzir resultados discrepantes entre diversos medidores e criar um problema futuro para o estabelecimento dos valores de referência. Vale ressaltar que este problema não é específico do PRODIST. Padrões internacionais, como o do IEEE, ainda não estão totalmente estabelecidos; já a IEC estabelece especificações mais detalhadas. Mais informações sobre esse assunto são apresentadas no Apêndice C – Padrões IEC e IEEE para Harmônicos.

4.2.3 Desequilíbrio de Tensão

O desequilíbrio de tensão é um fenômeno associado a alterações dos padrões trifásicos da rede elétrica. Este indicador tem como produto o Fator de Desequilíbrio (FD), que registra informações sobre tais alterações. Como é um parâmetro intrínseco aos sistemas trifásicos, ele é desabilitado em situações em que o medidor é usado para medições de apenas uma ou duas fases. A norma estabelece que o valor de referência nos sistemas de distribuição, com exceção dos sistemas de baixa tensão, deve ser igual ou inferior a 2%, sendo que este será usado para o

planejamento elétrico e que, posteriormente, será estabelecido em resolução específica, após período experimental de coleta de dados.

A norma novamente se omite sobre a forma de como calcular o resultado final para o intervalo. Dessa forma, optou-se por dois resultados: o FD médio do intervalo¹⁰ e o FD máximo do intervalo (o maior FD obtido entre todas as janelas do intervalo), que permitem caracterizar o comportamento médio do sinal no regime e seu pior caso. Como no caso do indicador de Tensão de Regime Permanente, a taxa de amostragem é de 64 amostras por ciclo e com janelas de 12 ciclos de rede (0,2s). O intervalo de processamento é o mesmo, ou seja, 1, 5, 10 ou 15 minutos (conforme a programação do medidor).

Para o cálculo do FD de uma janela, a norma sugere duas equações, ambas gerando resultados similares. A primeira delas trabalha diretamente com a sequência positiva, V_+ , e a sequência negativa, V_- , resultado em um valor adimensional (%) como a equação (21):

$$FD\% = 100 \cdot \frac{V_-}{V_+} \quad (21)$$

A outra equação usa o método de CIGRÉ, que resulta na mesma grandeza adimensional, só que se correlaciona com as tensões de linha. Por ser mais simples de processamento, este método foi adotado pelo projeto e pode ser calculado pela equação (22):

$$FD\% = 100 \cdot \frac{\sqrt{1 - \sqrt{3 - 6\beta}}}{\sqrt{1 + \sqrt{3 - 6\beta}}} \quad (22)$$

sendo β calculado através de (23):

$$\beta = \frac{V_{AB}^4 + V_{BC}^4 + V_{CA}^4}{(V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{CA}^2)^2} \quad (23)$$

e:

V_{AB} : a tensão eficaz de linha entre as fases A e B;

V_{BC} : a tensão eficaz de linha entre as fases B e C;

V_{CA} : a tensão eficaz de linha entre as fases C e A.

¹⁰ Como o FD é um valor adimensional, a opção pelo valor médio foi escolhida.

Como o sistema trabalha amostrando tensão fase-neutro, é necessário se calcular a tensão de linha entre as fases, que é feita conforme (24)¹¹:

$$V_{XY} = \sqrt{\frac{1}{768} \sum_{i=1}^{768} (v_{Xi} - v_{Yi})^2} \quad (24)$$

sendo:

V_{XY} : a tensão de linha eficaz entre as fases X e Y na janela de 12 ciclos (768 amostras);

v_{Yi} : a tensão instantânea da amostra “i” da fase Y;

v_{Xi} : a tensão instantânea da amostra “i” da fase X.

Com o cálculo do valor do FD da janela, pode-se calcular o FD médio e o FD máximo e armazená-los. O cálculo do FD máximo é simples, basta manter o maior FD encontrado durante o processamento das 3.000 janelas. Já o cálculo do FD médio pode ser feito da conforme a equação (25):

$$\overline{FD\%} = \frac{1}{N_{jan}} \sum_{i=1}^{N_{jan}} FD\%_i \quad (25)$$

sendo:

$FD\%_i$: o FD% da janela “i”;

N_{jan} : número de janelas no intervalo (3.000 janelas para um intervalo de 10 minutos).

4.2.4 Flutuação de Tensão

A flutuação de tensão é um fenômeno de variação aleatória, repetitiva ou esporádica do valor eficaz da tensão. É como se o sinal da rede fosse “modulado” em uma frequência mais baixa. A flutuação da tensão provoca um efeito de cintilação luminosa nos sistema de iluminação (*flicker*). A determinação da flutuação tem por objetivo avaliar o incômodo provocado pela cintilação luminosa nas pessoas. Um fator alto de flutuação provoca cintilação luminosa que, por sua vez, causa efeitos fisiológicos incômodos às pessoas. A cintilação causa a dilatação e contração da pupila de forma repetitiva, podendo causar dores de cabeça, entre outros problemas.

Este indicador obtém os níveis da severidade da cintilação através do cálculo dos parâmetros Pst (Severidade de cintilação de curta duração) e Plt (Severidade de cintilação de

¹¹ Deve-se lembrar que a uma taxa de 64 amostras/ciclo, durante 12 ciclos, tem-se 768 amostras.

longa duração). Eles são obtidos conforme os procedimentos estabelecidos no padrão 61000-4-15 da IEC [30]. Estes valores são derivados da medição e processamento das tensões dos barramentos, traduzidas em níveis de sensação de cintilação luminosa, com posterior classificação em faixas de probabilidade de ocorrência.

De acordo com a norma, o indicador Pst representa a severidade dos níveis de cintilação luminosa associados à flutuação de tensão verificada num período contínuo de 10 minutos¹². De modo semelhante, a grandeza Plt expressa a severidade dos níveis de cintilação luminosa associados à flutuação de tensão verificada num período contínuo de 2 horas, calculados sobre 12 valores consecutivos de Pst¹³. Ao longo de 24 horas de medição é obtido um conjunto de valores de Pst que, devidamente tratado, conduzirá ao PstD95%¹⁴ (D de resultado diário). Ao final de uma semana de medição, o indicador final será o maior valor PstD95% calculado. De forma análoga, calcula-se ao longo de uma semana de medição um conjunto de valores de Plt, do qual obtém-se o indicador final PltS95% (S de resultado semanal).

A expressão para o cálculo do Pst é dada por (26):

$$Pst = \sqrt{0,0314P_{0,1} + 0,0525P_{1s} + 0,0657P_{3s} + 0,28P_{10s} + 0,08P_{50s}} \quad (26)$$

sendo:

P_i (percentil i): o nível de sensação de cintilação que foi ultrapassado durante “i” % do tempo, sendo obtido a partir da função de probabilidade cumulativa.

O sufixo “s” indica que o percentil sofre um “alisamento” para remoção de variações abruptas¹⁵. Eles são obtidos a partir das expressões (27), (28), (29) e (30):

$$P_{50s} = (P_{30} + P_{50} + P_{80}) / 3 \quad (27)$$

$$P_{10s} = (P_6 + P_8 + P_{10} + P_{13} + P_{17}) / 5 \quad (28)$$

$$P_{3s} = (P_{2,2} + P_3 + P_4) / 3 \quad (29)$$

$$P_{1s} = (P_{0,7} + P_1 + P_{1,5}) / 3 \quad (30)$$

¹² A norma da IEC também permite o uso de períodos diferentes, que abrangem 1, 5, 10 e 15 minutos.

¹³ Ou 120, 24 e 8 valores consecutivos quando são usados intervalos de 1, 5 e 15 minutos, respectivamente.

¹⁴ O termo percentil x95% representa um valor da medição tal que foi superado por apenas 5% dos valores registrados durante o todo o período medido.

¹⁵ O percentil P_{0,1} dispensa o alisamento pois no sistema há um filtro com constante de tempo maior (300ms) e que ajuda nessa função.

Esses níveis percentuais, chamados percentis, são exemplificados na Fig. 4.13. O eixo das abscissas, Sf, representa a sensação instantânea de cintilação – quanto maior Sf, maior a sensação. O sistema é dividido em “classes”. Cada classe é representada por uma faixa de valores de Sf. As barras podem ser entendidas como o total de ocorrências de valores de Sf dentro da classe. Por exemplo, se a classe número “i” é representada pela faixa que vai de 3,5 a 4pu e durante a medição ocorrem 7 valores de Sf dentro dessa faixa, a barra terá “tamanho” 7. No caso, a ocorrência dos valores de Sf é separa em faixas. Quanto maior a barra, mais ocorrências de determinados valores de Sf foram enquadrado na faixa/classe e tais valores serão usados em funções estatísticas. A posição do percentil no eixo está associada ao número/percentual de registros formadores das classes. Essa distribuição, quando acumulada, é composta por 100% dos registros (eixo das ordenadas P%).

A expressão para o cálculo do Plt é dada por (31):

$$Plt = \sqrt[3]{\frac{1}{N_{total}} \sum_{i=1}^{N_{total}} (Pst_i)^3} \quad (31)$$

sendo:

Pst_i: Pst de número “i” no cálculo do Plt;

N_{total}: número de intervalos de Pst que formam 2 horas de medição (são 12 para 10 minutos).

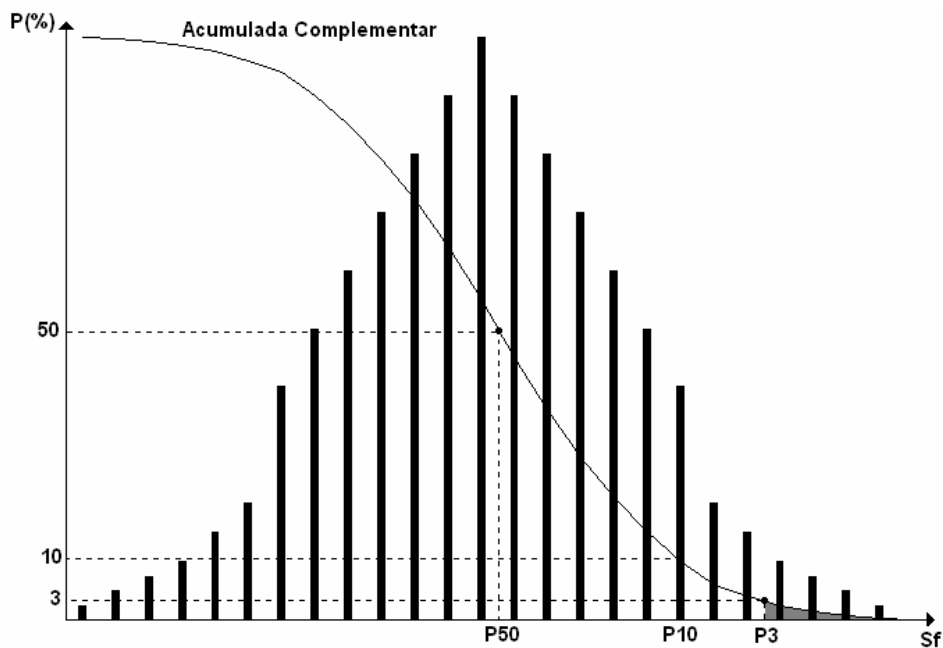


Fig. 4.13 – Distribuição acumulada complementar da sensação de cintilação.

A Tabela 4.4 fornece os valores de referência a serem utilizados para a avaliação do desempenho do sistema de distribuição quanto às flutuações de tensão. São estabelecidas três faixas para classificação dos indicadores estabelecidos: valor adequado, valor precário e valor crítico. Esses valores servem para referência do planejamento elétrico em termos de QEE e serão estabelecidos em resolução específica, após período experimental de coleta de dados.

Tabela 4.4 – Valores de referência para a flutuação de Tensão [7].

Valor de referência	PstD95%	PltS95%
Adequado	< 1pu / FT	< 0,8pu / FT
Precário	1 a 2pu / FT	0,8 a 1,6pu / FT
Crítico	> 2pu / FT	>1,6pu / FT

O termo FT é o chamado Fator de Transferência e deve ser calculado pela relação entre o valor do PltS95% do barramento do sistema de distribuição e o valor do PltS95% do barramento de tensão secundária de baixa tensão de distribuição eletricamente mais próximo. Para os casos em que os FTs dos barramentos envolvidos não sejam conhecidos através de medição, pode-se usar $FT = 1,0$ para barramentos com tensão nominal menor que 69kV [7].

4.2.5 Modelo da IEC

As flutuações de tensão eficaz na rede são causadas, por exemplo, por mudanças repentinas na demanda de potência requisitada pelo sistema. Tipicamente esse efeito é aleatório e causado por grandes cargas pulsantes, como fornos a arco, laminadores ou compressores. Além do problema da cintilação luminosa, que causa desconforto à visão humana – e que se torna mais perceptível quando as oscilações estão na faixa de 0,5Hz a 35Hz –, há também os problemas gerados nos equipamentos alimentados pela rede, como a variação de torque em motores, oscilação de tensão causando desligamento de equipamentos eletrônicos, medições incorretas de sistemas de monitoramento de energia, etc.

Um modelo de medidor de cintilação foi elaborado pela IEC [30] e pode ser visto no diagrama de blocos da Fig. 4.14.

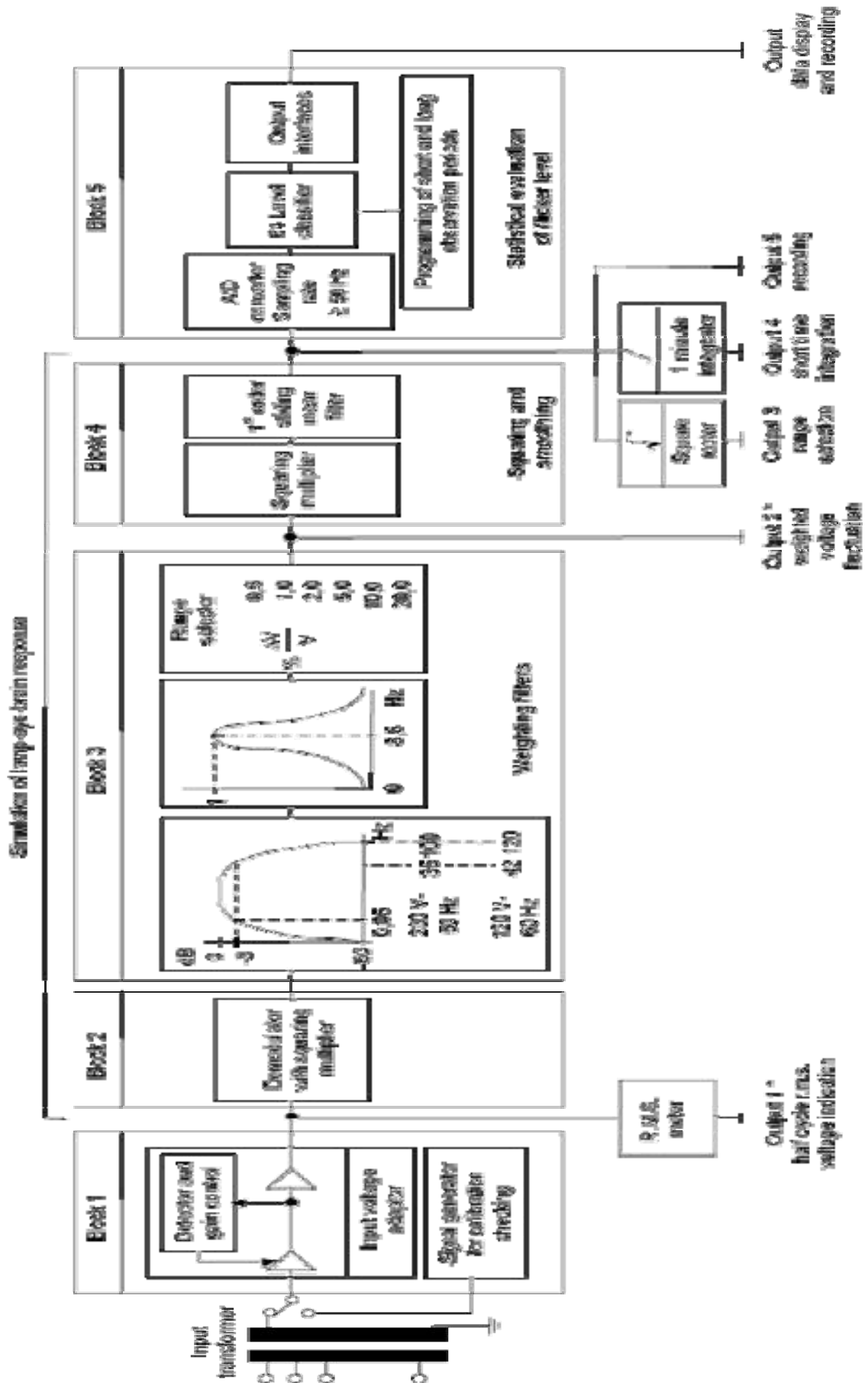


Fig. 4.14 – Diagrama de Blocos do modelo de medidor de cintilação de tensão [30].

Ele foi estabelecido para medições em sistemas de 230V / 50Hz ou 120V / 60Hz e é um modelo para a percepção humana olho-cérebro à variação luminosa (cintilação) de uma lâmpada de 60W. Pode ser dividido em duas partes, com as seguintes tarefas:

- simulação da resposta lâmpada-olho-cérebro (blocos 2, 3 e 4);
- análise estatística do sinal de cintilação e resultados (bloco 5).

Bloco 1

O bloco 1 contém um gerador de sinal para verificar a calibração do medidor de cintilação e um circuito de adequação de tensão, que reduz e ajusta o valor eficaz da entrada a um nível interno de referência, normalizando o sinal e mantendo a flutuação percentualmente inalterada. Transformadores e um circuito detector e de controle de ganho constituem essa parte.

O modelo da IEC tem concepção analógica, logo, a parte de adequação do bloco foi alterada no medidor proposto. A redução do sinal a níveis baixos de tensão é feito por amplificadores operacionais, como tratado em 4.1.3 Bloco de Adequação de Tensão. O microcontrolador faz a normalização e tem tempo de resposta ao degrau da variação do valor eficaz igual a 1 minuto. A taxa de amostragem usada é de 16 amostras/ciclo (960Hz) – uma subamostragem da taxa principal. Como o sistema não é um medidor específico de cintilação, a parte geradora de sinal de calibração foi eliminada, sendo que pode haver uma calibração externa, se necessário.

Bloco 2

Basicamente, o bloco 2 é um demodulador quadrático, com função de elevar a entrada normalizada ao quadrado e simular o comportamento de uma lâmpada incandescente – notar que a potência de tais lâmpadas está diretamente relacionada com o quadrado da tensão.

Bloco 3

O bloco 3 é composto por dois filtros em série e um seletor de faixa. O primeiro filtro, na verdade, é composto por dois filtros: um passa-altas e outro passa-baixas, que removem o nível CC e o *ripple* de frequência alta (componente formado pelo dobro da frequência fundamental) gerados na saída do demodulador do bloco 2. O segundo filtro, um passa-faixa, é uma espécie de filtro “sino” (será chamado assim daqui em diante). É um filtro ponderador

que simula a resposta em frequência à flutuação de tensão sobre o filamento de uma lâmpada incandescente combinada com o sistema visual humano. A resposta da função é baseada no limite da percepção encontrada para cada frequência em 50% das pessoas testadas. O primeiro filtro é estabelecido pela combinação de um filtro passa-altas *Butterworth* de ordem 1 com frequência de corte em 0,05Hz e um filtro passa-baixas *Butterworth* de ordem 6 com frequência de corte em 42Hz (para sistemas em 120V / 60Hz). O segundo, um filtro passa-faixa “sino”, é dado pela função de transferência (32):

$$F(s) = \frac{k \cdot w_1 \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \lambda \cdot s + w_1^2} \cdot \frac{1 + \frac{s}{w_2}}{\left(1 + \frac{s}{w_3}\right) \left(1 + \frac{s}{w_4}\right)} \quad (32)$$

sendo: “s” a variável complexa de Laplace.

As constantes da função de transferência são especificadas segundo a Tabela 4.5.

Tabela 4.5 – Valores das constantes da função de transferência [30].

Constante	Valor
k	1,6357
λ	$2\pi \cdot 4,167375$
w_1	$2\pi \cdot 9,077169$
w_2	$2\pi \cdot 2,939902$
w_3	$2\pi \cdot 1,394468$
w_4	$2\pi \cdot 17,31512$

O seletor de faixa determina a sensibilidade do medidor e varia o ganho conforme a amplitude da cintilação a ser medida. As faixas usadas são relativas à variação de tensão $\Delta V/V$ para uma modulação baseada em uma onda senoidal de 8,8Hz – à qual a percepção humana é mais sensível – e são: 0,5%, 1%, 2%, 5%, 10% e 20%. O caso de 20% é opcional por se tratar de flutuação severa e, em conjunto com a não-linearidade do demodulador, pode introduzir erros significativos. O projeto trabalha com até 10% de modulação.

Bloco 4

O bloco 4 é composto por um multiplicador quadrático, elevando ao quadrado o sinal de flutuação filtrado para simular a não-linearidade da percepção olho-cérebro, e um filtro passa-baixas de ordem 1 (com constante de tempo igual a 300ms) que trabalha fazendo uma média deslizante dos valores para simular os efeitos de “armazenamento” (percepção) no cérebro. A saída do bloco 4 é o valor instantâneo da cintilação, chamado Sf. Uma análise matemática de como o sinal de cintilação é processado pelos blocos iniciais do modelo pode ser visto no Apêndice A – Análise matemática do espectro do sinal de flutuação.

Bloco 5

Enquanto o conjunto formado pelos blocos 2, 3 e 4 simulam o modelo lâmpada-olho-cérebro de percepção humana da cintilação, o bloco 5 realiza a análise estatística dos níveis de cintilação e permite a obtenção de parâmetros de avaliação do fenômeno. Isso é feito dividindo-se a amplitude do sinal em faixas, com cada faixa representando uma classe. Cada vez que um determinado valor de amplitude ocorre, ele tem sua classe correspondente incrementada em 1. Assim se obtém a função de distribuição de frequência dos valores de entrada, que representa o número de ocorrências do nível de cintilação em cada classe. Somando-se os contadores de todas as classes e se expressando a contagem de cada classe em relação ao total, tem-se a função de densidade probabilística dos níveis de cintilação. Dela se obtém a função de probabilidade cumulativa. Esta permite levantar valores médios, desvios padrões, níveis de cintilação sendo excedidos por dado percentual de tempo ou, alternativamente, percentual de tempo no qual um determinado nível de cintilação foi excedido. Com isso se obtém os valores de Pst.

O bloco 5 deve ter uma resolução mínima de 6 bits, tendo no mínimo 64 classes. Sua taxa de amostragem mínima é de 50 amostras/segundo. O projeto trabalha com a taxa de 60 amostras/segundo e tem 128 classes e classificação linear. Como tratado, o tempo de observação pode ser de 1, 5, 10 e 15 minutos, sendo que o período total de medição deve abranger 7 dias, ou 1.008 intervalos de 10 minutos. A Tabela 4.6 relaciona o seletor de faixa e seu nível correspondente ao valor mais alto das classes da função de probabilidade cumulativa (relacionado à percepção). Com ela pode-se escolher a faixa adequada de trabalho do medidor.

Tabela 4.6 – Relação entre seletor de faixa e níveis de sensibilidade [30].

$\frac{\Delta V}{V} \%$	Níveis de sensibilidade em unidades do limiar de percepção (pu)
0,5	4
1	16
2	64
5	400
10	1.600

Para se entender melhor a questão das classes e níveis de cintilação, tome-se a Fig. 4.15. Nela, observa-se a amostragem da amplitude do sinal de cintilação na saída do bloco 4, ou seja, o nível instantâneo de cintilação S_f – foram definidas 10 classes para simplificar o exemplo.

Durante o tempo de medição várias amostras são associadas à faixa da classe 7, sendo representadas pelos intervalos de tempo t_1 , t_2 , t_3 , t_4 e t_5 , que são contabilizados em um número de amostras ou melhor, ocorrências, durante seus respectivos períodos. Tem-se, então, que o total de ocorrências na classe 7 é dada pela soma do número de amostras ocorridas nos intervalos de tempo citados. Faz-se o mesmo para cada classe e se tem a função de distribuição de frequência.

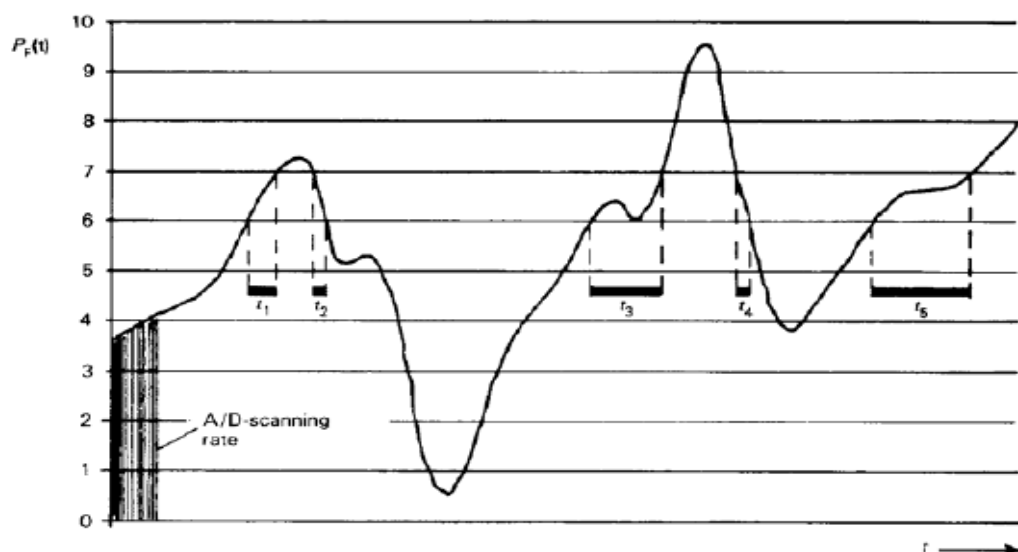


Fig. 4.15 – Nível de amplitude do sinal de cintilação no tempo.

Com a soma dos contadores de cada classe e do total de ocorrências (amostras), tem-se a função de densidade probabilística. Aplicando-se a função de probabilidade cumulativa, produz-se a Fig. 4.16, na qual a acumulação das ocorrências forma a curva da função para as 10 classes. Essa curva pode ser analisada de forma similar à da Fig. 4.13. Dela se extrai os percentis, calculando-se, em seguida, o Pst de cada intervalo.

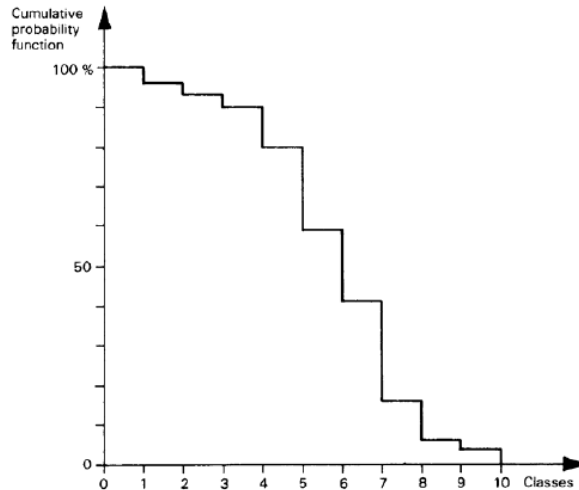


Fig. 4.16 – Gráfico da Função de probabilidade cumulativa x Classes [30].

4.2.6 Medição da cintilação

O desenvolvimento do algoritmo de medição de cintilação do medidor foi iniciado no ambiente *Simulink* do MATLAB e seguiu a concepção analógica do sistema da IEC. Nesse ambiente robusto trabalhou-se com altas taxas de amostragem e grande precisão numérica. A partir das especificações da IEC, foram gerados sinais para teste do medidor, que deveria produzir os resultados determinados pela norma. Evidentemente, o ambiente usado ofereceu uma elevada capacidade de processamento, bem longe das capacidades do *hardware* de um microcontrolador.

A partir do modelo foram feitas adaptações para reduzir a carga de processamento do algoritmo, tal como a redução da taxa de amostragem. Nesse ponto foi iniciada a migração do sistema para o ambiente do microcontrolador, com a programação dos seus blocos, filtros e processamentos. Vários artigos da área foram analisados [31][32][33][34][35][36][37] para verificar a viabilidade do desenvolvimento do medidor em um microcontrolador. A partir dos artigos analisados e dos testes realizados, observou-se que taxas de amostragem baixas (de

ordem inferior a 500Hz) implicariam em erros significativos e inviabilizariam o medidor. Taxas da ordem de 1kHz apresentaram resultados práticos satisfatórios. O segundo ponto trabalhado foi a precisão numérica. O MATLAB trabalha com número do tipo ponto-flutuante de 64 bits, contra um microcontrolador baseado em ponto-fixado de 16 bits. Foram realizadas diversas otimizações de código para que se aumentasse a precisão numérica e não se criasse uma sobrecarga de processamento. Depois de muitos testes e adaptações, chegou-se a resultados adequados e que passavam nos critérios impostos pela IEC.

4.2.7 Variação de Tensão de Curta Duração

Uma Variação de Tensão de Curta Duração (VTCD) é o desvio significativo no valor eficaz da tensão em um curto intervalo de tempo, composta tanto por afundamentos do valor quanto pela sua elevação. As consequências dessas variações são transtornos e prejuízos econômicos aos consumidores e o crescente número de reclamações que as concessionárias vêm recebendo. Estima-se que 87% das falhas no suprimento de energia a consumidores industriais estejam associados às ocorrências de VTCDs [10]. O PRODIST estabelece uma classificação para as VTCDs conforme a Tabela 4.7.

Tabela 4.7 – Classificação das VTCDs [7].

Classificação	Denominação	Duração da Variação	Amplitude da tensão (valor eficaz) em relação à tensão de referência
Variação Momentânea de Tensão	Interrupção Momentânea de Tensão	Inferior ou igual a três segundos	Inferior a 0,1 p.u
	Afundamento Momentâneo de Tensão	Superior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a três segundos	Superior ou igual a 0,1 e inferior a 0,9 p.u
	Elevação Momentânea de Tensão	Superior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a três segundos	Superior a 1,1 p.u
Variação Temporária de Tensão	Interrupção Temporária de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Inferior a 0,1 p.u
	Afundamento Temporário de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Superior ou igual a 0,1 e inferior a 0,9 p.u
	Elevação Temporária de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Superior a 1,1 p.u

Os eventos de VTCDs devem ser observados entre a fase e o neutro da rede, sendo caracterizados pelos parâmetros de amplitude e duração – são analisados ciclo a ciclo, com taxa de amostragem de 64 amostras/ciclo (subamostragem da taxa principal). Eventos fase-neutro simultâneos compõem um único evento (agregação de fases). Evidentemente, nos casos de ocorrência de afundamento e elevação é feita a distinção entre ambos, sendo que tais eventos são considerados e armazenados separadamente. Na ocorrência de VTCD, o medidor trabalha com a agregação de fases baseadas na *agregação por parâmetros críticos*. Armazena quatro tipos de informação:

- tipo de evento: afundamento ou elevação;
- fases afetadas;
- duração do evento: período equivalente à constatação do início da VTCD até seu término, quando a última fase volta ao normal;
- amplitude: será considerada a do pior caso, i.e., armazenar-se-á o pior valor absoluto de amplitude ocorrido entre as fases e o neutro.

Não são atribuídos padrões de desempenho a estes fenômenos. As distribuidoras devem acompanhar e disponibilizar, em bases anuais, o desempenho das barras de distribuição monitoradas. Tais informações poderão servir como referência de desempenho das barras de unidades consumidoras atendidas pelo sistema de distribuição de alta e média tensão com cargas sensíveis a VTCDs.

Apesar da norma não estabelecer valores de referência, é importante destacar que o medidor faz uso de uma metodologia para avaliação desses fenômenos. Na verdade, essa avaliação é feita pelo Servidor, visto que os dados obtidos são apresentados graficamente para o usuário. Esta metodologia é baseada em uma curva que descreve o comportamento elétrico de computadores às VTCDs. Computadores são aparelhos sensíveis a afundamentos e elevações de tensão, logo, foram estabelecidas curvas nas quais os eventos são classificados como aceitáveis ou não, em função de suas amplitudes e durações. Essas curvas podem ser utilizadas para a análise de outros equipamentos também sensíveis.

Na década de 70 a *Computer Business Equipment Manufacturers Association* (CBEMA) desenvolveu uma curva [38], ilustrada na Fig. 4.17, utilizando dados históricos das operações de computadores *mainframe*. O eixo das abscissas determina a duração do VTCD e o eixo das ordenadas o percentual de variação da tensão. A parte “interior” da curva determina a região de ocorrência aceitável de VTCDs que, na maioria dos casos, não afetaria o desempenho do aparelho. A região superior indica uma sobretensão e pode danificar o aparelho; a região inferior indica uma subtensão e pode danificar ou reiniciar os computadores.

Na década de 90 o *Information Technology Industry Council* (ITIC) desenvolveu sua curva através de um trabalho do grupo da CBEMA [38] e está ilustrada na Fig. 4.18. Atualmente, por ser mais simples, a curva do ITIC substituiu a curva da CBEMA em situações genéricas, como sistemas monofásicos de tensões de 120V / 60Hz. Na apresentação dos dados, o programa de Interface do Usuário trabalha com a curva ITIC, nela exibindo os dados obtidos pelo medidor.

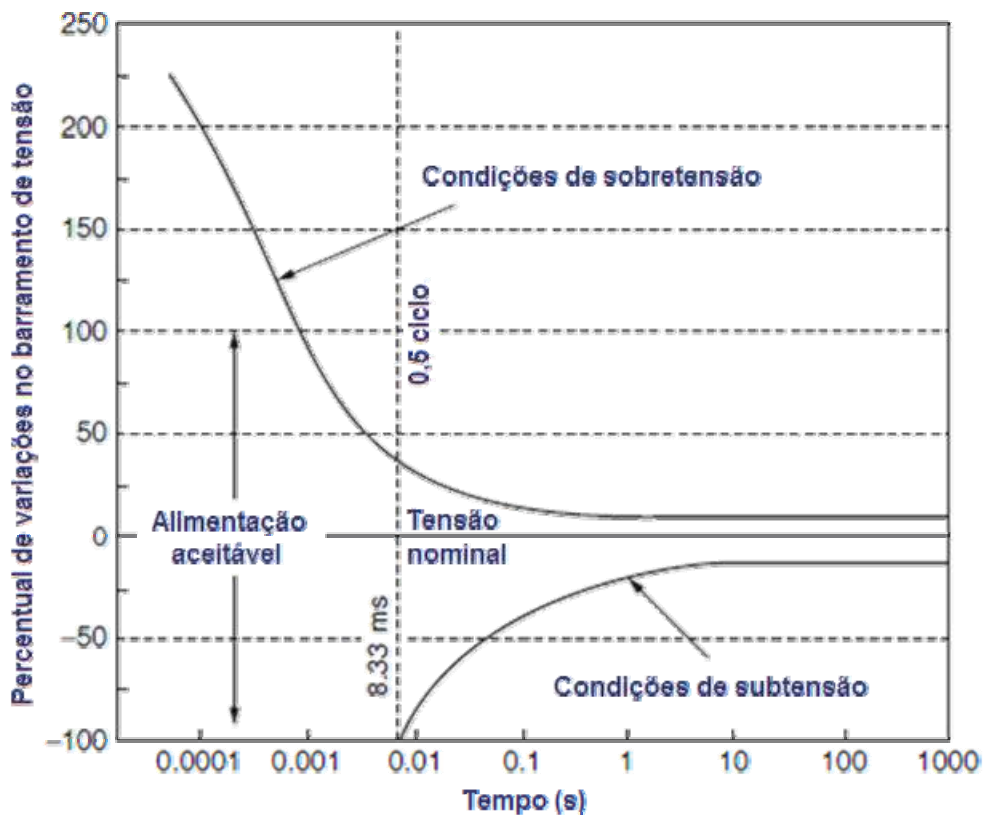


Fig. 4.17 – Curva para VTCD da CBEMA [38].

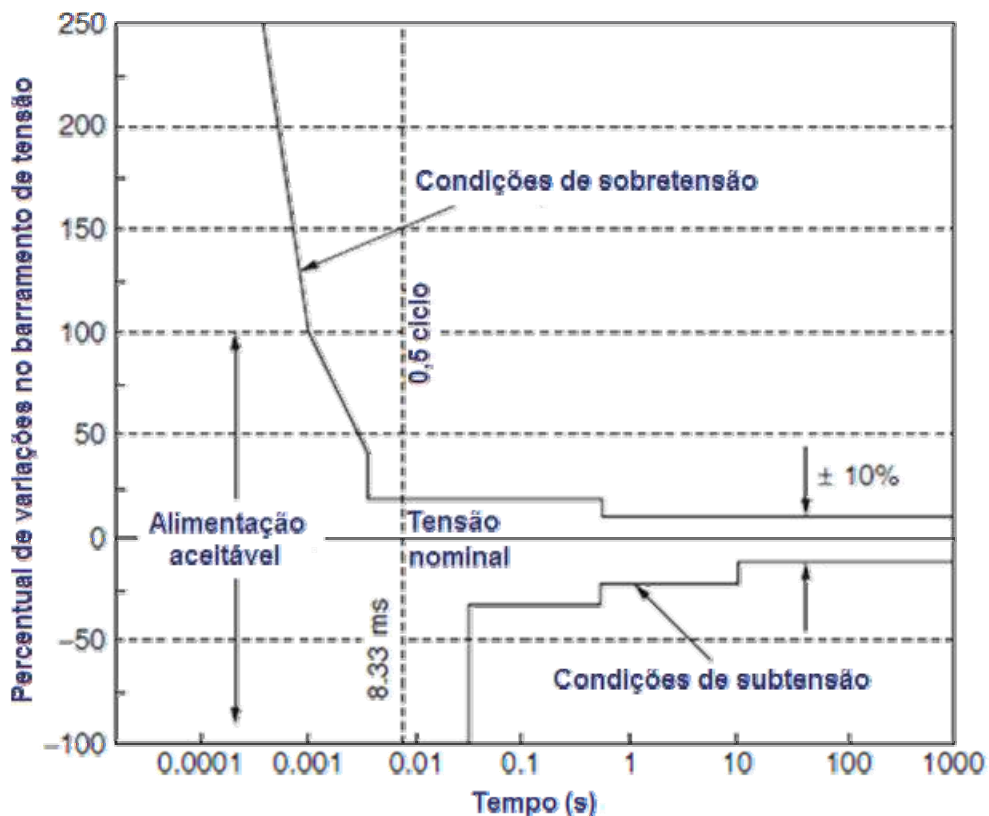


Fig. 4.18 – Curva para VTCD da ITIC [38].

4.3 Sistema Servidor

O objetivo deste projeto de mestrado foi o desenvolvimento de um medidor de QEE, mas, por várias razões, ele não se ateve apenas a isso e se estendeu um pouco mais, sendo um segundo sistema desenvolvido paralelamente ao projeto do medidor, através da ajuda de outro componente do projeto de Pesquisa & Desenvolvimento. Este sistema vem a ser o Sistema Servidor, que é um conjunto de programas e *scripts* de computador para receber os dados dos medidores, processá-los, armazená-los e apresentá-los ao usuário. O Sistema Servidor é dividido em duas partes: o Servidor de Dados e a Interface do Usuário. Ele é instalado na rede interna de uma concessionária de energia elétrica.

O Servidor de Dados é subdividido em Servidor e o Banco de Dados. O Servidor em si é um programa que atua como um serviço do sistema. Ele é instalado em um computador (também chamado de Servidor) e é responsável pela comunicação com os medidores. Após a conexão do medidor, ele passa a realizar o controle do mesmo, enviando-lhe comandos e recebendo respostas ou dados das medições. Uma de suas funções é a de processar os dados recebidos das medições para adequá-los ao banco de dados, além de realizar alguns pós-processamentos

não realizados no medidor. Esses processamentos só podem ser feitos após o final da medição, dessa forma, foram deixados a encargo do Servidor, de forma que reduzem as tarefas do medidor. Outra de suas funções é inserir os dados no banco de dados para manter uma base de informação das medições de cada medidor. Ele realiza também o papel de interface de comunicação entre os medidores e a Interface do Usuário, na qual o usuário pode configurar o medidor ou iniciar e cancelar medições. A segunda subdivisão do servidor é o Banco de Dados. Sua função é receber os dados e mantê-los armazenados para consultas. O Banco de Dados apresenta um conjunto de *scripts* que são usados para diversos processamentos. Eles realizam desde o pós-processamento de dados recebidos do Servidor (como parte complementar do trabalho do próprio Servidor) à pesquisa e apresentação de dados à Interface do Usuário. Optou-se pelo uso do *Oracle* como banco de dados do sistema devido sua robustez, flexibilidade e grande conjunto de ferramentas para processamento.

A Interface do Usuário é um programa de computador comum que acessa o banco de dados e apresenta ao usuário as informações das medições. Como citado, ele se comunica com o Servidor e comanda, por exemplo, a alteração de configuração dos medidores e o início ou cancelamento das medições. A Fig. 4.19 apresenta uma visão geral do sistema, com as interconexões das partes. Através da rede GPRS/Internet os medidores se comunicam com o Servidor. As Interfaces de Usuário por sua vez podem se comunicar com os medidores, mas indiretamente, via Servidor.

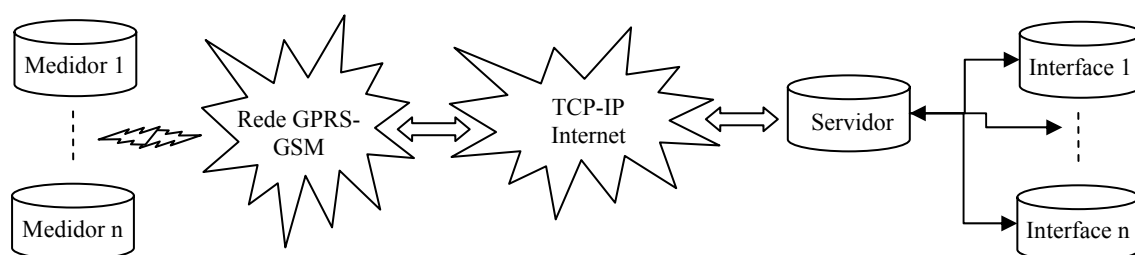


Fig. 4.19 – Diagrama de blocos de todos os componentes do sistema e suas conexões.

A Interface do Usuário pode ser instalada livremente em qualquer computador da rede interna e acessar a base de dados. Para entender melhor esta parte do sistema, foram capturadas as principais telas da Interface do Usuário para a exemplificação. Elas podem ser vistas no Apêndice D – Telas da Interface do Usuário.

4.4 Resumo das descrições técnicas

Nas seções anteriores foram descritas as especificações e a forma de funcionamento do medidor. Esta seção realiza um apanhado de dados do medidor e resume seus aspectos técnicos, de forma a concentrá-los dando maior clareza a esses aspectos. Para observação e análise específica do diagrama do circuito elétrico do medidor, o Apêndice E – Diagramas dos Circuitos do Medidor pode ser observado.

4.4.1 Instalação

O medidor deve ser instalado em um PAC com topologia do tipo estrela aterrada. Deve-se ligar ao medidor as fases e o neutro (terra). O medidor não realiza medições de tensão de linha (fase-fase): as medições são feitas entre a fase e o neutro. Como o sistema é flexível, o medidor também pode ser instalado em pontos com apenas uma ou duas fases (desde que exista o neutro), bastando configurá-lo.

Sua tensão nominal de trabalho é 127V eficazes, sendo que pode medir tensões que vão até 25% desse valor; e a frequência nominal é 60Hz. Ele permite realizar medições indiretas em redes com valor de tensão diferente do nominal ou mesmo em redes de média tensão, desde que instalação estrela aterrada e as ligações fase-neutro sejam feitas. Para realizar tais medições é necessário o uso de transformadores. Nesses casos deve-se configurar a relação de transformação do medidor de forma adequada, além dos valores de tensões das faixas de conformidade. O medidor trabalhará na sua tensão nominal, mas os dados medidos serão pós-processados no Servidor e convertidos para a tensão de interesse.

4.4.2 Hardware

O medidor apresenta as seguintes características de *hardware*:

- Uma bateria de NiMH de 9,6V / 1,3Ah para alimentação do sistema nos casos de interrupção ou afundamentos severos trifásicos;
- Um pequeno transformador para recarga da bateria através de um conversor *buck*;

- Conjunto de três transformadores de baixa corrente ligados monofasicamente às fases da rede e com retificação de onda completa com *center tap* no secundário. Permitem segurança na alimentação através da redundância, sendo que a falha de uma ou duas fases mantém a alimentação normal do circuito, sem necessidade do uso da bateria;
- Proteção composta de fusíveis e varistores na conexão das fases com as placas;
- Circuito de adequação de tensão sem isolamento, com as tensões sendo reduzidas diretamente através de divisores resistivos (e amplificadores operacionais). Os sinais de tensão da rede são reduzidos a níveis adequados de tensão (inferior a 5V) e convertidos de CA para CC com introdução de um *offset*. Esses sinais variam de forma senoidal conforme os originais, mas entre 0 a 4V e em torno de um valor médio de tensão (*offset*). São filtrados em seguida;
- Circuito de filtragem é do tipo *Butterworth* de 8ª ordem, baseado na topologia *Sallen-Key*. Tem frequência de amostragem de 7,68kHz e de corte igual a 1,8kHz, com banda de rejeição (iniciada aproximadamente na metade da frequência de amostragem) com atenuação superior a 52dB;
- Conversores A/D de 12 bits para a digitalização dos sinais filtrados. Utilizam um circuito de referência de tensão de 4,096V, que também é usado também para a inserção do *offset* na etapa de adequação;
- Microcontrolador para processamento digital dos sinais;
- Microcontrolador para controle do medidor e comunicação com o Servidor;
- Módulo celular e seus acessórios para comunicação de dados;
- Cartão de memória não-volátil para armazenamento de dados;
- Uso de LCD e comunicação serial externa¹⁶.

4.4.3 Medição

Nesta subseção é apresentado o resumo das metodologias de medição dos indicadores. O armazenamento é realizado de forma cíclica, sendo que os dados são enviados ao servidor, não havendo problema em sobrescrever dados antigos. Deve-se notar, novamente, que há uma taxa principal de amostragem de 7.680 amostras/ciclo, no qual são obtidos os valores instantâneos de tensão. Os valores adquiridos a essa taxa são usados apenas no processamento

¹⁶ Esta parte do circuito não pertence à proposta original e é opcional. Tem como objetivo o suporte a testes em laboratório. A parte da comunicação serial teve o *hardware* implementado, mas o *firmware* não.

do indicador de harmônicos, que requer mais pontos para maior precisão. Para os outros indicadores é realizada uma subamostragem sobre a taxa principal, que permite reduzir a carga de processamento e, ainda assim, alcançar a precisão necessária. As descrições são as seguintes:

- **Tensão em Regime Permanente:** intervalos de 10 minutos composto do valor eficaz de 3.000 janelas (também podem ser processados intervalos de 1, 5 e 15 minutos). Janelas de 12 ciclos de rede (0,2s), amostradas a uma taxa de 64 amostras/ciclo. O intervalo é classificado como adequado, precário ou crítico;
- **Harmônicos:** intervalo idêntico ao indicador anterior, mas composto de 4.500 janelas formadas de 8 ciclos de rede (~133ms) ou 1.024 amostras, a uma taxa de amostragem de 128 amostras/ciclo. As janelas são processadas com filtro retangular e FFT, produzindo DITs e DTTs para cada janela e fase. São armazenados os de maiores valores de DITs e DTT de cada fase;
- **Desequilíbrio:** calculado de forma similar à tensão em regime permanente, mas com a diferença de que para o processamento do FD é usado o valor de tensão de linha. Como resultados são armazenados o maior FD do período e o FD médio;
- **Flutuação de Tensão:** o processamento nos blocos iniciais do modelo (1, 2, 3 e 4) é feito a uma taxa de 16 amostras/ciclo (960Hz). A saída do bloco 4 produz o valor instantâneo de cintilação, Sf, e é a entrada do bloco 5. A amostragem deste bloco é de 1 amostra/ciclo (60 amostras/s ou 60Hz). O seletor de faixa apresenta 4 opções: 0,5%, 1%, 2%, 5% e 10%. A classificação é feita em 128 classes de forma linear. Os valores de Pst podem ser calculados para intervalos de 1, 5, 10 e 15 minutos. O valor de Plt é calculado a cada 2 horas;
- **Varição de tensão de curta duração:** com taxa de 64 amostras/ciclo, a análise da ocorrência de VTCD é feita ciclo a ciclo. É feita a agregação por parâmetros críticos para o armazenamento dos resultados. Ela considera a pior amplitude absoluta ocorrida entre as fases, o tempo entre o início do VTCD até o momento em que a última fase volta à normalidade, as fases afetadas, sendo a mais afetada (em termos de amplitude) destacada. Afundamentos e elevações são tratados de forma distinta e são armazenados separadamente, mesmo que ocorram paralelamente. Os valores de tensão e tempo são programáveis;

- **Interrupção:** é determinada nas situações onde a tensão absoluta tem valor menor que 0,1pu durante, pelo menos, 3 minutos. As ocorrências são armazenadas em registros. Os valores de tensão e tempo são programáveis;
- **Parâmetro pós-processamento:** são calculados no Servidor e abrangem os indicadores de conformidade (DRP e DRC), PstD95%, PltS95% e curva ITIC.

4.5 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada uma visão geral do sistema e de seu funcionamento. O diagrama de blocos do medidor foi tratado e suas informações básicas de funcionamento e operação foram descritas. Foram apresentados fenômenos comuns da área de QEE e a metodologia de cálculo dos indicadores foi discutida, conforme os critérios da norma. Devida à concepção de baixo custo, alguns indicadores foram deixados de lado. Isso não constitui um problema, pois a própria norma dá mais ênfase aos indicadores que foram considerados pelo medidor, pois eles, em alguns casos, não têm valores de referência para regulamentação e o PRODIST busca levantar tais dados através das futuras medições fornecidas por este medidor e seus similares. Foram considerados também alguns aspectos da norma, nos quais ela se omite de esclarecer (e mesmo estabelecer) critérios de como realizar as medições, como é o caso dos harmônicos.

5 – Medições e Resultados

Durante o desenvolvimento do projeto, foram realizados vários tipos de medições e aferições. No início, para a verificação dos algoritmos de cálculo, foram gerados sinais digitais, isto é, vetores numéricos. O MATLAB foi usado para criação de sinais senoidais trifásicos de forma a inserir seus valores no ambiente de desenvolvimento do microcontrolador e testar os algoritmos e seus processamentos. Foram analisados os algoritmos de cálculo do valor eficaz de tensão, DIT, DTT e fator de desequilíbrio, sendo os resultados comparados com o que seria adequado no MATLAB – toda essa bateria de testes foi iniciada em ambiente de programação, sem que o *hardware* do medidor tivesse sido desenvolvido.

O mesmo foi feito para a medição da cintilação. Essa parte, entretanto, por ser mais complexa (grande carga e complexidade de processamento), demandaria uma maior atenção para a realização dos estudos, simulações, testes e validação e foi postergada para não atrasar a implementação do *hardware*.

Após o início do desenvolvimento dos algoritmos, o *hardware* do sistema foi sendo projetado paralelamente, já considerando as necessidades do futuro medidor e seus algoritmos. Os circuitos iniciais foram desenvolvidos e implementados e, com o primeiro protótipo, pôde-se trabalhar com sinais reais. As primeiras aferições foram feitas através de multímetros e osciloscópios.

Com os algoritmos “amadurecidos” e com a versão final do *hardware* definida, medidores de terceiros foram utilizados para aferir os resultados e o desempenho do medidor projetado. Seus resultados foram comparados com os medidores “*Portable Power Sentinel 933A*” [39] e o “*Power Sentinel GPS-Synchronized 1133A*” [40], ambos da *Arbiter System*. Tais medidores são do tipo Classe A (alta precisão) e homologados pela ANEEL. Os resultados são apresentados neste capítulo.

5.1 Resultados e Análise do Circuito de Filtragem

Com a montagem do circuito do medidor, foram realizados testes no circuito de filtragem, para verificar a sua eficácia e influência no processamento do sinal de tensão das fases. A curva teórica de ganho *versus* frequência do filtro está ilustrada na Fig. 5.1. Ela é plana e tem o ganho aproximadamente unitário na banda de passagem, com atenuação superior a 52dB após 3,84kHz, que é metade da frequência de amostragem e onde já se pode considerar como parte da banda de rejeição.

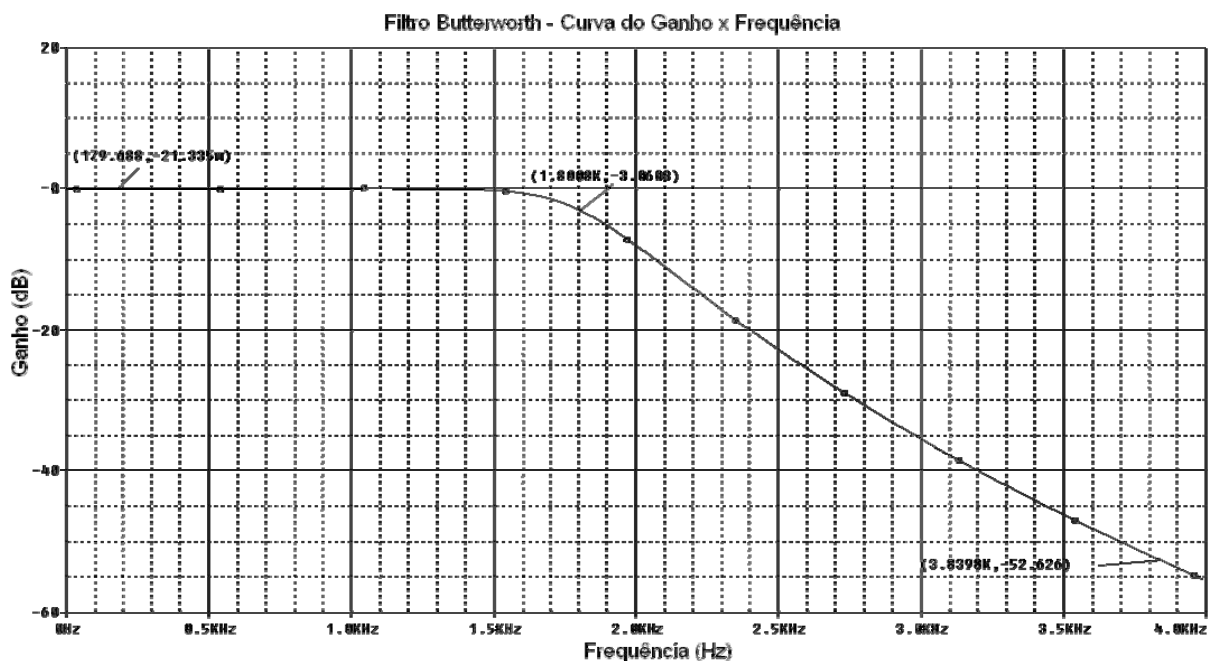


Fig. 5.1 – Curva de ganho do circuito de filtragem.

Com o gerador de função “2MHz Sweep Function Generator”, modelo 72-5010, da Tenma, foram geradas ondas senoidais em diversas frequências (todas com mesma amplitude e valor eficaz) e injetadas na etapa de filtragem do circuito – o circuito de adequação e de conversão A/D foram isolados – para testar a resposta do filtro. Com o uso do osciloscópio “TDS 1002 – 60MHz – Dois canais”¹⁷, da Tektronix, foram medidas as tensões de entrada e saída do filtro, assim como a atenuação. A Tabela 5.1 detalha algumas dessas medições. Pode-se observar que na banda de passagem não há atenuação nos componentes. No 25º harmônico (1,5kHz), que é o último componente que o medidor processa, há uma atenuação relativamente pequena. A frequência de corte (1,8kHz) é atenuada em 2,59dB. A partir daí os

¹⁷ Este osciloscópio trabalha com a relação 0dB = 1V eficaz.

componentes são fortemente atenuados, como se vê no 38º harmônico (2,28kHz), com atenuação de 15,8dB.

Tabela 5.1 – Resultado da filtragem: entrada x saída e atenuação do filtro.

Componente	Frequência	Entrada (Vrms)	Saída (Vrms)	Atenuação da saída (dB)
Fundamental	60Hz	1,024	1,024	0,00
3ª harmônica	180Hz	1,024	1,024	0,00
7ª harmônica	420Hz	1,024	1,024	0,00
14ª harmônica	840Hz	1,024	1,024	0,00
21ª harmônica	1260Hz	1,024	1,024	0,00
25ª harmônica	1500Hz	1,024	0,978	0,19
30ª harmônica (f_c)	1800Hz	1,024	0,742	2,59
38ª harmônica	2280Hz	1,024	0,162	15,8

Algumas dessas ondas foram capturadas no osciloscópio e exibem o efeito da atenuação, mostrando parte do espectro do sinal gerado na entrada e parte de seu espectro na saída. A Fig. 5.2 apresenta na sua parte “A” os sinais de entrada e saída filtrada de uma senóide de 840Hz (14º componente), que são idênticos em magnitude, mas pode-se notar o defasamento imposto pelo filtro (visível na Fig. 4.6). As partes “B” e “C” representam parte do espectro do sinal na entrada e na saída filtrada, respectivamente. Nota-se que não há atenuação perceptível – como o esperado.

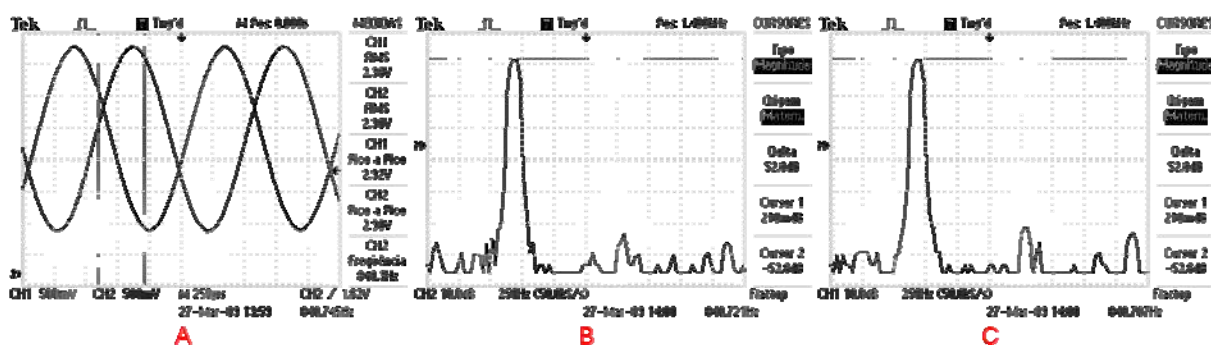


Fig. 5.2 – Resultado da filtragem do sinal de 840Hz (14º harmônico).

Já em um sinal com frequência superior, uma senóide de 2,28kHz, tem-se que a parte “A” da Fig. 5.3 mostra uma grande atenuação da amplitude da saída filtrada. As partes “B” e “C” mostram parte do espectro original do sinal na entrada e seu espectro fortemente atenuado, respectivamente, após a filtragem (atenuação aproximada de 15,8dB) – visto que o sinal corresponde ao 38º harmônico, superior à frequência de corte.

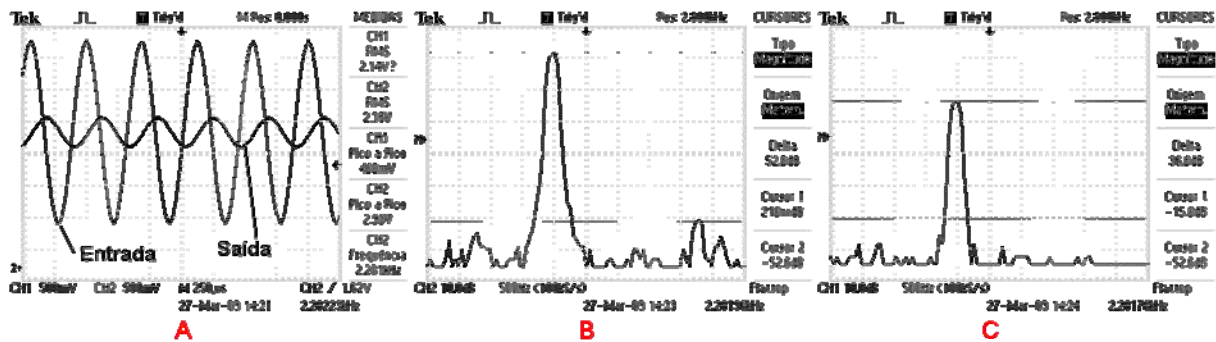


Fig. 5.3 – Resultado da filtragem do sinal de 2280Hz (38º harmônico).

A Fig. 5.4 ilustra um teste feito com o sistema completo, isto é, com o circuito de adequação e o circuito de filtragem. Uma das fases da rede foi amostrada e a parte “A” e “B” apresentam parte do espectro do sinal na entrada do circuito de filtragem e na sua saída, respectivamente. O sinal da fase tem componente fundamental de 60Hz e apresenta diversos outros componentes harmônicos (e inter-harmônicos). A parte do espectro representada está centrada próxima à frequência de 3,2kHz (região de rejeição). Pode-se notar na parte “A” (entrada) uma densidade espectral e na parte “B” (saída filtrada) uma forte atenuação do sinal, como é requerido para eliminar as altas frequências e evitar o *aliasing*¹⁸.

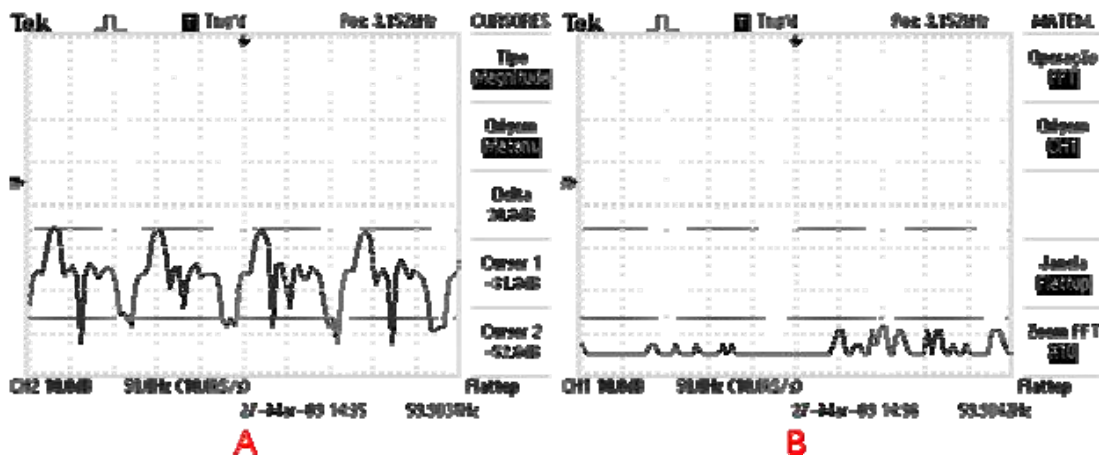


Fig. 5.4 – Resultado da filtragem do sinal de uma fase da rede.

5.2 Resultados da medição da Tensão Eficaz e dos Harmônicos

Foram realizados testes para se avaliar os resultados do processamento dos componentes harmônicos pelo medidor, sendo que em paralelo foram analisados também os resultados referentes ao processamento da tensão eficaz em regime permanente. Os testes foram

¹⁸ As informações do menu na parte B não foram exibidas, mas as linhas de referências horizontais mantêm-se nos mesmos locais e indicam atenuação maior que 52dB na parte do espectro do sinal na parte “B” da figura.

realizados com um gerador de função, o “*Chroma – Programmable AC Source – Model 6512*”, da Chroma ATE Inc. As imagens das ondas capturadas foram feitas com o osciloscópio “TDS 3012 – 100MHz – dois canais coloridos”, da Tektronix.

O gerador *Chroma 6512* é um gerador de função de potência, que fornece tensão eficaz monofásica de até 300V e correntes de até 10A; sua resolução é de 0,1V e a precisão de 0,2% do fundo de escala (aproximadamente 0,6V) [41]. Ele fornece um conjunto de sinais de tensão distorcidos, com os componentes harmônicos fixados e pré-definidos, permitindo que se configure o valor de tensão eficaz. Gera ainda onda senoidal, quadrada, dente de serra e até programáveis pelo usuário, todas com opção de ajuste de tensão e frequência. Para os testes foram utilizadas diversas ondas distorcidas, com diferentes composições espectrais. Como resultados foram observados os valores de tensão eficaz e dos harmônicos.

Para realizar a aferição do medidor, foi utilizado o medidor 933A, da *Arbiter*. Como informado, o critério de registro de distorção harmônica do medidor para um intervalo são os maiores valores percentuais encontrados durante a medição, com os máximos harmônicos resultantes podendo ser observados em diferentes janelas do intervalo. Já o medidor 933A registra o valor eficaz de tensão de cada harmônico durante o intervalo. Devido às diferentes metodologias, uma comparação dos resultados produz diferenças consideráveis. Portanto, para fins de comparação do desempenho do medidor foi feita a comparação entre os valores instantâneos dos medidores. Isso foi possível porque, primeiro, ambos apresentam na medição a composição harmônica em percentual do espectro de forma instantânea, nos seus respectivos LCDs e, segundo, a fonte geradora apresenta um sinal estável, não apresentando variações significativas. Foram configurados para o teste ondas com o valor de tensão eficaz de 127V e frequência de 60Hz. Para a apresentação dos resultados foram utilizadas as ondas pré-definidas DST01, DST10, DST11, DST16 e DST21, detalhadas no apêndice do manual da fonte [41].

A Fig. 5.5 apresenta a primeira forma de onda, a DST01, com suas distorções. Antes da apresentação dos resultados algumas observações devem ser feitas. Apesar de a fonte geradora apresentar uma composição espectral pré-definida para cada tipo de onda, na prática isso não ocorre.

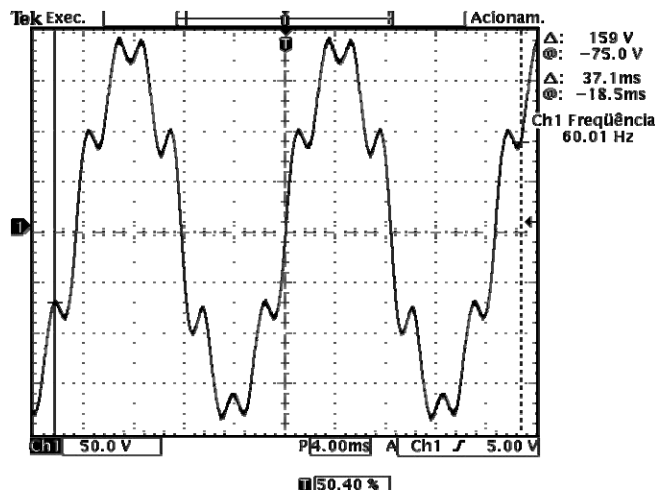


Fig. 5.5 – Forma de onda do sinal DST01.

Devido à precisão, na geração dos sinais foi observada a existência de uma pequena energia espectral nos harmônicos pares. De fato, todos os harmônicos pares, do 2° ao 50°, tiveram resquícios de tensão observados pelo medidor 933A – deve-se destacar novamente que o medidor é de Classe A e de alta precisão. Pequenos desvios nos valores “tabelados” do espectro também foram observados. Como o medidor desenvolvido registra até o 25° harmônico, a comparação entre os medidores foi feita até este harmônico. Entretanto, o valor DTT (%) do medidor 933A é calculado sobre a composição total observada (do 2° ao 50° harmônico), enquanto o DTT (%) do medidor é sobre os 24 componentes observados (do 2° ao 25°).

A Tabela 5.2 apresenta os dados relativos aos harmônicos que compõem a onda DST01. A primeira linha da tabela identifica as colunas de resultados do medidor e de seu aferidor, o 933A; a segunda linha (V_{RMS}) apresenta os valores de tensão eficaz observados – como em todas as tabelas, os resultados são bem próximos e a diferença (erro) relativa é inferior a 1%, o que é requerido pela norma; a terceira linha (DTT %) apresenta a distorção harmônica total de tensão; as linhas abaixo (Componentes Harmônicos %) indicam os componentes harmônicos medidos – h2 = 2° harmônico, h3 = 3° harmônico e assim por diante; a última coluna da tabela (Tabela %) apresenta a composição “teórica” do espectro do sinal produzido. As tabelas posteriores seguem o mesmo padrão da tabela citada neste parágrafo.

Tabela 5.2 – Comparação de resultados entre os medidores para a forma de onda DST01.

	Medidor		933A
V_{RMS}	126,95	126,9001	
DTT (%)	18,98	18,94	
Componentes Harmônicos (%)			Tabela (%)
h2	2,08	2,07	2,07
h3	0,03	0,01	-
h4	0,04	0,04	-
h5	9,84	9,83	9,80
h6	0,03	0,03	-
h7	15,94	15,91	15,80
h8	2,20	2,18	2,16
h9	0,06	0,04	-
h10	0,16	0,15	-
h11	0,03	0,02	-
h12	0,12	0,11	-
h13	0,00	0,01	-
h14	0,10	0,09	-
h15	0,00	0,01	-
h16	0,07	0,07	-
h17	0,01	0,01	-
h18	0,07	0,07	-
h19	0,00	0,01	-
h20	0,07	0,06	-
h21	0,00	0,01	-
h22	0,06	0,05	-
h23	0,00	0,00	-
h24	0,04	0,05	-
h25	0,00	0,00	-

A Fig. 5.6 ilustra a forma da onda DST10 e a Tabela 5.3 os seus resultados.

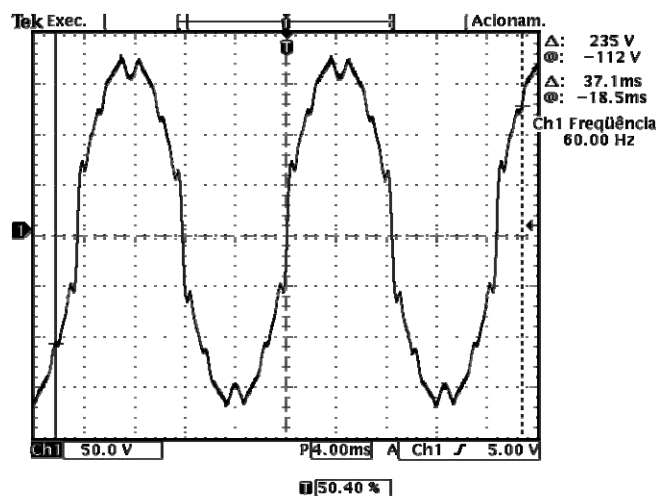


Fig. 5.6 – Forma de onda do sinal DST10.

Tabela 5.3 – Comparação de resultados entre os medidores para a forma de onda DST10.

	Medidor	933A	
V _{RMS}	126,86	126,9516	
DTT (%)	13,35	13,38	
Componentes Harmônicos (%)			Tabela (%)
h2	0,21	0,20	-
h3	9,80	9,82	9,80
h4	0,10	0,11	-
h5	3,21	3,21	3,20
h6	0,03	0,02	-
h7	5,44	5,42	5,40
h8	0,09	0,09	-
h9	1,22	1,21	1,20
h10	0,00	0,00	-
h11	2,84	2,83	2,80
h12	0,04	0,04	-
h13	1,43	1,42	1,40
h14	0,04	0,04	-
h15	4,09	4,07	4,00
h16	0,10	0,09	-
h17	2,26	2,26	2,20
h18	0,10	0,10	-
h19	1,45	1,45	1,40
h20	0,09	0,07	-
h21	1,45	1,45	1,40
h22	0,08	0,07	-
h23	1,65	1,67	1,60
h24	0,12	0,12	-
h25	1,42	1,47	1,40

A Fig. 5.7 exibe a forma de onda DST11, cujos dados estão na Tabela 5.4. A Fig. 5.8 ilustra a forma de onda DST16, com dados registrados na Tabela 5.5.

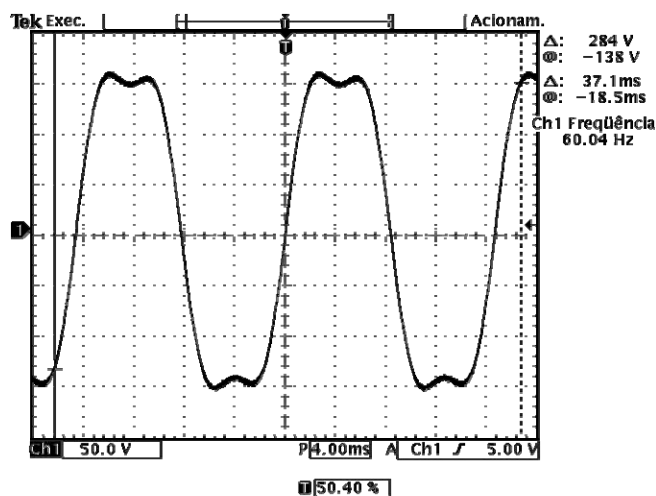


Fig. 5.7 – Forma de onda do sinal DST11.

Tabela 5.4 – Comparação de resultados entre os medidores para a forma de onda DST11.

	Medidor	933A	
V _{RMS}	126,81	126,9140	
DTT (%)	17,78	17,78	
Componentes Harmônicos (%)			Tabela (%)
h2	0,18	0,19	-
h3	17,77	17,79	17,75
h4	0,24	0,23	-
h5	0,00	0,01	-
h6	0,13	0,12	-
h7	0,01	0,01	-
h8	0,09	0,08	-
h9	0,00	0,00	-
h10	0,07	0,06	-
h11	0,00	0,00	-
h12	0,07	0,05	-
h13	0,00	0,00	-
h14	0,05	0,05	-
h15	0,00	0,00	-
h16	0,04	0,04	-
h17	0,00	0,00	-
h18	0,04	0,04	-
h19	0,00	0,00	-
h20	0,04	0,03	-
h21	0,00	0,00	-
h22	0,04	0,03	-
h23	0,00	0,00	-
h24	0,04	0,03	-
h25	0,00	0,00	-

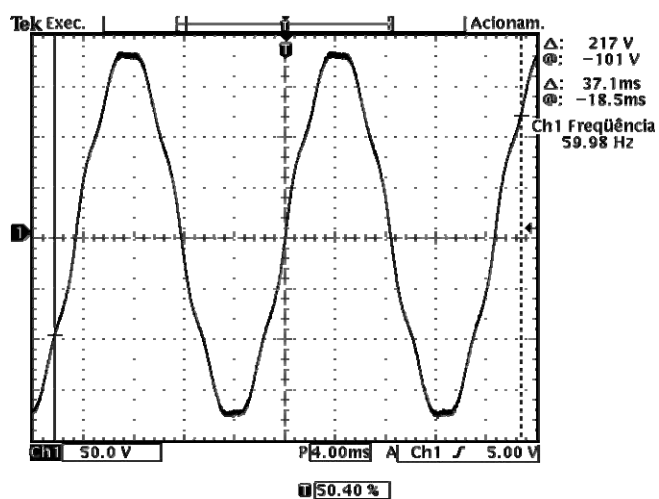


Fig. 5.8 – Forma de onda do sinal DST16.

Tabela 5.5 – Comparação de resultados entre os medidores para a forma de onda DST16.

	Medidor	933A	
V_{RMS}	126,81	126,9063	
DTT (%)	4,70	4,68	
Componentes Harmônicos (%)			Tabela (%)
h2	0,26	0,26	-
h3	0,03	0,02	-
h4	0,07	0,07	-
h5	2,46	2,45	2,45
h6	0,04	0,04	-
h7	3,99	3,97	3,95
h8	0,13	0,12	-
h9	0,00	0,00	-
h10	0,07	0,07	-
h11	0,00	0,00	-
h12	0,06	0,05	-
h13	0,00	0,00	-
h14	0,04	0,04	-
h15	0,00	0,00	-
h16	0,04	0,04	-
h17	0,00	0,00	-
h18	0,04	0,03	-
h19	0,00	0,00	-
h20	0,04	0,03	-
h21	0,00	0,00	-
h22	0,04	0,03	-
h23	0,00	0,00	-
h24	0,03	0,03	-
h25	0,00	0,00	-

A Fig. 5.9 exibe a forma de onda DST21, cujos dados estão na Tabela 5.6.

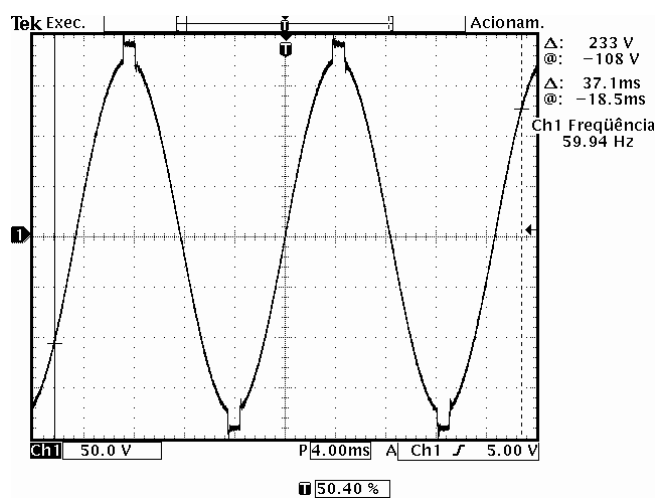


Fig. 5.9 – Forma de onda do sinal DST21.

Tabela 5.6 – Comparação de resultados entre os medidores para a forma de onda DST21.

	Medidor	933A	
V_{RMS}	126,70	126,8885	
DTT (%)	3,67	3,78	
Componentes Harmônicos (%)			Tabela (%)
h2	0,26	0,26	-
h3	2,01	1,98	2,00
h4	0,10	0,11	-
h5	1,81	1,81	1,80
h6	0,05	0,06	-
h7	1,56	1,55	1,60
h8	0,06	0,05	-
h9	1,25	1,25	1,23
h10	0,04	0,03	-
h11	0,91	0,90	0,90
h12	0,03	0,04	-
h13	0,56	0,56	-
h14	0,03	0,02	-
h15	0,25	0,24	-
h16	0,04	0,03	-
h17	0,06	0,05	-
h18	0,03	0,02	-
h19	0,28	0,28	-
h20	0,03	0,02	-
h21	0,45	0,44	-
h22	0,03	0,02	-
h23	0,53	0,52	-
h24	0,03	0,02	-
h25	0,52	0,53	-

Nota-se nas Tabela 5.2 à Tabela 5.6 que os medidores detectaram valores residuais em componentes não especificados na geração do sinal (harmônicas pares). Isso se deve à fonte geradora, que apresenta uma limitação na produção dos sinais. Esta situação foi interessante como constatação de que o medidor realmente apresenta um bom desempenho, pois seus resultados foram bem próximos do aferidor.

5.3 Resultados da medição de Cintilação

O processo de aferição dos resultados de medição da cintilação foi um pouco mais complicado. Não havia nenhuma fonte geradora de função com capacidade para produzir sinais com flutuação. Então, para realização de testes, foi elaborado um circuito para a simulação das flutuações de tensão, bem limitado e impreciso, mas simples e que permitiu testes razoáveis. O diagrama do circuito de simulação de flutuação está ilustrado na Fig. 5.10.

Ele é composto de uma fonte CA, uma lâmpada incandescente como carga, um resistor variável, componentes semicondutores e um gerador de função.

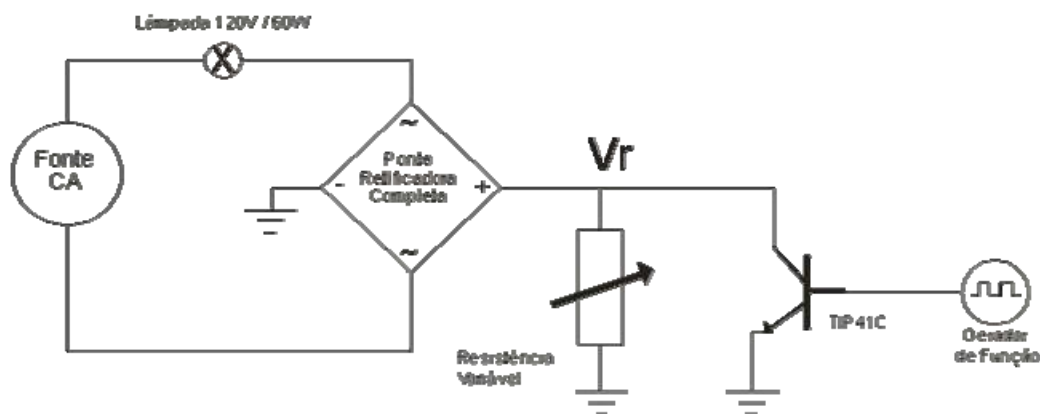


Fig. 5.10 – Circuito para simulação de flutuação de tensão.

Como fonte CA foi utilizada a fonte *Chroma*, que permitiu ajustar e aplicar as tensões necessárias ao sistema. A lâmpada usada foi do tipo incandescente de 127V / 60W. A norma da IEC exige uma lâmpada de 120V, mas esse tipo não está disponível no mercado. Em série com a lâmpada foram ligados, paralelamente, um resistor variável e um transistor. O transistor foi comandado por um gerador de função, no qual foi configurado o modo de onda quadrada para modulação. O gerador de função usado foi o “2MHz Function Generator Type TR-0458/D”, da EMG. A ideia básica do funcionamento é que no momento que a chave (transistor) está fechada, a lâmpada é a única carga e tem toda tensão aplicada sobre si; quando a chave está aberta, o resistor fica em série com a lâmpada e cria um divisor resistivo de tensão, fazendo que ocorra uma queda na tensão aplicada sobre a lâmpada. Dessa forma é realizada a flutuação de tensão, com o transistor inserindo e removendo o resistor no circuito da lâmpada. Variando-se o resistor se tem diferentes variações de tensão (ΔV). No gerador de função pode-se variar a frequência da onda. A medição é feita entre os terminais da lâmpada.

Deve-se notar que o circuito apresenta imprecisão e é de difícil ajuste para os valores tabelados pela norma. Existem diversas não-linearidades. Primeiro, a ponte retificadora, necessária para retificar a tensão CA para o transistor operar (um relé não poderia ser usado porque seu tempo de comutação é alto e frequências altas são usadas). O próprio transistor acaba interferindo durante a condução com uma pequena queda de tensão entre seu coletor e seu emissor – há modulações que chegam 0,253% da tensão, o que implica em pequenas variações da ordem de 100mV. Outro problema observado foi no gerador de função que

comando o transistor. Os períodos dos semiciclos apresentam diferenças significativas para frequências baixas. E à medida que se reduz a frequência (existem frequências de teste da ordem de 10mHz), mais discrepantes ficam os valores – outros geradores de função disponíveis foram testados, mas apresentavam os mesmos problemas. Apesar disso, foi disponibilizado um bom medidor para aferição e os resultados foram levantados para comparação. O medidor usado foi o “*Power Sentinel GPS-Synchronized 1133A*”, da Arbiter System.

O primeiro teste realizado foi sob os critérios da Subseção 4.1, da norma da IEC [30]. Esse teste determina que para uma frequência e flutuação de tensão especificada, o medidor de cintilação deve produzir na saída do bloco 4 uma cintilação instantânea de 1pu. Para tal, a flutuação de entrada pode ser ajustada em $\pm 5\%$ do valor especificado na tabela. São especificadas duas tabelas com valores e são referidas como Tabela 1 e Tabela 2, para modulação senoidal e quadrada, respectivamente. Os testes foram realizados para modulação quadrada seguindo as informações da Tabela 2 da norma. Como o medidor só armazena dados referentes ao Pst, o LCD foi inserido e os dados de saída do bloco 4 foram observados. Na Tabela 5.7 são apresentados os resultados. A primeira coluna especifica a frequência de modulação; a segunda coluna apresenta o percentual de flutuação; a terceira coluna mostra os resultados instantâneos do aferidor; a quarta tem os resultados do medidor; e a quinta coluna apresenta o erro relativo dos resultados do medidor em relação aos resultados do aferidor.

Como se pode observar, praticamente todos os testes apresentaram erros inferiores a 5%. Nesses testes os valores de entrada não foram ajustados na faixa permitida, permanecendo fixo o tabelado, o que permite concluir que, com um ajuste, a saída poderia gerar $S_f = 1pu$. Devido às não-linearidades citadas e dificuldades para ajustes, os valores de cintilação foram aproximados o máximo possível de 1pu, como requerido pela norma.

O segundo teste realizado foi sob os critérios da Seção 5, da norma da IEC [30]. Esse teste especifica que para determinada flutuação, o medidor deve produzir valores de Pst = 1pu, com erro máximo de $\pm 5\%$. A norma especifica valores para o teste segundo a Tabela 5.8, onde a primeira coluna informa o número de variações por minuto e a terceira coluna o valor percentual da flutuação. A segunda coluna (em itálico) foi inserida para converter e apresentar as variações por minuto em Hz (frequência de modulação F_m).

Tabela 5.7 – Resposta normalizada do medidor para flutuações de modulação quadrada.

Frequência (Hz)	Flutuação (%)	Sf 1133a	Sf	Erro (%)
0,5	0,600	1,05	1,00	4,76%
1,0	0,547	1,03	0,98	4,85%
1,5	0,504	1,1	1,05	4,55%
2,0	0,471	1,01	0,97	3,96%
2,5	0,439	1,02	0,98	3,92%
3,0	0,421	0,99	0,96	3,03%
3,5	0,407	1,03	0,99	3,88%
4,0	0,394	0,95	0,91	4,21%
4,5	0,371	1	0,96	4,00%
5,0	0,349	0,99	0,94	5,05%
5,5	0,323	1,04	0,99	4,81%
6,0	0,302	0,89	0,85	4,49%
6,5	0,282	0,99	0,96	3,03%
7,0	0,269	1,09	1,05	3,67%
7,5	0,258	0,89	0,86	3,37%
8,0	0,255	0,91	0,89	2,20%
8,8	0,253	0,92	0,90	2,17%
9,5	0,257	0,97	0,96	1,03%
10,0	0,264	1,11	1,10	0,90%
10,5	0,280	1,03	1,01	1,94%
11,0	0,297	0,94	0,93	1,06%
11,5	0,309	1,14	1,13	0,88%
12,0	0,323	1,01	1,00	0,99%
13,0	0,369	1,01	0,97	3,96%
14,0	0,411	1,12	1,08	3,57%
15,0	0,459	0,91	0,89	2,20%
16,0	0,513	1,08	1,03	4,63%
17,0	0,580	0,98	0,96	2,04%
18,0	0,632	1,08	1,04	3,70%
19,0	0,692	1	0,98	2,00%
20,0	0,752	1	0,98	2,00%
21,0	0,818	1,13	1,10	2,65%
22,0	0,853	1,02	1,00	1,96%
23,0	0,946	1,1	1,09	0,91%
24,0	1,072	1,03	1,02	0,97%
40,0	3,460	1,07	1,10	-2,80%

Tabela 5.8 – Teste de desempenho do medidor de cintilação [30].

Variações retangulares por minuto	F_m (Hz)	$\Delta V/V$ (%)
1	0,008333	3,166
2	0,016667	2,568
7	0,058333	1,695
39	0,325000	1,044
110	0,916667	0,841
1.620	13,5	0,547
4.800	40	4,834

Foram realizados testes com vários períodos de intervalo: 1, 5, 10 e 15 minutos. Os intervalos de 10 minutos foram selecionados para apresentação. Como os testes foram realizados com todas as oito frequências e nos quatro tipos de intervalo, optou-se por não realizar um grande número de medições, pois uma pequena quantidade de intervalos já seria suficiente para demonstrar o desempenho do medidor. A Tabela 5.9 apresenta os resultados das medições das cintilação com 1 variação/minuto ($F_m \approx 8,3\text{mHz}$). A primeira coluna informa o horário do início de cada intervalo; a segunda tem os resultados de Pst do aferidor; a terceira, do Pst do medidor; e a quarta coluna apresenta o erro relativo entre o medidor e seu aferidor. A

Tabela 5.10 mostra os resultados para cintilação com 2 variações/minuto ($F_m \approx 16,7\text{mHz}$). As próximas tabelas apresentam os resultados das outras cintilação exigidas: 7 variações/minuto (Tabela 5.11), 39 variações/minuto (Tabela 5.12), 110 variações/minuto (Tabela 5.13), 1.620 variações/minuto (Tabela 5.14) e 4.800 variações/minuto (Tabela 5.15).

Tabela 5.9 – Pst para 1 variação/minuto.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst	Erro %
3/4/2009 10:10	1,00516	1,704274	-69,55%
3/4/2009 10:20	0,974502	1,014889	-4,14%
3/4/2009 10:30	1,000178	1,014889	-1,47%
3/4/2009 10:40	0,974133	0,997496	-2,40%

Tabela 5.10 – Pst para 2 variações/minuto.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst	Erro %
3/3/2009 18:00	1,035188	1,129524	-9,11%
3/3/2009 18:10	1,045523	0,999268	4,42%
3/3/2009 18:20	1,030077	1,016907	1,28%
3/3/2009 18:30	1,047481	1,000362	4,50%

Tabela 5.11 – Pst para 7 variações/minuto.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst	Erro %
3/3/2009 14:20	0,981335	1,141068	-16,28%
3/3/2009 14:30	0,982145	0,954404	2,82%
3/3/2009 14:40	0,989084	0,955549	3,39%
3/3/2009 14:50	0,992945	0,960976	3,22%

Tabela 5.12 – Pst para 39 variações/minuto.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst	Erro %
3/3/2009 12:20	1,082449	1,098317	-1,47%
3/3/2009 12:30	1,083733	1,064295	1,79%
3/3/2009 12:40	1,084057	1,063473	1,90%
3/3/2009 12:50	1,082525	1,063473	1,76%

Tabela 5.13 – Pst para 110 variações/minuto.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst	Erro %
3/3/2009 10:40	1,090793	1,125213	-3,16%
3/3/2009 10:50	1,09152	1,074424	1,57%
3/3/2009 11:00	1,092991	1,075492	1,60%
3/3/2009 11:10	1,089046	1,072647	1,51%

Tabela 5.14 – Pst para 1.620 variações/minuto.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst	Erro %
3/2/2009 12:20	0,947816	1,114123	-17,55%
3/2/2009 12:30	0,952776	0,925235	2,89%
3/2/2009 12:40	0,974731	0,93598	3,98%

Tabela 5.15 – Pst para 4.800 variações/minuto.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst	Erro %
3/4/2009 16:20	1,393824	1,413071	-1,38%
3/4/2009 16:30	1,346948	1,354594	-0,57%
3/4/2009 16:40	1,045761	1,071598	-2,47%
3/4/2009 16:50	1,08466	1,139488	-5,05%

Deve-se notar que o primeiro registro de cada tabela (destacados) deve ser descartado. Esses registros apresentam valores “incorretos”, isto é, existe um período de transitório na medição (entre 1 a 3 minutos) para que os filtros digitais do medidor entrem em regime. Durante esse período valores transitórios entram no cálculo do Pst e geram desvios altos. O mesmo não acontece com o medidor 1133A, pois ele inicia o monitoramento ao ser ligado (mesmo não gravando registros) e já se encontra em regime quando o medidor é acionado para iniciar a medição. Pode-se observar que os erros se enquadram dentro do adequado. Novamente deve-se destacar a imprecisão do circuito simulador. Pode-se observar que entre um intervalo e outro ele chega a apresentar variações consideráveis no valor de cintilação, observáveis nos resultados dos medidores.

A Fig. 5.11 exibe as formas de onda de 1.620 variações/minuto ($F_m = 13,5\text{HZ}$) e flutuação de 0,547% (aproximadamente). A onda superior é o comando de modulação do gerador de função; a onda inferior foi o sinal capturado entre o coletor e o emissor do transistor. A flutuação em si ocorre nos terminais da lâmpada, mas tal onda foi escolhida para apresentar melhor o efeito da modulação. No semiciclo “aberto” da chave, vê-se a queda de tensão no resistor em série com a lâmpada, que provoca a redução da tensão eficaz na mesma; no semiciclo “fechado” da chave, observa-se que toda tensão é aplicada sobre a lâmpada e sua tensão eficaz aumenta – pode-se notar que processos não-lineares interferem nos resultados.

Há um valor eficaz de tensão diferente de zero no momento em que a chave conduz, por exemplo, devido ao fluxo da corrente entre o coletor e emissor da chave.

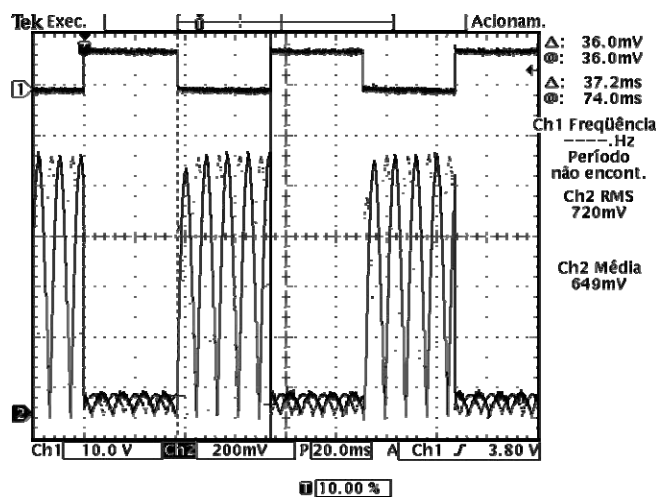


Fig. 5.11 – Formas de onda para flutuação com 1.620 variações/minuto.

O último conjunto de testes analisou o desempenho do medidor no cálculo do Pst em diversas frequências e modulações (quadradas), para verificar sua resposta em diferentes faixas do seletor. Alguns desses testes são reportados aqui em tabelas (elas apresentam dados semelhantes às anteriores). Os intervalos de medições foram realizados com 1 minuto (os três primeiros registros devem ser descartados). A Tabela 5.16 tem resultados para um sinal sem flutuação. Os dados nas tabelas seguintes dão ênfase à frequência moduladora em 8,8Hz, a qual há maior sensibilidade humana à cintilação luminosa, e a resposta do medidor a elas.

Tabela 5.16 – Pst de 1 minuto para sinal sem flutuação.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst
3/6/2009 17:53	1,848572	1,07134
3/6/2009 17:54	0	0
3/6/2009 17:55	0	0
3/6/2009 17:56	0	0
3/6/2009 17:57	0	0

A Tabela 5.17 apresenta cintilação instantânea aproximada de 3,5pu e sua faixa seletora é igual a 0,5%. Já a Tabela 5.18 apresenta cintilação instantânea aproximada de 14pu. Sua faixa seletora é igual a 1%.

Tabela 5.17 – Pst de 1 minuto para $F_m = 8,8\text{Hz}$ e $S_f \approx 3,5\text{pu}$.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst	Erro %
3/5/2009 12:24	1,310604	1,313178	-0,20%
3/5/2009 12:25	1,310539	1,417899	-8,19%
3/5/2009 12:26	1,310552	1,310054	0,04%
3/5/2009 12:27	1,310647	1,291946	1,43%
3/5/2009 12:28	1,310693	1,290623	1,53%
3/5/2009 12:29	1,310434	1,291946	1,41%
3/5/2009 12:30	1,31084	1,291946	1,44%
3/5/2009 12:31	1,310757	1,289112	1,65%
3/5/2009 12:32	1,310879	1,291268	1,50%
3/5/2009 12:33	1,310845	1,291946	1,44%
3/5/2009 12:34	1,310686	1,292705	1,37%
3/5/2009 12:35	1,310471	1,289001	1,64%
3/5/2009 12:36	1,310461	1,289112	1,63%
3/5/2009 12:37	1,310756	1,291003	1,51%
3/5/2009 12:38	1,310986	1,291003	1,52%

Tabela 5.18 – Pst de 1 minuto para $F_m = 8,8\text{Hz}$ e $S_f \approx 14\text{pu}$.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst	Erro %
3/5/2009 11:47	2,628386	2,747574	-4,53%
3/5/2009 11:48	2,628297	2,656266	-1,06%
3/5/2009 11:49	2,628271	2,83756	-7,96%
3/5/2009 11:50	2,628162	2,641828	-0,52%
3/5/2009 11:51	2,628239	2,611749	0,63%
3/5/2009 11:52	2,627989	2,612273	0,60%
3/5/2009 11:53	2,628013	2,609351	0,71%
3/5/2009 11:54	2,628245	2,60801	0,77%
3/5/2009 11:55	2,62843	2,609351	0,73%
3/5/2009 11:56	2,628399	2,612273	0,61%
3/5/2009 11:57	2,628205	2,611749	0,63%
3/5/2009 11:58	2,628111	2,606951	0,81%
3/5/2009 11:59	2,628334	2,606951	0,81%
3/5/2009 12:00	2,628456	2,609771	0,71%
3/5/2009 12:01	2,628354	2,612273	0,61%

A Tabela 5.19 tem cintilação instantânea aproximada de 33pu e está na faixa igual a 2%. As Tabela 5.20 e Tabela 5.21 estão na faixa seletora de 5% e têm cintilação instantânea aproximada de 87pu e 230pu, respectivamente.

Tabela 5.19 – Pst de 1 minuto para $F_m = 8,8\text{Hz}$ e $Sf \approx 33\text{pu}$.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst	Erro %
3/5/2009 13:40	4,008885	4,445709	-10,90%
3/5/2009 13:41	4,008468	4,776501	-19,16%
3/5/2009 13:42	4,008558	4,407943	-9,96%
3/5/2009 13:43	4,008481	3,97031	0,95%
3/5/2009 13:44	4,00847	3,937791	1,76%
3/5/2009 13:45	4,008616	3,937791	1,77%
3/5/2009 13:46	4,011122	3,934234	1,92%
3/5/2009 13:47	4,0118	3,95043	1,53%
3/5/2009 13:48	4,012186	3,95043	1,54%
3/5/2009 13:49	4,01197	3,95043	1,53%
3/5/2009 13:50	4,011971	3,95043	1,53%
3/5/2009 13:51	4,012224	3,95043	1,54%
3/5/2009 13:52	4,012301	3,95043	1,54%
3/5/2009 13:53	4,012213	3,95043	1,54%
3/5/2009 13:54	4,012057	3,95043	1,54%

Tabela 5.20 – Pst de 1 minuto para $F_m = 8,8\text{Hz}$ e $Sf \approx 87\text{pu}$.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst	Erro %
3/5/2009 14:05	6,553726	7,711246	-17,66%
3/5/2009 14:06	6,553133	7,702583	-17,54%
3/5/2009 14:07	6,553162	6,566978	-0,21%
3/5/2009 14:08	6,551597	6,359408	2,93%
3/5/2009 14:09	6,55258	6,359408	2,95%
3/5/2009 14:10	6,551914	6,359408	2,94%
3/5/2009 14:11	6,552046	6,359408	2,94%
3/5/2009 14:12	6,551352	6,359408	2,93%
3/5/2009 14:13	6,551422	6,359408	2,93%
3/5/2009 14:14	6,549919	6,359408	2,91%
3/5/2009 14:15	6,545198	6,359408	2,84%
3/5/2009 14:16	6,546429	6,359408	2,86%
3/5/2009 14:17	6,552372	6,359408	2,94%
3/5/2009 14:18	6,554255	6,359408	2,97%
3/5/2009 14:19	6,552902	6,359408	2,95%

Tabela 5.21 – Pst de 1 minuto para $F_m = 8,8\text{Hz}$ e $Sf \approx 230\text{pu}$.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst	Erro %
3/5/2009 14:32	10,515276	10,340892	1,66%
3/5/2009 14:33	10,515483	12,559852	-19,44%
3/5/2009 14:34	10,516441	10,627048	-1,05%
3/5/2009 14:35	10,515592	10,431797	0,80%
3/5/2009 14:36	10,51546	10,420473	0,90%
3/5/2009 14:37	10,515605	10,420473	0,90%
3/5/2009 14:38	10,515532	10,420473	0,90%
3/5/2009 14:39	10,51515	10,420473	0,90%
3/5/2009 14:40	10,514154	10,420473	0,89%
3/5/2009 14:41	10,511821	10,399659	1,07%
3/5/2009 14:42	10,508118	10,399659	1,03%
3/5/2009 14:43	10,504963	10,387632	1,12%
3/5/2009 14:44	10,515765	10,420473	0,91%
3/5/2009 14:45	10,515491	10,420473	0,90%
3/5/2009 14:46	10,515483	10,420473	0,90%

Enquadrada também na faixa seletora de 5%, a Tabela 5.22 apresenta cintilação instantânea aproximada de 400pu.

Tabela 5.22 – Pst de 1 minuto para $F_m = 8,8\text{Hz}$ e $Sf \approx 400\text{pu}$.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst	Erro %
3/5/2009 14:56	14,062539	13,904664	1,12%
3/5/2009 14:57	14,063423	13,352667	5,05%
3/5/2009 14:58	14,062293	14,246417	-1,31%
3/5/2009 14:59	14,06146	13,98149	0,57%
3/5/2009 15:00	14,060599	13,819768	1,71%
3/5/2009 15:01	14,060412	13,800528	1,85%
3/5/2009 15:02	14,061249	13,800528	1,85%
3/5/2009 15:03	14,061031	13,800528	1,85%
3/5/2009 15:04	14,058862	13,797206	1,86%
3/5/2009 15:05	14,061461	13,787841	1,95%
3/5/2009 15:06	14,060586	13,800528	1,85%
3/5/2009 15:07	14,06031	13,797206	1,87%
3/5/2009 15:08	14,059956	13,794186	1,89%
3/5/2009 15:09	14,061974	13,791166	1,93%
3/5/2009 15:10	14,061184	13,800528	1,85%

A Tabela 5.23 tem cintilação instantânea aproximada de 518pu e sua faixa seletora é igual a 10%. A Fig. 5.12 foi capturada e apresenta as formas de onda para este caso. A onda superior é o comando para geração da modulação quadrada; a inferior é a tensão sobre o resistor variável, que ilustra as reduções de tensão sobre a lâmpada e o efeito da flutuação.

Tabela 5.23 – Pst de 1 minuto para $F_m = 8,8\text{Hz}$ e $Sf \approx 518\text{pu}$.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst	Erro %
3/5/2009 15:21	15,98841	16,508533	-3,25%
3/5/2009 15:22	15,983765	18,111944	-13,31%
3/5/2009 15:23	15,983132	17,120201	-7,11%
3/5/2009 15:24	15,985975	15,661856	2,03%
3/5/2009 15:25	15,97974	15,617671	2,27%
3/5/2009 15:26	15,981607	15,572785	2,56%
3/5/2009 15:27	15,981244	15,595245	2,42%
3/5/2009 15:28	15,983234	15,572785	2,57%
3/5/2009 15:29	15,981637	15,595245	2,42%
3/5/2009 15:30	15,977534	15,595245	2,39%
3/5/2009 15:31	15,972113	15,572785	2,50%
3/5/2009 15:32	15,966681	15,550293	2,61%
3/5/2009 15:33	15,968767	15,52777	2,76%
3/5/2009 15:34	15,974339	15,550293	2,65%
3/5/2009 15:35	15,97304	15,572785	2,51%

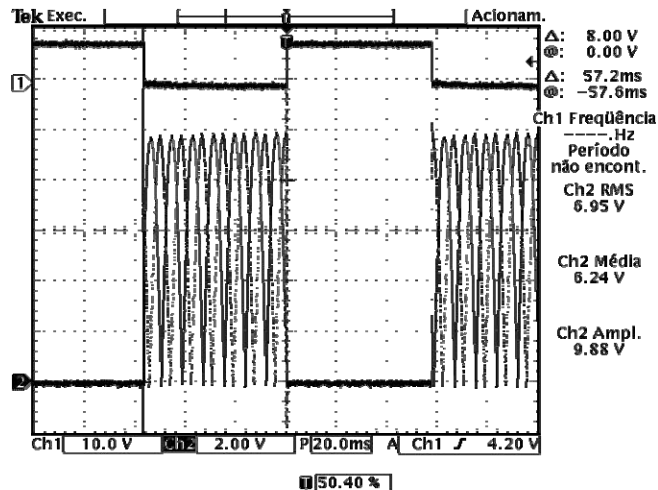


Fig. 5.12 – Forma de onda para flutuação em 8,8Hz e e Sf ≈ 518pu.

A Tabela 5.24 apresenta cintilação instantânea 1.530pu, um valor aproximado, visto que o LCD do aferidor Sf apresentava valores que variavam entre 1510 a 1550pu, com maiores ocorrências em 1530pu. A faixa seletora, neste caso, é igual a 10%.

Tabela 5.24 – Pst de 1 minuto para $F_m = 8,8\text{Hz}$ e $Sf \approx 1.530$ (1.510 a 1.550)pu.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst	Erro %
3/5/2009 15:58	27,469902	25,993253	5,38%
3/5/2009 15:59	27,377884	28,481134	-4,03%
3/5/2009 16:00	27,548141	27,889364	-1,24%
3/5/2009 16:01	27,502748	27,161623	1,24%
3/5/2009 16:02	27,521078	27,074419	1,62%
3/5/2009 16:03	27,532646	27,05512	1,73%
3/5/2009 16:04	27,520645	27,038137	1,75%
3/5/2009 16:05	27,530535	27,046226	1,76%
3/5/2009 16:06	27,507885	27,038137	1,71%
3/5/2009 16:07	27,539951	27,059162	1,75%
3/5/2009 16:08	27,534321	27,059162	1,73%
3/5/2009 16:09	27,524614	27,043823	1,75%
3/5/2009 16:10	27,527391	27,030878	1,80%
3/5/2009 16:11	27,530609	27,030878	1,82%
3/5/2009 16:12	27,531244	27,051076	1,74%

As tabelas a seguir foram medidas com frequências moduladoras diferentes de 8,8Hz. A Tabela 5.25 tem cintilação instantânea aproximada de 28pu e sua faixa seletora é igual a 2%. Sua frequência de modulação foi de 23Hz. Já Tabela 5.26 tem frequência moduladora de 0,5Hz, com cintilação instantânea aproximada de 41pu, o que também a enquadra na faixa seletora de 2%. A Tabela 5.27 tem cintilação instantânea aproximada de 36pu – variou entre 35 e 38pu – e sua faixa seletora é de 2%. Sua frequência de modulação é de 40Hz.

Tabela 5.25 – Pst de 1 minuto para $F_m = 23\text{Hz}$ e $Sf \approx 28\text{pu}$.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst	Erro %
3/5/2009 16:25	3,675648	4,210336	-14,55%
3/5/2009 16:26	3,67584	4,406982	-19,89%
3/5/2009 16:27	3,675674	3,686787	-0,30%
3/5/2009 16:28	3,676106	3,632951	1,17%
3/5/2009 16:29	3,677938	3,631115	1,27%
3/5/2009 16:30	3,678486	3,627257	1,39%
3/5/2009 16:31	3,678488	3,632951	1,24%
3/5/2009 16:32	3,678654	3,631115	1,29%
3/5/2009 16:33	3,680147	3,632951	1,28%
3/5/2009 16:34	3,685511	3,63896	1,26%
3/5/2009 16:35	3,681681	3,631115	1,37%
3/5/2009 16:36	3,683938	3,635111	1,33%
3/5/2009 16:37	3,687403	3,63896	1,31%
3/5/2009 16:38	3,80081	3,743663	1,50%
3/5/2009 16:39	3,897982	3,869905	0,72%

Tabela 5.26 – Pst de 1 minuto para $F_m = 0,5\text{Hz}$ e $Sf \approx 41\text{pu}$.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst	Erro %
3/5/2009 17:18	3,920168	3,769845	3,83%
3/5/2009 17:19	3,923587	4,294168	-9,44%
3/5/2009 17:20	3,915124	3,934592	-0,50%
3/5/2009 17:21	3,920869	3,843477	1,97%
3/5/2009 17:22	3,920499	3,838693	2,09%
3/5/2009 17:23	3,919633	3,840603	2,02%
3/5/2009 17:24	3,924353	3,841742	2,11%
3/5/2009 17:25	3,920691	3,842338	2,00%
3/5/2009 17:26	3,921758	3,836956	2,16%
3/5/2009 17:27	3,919064	3,842338	1,96%
3/5/2009 17:28	3,925475	3,838693	2,21%
3/5/2009 17:29	3,926119	3,839832	2,20%
3/5/2009 17:30	3,923932	3,842338	2,08%
3/5/2009 17:31	3,924007	3,835044	2,27%
3/5/2009 17:32	3,925025	3,84598	2,01%

Tabela 5.27 – Pst de 1 minuto para $F_m = 40\text{Hz}$ e $Sf \approx 36$ (35 a 38)pu.

PC Local Time	Pst 1133A	Pst	Erro %
3/5/2009 16:50	4,350462	4,605089	-5,85%
3/5/2009 16:51	4,472	4,727081	-5,70%
3/5/2009 16:52	4,417693	4,763505	-7,83%
3/5/2009 16:53	4,424234	4,652221	-5,15%
3/5/2009 16:54	4,411995	4,62088	-4,73%
3/5/2009 16:55	4,453852	4,606996	-3,44%
3/5/2009 16:56	4,383586	4,681077	-6,79%
3/5/2009 16:57	4,387212	4,511021	-2,82%
3/5/2009 16:58	4,477455	4,542585	-1,45%
3/5/2009 16:59	4,580054	4,742185	-3,54%
3/5/2009 17:00	4,432298	4,865398	-9,77%
3/5/2009 17:01	4,322931	4,63482	-7,21%
3/5/2009 17:02	4,243294	4,382398	-3,28%
3/5/2009 17:03	4,332146	4,198273	3,09%
3/5/2009 17:04	4,376963	4,48193	-2,40%

A Fig. 5.13 ilustra as formas de onda para a flutuação da Tabela 5.27, sendo a onda quadrada superior o comando de modulação e a onda inferior o sinal sobre o resistor variável.

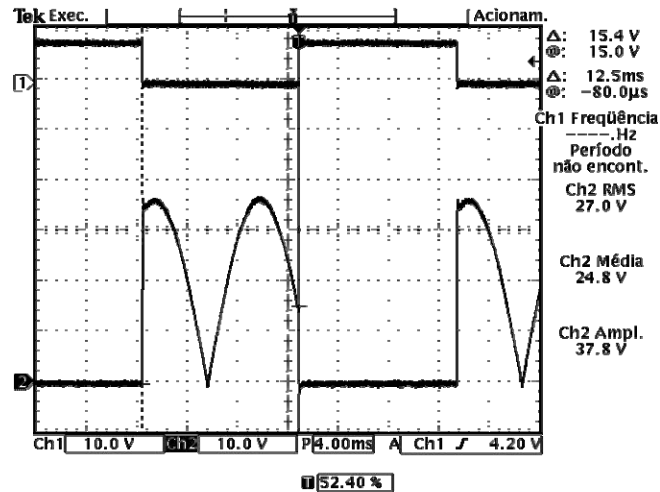


Fig. 5.13 – Formadas de onda para flutuação em 40Hz e $S_f \approx 36$.

Como se pode observar nas tabelas, os erros relativos entre o aferidor e o medidor são inferiores a 5% em sua maioria, com um desvio um pouco maior na frequência de 40Hz. Essa frequência moduladora, aliás, é próxima da fundamental de tal forma que seu valor eficaz nos semiciclos de chave aberta é variável. O valor instantâneo de cintilação no LCD do aferidor ficou oscilando entre 35 a 38pu sem se estabilizar.

É importante destacar porque se optou em capturar as ondas entre os terminais do resistor variável em vez dos terminais da lâmpada. A razão é que as tensões aplicadas sobre a lâmpada foram da ordem de 120V e isso implicaria na impossibilidade de se observar, por exemplo, pequenas modulações. Como as modulações são geradas pela entrada e saída do resistor no circuito em série com a lâmpada, ele se tornou um bom ponto de observação. Torna-se interessante também observar o efeito do filtro “sino” (passa-faixa) no sistema. Como parte do modelo olho-cérebro, atenua fortemente frequências que se afastam do seu centro em 8,8Hz, que é a frequência causadora de maior percepção nas cintilações. Isso está ilustrado nas Fig. 5.12 e Fig. 5.13. Pode-se notar que a primeira tem um valor de tensão bem menor do que a segunda (observar ondas inferiores), mas apresenta um valor de S_f da ordem de 500pu, enquanto a segunda apresenta valor na ordem de 40pu – aí se vê o efeito do filtro no modelo.

5.4 Resultados da medição do Desequilíbrio de Tensão

O indicador de desequilíbrio de tensão é um dos indicadores dos quais a norma ainda não definiu como computar o resultado final, i.e., a norma definiu as formas intermediárias de cálculo do Fator de Desequilíbrio (FD), mas não indicou como tal valor, medido continuamente durante as janelas de tempo, seria usado para estabelecer o resultado final do indicador. Não estabeleceu se seria usado seu valor médio, eficaz, máximo ou algum outro. De fato, para a rede de baixa tensão, a norma sequer apresenta valor de referência [1].

Como na medição dos indicadores de harmônicos, a avaliação do desempenho do medidor em relação a este indicador torna-se “limitada”, pois não foi definido como se produzir um indicador final. Apesar disso, e em função dessa falta de definição, estabeleceu-se que os resultados finais da medição de cada intervalo apresentariam o valor de FD médio e máximo para cada fase. Após a leitura da medição pelo servidor, um processamento é realizado e são calculados, para cada fase, o percentil 95% do FD médio e máximo dos intervalos medidos.

Como já considerado, o cálculo do FD é função das tensões de linha medidas. Como os resultados para a medição de tensão de fase apresentaram precisão adequada, pode-se levantar a hipótese de que os resultados do FD também seriam adequados, visto que o mesmo é produto de um processamento matemático relativamente simples dos valores de tensão. Para a validação da hipótese foram feitos alguns testes e medidas. Para a aferição das medidas dos valores do FD foi usado o medidor 933A, da *Arbiter*. No caso do medidor, como já citado, são registrados os valores médios e máximos do FD. Já o medidor aferidor registra o valor eficaz de tensão da sequência positiva, negativa e zero. Obviamente, não há sentido na comparação dos resultados. Entretanto, uma forma indireta foi usada para fazer a comparação dos resultados medidos.

Sabendo-se que o aferidor registra o valor eficaz de tensão da sequência positiva e negativa da rede monitorada, a equação (21) foi usada para realizar o cálculo do FD do intervalo. Evidentemente, o FD produzido pelo aferidor é resultante dos valores eficazes das sequências, enquanto o FD registrado pelo medidor é o valor médio dos FDs medidos durante as janelas do intervalo. Este método permite, de forma aproximada, realizar a comparação dos resultados – e não haveria outra forma de fazê-lo, visto que não havia disponível nenhuma

fonte de tensão trifásica que pudesse produzir um desequilíbrio fixo ou algum aferidor com metodologia similar ao desenvolvido.

Uma das medições feitas é apresentada na Tabela 5.28, onde o desequilíbrio pode ser observado. A medição foi feita diretamente em uma rede elétrica de baixa tensão convencional. A tabela apresenta 5 intervalos de medição, o suficiente para a comparação dos medidores. O tempo do intervalo foi escolhido igual a 1 minuto, pois um intervalo curto de medição evitaria algum desvio maior nos resultados, visto que os métodos são diferentes e interferência de outros fenômenos, como VTCDs ou flutuações de tensão poderiam ocorrer, pois as tensões monitoradas pertencem à rede elétrica comum e não são controláveis.

Tabela 5.28 – Comparação dos resultados dos FDs do medidor e do aferidor.

Intervalo	Horário	Fator de Desequilíbrio (%)	
		Medidor	933A
1	17:50	1,04	1,05
2	17:51	1,03	1,05
3	17:52	1,00	1,00
4	17:53	0,89	0,88
5	17:54	0,81	0,80

O erro relativo não foi apresentado por se tratar de métodos diferentes de medição, mas se pode notar que o medidor apresentou resultados similares aos produzidos (com cálculos indiretos) pelo medidor 933A.

5.5 Conclusão

Este capítulo abordou os testes realizados no medidor para verificar o seu desempenho. Foram realizados desde testes com sinais digitalmente gerados e testados em ambiente puramente de programação, a testes reais, com tensões de geradores e da própria rede elétrica. Os resultados práticos obtidos pelo medidor foram promissores e permitiram concluir que ele atingiu um dos seus objetivos, o de conseguir monitorar, conforme os requerimentos da norma, vários dos indicadores de QEE.

Os resultados obtidos para tensão eficaz em regime permanente foram adequados, enquadrando-se dentro das especificações de erro da norma. Para os testes de outros indicadores, foram utilizados fontes geradoras de precisão e medidores de terceiros para

aferição (fornecidos pela ESCELSA). Medidores do tipo Classe A e de grande precisão, bem apropriados para realizar as aferições. Os únicos empecilhos nas aferições de alguns indicadores foram as diferentes metodologias de processamento e registro.

Os resultados obtidos para os harmônicos se mostraram adequados, assim como os de flutuação, que é o indicador de processamento mais complexo e pesado para o medidor. Apesar da medição de cintilação não ser um assunto novo, ainda há muita divergência na área. É comum encontrar medidores voltados para a medição de cintilação que apresentam resultados divergentes entre si [14]. Foi dispensado um tempo considerável para o estudo e desenvolvimento dessa parte do sistema, de forma a se atingir resultados promissores e se manter o foco de baixo custo do medidor, não usando um *hardware* mais sofisticado para solucionar os problemas impostos por tais questões. Deve-se destacar que o medidor é composto por um conjunto de algoritmos para processamento de diversos indicadores e que não é voltado exclusivamente para a medição de cintilação. Seu algoritmo de medição de cintilação foi simplificado ao máximo para que resultasse em dados adequados e não sobrecarregasse o sistema, de forma a não impor alterações de *hardware* e aumento de suas capacidades, o que implicaria em um maior custo do medidor – situação indesejada.

6 – Considerações Finais

Os fenômenos hoje associados à QEE já eram notados logo após a criação e as instalações dos sistemas de energia elétrica, mas a qualidade da energia em si não foi abordada por décadas. A área de QEE começou a florescer nas últimas duas ou três décadas, ascendendo nos meados da década de 90. Pode-se dizer que ela é uma visão moderna dos sistemas de energia baseada no ponto de vista dos consumidores/clientes. Uma das várias razões do seu crescimento foi (ou é) a desregulamentação do mercado de energia elétrica no mundo. Outra foi o crescimento dos distúrbios elétricos provocados pelo aumento das cargas e da própria rede (que cresceu, mas nem sempre foi acompanhada pelo devido crescimento em desempenho e qualidade), além da sensibilidade dos equipamentos a esses distúrbios, que provocaram uma movimentação para se estudar o assunto e se contornar os problemas da qualidade. Como uma nova área, apresenta divergência em vários de seus aspectos, que vão desde sua terminologia à forma de tratar determinados fenômenos e medi-los.

No Brasil existe regulamentação sobre alguns aspectos, como continuidade do fornecimento de energia, por exemplo, já há algum tempo, mas vários outros aspectos relacionados à qualidade sequer haviam sido abordados. Com o PRODIST, a ANEEL deu os primeiros passos para uma real regulamentação do sistema do ponto de vista do consumidor, que pode ser prejudicado de várias formas com a qualidade da energia não adequada. Deve-se considerar, entretanto, que esses primeiros passos ainda são lentos, visto que na regulamentação aprovada existem várias lacunas. Como salientado anteriormente, o PRODIST especifica um grupo de indicadores a serem observados durante certo período, no qual serão levantados dados para que, no futuro, se possa estabelecer referências e regulamentações específicas. A omissão de várias especificações necessárias nos processos de medição dos indicadores pode levar à formação de um conjunto de dados discrepantes entre si e atrasar o processo das regulamentações específicas. Espera-se que alguns pontos sejam revistos para que tal situação não ocorra.

Considerando as observações feitas no parágrafo anterior, ainda assim, uma crítica sobre os valores de referência deve ser feita. Alguns valores como o do DTT, por exemplo, que foi estabelecido em 10% de distorção harmônica total, é muito brando e permite uma má qualidade da energia elétrica fornecida, penalizando os consumidores. A falta de valores de referência também é um problema. No caso do fator de desequilíbrio não existe referência

para as redes de baixa tensão. Estudos ou mesmo normas internacionais poderiam permitir o estabelecimento de referência. Como contraponto à crítica, deve-se levar em consideração o “bom senso” e observar que a severidade nas metas pode tornar impraticável, no curto prazo, a aplicação da norma. Para um país no qual não havia uma regulamentação até então, talvez seja realmente aconselhável a realização da campanha para avaliar o sistema como um todo e identificar seus problemas e situação. Dessa forma, seria possível se estabelecer metas de referências adequadas ao sistema como o proposto. De qualquer forma, como já dito, alguns pontos ficaram em aberto à espera de resultados futuros, mas várias das lacunas observadas no PRODIST aparentam ser realmente problemas técnicos de elaboração, e se for o caso, isso contribuiria apenas para atrasar o avanço da melhoria da QEE no Brasil.

Críticas positivas e negativas à parte, com base nas versões preliminares do PRODIST e suas implicações futuras, este projeto foi desenvolvido e implementado. Seu objetivo principal foi realizar a medição da QEE da rede de distribuição com um dispositivo de baixo custo. Aí entra um aspecto relevante da engenharia: a relação custo-benefício. Um aparelho que atenda às principais necessidades de medição a um custo baixo permitiria a massificação do seu uso e, daí, obter-se-ia um maior número de informações sobre a qualidade da rede em seus vários pontos, ou seja, a relação custo-benefício seria alta.

Como já considerado, alguns indicadores foram omitidos no projeto do medidor. No caso, um deles está ligado à medição de corrente. Medição de corrente, com precisão, é um ponto problemático e se contrapõe com o objetivo do projeto, o baixo custo. Para uma medição correta de corrente são necessários transformadores de corrente adequados. Tais transformadores são, em geral, de custo elevado. No mercado há medidores de energia trifásicos que medem corrente e chegam a ter mais de 3/4 do preço formado pelos transformadores de corrente. Como opção de futura melhoria do sistema, levantou-se há a sugestão do estudo da bobina de Rogowski (um tipo de TC) para a medição de corrente, onde seriam avaliadas suas características e capacidades, além do custo e viabilidade de uso.

Definidos os indicadores a se trabalhar, o projeto do medidor teve início, com a definição das metodologias de cálculo, seguida de implementação de algoritmos em ambiente de programação para teste de seus resultados. O projeto do circuito foi elaborado em paralelo para atender as necessidades de precisão impostas pela norma (ainda preliminar) e os interesses de uma concessionária. Foi desenvolvido um sistema de medição que armazena os

dados localmente em memória não-volátil e os transmite via rede de telefonia celular para um sistema servidor, evitando a necessidade de que o equipamento tenha que ser trazido para a concessionária para leitura dos dados. Concluído o primeiro protótipo, foram realizados vários testes e medições. Os resultados obtidos foram promissores e permitem levar o projeto adiante para produção de alguns destes aparelhos para a sua implantação em campo.

Os resultados obtidos em laboratório pelo medidor foram promissores. As tensões medidas se enquadraram dentro da precisão exigida pela norma. As medições dos harmônicos e do desequilíbrio de tensão apresentaram bons resultados, ficando bem próximos dos valores medidos pelo aferidor, assim como a medição da cintilação. A medição de cintilação apresentou erros relativamente baixos em relação ao aferidor, o que indica um bom desempenho, visto toda a limitação de processamento para os cálculos desse indicador, que requer um processamento pesado.

Alguns aspectos ainda podem ser otimizados, mas tais pontos podem ser revistos no futuro, principalmente aqueles na qual a norma não formaliza com clareza as formas de processamento das medições e dos resultados. Outros aspectos, como a parte referente ao medidor de cintilação, pode ser melhorada trabalhando-se com mais classes ou escalas logarítmicas. No mais, pode-se concluir que o medidor alcançou seus objetivos.

O desenvolvimento de um sistema servidor remoto para a leitura (e pós-processamento dos dados) e do aplicativo do usuário permitiram agregar ainda mais qualidades ao sistema. Além do monitoramento, realizados em campo pelos medidores, na outra ponta há um sistema que acessa os dados remotamente e apresenta um conjunto de ferramentas que permitem análises qualitativas e quantitativas dos resultados. Esse conjunto de ferramentas gráficas, planilhas e relatórios são disponibilizados às concessionárias que utilizarem o sistema. Essas características extrapolam de forma positiva a proposta da norma, tornando o sistema uma ferramenta poderosa para o monitoramento da QEE da rede de distribuição.

Pode-se concluir, então, que os resultados obtidos neste trabalho foram adequados ao proposto e seus objetivos foram atingidos.

Referências Bibliográficas

- [1] PROCEDIMENTO de Distribuição de Energia Elétrica – PRODIST. Desenvolvido pela ANEEL. Apresenta os módulos do PRODIST. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/area.cfm?idArea=82&idPerfil=2>>. Acesso em: 31 mar. 2009.
- [2] BRASIL. Ministério das Minas e Energias. Agência Nacional de Energia Elétrica. **Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST: Módulo 1 – Sistemas de Medição.** Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/area.cfm?idArea=82&idPerfil=2>>. Acesso em: 31 mar.2009.
- [3] BUDEANU, C. **Puissances Réactives et Fictives.** Bucarest: Institut National Roumain, 1927.
- [4] BOLLEN, Math H. J. **Understanding Power Quality Problems: voltage sags and interruptions.** USA: John Wiley & Sons. New York, 2000.
- [5] BOLLEN, Math H. J.; Gu, Irene Y. H. **Signal Processing Of Power Quality Disturbances.** USA: John Wiley & Sons. New York, 2006.
- [6] CARVALHO, J. R. et al. **Desenvolvimento de um Instrumento para Monitoração de Energia.** In: Citinel – II Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica, 2003. p. 872-874.
- [7] BRASIL. Ministério das Minas e Energias. Agência Nacional de Energia Elétrica. **Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST: Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica.** Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/area.cfm?idArea=82&idPerfil=2>>. Acesso em: 31 mar. 2009.
- [8] LIMA, W. J. F. et al. **Desenvolvimento do Protótipo de um Instrumento Virtual para Análise On-line de Perturbações Harmônicas em Sistemas de Potência.** In: Citinel – II Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica, 2003. p. 875-878.
- [9] MARQUES, L.; ARAÚJO, E.; BRITO, J. A. S. **Registrador de Qualidade da Tensão com Leitura Remota.** In: Citinel – II Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica, 2003. p. 913-915.
- [10] BEZERRA, U. H. et al. **Sistema de Monitoramento de Variações Transitórias de Tensões em Redes de Distribuição de Energia.** In: Citinel – II Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica, 2003. p. 927-931.
- [11] BEZERRA, U. H. et al. **Sistema de Supervisão da Tensão Secundária de Transformadores de Distribuição.** In: Citinel – II Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica, 2003. p. 932-936.
- [12] CCK AUTOMAÇÃO. **CCK 4100 – Medidor de Tensão para Qualidade da Energia.** Disponível em: < <http://www.cck.com.br/portugues/index.htm>>. Acessado em: 17/04/2007.

- [13] TENÓRIO, Alexander et al. **Sistema de Monitoramento de Energia e Tratamento Estatístico – AES ELETROPAULO**. In: SBQEE – VI Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica, 2005. p. 657-662.
- [14] PIEKARZ, Marcin et al. **Comparative Tests of Flickermeters**. In: 10th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2002, Rio de Janeiro, Brazil. vol. 1. p. 220-227.
- [15] DINIZ, Paulo S. R.; DA SILVA, Eduardo A. B.; NETTO, Sergio Lima. **Processamento Digital de Sinais: Projeto e Análise de Sistemas**. Porto Alegre: Bookman, 2004.
- [16] TEXAS INSTRUMENTS. **bq2000 – Programmable Multi-Chemistry Fast-Charge Management IC**. EUA: Texas Instruments, 2005.
- [17] MICROCHIP. **MCP6001/2/4: 1MHz Low Power Op Amp**. EUA: Microchip, 2005.
- [18] MICROCHIP. **MCP1525/41: 2.5V and 4.096V Voltage References**. EUA: Microchip, 2005.
- [19] MIDDLEHURST, Jack. **Practical Filter Design**. Australia: Prentice-Hall, 1993.
- [20] MICROCHIP FilterLab, version 2.0.0.0: active filter design. [S.I.] Microchip Technology Inc, 2003. Programa para projeto de filtros ativos.
- [21] MICROCHIP. **MCP3201: 2.7V 12-Bit A/D Converter with SPI Serial Interface**. EUA: Microchip, 2007.
- [22] MICROCHIP. **dsPIC33F Family Data Sheet**. EUA: Microchip, 2007.
- [23] SANDISK. **SanDisk Secure digital Card – Product Manual**. Verion 1.9. SanDisk, dez/2003.
- [24] SD GROUP. **Simplified version of: Part 1 – Physical Layer Specification**. Version 1.01. Apr/2001. Disponível em : < http://www.sdcard.org/developers/tech/sdcard/pls/Simplified_Physical_Layer_Spec.pdf>. Acessado em: 06 ago. 2007.
- [25] MOTOROLA. **Motorola G24 Developer’s Guide – AT Commands Reference Manual**. Motorola, jan/2007.
- [26] MOTOROLA. **Motorola G24 Developer’s Guide – Module Hardware Description**. Motorola, jan/2007.
- [27] FENATEL. **Telefonia móvel**. Periódico. Disponível em: <http://www.fenattel.org.br/2006/_pdf/Telmovel.pdf>. Acessado em: 20/07/2007.
- [28] MICROCHIP. **16-Bit Language Tools Libraries**. EUA: Microchip, 2007.
- [29] OPPENHEIM, Alan V. et al. **Signals and Systems**. USA: Prentice Hall, 1996.

- [30] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **CEI/IEC 61000-4-15: 1997 + A1: 2003**: Part 4: Testing and measurement techniques – Section 15: Flickermeter – Functional and design specifications. Edição 1.1. 2003.
- [31] RUIZ, J. et al. **Analysis of Sensitivity to the main parameters involved in the digital implementation of the UIE Flickermeter**. In: 10th Mediterranean Electrotechnical Conference, 2000. Vol. II – Pag. 823-826.
- [32] ROCHA, J. P. de Souza; DECKMANN, S. M. **Digital Flickermeter Implementation**. In: 38th MWSCAS, 1995, Rio de Janeiro, Brazil. vol. 2. p. 757-760.
- [33] MAZADI, Mahmoud; Hosseinian, S. H. **Flickermeter Simulation to Use in Power System Analysis Software**. In: 39th International Universities Power Engineering Conference, 2004. UPEC 2004. vol. 1. p. 917-923.
- [34] GALLO, Daniele; CALDERA, S.; NUCCIO, S.; SPATARO, C. **Implementations of a Test System for Advanced Calibration and Performance Analysis of Flickermeters**. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 53, no. 4. 2004. p.1078-1085.
- [35] BUCCI, Giovanni; FIORUCCI, Edoardo; LANDI, Carmine. **A Digital Instrument for Light Flicker Effect Evaluation**. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 57, no. 1. 2008. p.76-84.
- [36] CALDERA, S.; NUCCIO, S.; SPATARO, C. **Digital Techniques for Flicker Measurement: Algorithms and Implementations Analysis**. In: Proceedings of the 16th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1999, Venice, Italy. IMTC/99. vol. 2. p. 656-661.
- [37] MARTINS, Matheus; CARNIELUTTI, Fernando de M.; PINHEIRO, Humberto. **Implementação Digital de um Flickerímetro de baixo custo segundo as Normas IEC61000-4-15 E IEC61400-21**. Grupo de Eletrônica de Potência, UFSM. Santa Maria, [2008].
- [38] KUSKO, Alexander; THOMPSON, Marc T. **Power Quality in Electrical Systems**. USA: McGrawHill. New York, 2007.
- [39] ARBITER SYSTEMS. **Model 933A – Portable Power Sentinel – Operation Manual**. EUA: Arbiter Systems, 2007.
- [40] ARBITER SYSTEMS. **Model 1133A Power Sentinel GPS-Synchronized – Power Quality/Revenue Standard – Operation Manual**. EUA: Arbiter Systems, 2006.
- [41] CHROMA ATE INC. **AC Power Source 6530/6520/6512 User’s Manual**. Ed. nov/2002. Taiwan: Chroma ATE Inc., 2002.
- [42] HALPIN, S. M. et al. Power Quality. In: _____. **The Electric Power Engineering Handbook**. USA: CRC Press LLC. Boca Raton, 2001. cap 15.

- [43] GUNTHER, E. **Harmonic and Interharmonic Measurement According to IEEE 519 and IEC 61000-4-7**. In: IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition, 2006, Dallas, USA. p. 223-225.
- [44] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE 519 - Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**. Draft 3. EUA, 2008.
- [45] STEVENSON Jr., William D. **Elementos de Análise de Sistema de Potência**. Brasil: McGraw Hill do Brasil, 1978.
- [46] SEDRA, Adel S.; SMITH, Kenneth C. **Microeletrônica**. Brasil: Makron Books do Brasil Editora. São Paulo, 2000.
- [47] SCHLABBACH, J.; BLUME, D.; STEPHANBLOME, T. Voltage Quality In Electrical Power Systems. In: **IEE Power and Energy Series**. UK: MPG Books. London, 2001. Vol. 36.
- [48] POMILIO, José A. **Qualidade da Energia Elétrica e Eletrônica de Potência**. In: JORNADA “CONDICIONAMENTO DA ENERGIA ELÉTRICA E NÚCLEOS MAGNÉTICOS”. São Paulo, 2002.
- [49] DUGAN, Roger C. et al. **Electrical Power System Quality**. Cópia Eletrônica da Digital Engineering Library of McGraw-Hill <www.digitalengineeringlibrary.com>. McGraw Hill. New York, 2004.
- [50] SMITH, Steven W. **The Scientist and Engineer’s Guide to Digital Signal Processing**. USA, 1997.
- [51] BRASIL. Ministério das Minas e Energias. Agência Nacional de Energia Elétrica. **Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST: Módulo 5 – Sistemas de Medição**. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/area.cfm?idArea=82&idPerfil=2>>. Acesso em: 31 mar. 2009.
- [52] BRASIL. Operador Nacional do Sistema Elétrico. **Procedimento de Rede: Submódulo 2.2 – Padrões de Desempenho da Rede Básica**. Revisão nº2. Brasília: ONS, 24/12/2002.
- [53] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Resolução ANEEL nº 505, de 26 de novembro de 2001**. Republicada no D.O. de 02/08/2004, seção 1, p. 73, v. 141, n. 147.
- [54] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Resolução ANEEL nº 024, de 27 de janeiro de 2000**. Republicada no D.O. de 25/01/2006, seção 1, p. 54, v. 143, n. 18.
- [55] KERNIGHAN, Brian W.; RITCHIE, Dennis M. **The C programming Language**. Prentice-Hall, 1988.
- [56] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **CEI/IEC 61000-4-7: 2002: Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and**

interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto. Second edition. Genebra, 2002.

- [57] MICROCHIP. **MPLAB C30 C Compiler User's Guide**. EUA: Microchip, 2007.
- [58] NASCIMENTO, Sebastião do Nt; FERREIRA FILHO, Anésio L.; NASCIMENTO, Francisco A. O. **Efeito da Taxa de Digitalização e do Janelamento no Cálculo de Parâmetros de Qualidade da Energia**. In: SBQEE – VI Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica. Belém, 2005. p. 721-725.
- [59] MEDEIROS, Carlos A. G.; BELCHIOR, Fernando N. **Uma Proposta de Adequação de um Medidor para avaliação da Cintilação Luminosa (Flicker) nos termos da UIE/IEC, usando filtros digitais: Protótipo e Validação**. In: SBQEE – VI Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica. Belém, 2005. p. 643-649.
- [60] QUALITY ENGENHARIA & SISTEMAS. **Qualidade da Energia**. Disponível em: <<http://www.qes.com.br/pquality.php?PHPSESSID=cf06062cf2b6d34380154a633acb7420>>. Acessado em: 17/04/2007.
- [61] MOTOROLA. **Motorola G24 Developer's Guide – Developers Kit**. Motorola, jan/2007.
- [62] Bettstetter, C; Vögel, H; Eberspächer, J. **GSM phase 2 + General Packet Radio Service GPRS: Architecture, Protocols, and Air Interface**. IEEE Communications, 1999. Disponível em: <<http://www.comsoc.org/livepubs/surveys/public/3q99issue/bettstetter.html>>. Acessado em: 20/07/2007.
- [63] GUTIERREZ, J. J. et al. **A Simplified Implementation of the Test Protocol for the IEC Flickermeter**. 9th International Conference – Electrical Power Quality and Utilization. Barcelona, 2007.
- [64] MICROSOFT. **Microsoft Extensible Firmware Initiative FAT32 File System Specification**. Versão 1.03. Microsoft, dez/2000.
- [65] ALENCAR, B. P. et al. **A Flickermeter Design on LabVIEW Based on IEC61000-4-15**. In: 12th International Conference on Harmonics and Quality of Power- ICHQP, 2006, Cascais, Portugal. p. 1-6.
- [66] CARVALHO, R. M. **Comunicações Analógicas e Digitais**. Edição do autor, Vitória ES, 2007.
- [67] HECK, T. **Beschreibung der Elektroenergiequalität an der Schnittstelle zwischen Elektroenergieversorgungsnetz und Elektroenergieabnehmer**. Dissertation zur Erlangung des akademischen Grades Doktoringenieur, der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Ilmenau, 2004.
- [68] GENERAL Packet Radio Service: banco de dado da Wikipedia. Disponível em: <http://en.wikipedia.org/wiki/General_Packet_Radio_Service>. Acessado em: 16 jul. 2007.

- [69] CARTÃO SIM: banco de dado da Wikipedia. Disponível em: <http://pt.wikipedia.org/wiki/Cart%C3%A3o_SIM>. Acessado em: 17 jul. 2007.
- [70] GSM WORLD. **GPRS Class Type**. Disponível em: <<http://www.gsmworld.com/technology/gprs/class.shtml>>. Acessado em: 16 jul. 2007.
- [71] POSSA, Paulo R.; PASSOLD, Fernando. **Recarregador Inteligente de Baterias**. In: INDUSCON 2006 – Conferência Internacional de Aplicações Industriais. Recife: 2006.
- [72] 1001 PILHAS. **Manual de Baterias Recarregáveis, Pilhas e Carregadores**. Disponível em: <<http://www.1001pilhas.com.br/manual.pdf>>. Acessado em: 21 jul.2007.
- [73] QUEST BATTERIES. **Harding Battery Handbook for Quest Rechargeable Cells and Battery Packs**. Section 3 – Nickel Metal Hydride. Disponível em: <<http://www.questbatteries.com/>>. Acessado em: 17 jul.2007.
- [74] TEXAS INSTRUMENTS. **Using the bq2000/T to Control Fast Charge**. EUA: Texas Instruments, 2005.
- [75] FERREIRA, Anésio L, Fo. **Análise do Comportamento do Fator de Desequilíbrio Frente a Variação de Amplitude e do Ângulo de Tensão**. 2008. 126 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Tecnologia, Universidade de Brasília, Brasília.

Apêndice A – Análise matemática do espectro do sinal de flutuação

Para um melhor entendimento de como os blocos agem sobre o sinal de flutuação, pode-se analisá-lo matematicamente no domínio do tempo e da frequência e observar os efeitos causados pelos blocos. Tem-se que o sinal de entrada (rede) é modulado por uma perturbação de baixa frequência senoidal¹⁹, podendo ser descrito pela equação (33).

$$v_i = V[1 + m \cos(w_m t)] \cdot \cos(w_0 t) \quad (33)$$

sendo:

m: modulação (pico-pico);

w₀: frequência angular da rede (2π x 60Hz);

w_m: frequência angular da moduladora (2π x f_m);

Pode-se expandir²⁰ (33) tal que tenha-se:

$$v_i = V \cos(w_0 t) + \frac{m \cdot V}{2} \cos[(w_0 + w_m)t] + \frac{m \cdot V}{2} \cos[(w_0 - w_m)t] \quad (34)$$

O espectro desse sinal de pode ser visto na Fig. A.1. O modelo espectral corresponde exatamente à modulação AM-DSB, onde a perturbação elétrica na tensão aparece como duas raias de baixa intensidade (em função do baixo valor de m).

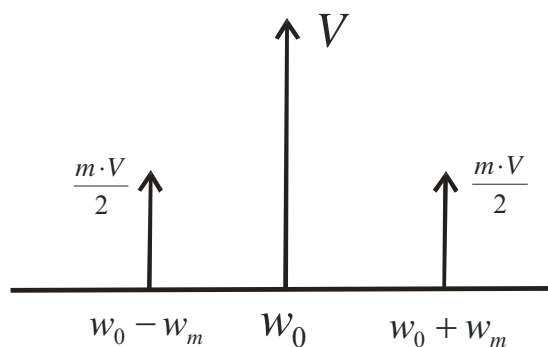


Fig. A.1 – Espectro do sinal de entrada.

O sinal de entrada (34) passa pelo bloco 1, que corresponde a um normalizador. Após esta etapa, a saída do bloco produz o sinal normalizado v_{in}:

¹⁹ A perturbação também pode ser ocasionada por um sinal de onda quadrada.

²⁰ Usando-se a relação trigonométrica: $\cos \theta \cdot \cos \omega = \frac{1}{2} \cos(\theta + \omega) + \frac{1}{2} \cos(\theta - \omega)$

$$v_{in} = \cos(w_0 t) + \frac{m}{2} \cos[(w_0 + w_m)t] + \frac{m}{2} \cos[(w_0 - w_m)t] \quad (35)$$

O sinal (35) então é encaminhado ao bloco 2, que é o demodulador quadrático e eleva o sinal ao quadrado. Elevando-se (35) ao quadrado tem-se a saída v_{o2} do bloco 2:

$$v_{o2} = \frac{m^2}{4} \cos^2[(w_0 + w_m)t] + \frac{m^2}{4} \cos^2[(w_0 - w_m)t] + m \cdot \cos(w_0 t) \cdot \cos[(w_0 + w_m)t] + m \cdot \cos(w_0 t) \cdot \cos[(w_0 - w_m)t] + \frac{m^2}{4} \cos^2[(w_0 + w_m)t] \cdot \cos^2[(w_0 - w_m)t] + \cos^2(w_0 t) \quad (36)$$

Se expandido (36), tem-se:

$$v_{o2} = \frac{1}{2} + \frac{m^2}{4} + \frac{1}{2} \cos(2w_0 t) + \frac{m^2}{8} \cos[2(w_0 + w_m)t] + \frac{m^2}{8} \cos[2(w_0 - w_m)t] + m \cdot \cos(w_m t) + \frac{m}{2} \cos[(2w_0 + w_m)t] + \frac{m}{2} \cos[(2w_0 - w_m)t] + \frac{m^2}{8} \cos(2w_0 t) + \frac{m^2}{8} \cos(2w_m t) \quad (37)$$

Como tratado, o bloco 3 apresenta filtros passa-altas e passa-baixas. Eles removerão os componentes CC e os componentes de frequência “alta” (superiores a 42Hz), gerados pelo demodulador. Sobram apenas os componentes intermediários. A saída desses filtros produz o sinal v_{o3a} , como abaixo:

$$v_{o3a} = m \cdot \cos(w_m t) + \frac{m^2}{8} \cos(2w_m t) \quad (38)$$

Esse sinal passa, então, pelo filtro “sino”, que é um ponderador e é centrado em 8,8Hz, frequência de maior percepção do olho humano à cintilação. O gráfico do diagrama de *Bode* do filtro está ilustrado na Fig. A.2. O sinal é processado, vai para o bloco 4 e resulta no valor instantâneo de cintilação. Quanto mais próxima da frequência central, menor será a atenuação do sinal e maior o valor instantâneo de cintilação na saída do bloco.

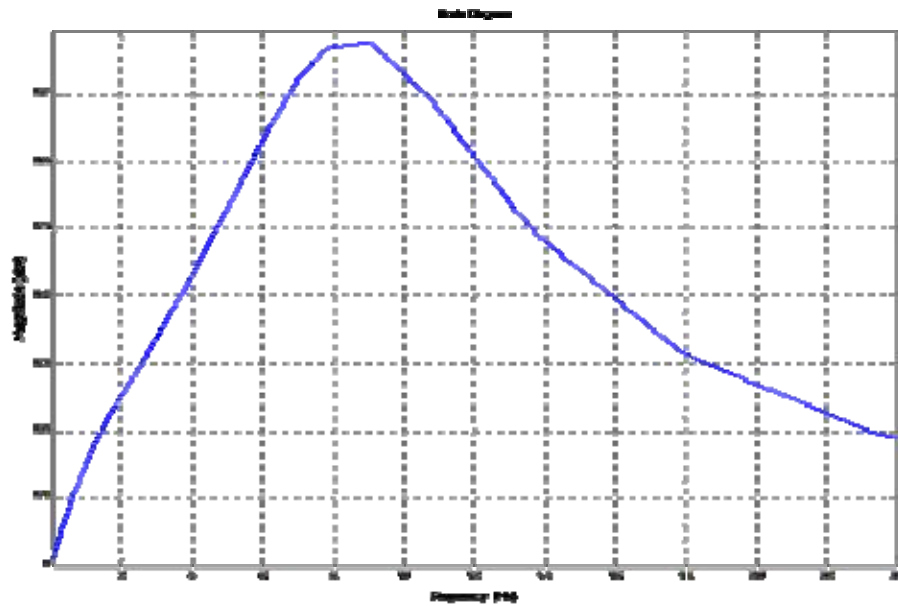


Fig. A.2 – Diagrama de Bode do filtro “sino”: Magnitude (dB) x Frequência (Hz)

Anteriormente ao desenvolvimento do protocolo de medição de cintilação, foram elaboradas as curvas de flutuação de tensão a partir de testes. Estas curvas foram usadas por muitos anos e, em países particularmente como os EUA, elas ainda são usadas. Um desses gráficos das curvas de flutuação está ilustrado na Fig. A.3. Ele foi elaborado pela *General Electric Company* [42] e foi baseada na modulação com onda quadrada. Ela apresenta o percentual de flutuação de tensão em relação às variações da tensão no tempo – esta variação está associada à frequência da onda moduladora.

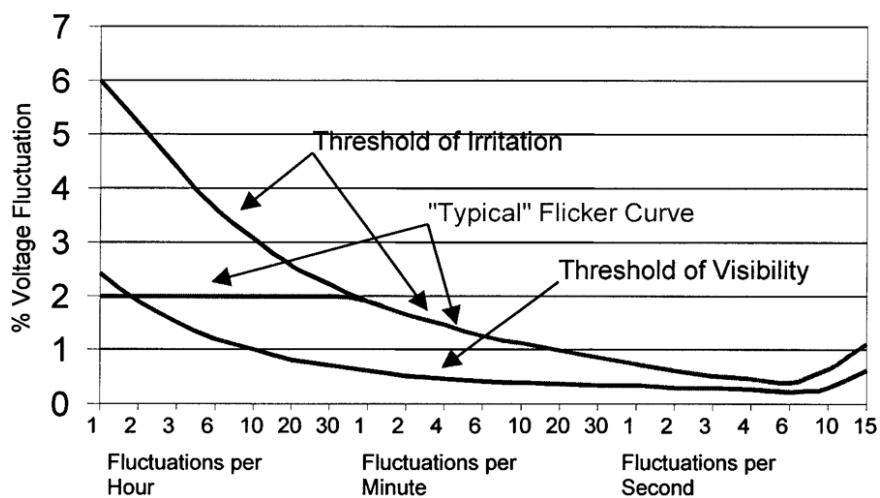


Fig. A.3 – Curvas típicas de flutuação de tensão.

No gráfico da Fig. A.3 observa-se a curva de limiar de visibilidade (*threshold of visibility*), a partir da qual a maioria das pessoas é sensível e nota a cintilação luminosa; a curva de limiar de irritação (*threshold of irritation*), a partir da qual a maioria das pessoas sente uma irritação fisiológica; e a curva “típica” de flutuação, que acompanha a curva de limiar de irritação a partir de frequências superiores a 8mHz. Nesse modelo pode-se observar claramente que a maior sensibilidade tanto visual, quanto de irritação, está próxima de frequências de modulação da ordem de 8Hz, sendo que apenas um pequeno percentual de flutuação já é perceptível pelo observador. Para frequências bem inferiores ou superiores, o limiar de sensibilização é ocasionado apenas por percentuais de flutuação relativamente maiores.

Com o desenvolvimento de metodologias e aparelhos medidores de cintilação, o Padrão 141 (*Red Book*) da IEEE [42] ilustra na Fig. A.4 a comparação entre a curva do “nível de irritação” e a curva de “irritação” ($P_{st} = 1,0$) prevista pelo medidor de cintilação, para uma modulação em onda quadrada. Deve-se observar que ambas são muito próximas e que a curva de irritação do padrão 141 é similar à curva da Fig. A.3.

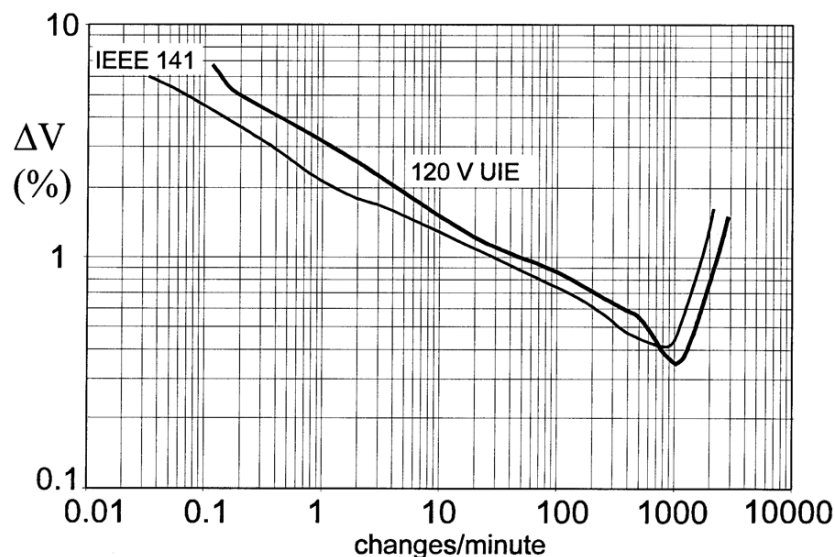


Fig. A.4 – Curva do limiar de irritação e curva de $P_{st} = 1,0$ de um medidor de cintilação.

Observando-se as curvas da Fig. A.4, pode-se notar que a real vantagem da metodologia dos medidores de cintilação recai no fato da medição contínua no tempo poder prever possíveis “irritações” causadas por modulações complexas e arbitrárias. Isso fica claro no exemplo de medição da Fig. A.5, que é o gráfico de P_{st} de uma medição realizada durante três dias em uma planta com pequenos fornos a arco. Devido à natureza aleatória das flutuações

provocadas pelos fornos, a metodologia das curvas não poderia ser usada diretamente com precisão adequada para prever os níveis de irritação, pois elas são apropriadas somente para o uso em casos de flutuação com modulação quadrada. Neste caso, entra a metodologia dos medidores de cintilação para resolver o problema e analisar os níveis de cintilação e possíveis efeitos de irritação.

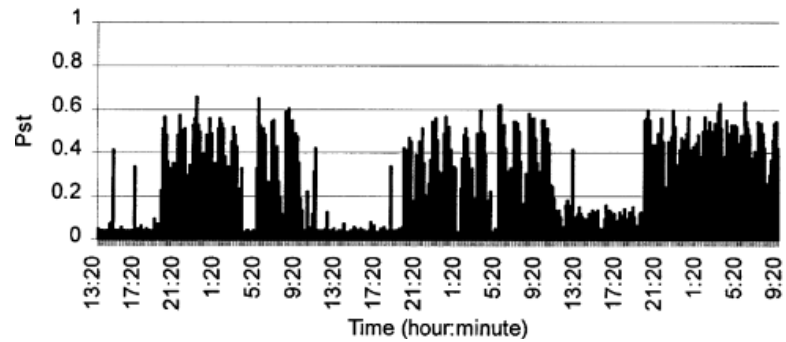


Fig. A.5 – Exemplo de gráfico de ocorrência de Pst durante uma medição.

Apêndice B – Recarga de Bateria

A tecnologia de bateria escolhida para o medidor foi a de NiMH. Bastante popular em equipamentos eletrônicos, ela tem entre 40% a 100% maior densidade de energia que sua concorrente direta, a NiCd. Apresenta ainda menor efeito memória e toxicidade. Ambas, baseadas em Níquel, têm grande similaridade, o que permite uma possível troca entre um tipo e outro. O sistema de recarga para ambas é o mesmo. Cada célula dessas baterias tem o valor nominal de tensão de 1,2V. As baterias de NiMH têm vida útil de 300 a 500 ciclos de carga/descarga.

1. Efeito Memória

O termo “Efeito Memória” foi criado para explicar um fenômeno que ocorre nas baterias baseadas em Níquel, que “lembram” o quanto foram descarregadas durante os últimos ciclos. Caso ocorra repetidamente descarga parcial da bateria e em seguida uma recarga completa, a capacidade de recarga da bateria ficará limitada até a fração que foi consumida anteriormente – a memória da bateria entra aí. Este efeito se deve a cristalização do hidróxido de níquel que compõe o eletrodo positivo. Em uma célula em boas condições, os cristais de hidróxido de níquel são extremamente pequenos, resultando numa máxima área superficial. O fenômeno do efeito memória surge quando estes cristais se unem aumentando seu tamanho e, com isso, diminuindo a superfície em contato com o eletrólito. Em estágios avançados, os cristais podem crescer através do separador causando uma auto-descarga ou até um mesmo curto-circuito interno. Atualmente com a evolução tecnológica, esses efeitos tornaram-se menores.

2. Recarregador

O CI controlador da recarga inicialmente realiza um processo de qualificação da bateria, para verificar se ela está em condições adequadas de tensão, ou seja, se não está danificada. Após a qualificação ele inicia o processo de carga rápida, na qual através de um algoritmo de limitação de corrente (no qual usa um resistor de baixa resistência como sensor), aplica uma corrente de recarga próxima da nominal da bateria. Em pouco mais de 1h a bateria é recarregada. Durante este período ele faz o monitoramento da tensão, no qual ocorrendo uma

determinada variação de tensão determina-se o fim da recarga rápida. Após o fim da carga rápida, a corrente é reduzida a um valor baixo e seguro e se inicia o processo de *top-off*, que termina de carregar a bateria. Neste procedimento se vai até a aproximadamente 30% a mais do valor nominal de carga da bateria e se usa baixa corrente. Este processo é comum para finalizar adequadamente a recarga das baterias de Níquel. Finalizado o *top-off*, o recarregador inicia o processo *trickle*, no qual envia pulsos de baixa corrente a cada segundo à bateria, para manutenção da carga.

3. Fim de carga: detecção de variação negativa de tensão

O processo de finalização de carga baseia-se na detecção de uma pequena queda na tensão da bateria durante a carga. Esta ocorre quando a carga da bateria chegou ao máximo. A Fig. B.1 ilustra este evento. A bateria é carregada e sua tensão aumenta continuamente, até que em determinado ponto (PVD) ocorre uma pequena variação negativa de tensão. Neste momento o recarregador detecta o fim da recarga. O gráfico informa ainda o comportamento da temperatura da bateria durante o processo. Durante a ocorrência da variação pode-se observar que ocorre uma grande variação de sua temperatura, o aumento da temperatura por vezes é usado como finalizador de recarga (como uma opção de segurança para a falha do outro método).

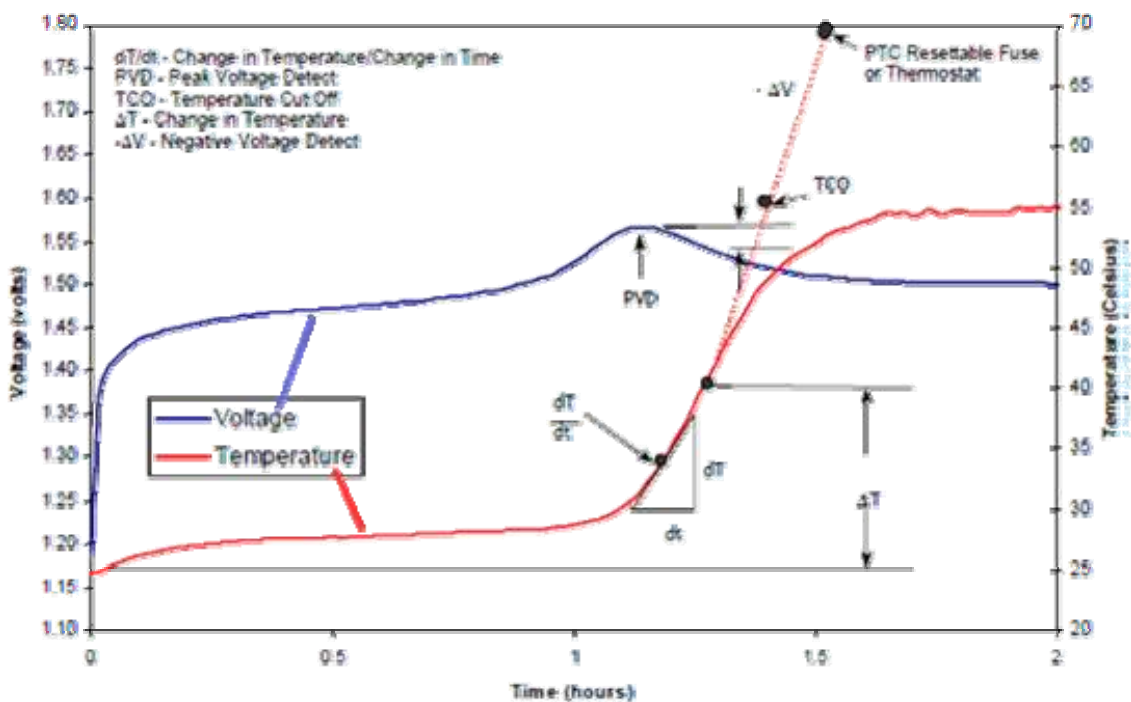


Fig. B.1 – Gráfico do processo de finalização de recarga por pequena queda de tensão.

4. Procedimento adotado

Para a recarga da bateria foi usado um processo diferente da carga rápida. Configurou-se o *hardware* do circuito do recarregador para “carga lenta”, que aplica uma corrente de recarga fixa em torno de 10% a 20% do valor nominal. O tempo médio de carga é superior a 10 horas. Nesse caso, nem sempre ocorre a detecção de carga completa e o fim de recarga pode ser determinado por tempo.

Como a rede elétrica apresenta uma relativa estabilidade, a bateria só é acionada ocasionalmente. Casos de vários acionamentos consecutivos e com tempo prolongado de uso (uma hora ou mais) não são comuns. Daí, não há necessidade de uma recarga rápida. O método de recarga lenta é mais seguro e contribui para evitar problemas relativos ao aquecimento da bateria.

Apêndice C – Padrões IEC e IEEE para Harmônicos

O estabelecimento dos padrões de medição de fenômenos associados aos harmônicos e inter-harmônicos, assim como seus valores de referência, não estão totalmente estabelecidos [43]. Para se ter uma ideia, o IEEE ainda trabalha o assunto no seu padrão 519 (versão *draft* 3), mas ele ainda é uma versão preliminar e não está aprovado [44]. A IEC tem seu padrão internacional 61000, no qual a parte 4-7 trata especificamente dos harmônicos. Como observado por [43], em ambos, a omissão de uma definição do filtro de *anti-aliasing* é uma das principais razões das diferenças nas comparações dos resultados dos medidores de harmônicos e inter-harmônicos com instrumentos de reconhecida precisão. Os mecanismos de sincronização também são fontes comuns de erro quando não corretamente implementados (ou omitidos). O caso do *anti-aliasing* não é abordado pela IEEE. Já a IEC flexibiliza a questão e sugere um filtro *anti-aliasing* passa-baixas com uma atenuação de 3dB em frequência superior à faixa de análise, sendo que a atenuação de rejeição seja superior a 50dB, mas sequer especifica o tipo/topologia do filtro. Dá, como exemplo, o uso de um filtro *Butterworth* de ordem 5, que tem atenuação de 50dB na banda de rejeição e que se inicia a um valor de frequência 3 vezes superior à frequência de corte.

Sobre a questão do número de ciclos contidos na janela, a versão preliminar do padrão 519 da IEEE sugere o número de ciclos da janela de análise igual a 12 ciclos de rede para sistemas operando em 60Hz (o que equivale a 0,2s). Com esse valor, os componentes espectrais estarão disponíveis a cada 5Hz (e.g., 0, 5, 10, ..., 60, 65, 70, ... Hz). No padrão 61000-4-7 a mesma concepção é usada. Aliás, o padrão vai além e determina diversas especificações. Sugere a aplicação de filtro às janelas medidas, seguidas do uso da DFT para processamento do sinal, além da própria FFT, um algoritmo rápido da DFT para o cálculo.

O valor de 12 ciclos, para o projeto, não é muito interessante pelo seguinte motivo: da forma como a amostragem é feita, os 12 ciclos não permitem um número total de amostras múltiplo de potência de 2. Isto impossibilita o uso da FFT, que é imprescindível. Seria necessário que nos 12 ciclos fossem feitas 2^n amostras, mas isso levaria a um número não múltiplo de potência de 2 de amostras por ciclo. O ideal é trabalhar com esse tipo de número, pois simplificam em muito os processos de divisão – basta um deslocamento de bits. Em basicamente todos os indicadores esse tipo de procedimento é usado; uma amostragem com

um número não múltiplo de potência de 2 cria um “problema”, que é o aumento do processamento devido a divisões por 3, por exemplo. No caso dos harmônicos, o sistema usa uma janela de 8 ciclos que, numa taxa de 128 amostras/ciclo, produz um total de 1.024 pontos – múltiplo de potência de 2 e compatível com os algoritmos de FFT. Tal número de ciclos por janela disponibiliza as componentes a cada 7,5Hz (e.g., 0, 7,5, 15, ..., 52,5, 60, 67,5, ... Hz). Os números de potência de 2 permitem o uso da FFT e da divisão simples. Ainda sobre o pré-processamento da janela, a IEC sugere a aplicação do filtro de hanning; no caso de janelas sincronizadas (iniciadas com o cruzamento da tensão em zero), a janela retangular é indicada. O padrão não descarta outros princípios, como o uso de banco de filtros ou de *wavelets*.

O padrão 519 busca fechar a questão do resultado final. Ele estabelece um cálculo intermediário chamado *Very Short Time Harmonic Measurements*, que equivale à agregação de 15 janelas (ou 3s) de medição. A agregação de cada componente resulta em um valor eficaz da componente no período e é descrito pela seguinte equação (35):

$$F_{n,vs} = \sqrt{\frac{1}{15} \sum_{i=1}^{15} F_{n,i}^2} \quad (35)$$

sendo:

$F_{n,vs}$: tensão eficaz do componente “n” durante o período de 15 janelas; o subscrito “vs” denota o termo *very short*.

$F_{n,i}$: a tensão do componente de ordem “n” da janela “i”.

O resultado final, para um período de 10 minutos, seria o valor eficaz obtido da agregação de 200 conjuntos de 15 janelas, tal como na equação (36):

$$F_{n,int} = \sqrt{\frac{1}{200} \sum_{i=1}^{200} F_{(n,vs),i}^2} \quad (36)$$

sendo:

$F_{n,int}$: tensão eficaz final do componente “n” para o intervalo de medição (10 minutos);

$F_{(n,vs),i}$: tensão eficaz do componente “n” e de número “i” dentro do conjunto de 200 grupos de 15 janelas.

Como o gerenciamento dos harmônicos no sistema elétrico é responsabilidade da concessionária e do usuário final, o padrão sugere valores de referência para os componentes de tensão. Baseia-se no fato de que eles são, geralmente, aceitáveis para ambas as partes e que

ocorre um trabalho para que a distorção de tensão mantenha-se abaixo de tais valores. Os valores estão expostos na Tabela C.1. A norma sugere que, diariamente, as medições intermediárias *Very Short Time Harmonic* fiquem 1,5 vezes abaixo dos valores da tabela em 99% do tempo e que em 95% do tempo, os valores registrados nos intervalos de 10 minutos não ultrapassem os limites da tabela.

Tabela C.1 – Limites de distorção de tensão [7].

Tensão no barramento	DIT (%)	DTT (%)
$V_n \leq 1\text{kV}$	5,0	8,0
$1\text{kV} < V_n \leq 69\text{kV}$	3,0	5,0
$69\text{kV} < V_n \leq 161\text{kV}$	1,5	2,5
$V_n > 161\text{kV}$ ²¹	1,0	1,5

²¹ Sistemas de alta tensão podem ter DTT de até 2,0% se a causa for um terminal HVDC, sendo o valor atenuado até o momento do fornecimento ao usuário final.

Apêndice D – Telas da Interface do Usuário

Este apêndice apresenta um conjunto de telas capturadas da Interface do Usuário. Apesar de ser uma versão preliminar, ela já define o visual e o funcionamento desse programa, que será utilizado pelo usuário final na concessionária. A Fig. D.1 apresenta a aba de configuração Geral do medidor. Nela pode-se observar que o medidor de código “0000000004” foi selecionado. A aba apresenta diversas configurações/informações do medidor. Os principais componentes desta aba são: o campo “Amostragem”, que define o período de medição e a duração do intervalo; o campo “Tempo de Reconexão”, que define de quanto em quanto tempo o medidor irá checar se a comunicação está funcionando normalmente ou mesmo tentar se reconectar, caso a conexão seja fechada; e o botão de “Desativar Medidor”, que permite a desativação do medidor do sistema – após a desativação, o texto do botão se altera para “Ativar Medidor”, o que permite a reativação do medidor.

Pode-se notar que os medidores apresentam “bandeirinhas” antes do seu nome. Elas identificam que o módulo está conectado, quando estão verdes; ou que não está conectado, quando estão vermelhas. Em situações nas quais o módulo passa a ser alimentado pela bateria ou ocorre interrupção, as bandeiras são substituídas por um ícone com um desenho de exclamação, indicando tais situações.

A aba de configuração de Regime Permanente é exibida na Fig. D.2. Nela o usuário configura diversos itens relacionados ao regime:

- **Relação de transformação:** valor adimensional usado para adaptação do sistema a redes de distribuição com tensões diferentes da nominal (127V fase-neutro). O valor representa a relação de transformação entre o primário e o secundário do transformador usado para a adaptação. Ele permite que, através do uso de um transformador, o medidor seja ligado em uma rede de 220V fase-neutro, por exemplo, ou mesmo em uma rede de média tensão. O medidor trabalha com o sistema no valor nominal (secundário do transformador), mas o pós-processamento e a apresentação dos dados são feitos convertendo-se os valores medidos para os valores de tensão nominais do primário do transformador.
- **Fases Instaladas:** define as fases que estão ativas e sendo medidas. No caso de medições de apenas uma ou duas fases, deve-se desativar as que não serão medidas.

- **Limites de Tensão:** limites de tensão estabelecidos pelo PRODIST no qual se definem as faixas adequada, precária e crítica. Esses valores são usados no pós-processamento para o cálculo dos valores de DRC e DRP de cada fase.
- **Seletor de Faixa de *Flicker*:** seleciona a faixa de atuação na qual o seletor $\Delta V/V$ do medidor de cintilação de tensão vai operar.

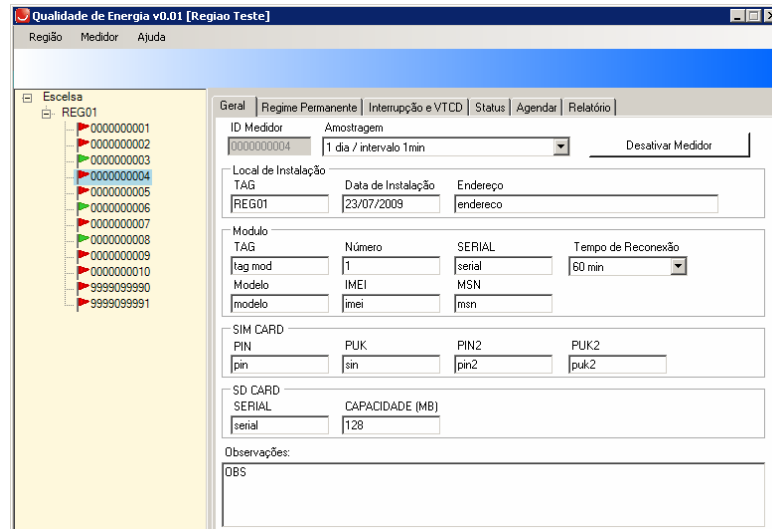


Fig. D.1 – Aba de configuração Geral da interface.

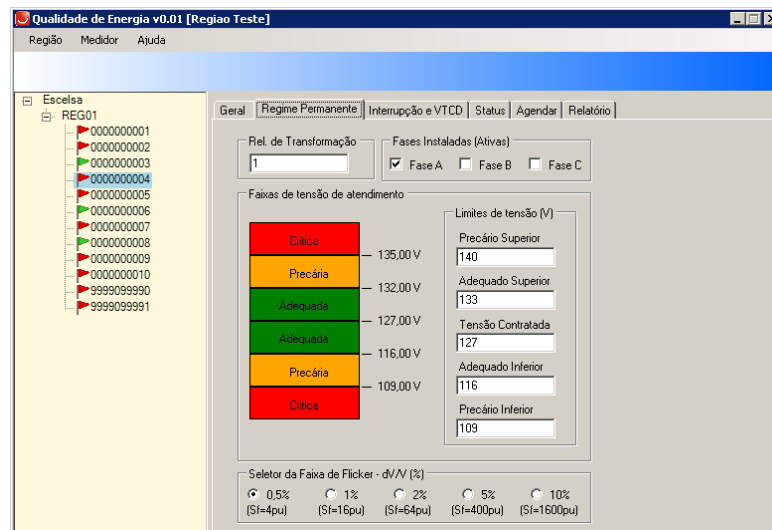


Fig. D.2 – Aba de configuração Regime Permanente.

A aba de configuração de VTCD e Interrupção é ilustrada na Fig. D.3. Apesar de ter valores estabelecidos pela norma, o usuário pode alterar os valores de tensão (em pu) que determinam a VTCD e a interrupção, além de seus tempos limites:

- **Elevação:** valor > 1 pu no qual um evento pode ser classificado como VTCD.

- **Afundamento:** valor < 1 pu no qual um evento pode ser classificado como VTCD.
- **Interrupção:** valor bem baixo (da ordem de 0,1 pu) no qual um evento pode ser classificado como interrupção.
- **Interrupção (tempo limite):** tempo mínimo no qual um evento pode ser classificado como uma interrupção. Para isso, a tensão deve permanecer por um intervalo mínimo de tempo (maior ou igual a 1 minutos, por exemplo) com valores de tensão que o enquadrem como uma interrupção (menor ou igual a 0,1 pu, por exemplo).
- **Elevação/Afundamento (tempo limite):** tempo máximo no qual um evento pode ser ou não classificado como uma VTCD. Para isso a tensão deve permanecer por até este tempo com valores de tensões que se enquadrem como uma VTCD. A partir desse tempo o evento (intervalo) pode ser enquadrado em uma interrupção ou ser considerado em regime permanente e ser classificado nas faixas precárias ou críticas. Como os tempos de interrupção e VTCD estão diretamente relacionados, a escolha de um tempo (interrupção) definirá o valor do outro (VTCD).

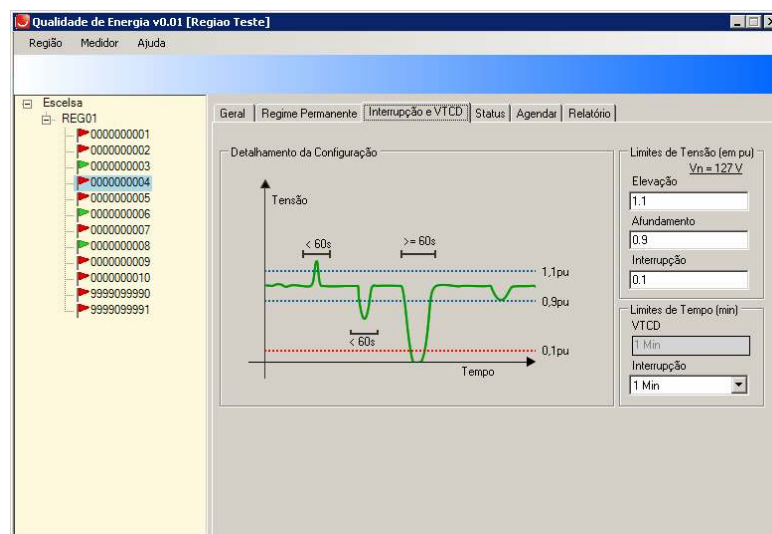


Fig. D.3 – Aba de configuração de VTCD e Interrupção.

A aba *Status*, na Fig. D.4, informa ao usuário a atual situação do medidor. Dados referentes ao seu estado de atuação (ocioso, em medição, medição cancelada, etc), estado da fonte (normal, alimentado pela bateria e falha na alimentação) e nível da bateria. Há ainda indicadores em tempo real que informam a ocorrência de interrupções – quando observada, são enviados dados informando as fases atingidas – ou erros no medidor, que são informados em um campo do tipo caixa de texto.

Já a aba Agendar (Fig. D.5) permite que o usuário programe data e horário de início e o número de medições (leituras) a serem feitas. As medições são realizadas consecutivamente; se o valor for igual a 0, o sistema entra em medição “contínua” até que o usuário cancele. No término de cada medição o Servidor lê os registros e envia um comando para o início da próxima.

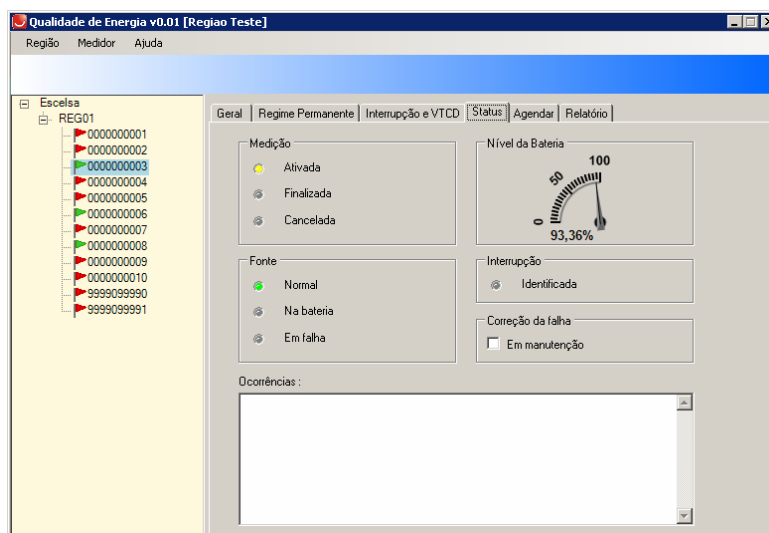


Fig. D.4 – Aba de Status.

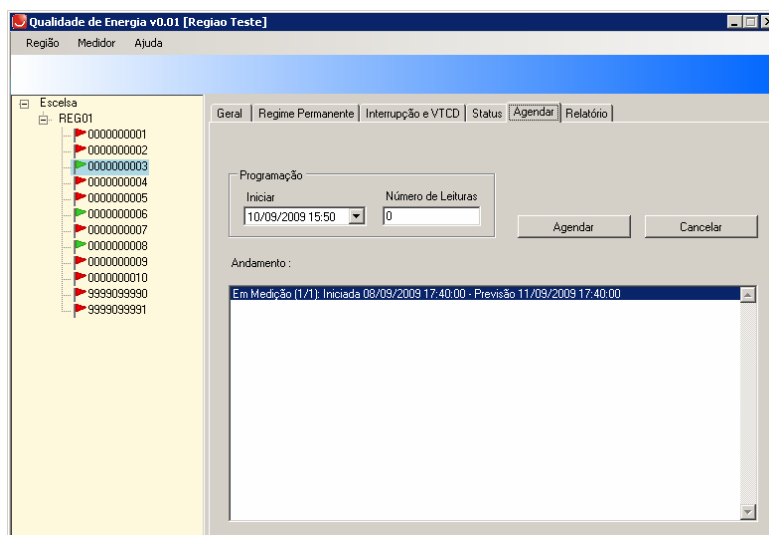


Fig. D.5 – Aba de Agendamento.

Por fim, a Fig. D.6 ilustra a aba Relatório, que exibe um conjunto de medições realizadas pelo medidor. As medições podem ser pesquisadas por data, informando-se a data de início e de fim. Ao se clicar duas vezes sobre a linha de determinada medição, abre-se uma janela de relatório, na qual existem várias abas com os resultados da medição escolhida. A primeira aba dessa janela, a aba Geral, é apresentada na Fig. D.7 e informa os resultados gerais da medição.

São informados datas e horários de início e fim da medição, os valores de DRP e DRC de cada fase durante o período, os maiores e menores valores de tensão eficaz ocorridos no conjunto de intervalos de cada fase, além de dados associados ao fator de desequilíbrio (para medições trifásicas), PstD95% e PltD95% diários de cada fase. Na direita dessas abas está a configuração na qual o medidor realizou a mediação.

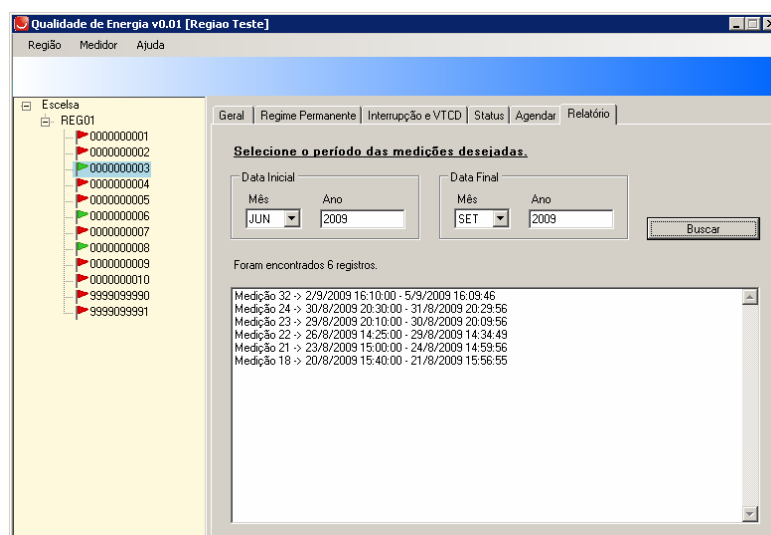


Fig. D.6 – Aba de listagem dos Relatórios do medidor.

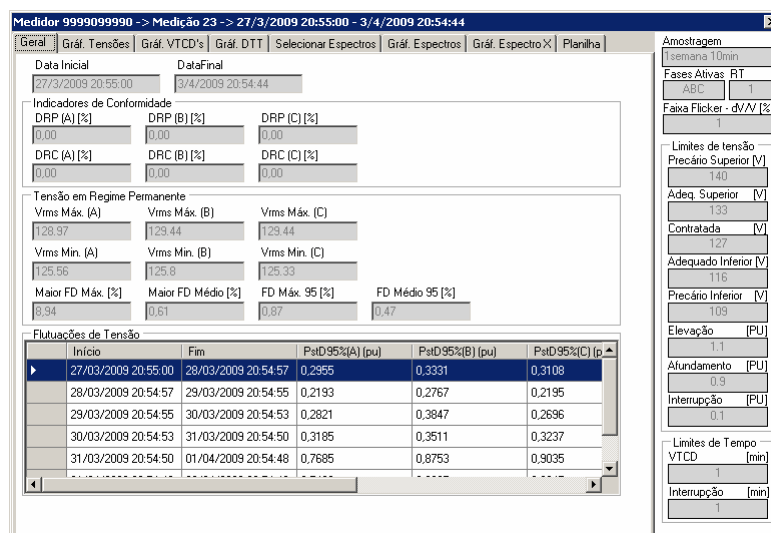


Fig. D.7 – Janela de relatório da medição: aba Geral dos resultados.

A aba de Gráfico das Tensões, exibida na Fig. D.8, mostra o comportamento qualitativo da tensão das fases durante a medição. Os gráficos são formados pelos registros de tensão eficaz de cada intervalo. Informações sobre o valor de tensão e horário de início do intervalo aparecem ao se passar o mouse sobre o ponto – neste e em outros gráficos é possível usar opções de zoom. A Fig. D.9 apresenta o Gráfico das VTCDs com a curva ITIC. Observa-se a

ocorrência de dois afundamentos, ambos são críticos, pois estão na parte “externa” da curva. O ponto mais à direita durou um período maior (aproximadamente 0,7s) e atingiu as três fases, sendo a fase C mais afetada e seu valor eficaz chegando a quase 0,5 pu. Ele causou o desligamento de computadores e microondas, entre outros aparelhos. O ponto mais à esquerda teve duração menor (próxima de 0,2s) e não se teve notícia dos seus efeitos, pois ocorreu de madrugada.

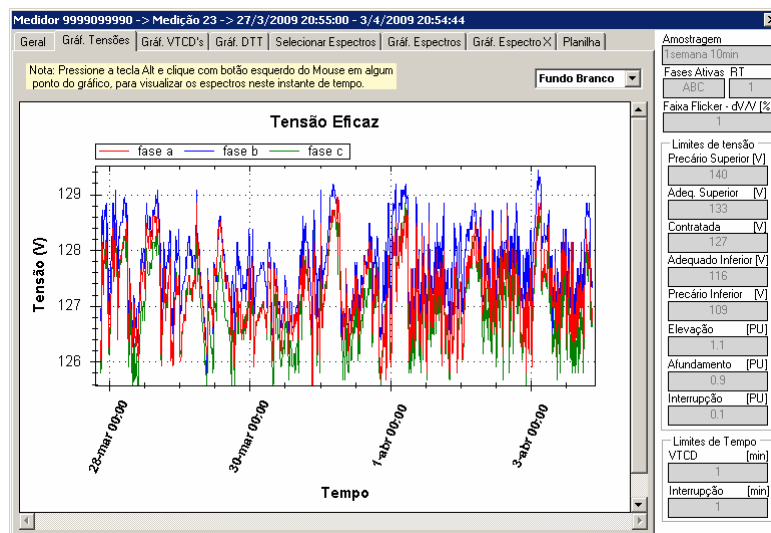


Fig. D.8 – Janela de relatório da medição: aba do gráfico das tensões em regime permanente.

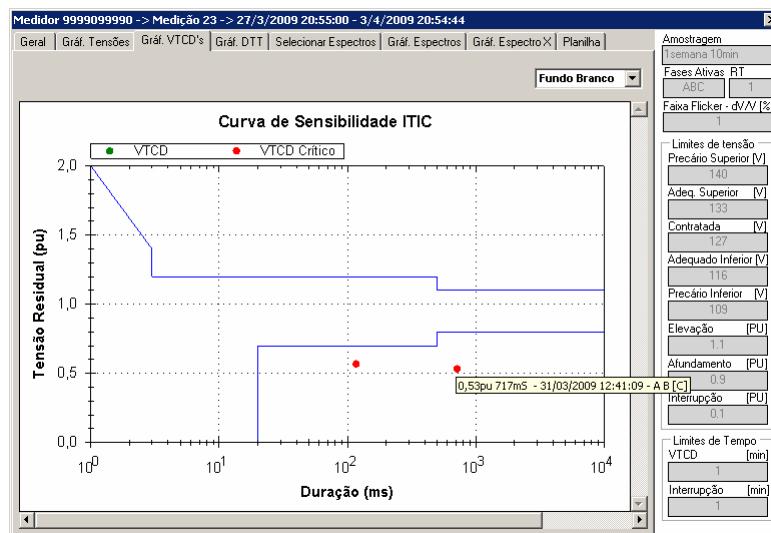


Fig. D.9 – Janela de relatório da medição: aba do gráfico de ocorrências de VTCD sobre a curva ITIC.

A Fig. D.10 ilustra o Gráfico das DTTs das fases. Pode-se ver claramente que durante o período da manhã e da tarde, horário de operação da maioria dos aparelhos eletro-eletrônicos e da indústria, ocorrem as maiores distorções. No período noturno a queda da distorção é significativa. Deve-se observar que em determinados intervalos ocorrem picos, que podem

estar associados a vários fenômenos da rede²². Em especial, deve-se notar que o pico destacado com informações ocorreu exatamente no momento do afundamento informado anteriormente, que ocasionou o desligamento de aparelhos. Em seguida há a Fig. D.11, que é uma aba para seleção de componentes harmônicos. Seleccionados, eles serão apresentados em outras abas gráficas.

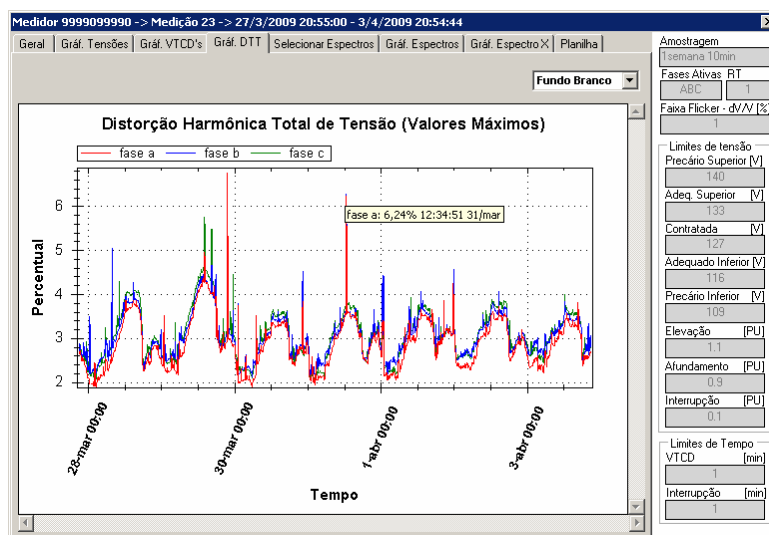


Fig. D.10 – Janela de relatório da medição: aba do gráfico das DTTs.

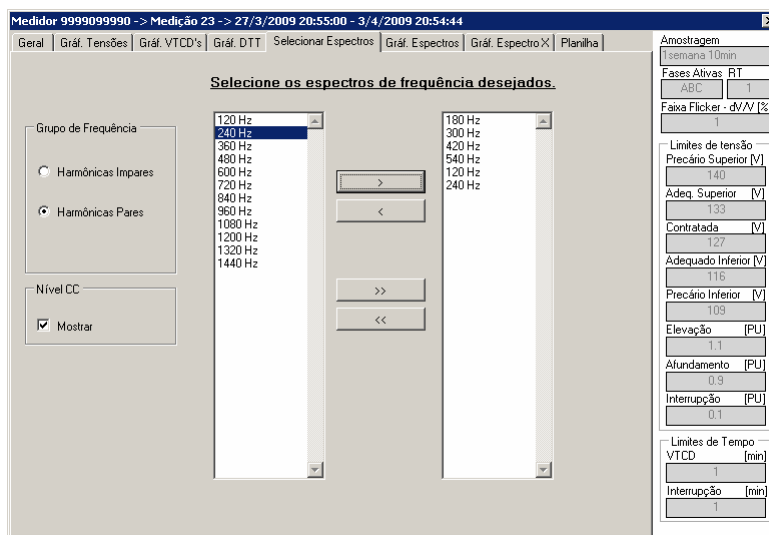


Fig. D.11 – Janela de relatório da medição: aba para seleção dos componentes harmônicos.

A aba dos gráficos das DITs de cada fase são exibidas na Fig. D.12. Seleciona-se a fase que se deseja analisar e se clica no botão “Atualizar Gráfico”. Serão atualizados os gráficos dos componentes harmônicos escolhidos. Cada ponto equivale ao resultado de um intervalo.

²² Notar que a metodologia do sistema salva o pior caso do intervalo.

As mesmas observações feitas para o gráfico de DTTs podem ser utilizadas aqui. Uma outra opção de análise está na Fig. D.13, na aba do Gráfico do Espectro X, onde há um gráfico de barras com os componentes harmônicos (previamente escolhidos) das três fases (ao mesmo tempo). No caso, a exibição é para o espectro de um determinado intervalo. Pode-se habilitar o modo “Slide” de forma que o gráfico vai mudando de intervalo e apresenta seu espectro a cada “n” segundos (valor ajustável).

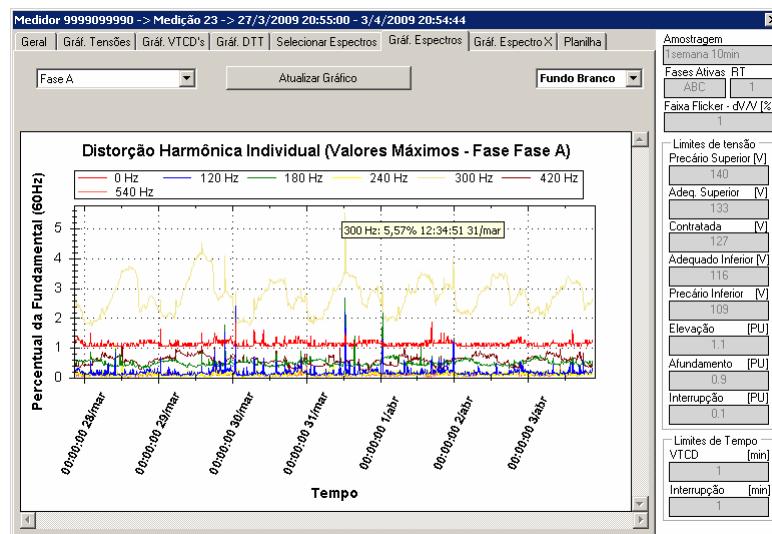


Fig. D.12 – Janela de relatório da medição: aba do gráfico dos componentes harmônicos durante a medição.

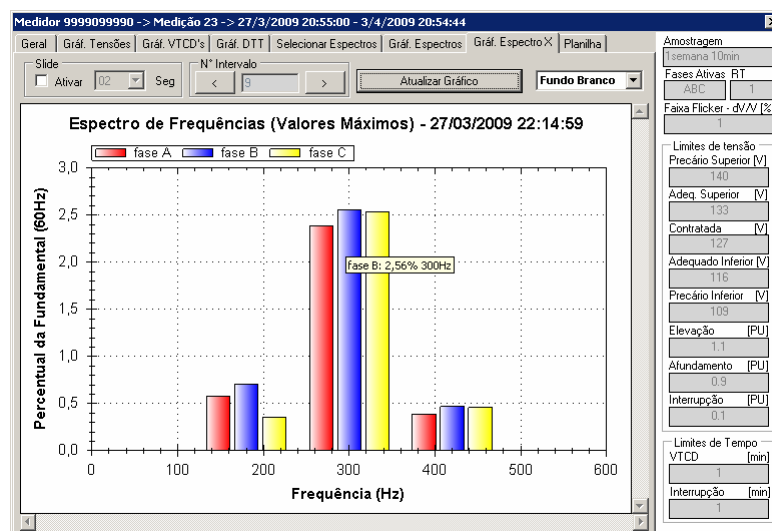


Fig. D.13 – Janela de relatório da medição: aba do gráfico de barras dos componentes harmônicos das fases em determinado intervalo.

A última aba é a da Planilha, na Fig. D.14. A planilha apresenta todos os intervalos da medição, informando sua data e horário de início, assim como todos os outros dados. Há também uma planilha que informa a ocorrência de VTCDs e interrupções. São informados a

data e horário de início, o tempo de duração e outros dados, como as fases atingidas. Esta aba apresenta o botão “Salvar” que gera um arquivo de relatório com os dados contidos nas duas planilhas, além dos dados gerais que aparecem na aba “Geral”. A Fig. D.15 exhibe a parte inicial do arquivo gerado; a Fig. D.16 mostra a parte final do arquivo, com informações de VTCDs, interrupções e outros dados gerais (DRP, DRC, PstD95%, etc.).

Intervalo	Data	Van Méd (V)	Van Máx (V)	Van Mín (V)	Vbn Méd (V)	Vbn Máx (V)	Vbn Mín (V)	Vcn Méd (V)
00001	27/03/2009 20:55:00	126,39	126,74	125,33	126,97	127,32	126,03	126,27
00002	27/03/2009 21:05:00	126,03	126,86	124,51	126,74	127,56	125,10	125,80
00003	27/03/2009 21:15:00	126,15	126,86	125,10	126,97	127,56	126,03	125,92
00004	27/03/2009 21:24:59	127,91	129,44	125,45	128,62	130,14	126,39	127,79
00005	27/03/2009 21:34:59	128,15	128,62	127,32	128,50	129,20	126,50	127,79
00006	27/03/2009 21:44:59	127,91	128,85	126,62	128,73	129,55	127,44	128,03
00007	27/03/2009 21:54:59	127,21	127,91	126,39	128,03	128,62	127,21	127,21
00008	27/03/2009 22:04:59	127,56	128,03	126,74	128,15	128,62	127,32	127,44
00009	27/03/2009 22:14:59	127,79	128,50	126,62	128,62	129,20	127,44	127,91

nício	Fim	Tipo	Fases Atingidas	Duração	Ampl (V)
30/03/2009 01:06:21	30/03/2009 01:06:21	VTCD AFUNDAMENTO	[A] B C	117 mSeg	72,3
31/03/2009 12:41:09	31/03/2009 12:41:09	VTCD AFUNDAMENTO	A B [C]	717 mSeg	67,6

Total de VTCD's = 2 Total de Interrupções = 0 Salvar

Fig. D.14 – Janela de relatório da medição: aba da planilha com os resultados de cada intervalo.

Relatório do Regime Permanente
Medidor: 9999099990
Início: 27/03/2009 20:55:00
Fim: 03/04/2009 20:54:44

Resultados das Medições :

Intervalo	Data/Hora	Van Méd. (V)	Van Máx. (V)	Van Mín. (V)	Vbn Méd. (V)	Vbn Máx. (V)	Vbn Mín.
00001	27/03/2009 20:55:00	126,39	126,74	125,33	126,97	127,32	126,03
00002	27/03/2009 21:05:00	126,03	126,86	124,51	126,74	127,56	125,10
00003	27/03/2009 21:15:00	126,15	126,86	125,10	126,97	127,56	126,03
00004	27/03/2009 21:24:59	127,91	129,44	125,45	128,62	130,14	126,39
00005	27/03/2009 21:34:59	128,15	128,62	127,32	128,50	129,20	126,50
00006	27/03/2009 21:44:59	127,91	128,85	126,62	128,73	129,55	127,44
00007	27/03/2009 21:54:59	127,21	127,91	126,39	128,03	128,62	127,21
00008	27/03/2009 22:04:59	127,56	128,03	126,74	128,15	128,62	127,32
00009	27/03/2009 22:14:59	127,79	128,50	126,62	128,62	129,20	127,44
00010	27/03/2009 22:24:59	127,91	128,38	126,86	128,73	129,08	127,56
00011	27/03/2009 22:34:59	127,91	128,38	127,09	128,73	129,32	127,79
00012	27/03/2009 22:44:59	127,68	128,15	126,86	128,62	128,97	127,79
00013	27/03/2009 22:54:59	128,15	128,62	127,21	128,85	129,44	128,03
00014	27/03/2009 23:04:59	128,15	128,62	127,21	128,15	129,20	126,50
00015	27/03/2009 23:14:59	127,79	128,85	126,03	128,50	129,55	126,74
00016	27/03/2009 23:24:59	126,86	127,32	126,03	127,68	128,38	126,86
00017	27/03/2009 23:34:59	127,09	127,56	126,27	127,68	128,15	126,97
00018	27/03/2009 23:44:59	127,09	127,44	126,27	127,68	128,03	126,86
00019	27/03/2009 23:54:59	126,27	127,21	125,33	126,86	127,91	125,92
00020	28/03/2009 00:04:59	126,27	127,09	125,56	126,86	127,56	126,15
00021	28/03/2009 00:14:59	126,62	127,32	125,92	127,21	127,91	126,15
00022	28/03/2009 00:24:59	126,97	127,32	126,27	127,56	127,91	126,74
00023	28/03/2009 00:34:59	127,21	127,68	126,27	127,79	128,26	126,62
00024	28/03/2009 00:44:59	127,44	127,91	126,74	128,03	128,38	127,32
00025	28/03/2009 00:54:59	127,56	128,03	127,09	128,15	128,62	127,56
00026	28/03/2009 01:04:59	128,15	128,50	127,68	128,62	128,97	128,15
00027	28/03/2009 01:14:59	128,38	128,73	127,56	128,85	129,32	128,03

Fig. D.15 – Parte inicial do arquivo de relatório gerado com dados da medição.

00996	03/04/2009 18:44:44	126,36	126,97	127,32	126,85	129,32	127,68
00997	03/04/2009 18:54:44	126,03	126,50	127,09	126,85	129,20	127,91
00998	03/04/2009 19:04:44	126,03	126,50	126,97	126,73	129,20	127,56
00999	03/04/2009 19:14:44	127,91	128,38	126,86	126,62	129,20	127,56
01000	03/04/2009 19:24:44	127,68	128,38	126,74	126,62	129,08	127,91
01001	03/04/2009 19:34:44	128,03	128,50	126,97	126,73	129,20	127,68
01002	03/04/2009 19:44:44	128,15	128,62	126,74	126,85	129,32	127,56
01003	03/04/2009 19:54:44	127,79	128,73	126,39	126,50	129,55	126,86
01004	03/04/2009 20:04:44	127,21	127,68	126,27	127,79	128,26	126,74
01005	03/04/2009 20:14:44	127,09	127,56	126,15	127,68	128,15	126,74
01006	03/04/2009 20:24:44	126,86	127,56	126,03	127,56	128,15	126,74
01007	03/04/2009 20:34:44	126,74	127,44	125,10	127,32	128,03	126,03
01008	03/04/2009 20:44:44	126,97	127,68	126,03	127,44	128,26	126,62
Resultados Finais das Medições :							
DRP (A) [%]	DRP (B) [%]	DRP (C) [%]	DRC (A) [%]	DRC (B) [%]	DRC (C) [%]	Vrms Máx. (A) [V]	Vrms Máx. (B) [V]
0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	126,97	129,44
Ocorrências de VTCD's e Interrupções :							
Índice	Início	Fim	Tipo	Fases Atingidas	Duraç		
00001	30/03/2009 01:06:21	30/03/2009 01:06:21	VTCD AFUNDAMENTO	[A] B C	117 m		
00002	31/03/2009 12:41:09	31/03/2009 12:41:09	VTCD AFUNDAMENTO	A B [C]	717 m		
Ocorrências de Flutuações de Tensão :							
Início	Fim	Pac.095% (A) (pu)	Pac.095% (B) (pu)	Pac.095% (C) (pu)	P1t.095% (pu)		
27/03/2009 20:55:00	28/03/2009 20:54:57	0,2955	0,3331	0,3108	0,2646		
28/03/2009 20:54:57	29/03/2009 20:54:55	0,2193	0,2767	0,2195	0,2067		
29/03/2009 20:54:55	30/03/2009 20:54:53	0,2821	0,3847	0,2696	0,3385		
30/03/2009 20:54:53	31/03/2009 20:54:50	0,3185	0,3511	0,3237	0,2853		
31/03/2009 20:54:50	01/04/2009 20:54:48	0,7685	0,8753	0,9035	0,6157		
01/04/2009 20:54:48	02/04/2009 20:54:46	0,7430	0,8627	0,8347	0,5721		
02/04/2009 20:54:46	03/04/2009 20:54:44	0,8326	0,8978	0,8448	0,6095		

Fig. D.16 – Parte final do arquivo de relatório gerado com dados da medição.

Apêndice E – Diagramas dos Circuitos do Medidor

Este apêndice apresenta os diagramas elétricos dos circuitos que compõem o medidor. Como salientado, o medidor se divide em duas placas: placa fonte e placa principal. Por apresentar um circuito grande, a placa principal teve seu circuito subdividido em vários diagramas com circuitos menores, sendo a divisão feita em função da funcionalidade de cada um. A placa fonte, por ser mais simples, foi projetada com apenas um diagrama de circuito.

A elaboração e a divisão dos diagramas de circuitos foram feitas em um aplicativo de desenvolvimento e projeto de diagramas de circuitos e placas de circuito impresso. No fim do desenvolvimento, os arquivos digitais das placas são enviados a uma fábrica, que realiza a produção.

Os diagramas dos circuitos são apresentados a seguir na seguinte ordem:

- Diagrama de União dos circuitos da Placa Principal (Fig. E.1);
- Diagrama do Circuito de Conversão A/D (Fig. E.2);
- Diagrama do Circuito dos Microcontroladores – Parte 1/4 (Fig. E.3);
- Diagrama do Circuito dos Microcontroladores – Parte 2/4 (Fig. E.4);
- Diagrama do Circuito dos Microcontroladores – Parte 3/4 (Fig. E.5);
- Diagrama do Circuito dos Microcontroladores – Parte 4/4 (Fig. E.6);
- Diagrama do Circuito de Memória – Cartão SD (Fig. E.7);
- Diagrama do Circuito de Comunicação (Fig. E.8);
- Diagrama do Circuito de Adequação e de Filtragem – Parte 1/2 (Fig. E.9);
- Diagrama do Circuito de Adequação e de Filtragem – Parte 2/2 (Fig. E.10);
- Diagrama do Circuito da Placa Fonte – Parte 1/2 (Fig. E.11);
- Diagrama do Circuito da Placa Fonte – Parte 2/2 (Fig. E.12);

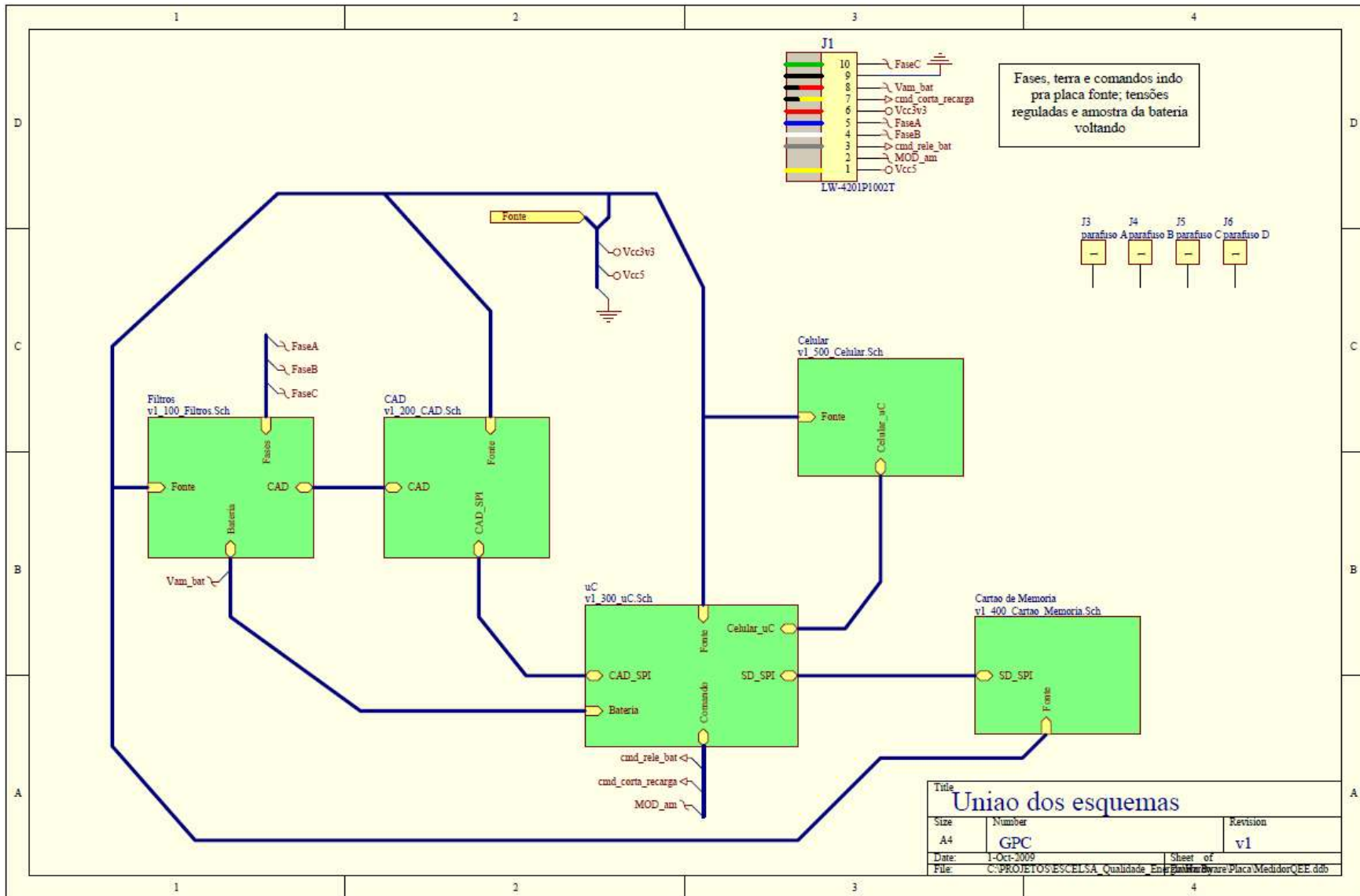


Fig. E.1 – Diagrama de União dos circuitos da Placa Principal.

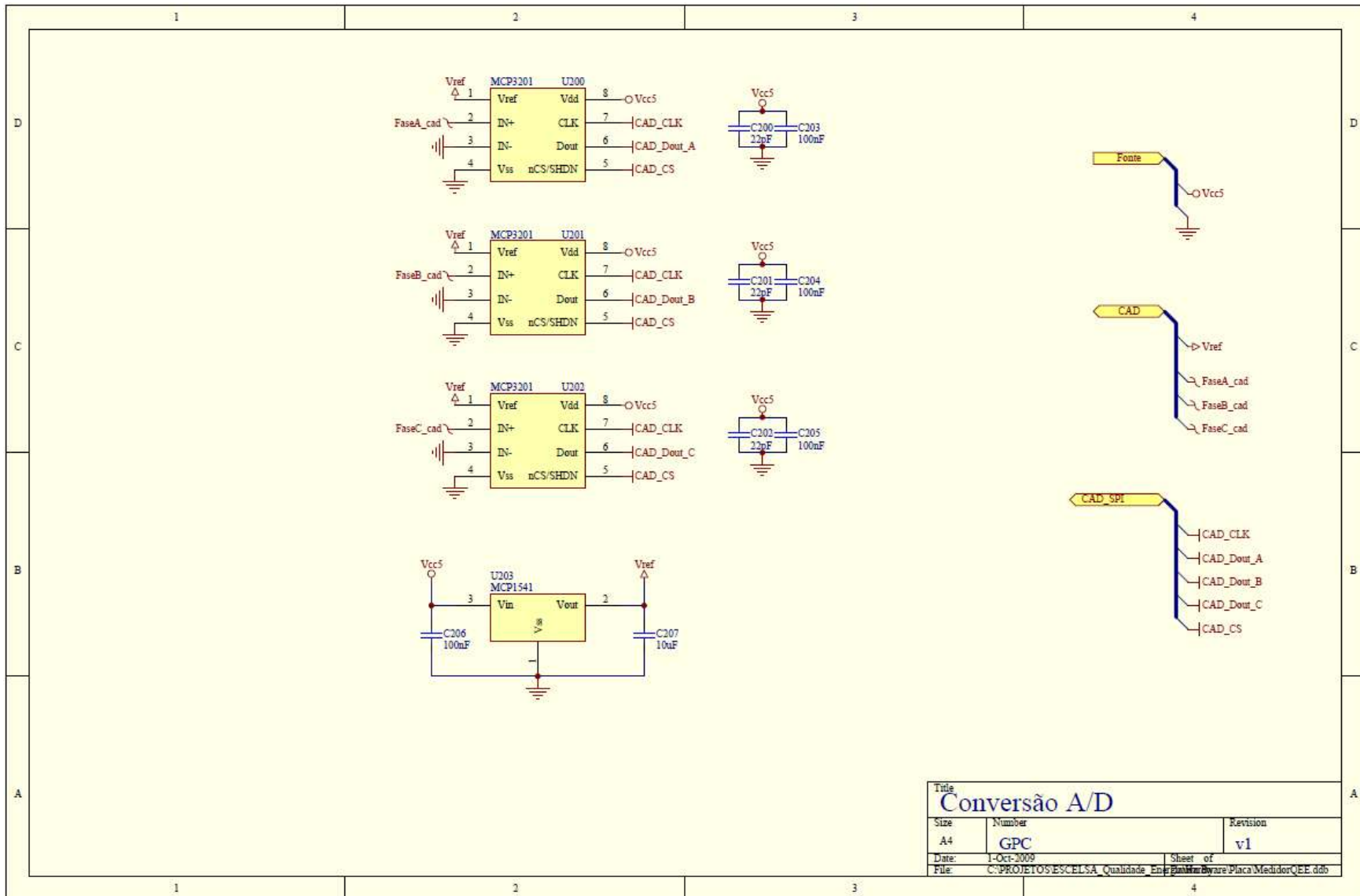


Fig. E.2 – Diagrama do Circuito de Conversão A/D.

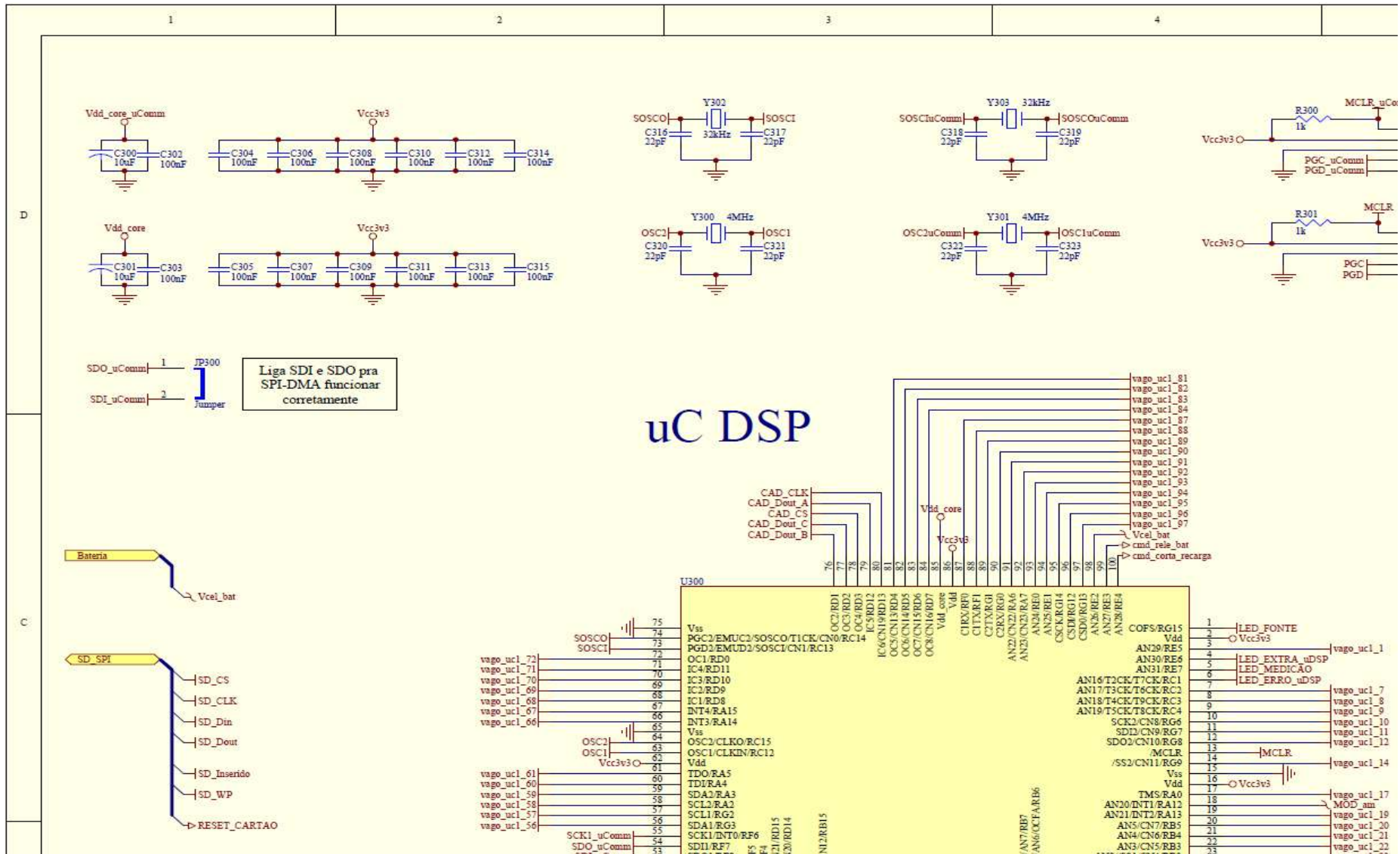


Fig. E.3 – Diagrama do Circuito dos Microcontroladores – Parte 1/4.

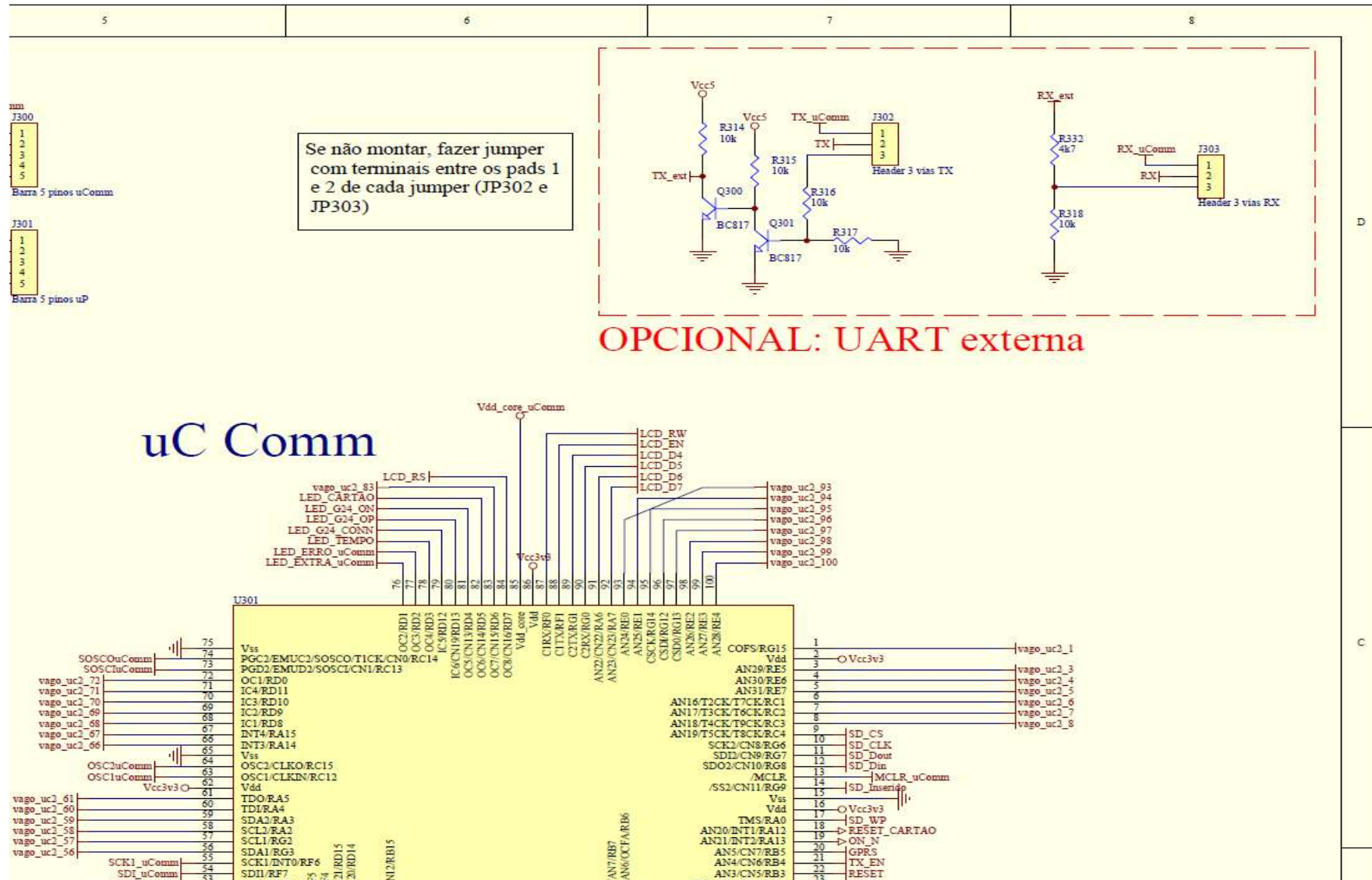


Fig. E.4 – Diagrama do Circuito dos Microcontroladores – Parte 2/4.

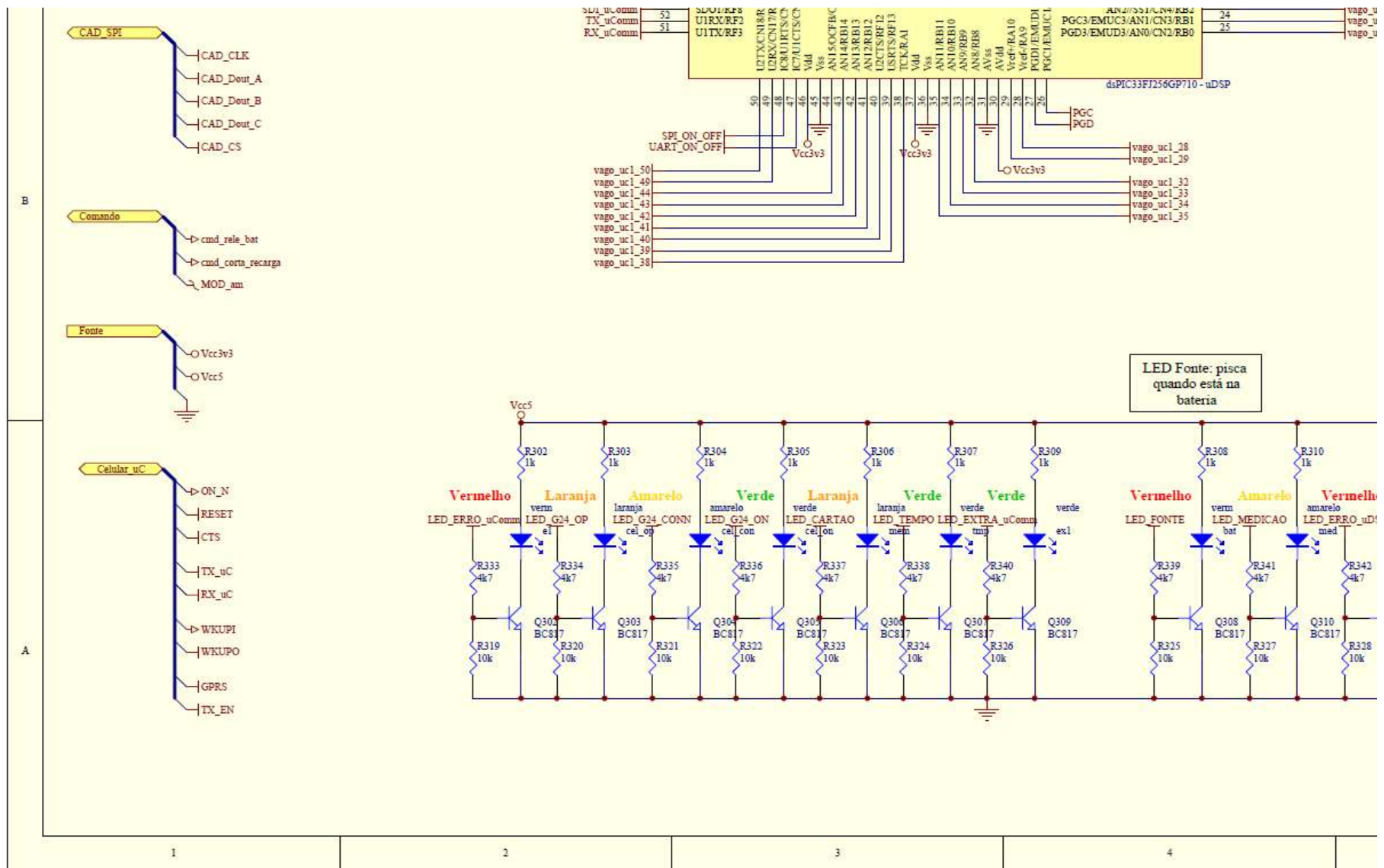


Fig. E.5 – Diagrama do Circuito dos Microcontroladores – Parte 3/4.

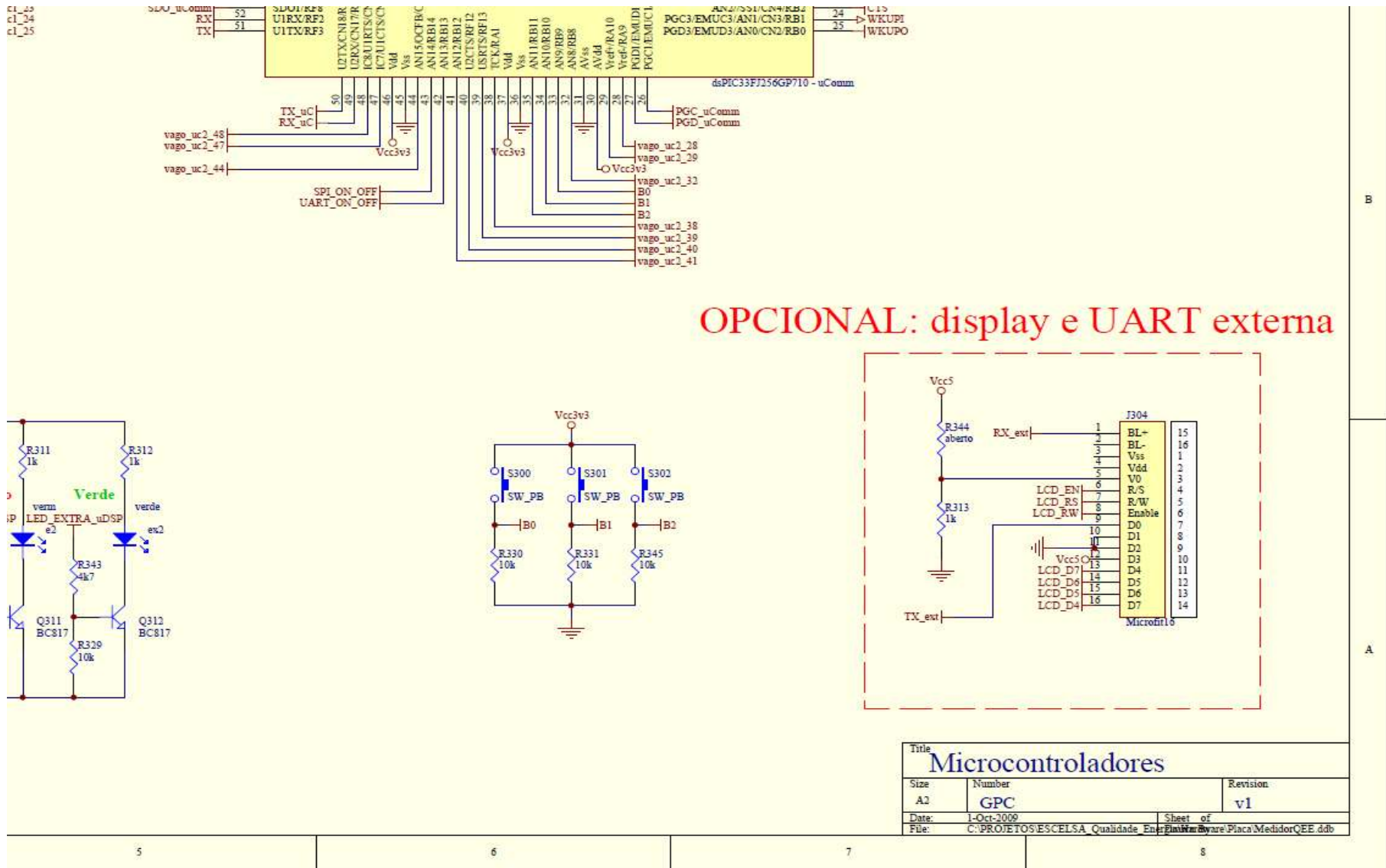


Fig. E.6 – Diagrama do Circuito dos Microcontroladores – Parte 4/4.

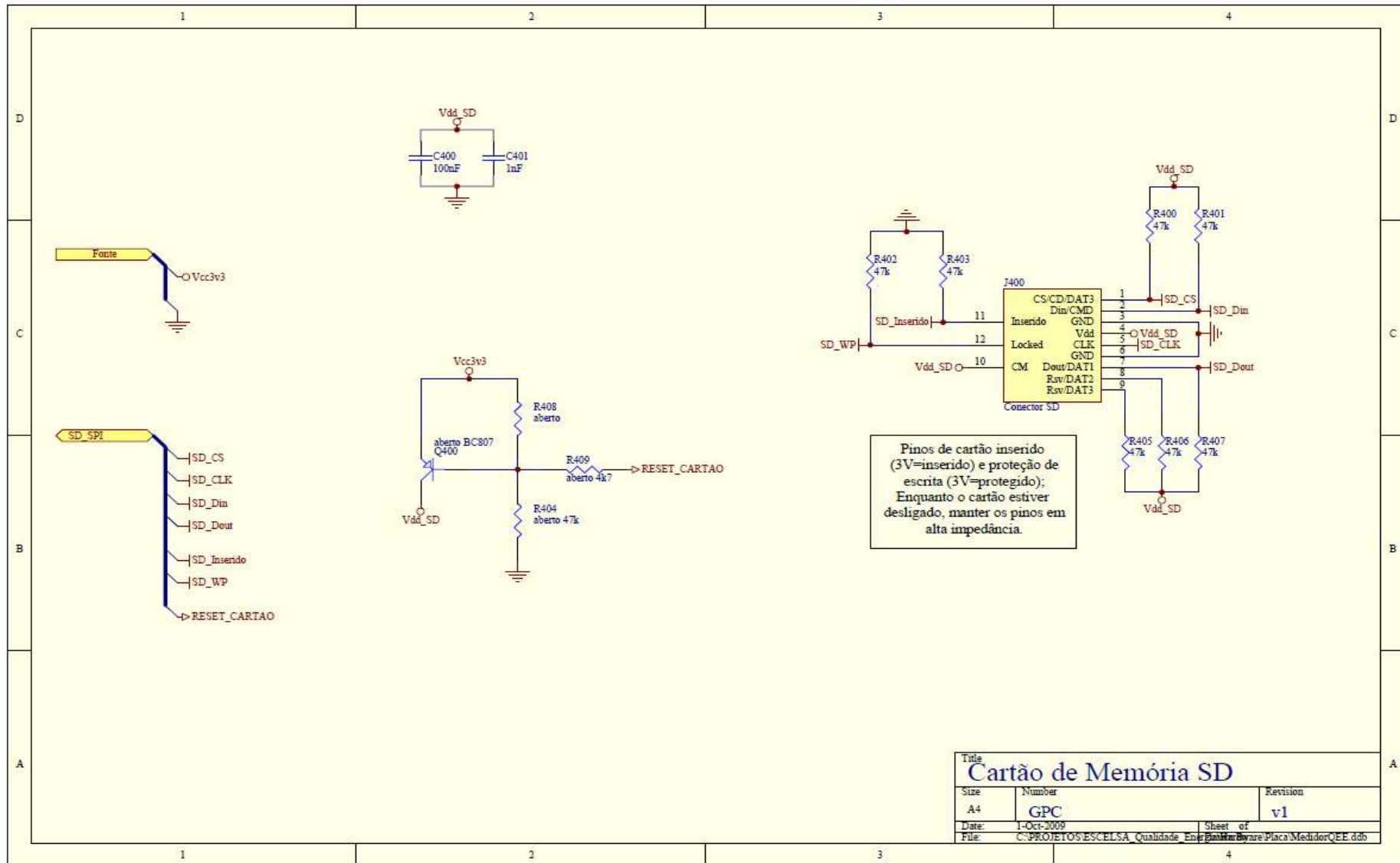


Fig. E.7 – Diagrama do Circuito da Memória – Cartão SD.

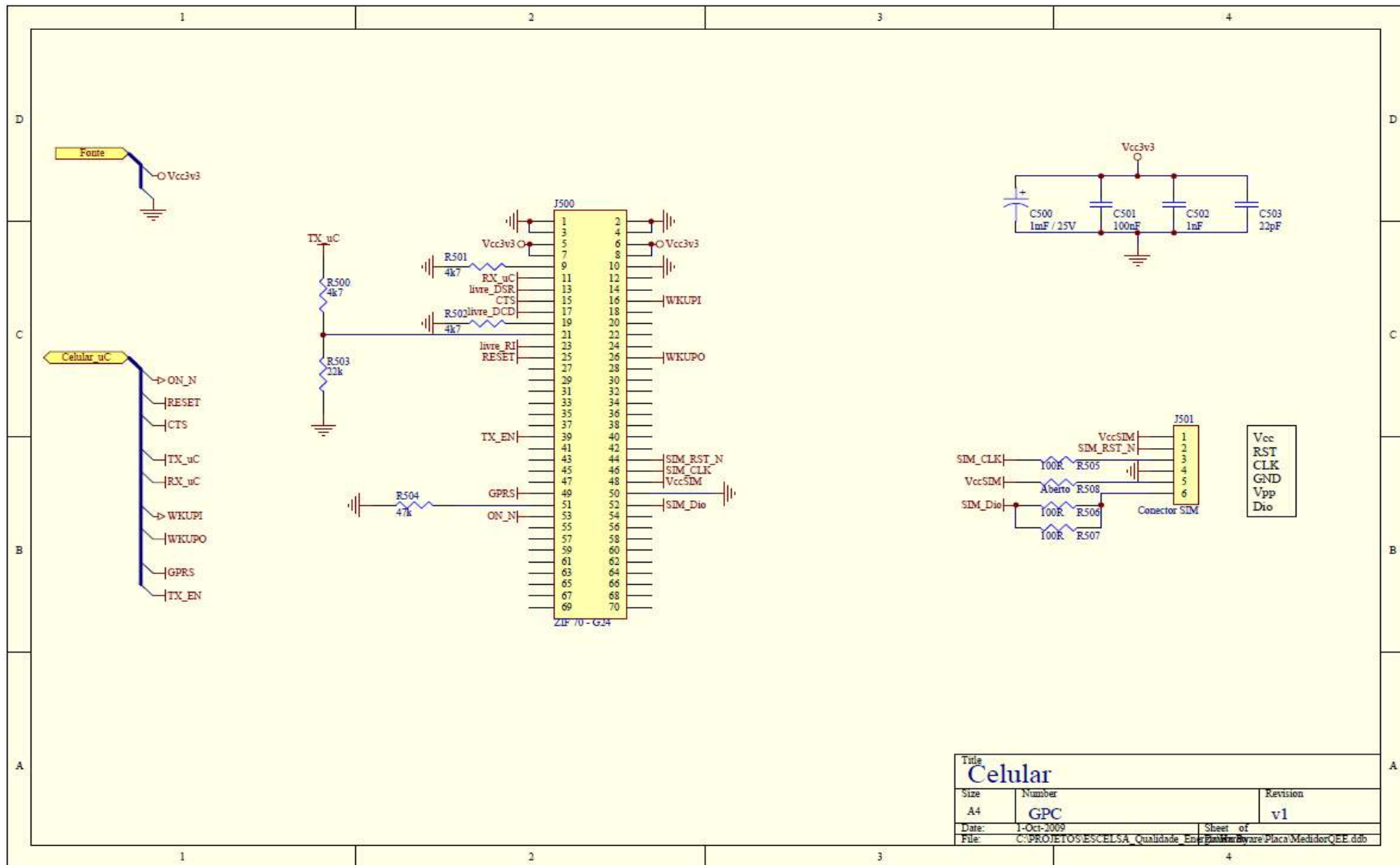


Fig. E.8 – Diagrama do Circuito de Comunicação.

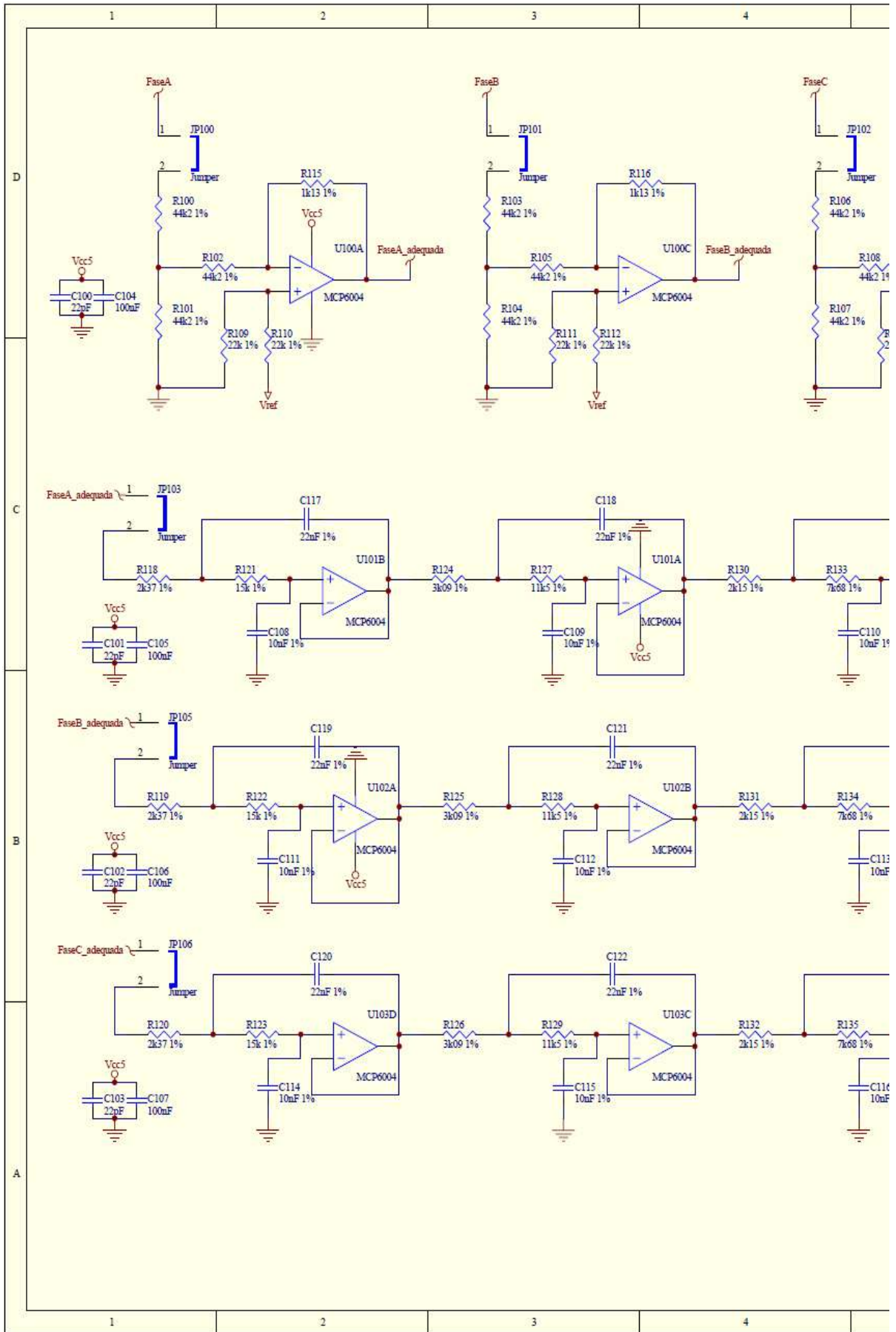


Fig. E.9 – Diagrama do Circuito de Adequação e de Filtragem – Parte 1/2.

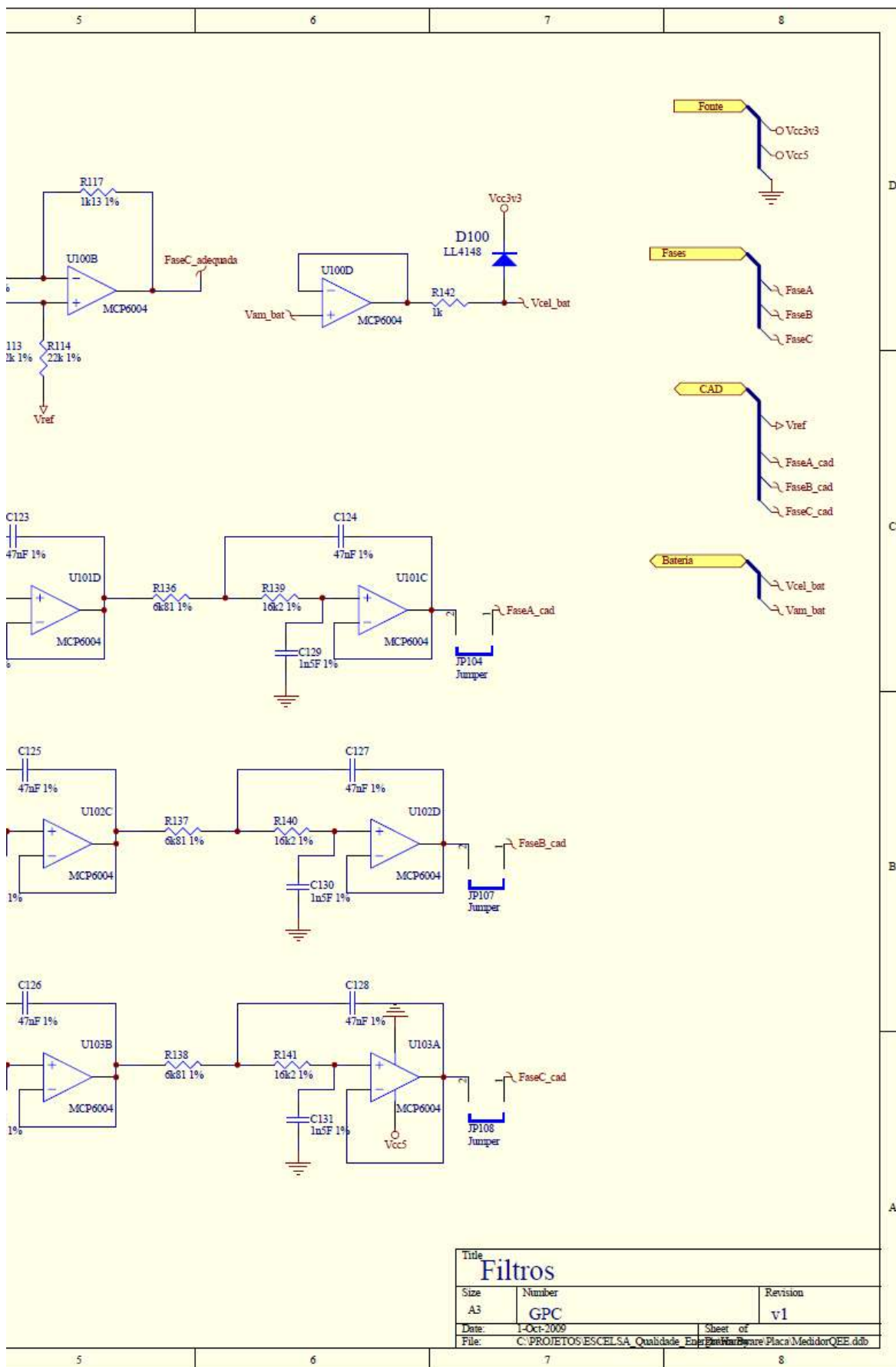


Fig. E.10 – Diagrama do Circuito de Adequação e de Filtragem – Parte 2/2.

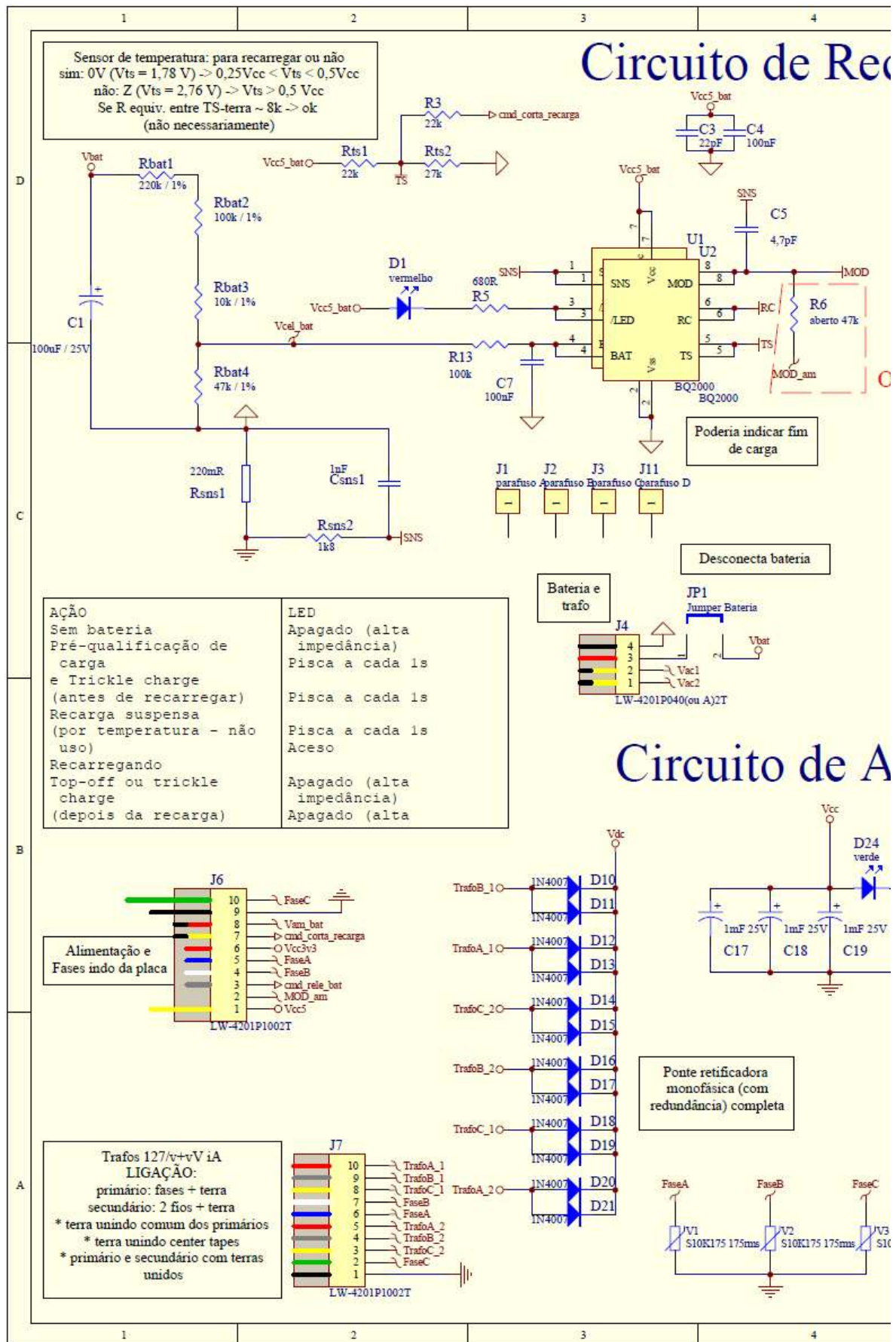
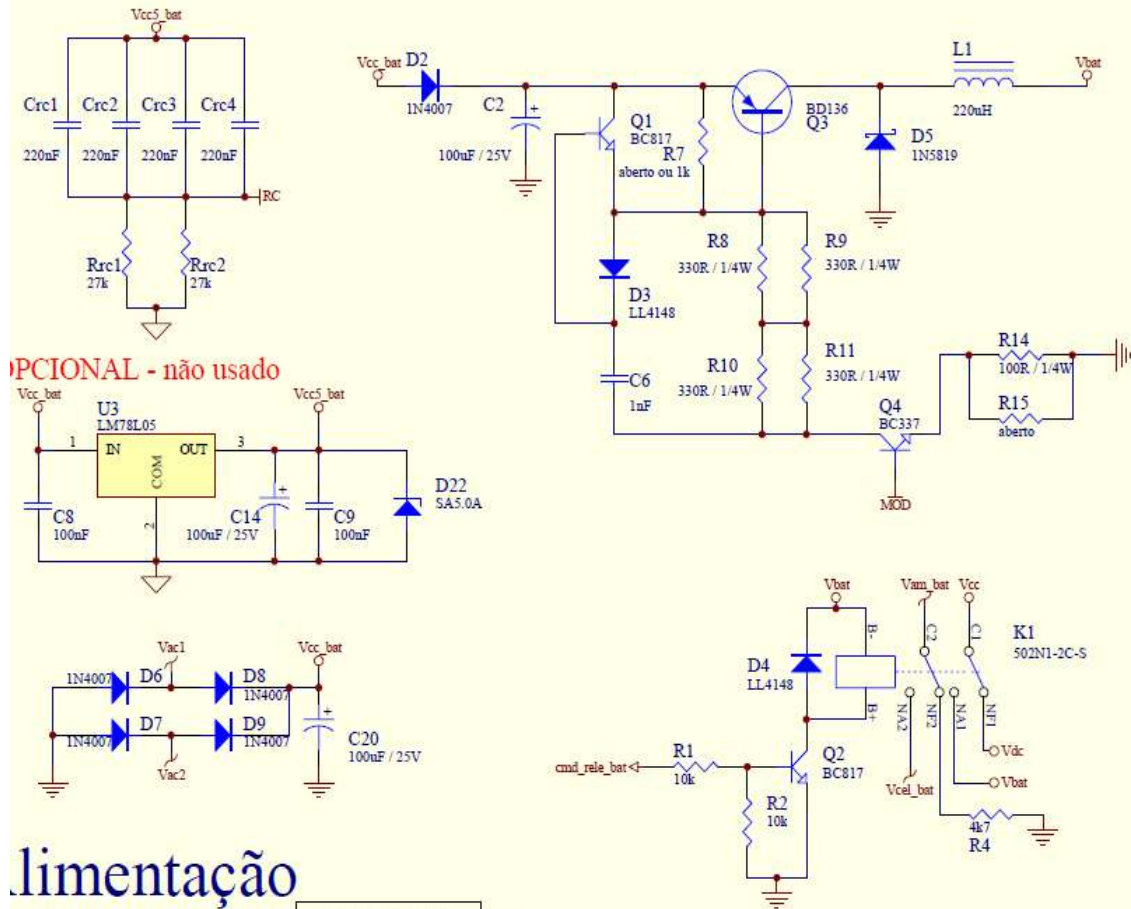
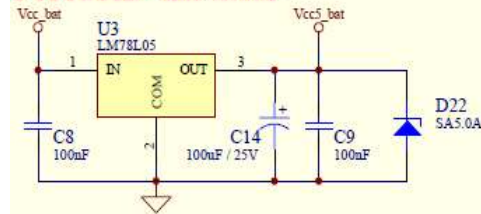


Fig. E.11 – Diagrama do Circuito da Placa Fonte – Parte 1/2.

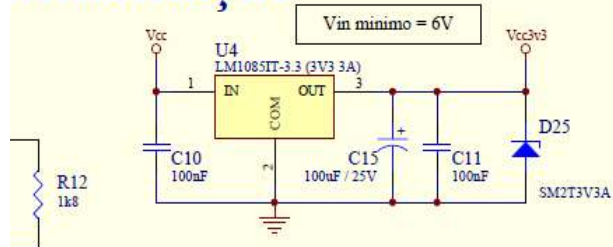
Carga da Bateria



OPCIONAL - não usado

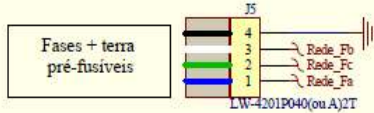
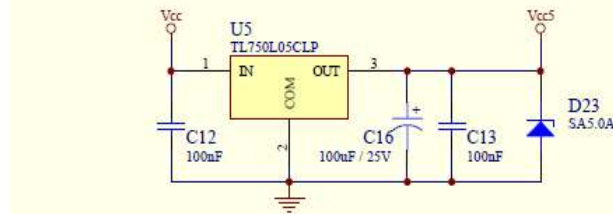


Alimentação

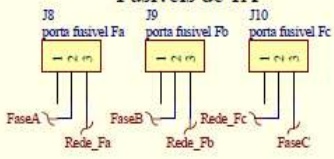


Vin minimo = 6V

No corte das fases, comanda a entrada da Bateria (e ainda recebe amostra da tensão da célula). Pra ver a tensão em outro momento, precisa comandar novamente e colocar bateria temporariamente para alimentar circuito



Fusíveis de 1A



Title		
Placa da Fonte e Recarregadora		
Size	Number	Revision
A3	GPC	v1
Date:	1-Oct-2009	Sheet of
File:	C:\PROJETOS\ESCELSA_Qualidade\Eng\Bom\Bom\Placa\MedidorQEE.ddb	

Fig. E.12 – Diagrama do Circuito da Placa Fonte – Parte 2/2.

Glossário

<i>Aliasing</i>	Fenômeno, segundo o Teorema da Amostragem, no qual ocorre a sobreposição da repetição do espectro de um sinal amostrado. A condição para sua ocorrência é de que a banda de frequência do sinal amostrado apresente frequências superiores à metade da frequência de amostragem.
<i>Anti-aliasing</i>	Procedimento de filtragem que elimina os efeitos do <i>aliasing</i> .
<i>Buck</i>	Topologia popular de circuito eletrônico “abaixador” de tensão.
<i>Butterworth</i>	Tipo de filtro com atenuação monotônica e resposta aproximadamente plana na banda de passagem.
<i>Center tap</i>	Ponto de conexão no secundário de transformadores no qual se tem acesso à metade do enrolamento e da tensão dos terminais principais.
dB	Decibel.
dsPIC33	Microcontrolador desenvolvido pela Microchip voltado para o processamento de sinais. Apresenta o <i>hardware</i> convencional dos microcontroladores RISC unido a um <i>hardware</i> voltado ao processamento de sinal similar aos existentes nos DSPs.
EEPROM	<i>Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory</i> , um tipo de memória não-volátil que permite ser escrita/apagada.
<i>Flash</i>	Tipo de tecnologia de memória não-volátil do tipo EEPROM usado em cartões de memória à memória de programa de microcontroladores.
<i>Flicker</i>	Cintilação luminosa, é um fenômeno associado aos efeitos da flutuação de tensão sobre os sistemas de iluminação.
<i>Hardware</i>	Parte física do circuito.
<i>Harvard</i>	Tipo de arquitetura de microprocessadores que tem barramentos de dados e programa separados.
Li-Ion	<i>Lithium Íon</i> ou Lítio Íon, que é uma tecnologia de bateria recarregável baseada em Lítio.
<i>Mainframe</i>	Computador de grande porte utilizado para processamento de grandes quantidades de dados. Termo usado no passado para tais computadores e em desuso atualmente.
MIPS	Milhão de Instruções Por Segundo.

NiCd	<i>Nickel Cadmium</i> ou Níquel Cádmio, que é uma tecnologia de bateria recarregável baseada em Níquel.
NiMH	<i>Nickel Metal Hydride</i> ou Hidreto de Níquel Metal, que é uma tecnologia de bateria recarregável baseada em Níquel.
Offset	No circuito adequadador, refere-se à soma de um valor de tensão CC ao sinal CA reduzido de forma que o mesmo torne-se CC. De forma mais geral, é a soma de um valor a outro valor (que pode ser variável ou não).
<i>On-line</i>	Processamento de determinado evento feito em paralelo com sua ocorrência (em tempo real); algo sempre ativo.
pu	(ou p.u.) Por Unidade, “unidade” adimensional usada na normalização de valores de tensão ou corrente em função de uma dada referência.
<i>Quadriband</i>	Tecnologia de telefonia móvel que permite trabalhar em um conjunto de quatro bandas de frequência.
Rede de BT	Rede de Baixa Tensão (tensões inferiores a 1kV).
<i>Ripple</i>	No caso da banda passante dos filtros é um fenômeno no qual a banda não é plana, mas sim “ondulada”. No caso mais geral, é uma ondulação observada em sinais.
RISC	<i>Reduced Instruction Set Computer</i> : processadores e microcontroladores desenvolvidos para trabalhar com um conjunto pequeno de instruções, de forma a tornar a frequência de execução mais rápida.
<i>Sallen-Key</i>	Topologia (tipo) de filtro <i>Butterworth</i> .
<i>Script</i>	Nome genérico associado a linguagens de programação executadas no interior de programas e/ou de outras linguagens de programação. As linguagens de script são linguagens interpretadas.
Simulink	Ambiente de simulação do MATLAB.
<i>Wavelet</i>	Função de filtragem (Transformada) capaz de decompor e descrever outras funções no domínio da frequência, de forma a permitir analisar estas funções em diferentes escalas de frequência e de tempo. Suas capacidades as tornam ferramentas poderosas para a análise de sinais e compressão de dados.
<i>Top-off</i>	Uma etapa do procedimento de recarga das bateria baseadas em Níquel no qual sua carga nominal é ultrapassada.
<i>Trickle</i>	Etapa posterior ao <i>top-off</i> no qual pulsos periódicos de baixo valor de corrente são realizados para manter a carga da bateria.