



RODRIGO MOREIRA BACURAU

MEDIDOR DE ENERGIA INTELIGENTE PARA DISCRIMINAÇÃO DE
CONSUMO POR APARELHO ATRAVÉS DE ASSINATURA DE CARGAS

CAMPINAS
2014



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

RODRIGO MOREIRA BACURAU

MEDIDOR DE ENERGIA INTELIGENTE PARA DISCRIMINAÇÃO DE CONSUMO POR APARELHO ATRAVÉS DE ASSINATURA DE CARGAS

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação da Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica.

Orientador: Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira

Esse exemplar corresponde à versão final da dissertação defendida pelo aluno Rodrigo Moreira Bacurau, e orientada pelo Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira

CAMPINAS
2014

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

B139 Bacurau, Rodrigo Moreira, 1988-
Medidor de energia inteligente para discriminação de consumo por aparelho através de assinatura de cargas / Rodrigo Moreira Bacurau. – Campinas, SP : [s.n.], 2014.

Orientador: Elnatan Chagas Ferreira.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Microcontroladores. 2. Medidor de watt-hora. 3. Medidores elétricos. 4. Harmônicos (Ondas elétricas). I. Ferreira, Elnatan Chagas, 1955-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: A smart meter for energy consumption breakdown using power signatures

Palavras-chave em inglês:

Microcontroller

Watt-hour meter

Electric meters

Harmonics (Electric waves)

Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Elnatan Chagas Ferreira [Orientador]

Elnatan Chagas Ferreira

Orlando Baiocchi

José Antonio Siqueira Dias

Data de defesa: 17-02-2014

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Rodrigo Moreira Bacurau

Data da Defesa: 17 de fevereiro de 2014

Título da Tese: "Medidor de Energia Inteligente para Discriminação de Consumo por Aparelho Através de Assinatura de Cargas"

Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira (Presidente):

Prof. Dr. Orlando Baiocchi:

Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias:

Resumo

Neste trabalho é apresentado o desenvolvimento de um módulo medidor de energia residencial capaz de medir, além do consumo de energia total, os parâmetros elétricos necessários para a discriminação de consumo de energia por aparelho. Também é apresentado um levantamento de quais parâmetros elétricos derivados das curvas de tensão e corrente são úteis para a definição de assinatura de cargas residenciais. Os resultados dos experimentos realizados indicaram a potência ativa, a potência reativa, o fator de potência, a tensão e corrente eficazes e as cinco primeiras harmônicas ímpares do sinal de corrente como os parâmetros mais adequados para uso em sistemas não intrusivos para identificação de consumo por aparelho. Graças a técnicas de programação e decisões de projeto acertadas, foi possível desenvolver um módulo medidor de alta precisão e baixo custo, usando um microcontrolador simples e de baixo consumo. Este módulo é capaz de calcular todas as grandezas elétricas supramencionadas a frequência de 46 Hz. Os valores de tensão, corrente, fator de potência, potência ativa e potência aparente apresentaram erros inferiores a 0,3% (para cargas resistivas). O erro nas componentes harmônicas do sinal de corrente foi de 0,03% para a componente fundamental, 0,58% para a 3ª harmônica, 3,69% para a 5ª harmônica, 6,63% para a 7ª harmônica e 11,81% para a 9ª harmônica. O medidor desenvolvido será usado no projeto “Sistema Inteligente de Gestão Energética para Unidades Consumidoras de Baixa Tensão” o qual consistirá em um sistema completo de gestão de consumo de energia residencial.

Palavras-chave: Microcontrolador, Assinatura de Carga, Medidor de Energia, Medidor Inteligente, Harmônicas.

Abstract

We present in this project the development of a residential power meter module capable of measuring besides the total energy consumption, the electrical parameters needed for power consumption breakdown. We also present a study of which electrical features derived from current and voltage waveforms are more adequate to define signatures of residential loads. The experimental results indicated that the active power, reactive power, power factor, voltage, current and the first five odd harmonics of the current signal are good parameters to use in Non-Intrusive Load Monitoring Systems - NILM. Thanks to the use of advanced programming techniques and right design decisions, we developed, using a simple microcontroller, a high-precision, low-power and low cost smart meter. This module is capable to calculate all electrical parameters above mentioned at 46 Hz frequency. The voltage, current, power factor active and apparent power presented errors lower than 0.3% for resistive loads. The error in the harmonics of the current signal was 0.03% for the fundamental harmonic, 0.58% for the 3rd harmonic, 3.69% for the 5th harmonic, 6.63% for the 7th harmonic and 11.81% for the 9th harmonic. The smart meter presented here will be used in a larger project entitled "Intelligent Energy Management System for Consumer Units Low Voltage" which consists of a complete management system of residential energy consumption.

Keywords: Microcontroller, Power Signature, Power Meter, Smart Meter, Harmonics.

Sumário

Resumo	vii
Abstract.....	viii
Sumário.....	ix
Agradecimentos	xi
Lista de Figuras	xiii
Lista de Abreviações	xvii
Capítulo 1	1
Introdução.....	1
1.1 Contextualização.....	1
1.2 Objetivos	4
1.3 Organização do texto	5
Capítulo 2	7
Discriminação de Consumo por Aparelho Através de Sistemas NILM.....	7
2.1 Introdução	7
2.2 Sistemas NILM comerciais.....	10
Capítulo 3	13
Identificação das Grandezas Elétricas Mais Adequadas para Definição de Assinatura de Cargas	13
3.1 Introdução	13
3.2 Montagem Experimental.....	14
3.2.1 Condicionamento dos Sinais	15
3.2.1.1 Filtros <i>Anti-Aliasing</i>	17
3.2.2 Aquisição dos Sinais	19
3.2.3 Processamento das Amostras de Tensão e Corrente	20
3.3 Procedimento Experimental.....	20
3.4 Resultados	21
3.4.1 Análise em Regime	22
3.4.2 Análise em Transiente.....	27

Capítulo 4.....	33
Módulo Medidor	33
4.1 Introdução.....	33
4.2 Sensores de Tensão e Corrente.....	35
4.2.1 Conversores A/D e Filtros <i>Anti-Aliasing</i>	36
4.3 <i>Hardware</i> do Módulo Medidor.....	37
4.4 <i>Firmware</i> do Módulo Medidor.....	39
4.4.1 Cálculo das Grandezas Elétricas de Forma Eficiente no Microcontrolador MSP430AFE253	46
4.4.2 Comunicação	48
4.5 Teste do Módulo Medidor.....	51
Capítulo 5.....	63
Conclusões e Trabalhos Futuros	63
5.1 Conclusões.....	63
5.2 Trabalhos Futuros.....	65
Apêndice A – Código fonte do Software de Aquisição de Tensão e Corrente.....	67
Apêndice B – <i>Script</i> MATLAB para o cálculo dos parâmetros elétricos	69
Apêndice C - Gráficos da de Tensão e Corrente nos Domínios do Tempo e da Frequência Discreta das Cargas Analisadas.	75
Apêndice D – Gráficos das potências, tensão, corrente e FP do transiente das cargas analisadas	83
Apêndice E – Código Fonte do <i>Power Meter Acquisition Software</i>	87
Apêndice F – Scrip Matlab Para Simulação do Efeito de Deslocamento do Sinal de Corrente no Valor da Potência Ativa	89
Referências.....	91

Agradecimentos

Aos meus pais pelo amor incondicional, conselhos e incentivos. Amo vocês.

Às minhas adoráveis irmãs Laila e Carol, pelo carinho, amizade e companheirismo.

À minha amada namorada e amiga Aldiane que, mesmo distante fisicamente, esteve presente durante os dois anos de mestrado.

Ao meu orientador Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira, pela oportunidade, confiança, ensinamentos pessoais e profissionais e por orientar e apoiar minhas decisões. Ao meu orientador Prof. Dr. José Antônio Siqueira Dias pelos ensinamentos, paciência e companheirismo. Tenho orgulho de tê-lo como orientadores, vocês são exemplos de pessoas e profissionais.

Ao meu amigo e “orientador” Luis Duarte por toda paciência, dedicação e apoio.

Aos meus amigos: Alex, Flávio, Tércio, Wellington, Bernadete, Felipão, “Kimi”, Paulo, Jefferson, Alcides, Pedro, Hugo, Sérgio, Alcino, “Loirinho” e Prof. Marco que me acolheram na família DEMIC, me proporcionaram muitos momentos de alegria e que em maior ou menor grau, contribuíram para a realização deste trabalho.

À nossa secretária Estér, pela dedicação, carinho e apoio.

Ao Prof. Orlando Baiocchi da Universidade de Washington Tacoma por me acolher por dois meses em sua instituição. Durante o tempo que estive lá aprendi muito com o WSN Group e tive oportunidade de desenvolver parte importante do meu trabalho de mestrado.

Aos meus eternos orientadores da UNIVASF Profs. Brauliro, Fabrício e Ricardo.

Ao Banco Santander pela concessão de bolsa para estágio de mestrado nos EUA.

A CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior), pelo financiamento.

“O que não pode ser medido não pode ser melhorado”

(Lord Kelvin)

Lista de Figuras

Figura 1. Economia média em unidades residenciais, baseado em 36 estudos realizados entre 1995 e 2010 [4].....	2
Figura 2. Assinaturas de carga de um refrigerador e um forno micro-ondas ligados no mesmo circuito (adaptada de [28]).....	8
Figura 3. Módulo monitor Flundiometer: (a) sistema para medidor de energia eletromecânico e (b) sistema para medidor de energia eletrônico [18].	11
Figura 4. Medidor de energia inteligente EI.Monitor [12].	12
Figura 5. Montagem experimental proposta para levantamento de parâmetros elétricos de cargas residenciais.	15
Figura 6. Placa de Condicionamento.....	16
Figura 7. Esquemático da Placa de Condicionamento.	16
Figura 8. <i>Layout</i> da Placa de Condicionamento.....	16
Figura 9. Diagrama de Bode do filtro <i>anti-aliasing</i> usado na placa de condicionamento.	18
Figura 10. Painel de controle do Software de Aquisição de Tensão e Corrente.	19
Figura 11. Gráficos de um ciclo de corrente de uma lâmpada fluorescente compacta de 13W. (a) obtida com o TC, (b) obtidas através de o resistor de <i>shunt</i>	22
Figura 12. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente do forno micro-ondas no domínio do tempo e da frequência discreta.	25
Figura 13. Componentes harmônicas do sinal de corrente da: (a) lâmpada fluorescente compacta de 13 W e (b) lâmpada fluorescente compacta de 20 W.	26
Figura 14. Componentes harmônicas do sinal de corrente do: (a) refrigerador e (b) bebedouro. 26	
Figura 15. Componentes harmônicas do sinal de corrente do: (a) computador de mesa, (b) monitor LCD e (c) notebook.	27
Figura 16. Gráficos das potências, tensão, corrente e FP do transiente de uma lâmpada incandescente de 60 W no instante em que é ligada.....	28
Figura 17. Gráficos das potências, tensão, corrente e FP do transiente de uma lâmpada fluorescente compacta de 13 W no instante em que é ligada.	28
Figura 18. Gráficos do transiente da potência reativa de uma lâmpada incandescente de 60 W no instante em que é ligada.....	29

Figura 19. Gráficos do transiente da potência reativa de uma lâmpada fluorescente compacta de 13 W no instante em que é ligada.	30
Figura 20. Gráficos das potências, tensão, corrente e FP do transiente de um monitor LCD no instante em que é ligado.	31
Figura 21. Representação tridimensional da Placa Controladora.	34
Figura 22. Representação tridimensional do Módulo Medidor.	34
Figura 23. Diagrama de blocos da Placa Concentradora e Módulo Medidor.	35
Figura 24. Diagrama esquemático do módulo medidor.	39
Figura 25. Módulo medidor: (a) <i>layout</i> da PCB e (b) placa final.	39
Figura 26. Fluxograma do <i>firmware</i> do Módulo Medidor.	40
Figura 27. Fluxograma do cálculo dos parâmetros elétricos.	45
Figura 28. Máquina de estados que representa a comunicação SPI no Módulo Medidor.	50
Figura 29. <i>Kit</i> de desenvolvimento da Texas Instruments MSP-EXP430G2 LaunchPad.	52
Figura 30. Placa de Teste do Módulo Medidor.	52
Figura 31. Diagrama esquemático da Placa de Testes.	53
Figura 32. <i>Layout</i> da PCB da Placa de Testes.	53
Figura 33. Placa de teste do módulo medidor com cabos de alimentação e comunicação USB e sensor de corrente.	54
Figura 34. Painel de controle do programa <i>Power Meter Acquisition Software</i>	55
Figura 35. Painel de controle do programa <i>Power Meter Acquisition Software</i> durante a aquisição das grandezas elétricas de uma lâmpada incandescente.	57
Figura 36. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de uma lâmpada incandescente de 60 W no domínio do tempo e da frequência discreta.	75
Figura 37. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de uma lâmpada fluorescente compacta de 13 W no domínio do tempo e da frequência discreta.	76
Figura 38. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de uma lâmpada fluorescente compacta de 20 W no domínio do tempo e da frequência discreta.	76
Figura 39. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um monitor LCD de 19” no domínio do tempo e da frequência discreta.	77
Figura 40. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um computador <i>desktop</i> no domínio do tempo e da frequência discreta.	77
Figura 41. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um ventilador (velocidade um) no domínio do tempo e da frequência discreta.	78
Figura 42. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um ventilador (velocidade dois) no domínio do tempo e da frequência discreta.	78

Figura 43. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um ventilador (velocidade três) no domínio do tempo e da frequência discreta.	79
Figura 44. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um ferro de passar roupas no domínio do tempo e da frequência discreta.	79
Figura 45. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um forno micro-ondas no domínio do tempo e da frequência discreta.....	80
Figura 46. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de uma geladeira no domínio do tempo e da frequência discreta.	80
Figura 47. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um bebedouro no domínio do tempo e da frequência discreta.	81
Figura 48. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um notebook no domínio do tempo e da frequência discreta.	81
Figura 49. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um celular carregando no domínio do tempo e da frequência discreta.	82
Figura 50. Gráficos das potências, tensão, corrente e FP do transiente de uma lâmpada fluorescente de 20 W no instante em que é ligada.	83
Figura 51. Gráficos das potências, tensão, corrente e FP do transiente de um ventilador de mesa no instante em que é ligado.	84
Figura 52. Gráficos das potências, tensão, corrente e FP do transiente de um forno micro-ondas no instante em que é ligado.	84
Figura 53. Gráficos das potências, tensão, corrente e FP do transiente de um computador de mesa no instante em que é ligado.	85
Figura 54. Gráficos das potências, tensão, corrente e FP do transiente de um monitor LCD no instante em que é desligado.	85

Lista de Abreviações

A/D	- Analógico/Digital
AC	- <i>Alternating Current</i>
ACEE	- <i>American Council for an Energy-Efficient Economy</i>
AGND	- <i>Analog Ground</i>
ANEEL	- Agência Nacional de Energia Elétrica
ANSI	- <i>American National Standards Institute</i>
AVCC	- <i>Analog Collector Voltage</i>
AVEE	- <i>Analog Emitter Voltage</i>
CAPES	- Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CPU	- <i>Central Processing Unit</i>
TC	- Transformador de Corrente
DAQ	- <i>Data Acquisition</i>
DC	- <i>Direct Current</i>
DCO	- <i>Digitally Controlled Oscillator</i>
DEMIC	- Departamento de Eletrônica e Microeletrônica
DFT	- <i>Discrete Fourier Transform</i>
DGND	- <i>Digital Ground</i>
DVCC	- <i>Digital Collector Voltage</i>
EUA	- Estados Unidos da América

FEEC	- Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
FFT	- <i>Fast Fourier Transform</i>
FP	- Fator de Potência
GSM	- <i>Global System for Mobile Communications</i>
I/O	- <i>Input/Output</i>
IEC	- <i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	- <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
INMETRO	- Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
ISSO	- <i>International Organization for Standardization</i>
LCD	- <i>Liquid Crystal Display</i>
LSB	- <i>Least Significant Bit</i>
LTE	- <i>Long Term Evolution</i>
MCLK	- <i>Master Clock</i>
MIT	- <i>Massachusetts Institute of Technology</i>
NI	- <i>National Instruments</i>
NIALM	- <i>Non-Intrusive Appliance Load Monitoring</i>
NILM	- <i>Non-Intrusive Load Monitoring</i>
PC	- <i>Personal Computer</i>
PCB	- <i>Printed Circuit Board</i>
PCI	- <i>Peripheral Component Interconnect</i>
PRODIST	- Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
RC	- Resistivo Capacitivo
RISC	- <i>Reduced Instruction Set Computing</i>
RST	- <i>Reset</i>

SCLK	- <i>System Clock</i>
SIMO	- <i>Slave Input Master Output</i>
SOMI	- <i>Slave Output Master Input</i>
SPI	- <i>Serial Peripheral Interface Bus</i>
SPIEN	- <i>SPI Enable</i>
SRAM	- <i>Static Random Access Memory</i>
SVD	- <i>Singular Value Decomposition</i>
UNIVASF	- <i>Universidade Federal do Vale do São Francisco</i>
USB	- <i>Universal Serial Bus</i>
VA	- <i>Volt-Ampere</i>
VDC	- <i>Direct Current Voltage</i>
WSN	- <i>Wireless Sensor Network</i>

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

De acordo com o *American Council for an Energy-Efficient Economy* – ACEEE o consumo de energia elétrica aumenta cerca de 1% ao ano em todo o mundo [1]. Este é um fato preocupante, uma vez que 80 a 90% desta energia é gerada através da queima de combustíveis fósseis [2]. Estes recursos não renováveis, além de estarem cada vez mais escassos e caros, causam uma série de problemas ambientais, entre eles o efeito estufa.

Buscando mudar esse cenário, concessionárias de energia e agências do governo de todo o mundo vêm implementando ao longo dos últimos trinta anos, mais expressivamente na última década, programas de eficiência energética. Estes programas objetivam desenvolver soluções que ajudem os usuários a gerenciar o uso da energia e, desta forma, economizar em suas contas [3].

De acordo com [1], a promoção de programas de eficiência energética tem o custo, em média, três vezes menor do que gerar a mesma quantidade de energia economizada através desses programas. Em outras palavras, promover ações que minimizem o desperdício de energia é mais barato que produzir energia. Além de benefícios econômicos, como a redução do custo de geração, estes programas também trazem uma série de benefícios ambientais através da diminuição de emissão de gases provenientes da queima de combustíveis fósseis, resultando em benefícios para as empresas geradoras, consumidores e meio ambiente.

A pesquisa realizada pelo ACEEE durante 15 anos (1995-2010), em vários países, indica que a quantidade de energia economizada através da mudança de comportamentos é proporcional à qualidade de informação que os consumidores recebem acerca do consumo [4]. O resultado

desta pesquisa, apresentado na Figura 1, indica que quanto mais detalhadas são as informações recebidas acerca do consumo mais significativas são as economias. Uma melhor compreensão de onde (em quais aparelhos) e quando (em quais períodos do dia) a energia está sendo gasta leva tanto a redução o consumo quanto a mudança do consumo dos períodos de pico para períodos fora de pico [4]. A economia mais expressiva é conseguida através da disponibilização de informação em tempo real com discriminação de consumo por aparelho (*Real-Time Plus Feedback*), que resulta em economia média de 12% [4]. Análises recentes de programas que oferecem informações de consumo em tempo real para usuários apontam economia de até 19.5%, com média de 3,8% [1].

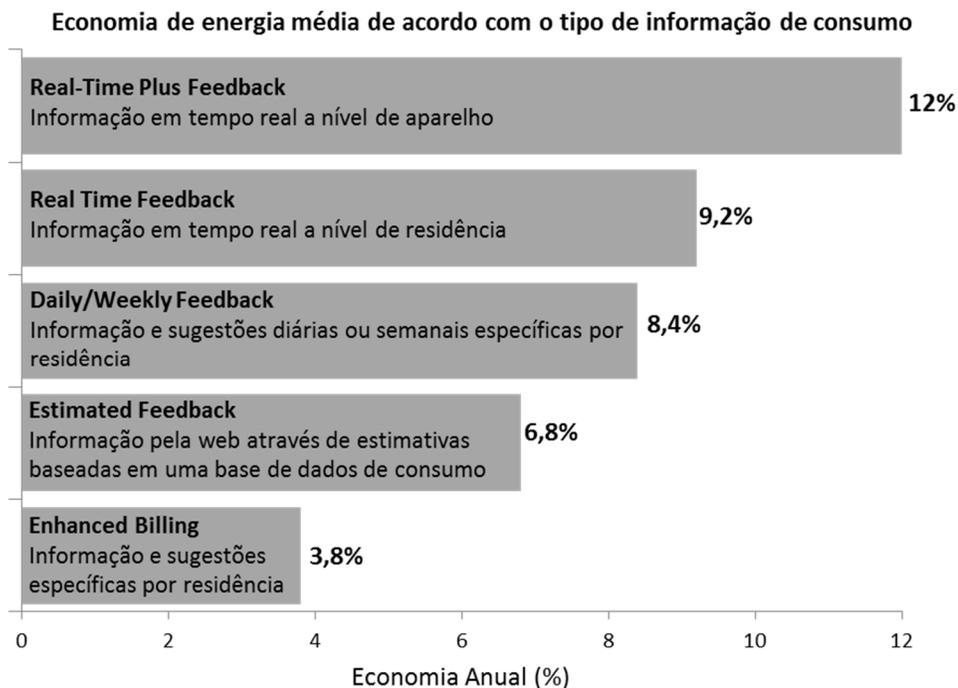


Figura 1. Economia média em unidades residenciais, baseado em 36 estudos realizados entre 1995 e 2010 [4].

Existem várias soluções comerciais de *Smart Metering* para unidades residenciais, como: myEragy Energy Monitoring [5], Opower Home Energy Report [6], Open Energy Monitor [7], People Power [8], Smart Energy Groups [9], ThingSpeak [10], entre inúmeras outras. Esses serviços permitem que o usuário acompanhe em tempo real o consumo em sua residência, gerem relatórios referentes ao consumo e recebam informações de como podem economizar energia.

Apesar da grande variedade de informações oferecidas por esses serviços, nenhum oferece o detalhamento de consumo por eletrodoméstico instalado na residência.

Nos últimos anos, várias empresas em todo o mundo criaram soluções comerciais de *Smart Metering* que permitem a discriminação de consumo por aparelho através de medição em um único ponto. Podemos citar como exemplos como as americanas: Bidgely (antiga MyEnerSave) [11], LoadIQ Enable.EI [12], PlotWatt [13], Verdigris [14] e Verlitics (antiga Emme) [15]; as inglesas: Navetas [16] e Onzo [17]; as francesas: Fludia [18] e Wattseeker [19]; as Irlandesas: Powersavvy [20] e Wattics (antiga Veutility) [21] e a alemã Yetu [22].

A empresa americana Bidgely, fundada em 2011 com o nome MyEnerSave, recebeu até julho de 2013 oito milhões de dólares de financiamento através da firma de investimentos Khosla Ventures. Outras empresas na área de eficiência energética, como a PlotWatts, também receberam investimentos consideráveis através de grupos de investimento. A criação de um grande número *start-ups* que desenvolvem sistema de monitoramento de consumo de energia residencial, e o alto investimento de capital nessas empresas, afirma a necessidade e o interesse público e privado neste tipo de sistema.

Apesar de as primeiras soluções comerciais de sistemas para discriminação do consumo por aparelho terem surgido nos últimos cinco anos, essa ideia não é nova. Há 25 anos cientistas vêm estudando sistemas, metodologias e algoritmos para medir ou estimar o consumo de energia por eletrodoméstico. Apesar da grande variedade de técnicas e tecnologias utilizadas, os sistemas para discriminação do consumo por aparelho são divididos em dois grupos: intrusivos e não intrusivos.

Sistemas intrusivos são aqueles em que o consumo de energia é medido em cada carga individualmente. Estes sistemas são compostos por uma rede de medidores de energia elétrica, um para cada carga monitorada. Um aplicativo computacional é usado para obter os dados dos sensores, processá-los e exibi-los para os usuários. Devido ao fato de existirem vários medidores estes sistemas são relativamente caros e difíceis de instalar manter.

A outra forma de medir o consumo de energia elétrica por aparelho é através de sistemas de monitoramento não intrusivos (do inglês NILM, *Non-Intrusive Load Monitoring*, ou NIALM, *Non-Intrusive Appliance Load Monitoring*). Neste caso somente um medidor é necessário. Ele deve ser instalado na entrada de energia da residência, sendo a caixa de distribuição elétrica o

local mais usado. Estes sistemas são, geralmente, mais baratos e fáceis de instalar do que os intrusivos, porém ainda não são capazes de identificar o consumo para todas as cargas residenciais modernas [3, 23-29].

Os sistemas de monitoramento de consumo não intrusivos fazem uso do princípio de assinatura de cargas para identificação dos aparelhos em uso. Assinatura de cargas consiste em um conjunto de características elétricas únicas para cada aparelho, que podem ser medidas, e usadas para discriminação de cargas. Mais detalhes sobre assinaturas de cargas serão apresentados no Capítulo 2.

Um sistema NILM é composto basicamente por dois componentes básicos: módulo medidor e algoritmo de discriminação de cargas. O módulo medidor consiste em um *hardware* responsável pela aquisição dos parâmetros elétricos do circuito monitorado. Os parâmetros elétricos mais usados para discriminação de cargas são: tensão e corrente, potências ativa, reativa e aparente, fator de potência e harmônicas do sinal de corrente. As grandezas elétricas medidas são processadas pelos algoritmos de discriminação de cargas, responsáveis pela identificação de quais aparelhos estão em uso a cada instante. Várias propostas de algoritmos de discriminação de cargas foram apresentadas nos últimos anos [30-34].

A medição adequada e com acurácia das características elétricas dos circuitos monitorados é essencial para efetividade de sistemas NILM [33]. A escolha de quais grandezas elétricas é usada para a definição das assinaturas das cargas é outro fator determinante para eficácia de sistemas NILM. Portanto, para que os sistemas NILM continuem evoluindo, é necessário, além da evolução dos algoritmos de identificação de cargas, o desenvolvimento de medidores de energia inteligentes para discriminação de cargas.

1.2 Objetivos

Identificar quais grandezas elétricas derivadas das curvas de tensão e corrente são mais adequadas para definição de assinatura de cargas residenciais.

Desenvolver um módulo medidor de energia capaz de medir todas as grandezas elétricas úteis para identificação de cargas. Esse módulo medidor deve permitir o monitoramento individual de cada um dos circuitos elétricos presentes em uma residência. Os módulos medidores devem possuir uma interface de comunicação que permita o envio em tempo real dos

parâmetros calculados para o módulo que implementará o algoritmo de identificação de cargas. O desenvolvimento de algoritmos para discriminação de cargas está fora do escopo deste trabalho.

1.3 Organização do texto

O restante desta dissertação está organizado da seguinte forma: no Capítulo 2 é apresentado um resumo de pesquisas e soluções comerciais de sistemas NILM.

No Capítulo 3 são apresentados os experimentos para levantamento de quais parâmetros elétricos são os mais adequados para a definição de assinatura de cargas residenciais. Nestes experimentos vários eletrodomésticos foram analisados utilizando um módulo de aquisição de dados e programas desenvolvidos em LabVIEW e MATLAB.

No Capítulo 4 é descrito o desenvolvimento do módulo medidor de energia inteligente. É detalhado nesse capítulo tanto o *hardware* quanto o *firmware* do sistema desenvolvido. Também são apresentados os resultados dos experimentos de validação do medidor desenvolvido.

No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões e trabalhos futuros.

Nos Apêndices, o leitor encontrará os códigos fontes dos *softwares* desenvolvidos e gráficos apresentando resultados dos experimentos realizados.

Capítulo 2

Discriminação de Consumo por Aparelho Através de Sistemas NILM

2.1 Introdução

Sistemas NILM usam o conceito de assinatura de carga para identificação dos aparelhos em uso em cada instante. Assinatura de carga consiste em um conjunto de características elétricas únicas para cada carga (eletrodoméstico, lâmpada, etc). Ela pode ser definida de várias formas, sendo a mais comum através de curva potência ativa consumida pelo aparelho ao longo do tempo. Praticamente todos os parâmetros elétricos derivados da tensão e corrente podem ser usados para definição de assinaturas de cargas, como: potências ativa, reativa e aparente, fator de potência, valor eficaz da tensão e da corrente e harmônicas agregadas no sinal de corrente.

A assinatura de carga pode ser representada tanto no domínio do tempo [28, 34-37], quanto no domínio da frequência [24, 27, 29, 31, 33, 37-39], bem como pode ser representada matematicamente em termos de *wavelets* [40, 41], autovalores [37] ou em Decomposição em Valores Singulares (SVD) [42]. Independentemente do método usado para representação das assinaturas, o algoritmo para reconhecimento de cargas pode operar baseado em características do estado estacionário (quando a carga encontra-se em regime) [28, 29, 33, 34, 36] ou com características transientes (quando a carga é ligada) [23, 24, 25, 27, 40, 41], ou ainda, com uma combinação dos dois [26, 37, 43].

O primeiro sistema não intrusivo para discriminação de consumo em nível de aparelho foi proposto por cientistas do MIT na década de 90 [28]. Apesar da simplicidade desta proposta, ela é bastante didática e útil para exemplificação do uso assinatura de cargas e funcionamento de sistemas NILM. Na técnica desenvolvida, os níveis operacionais das cargas foram determinados identificando os instantes que o consumo de energia muda de um valor estacionário para outro. Essas mudanças de estados de operação, denominadas eventos, correspondem à carga sendo ligada ou desligada e podem ser caracterizados em magnitude e sinal. Na Figura 2 é apresentado um gráfico de potência de uma geladeira e um forno micro-ondas ao longo do tempo. Dois sinais de amplitudes e frequências diferentes podem ser facilmente identificados, eles representam as assinaturas das duas cargas analisadas. Sabendo-se o consumo em estado ligado e a frequência de operação do forno micro-ondas e do refrigerador é possível identificar os instantes em que cada aparelho está ligado ou desligado e o consumo de cada um a partir da curva de potência resultante da sobreposição das duas cargas.

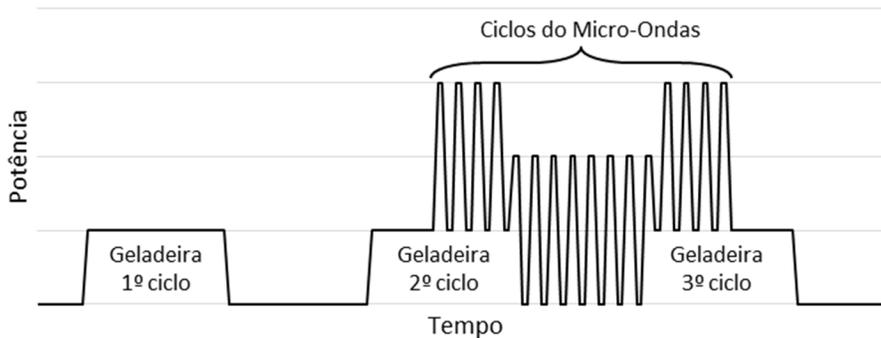


Figura 2. Assinaturas de carga de um refrigerador e um forno micro-ondas ligados no mesmo circuito (adaptada de [28]).

Apesar de os primeiros trabalhos com identificação de cargas usando sistemas não intrusivos terem sido feitos há mais de 20 anos e ainda ser uma área bastante explorada, não há uma solução que permita discriminar o consumo de todos os equipamentos modernos. Vários eletrodomésticos e eletroportáteis possuem características não lineares, utilizam fontes chaveadas e/ou têm um grande número de estados de operação, tornando difícil a caracterização de suas assinaturas, e conseqüentemente, culminando em menor exatidão ou mesmo impossibilitando reconhecimento destas cargas.

A medição das grandezas elétricas usadas em sistemas NILM pode ser feita usando uma grande variedade de equipamentos. Em [30] os autores usaram medidores de energia eletrônicos comerciais para obtenção da potência ativa. Em [31] foi usado um analisador de harmônicas para obtenção das componentes harmônicas do sinal de corrente. Em [33] um registrador de qualidade de energia trifásico foi usado para obtenção dos componentes harmônicos do sinal de corrente. Em [27] foi usado um osciloscópio e uma DAQ para obtenção do espectro de frequência do sinal de corrente, em [41] o autor usou um osciloscópio para amostrar as curvas de tensão e corrente que foram posteriormente processadas por um *software* desenvolvido em Matlab. No trabalho apresentado em [36] o autor usou um circuito integrado medidor de energia para obtenção das potências ativa e aparente. Em [29] foi desenvolvido um módulo medidor microcontrolado para amostragem dos sinais de tensão e corrente e cálculo das potências ativa e reativa e 2º e 3º componente harmônico do sinal de corrente.

Cada uma dessas abordagens apresentam vantagens e desvantagens. Medidores de energia eletrônicos comerciais são de fácil instalação, porém permitem a medição apenas das potências ativa e aparente. O uso de registradores de qualidade de energia, analisadores de harmônicas, osciloscópio e DAQs permitem a obtenção de um grande número de características elétricas. Porém, devido ao alto custo e dimensões físicas destes equipamentos, eles não são adequados para instalação em grande escala em unidades residenciais, sendo apropriados somente para medição em pequena escala ou em laboratório. O uso de circuitos integrados medidores de energia permite a instalação em grande escala em unidades residenciais devido ao baixo custo e pequenas dimensões, porém apresentam pouca flexibilidade quanto à escolha de quais grandezas elétricas podem ser obtidas.

Existem inúmeros circuitos integrados comerciais, como o Analog Devices ADE7763, Maxim Integrated 78M6613, Cirrus Logic CS5463, entre outros, que implementam medidores de energia capazes de medir tensão, corrente, potência ativa reativa e aparente e fator de potência. Alguns medidores mais complexos, como o Analog Devices ADE7880, são capazes de medir os módulos de três componentes harmônicos dos sinais de tensão e corrente [44].

Os circuitos integrados comerciais capazes de medir os módulos dos componentes harmônicos dos sinais de tensão e corrente não permitem a obtenção da fase das harmônicas

destes sinais. Como as harmônicas são números complexos, somente a informação de módulo não é suficiente para uso em algoritmos de desagregação de cargas.

O uso de circuitos microcontrolados para obtenção das grandezas elétricas para uso em sistemas NILM possui as seguintes vantagens: podem ser confeccionados com pequena dimensão, permitindo instalação nas caixas de distribuição de energia; apresentam baixo custo, viabilizando a implementação em grande escala e são flexíveis em relação às quais grandezas elétricas são medidas e quais protocolos de comunicação são usados. O uso de sistemas microcontrolados, ao contrário de circuitos integrados medidores de energia, permitem a obtenção do módulo e fase ou parte real e imaginária das harmônicas, permitindo a identificação de múltiplas cargas ligadas ao mesmo tempo no mesmo circuito através do espectro de frequência da corrente.

2.2 Sistemas NILM comerciais

Conforme apresentado no capítulo anterior, várias empresas criaram nos últimos anos soluções comerciais de *Smart Metering* que permitem a discriminação de consumo por aparelho.

O sistema desenvolvido pela empresa americana Bidgely permite monitoramento de energia em tempo real (em intervalos de um segundo a um minuto) em nível de aparelho [11]. Utilizando algoritmos de desagregação baseados no conceito de assinatura de cargas, este sistema é capaz de, além de medir o consumo de energia em cada aparelho, identificar aparelhos energeticamente ineficientes e, quando aplicável, sugerir mudanças de comportamento que culminem em diminuição do consumo de energia. O algoritmo para desagregação de consumo utiliza apenas a potência ativa como informação de entrada. A potência ativa é obtida periodicamente através de um módulo monitor conectado junto ao medidor de energia convencional. O módulo monitor Bidgely não é compatível com todos os medidores de energia comerciais usados nos EUA. Outra limitação do sistema é o fato de não ser capaz de desagregar o consumo de todos os aparelhos. Apenas as seguintes cargas podem ser identificadas: geladeira, aquecedor, ar condicionado, secador de roupas, aquecedor e bomba de piscina. O consumo das demais cargas é classificado como de aparelhos que estão sempre ligados, ou outros.

A solução proposta pela empresa PlotWatt é muito semelhante à da Bidgely, requerendo a instalação de um módulo monitor junto ao medidor de energia convencional. As seguintes cargas

podem ser monitoradas: aquecimento de água, luz, geladeira, aquecedor e ar condicionado, água e luz, carregamento de veículo elétrico, “sempre ligados” e outros [13].

A empresa francesa Flundia, assim como as americanas Bidgely e PlotWatt, faz o uso de módulo monitor conectado ao medidor de energia convencional através de interface óptica. Na Figura 3 é apresentado o módulo medidor Flundiometer, composto pela interface óptica (peça branca instalada em frente ao medidor de energia) e o registrador de dados (caixa preta sobre o medidor). Como pode ser observado nesta figura a Flundia disponibiliza duas versões de interfaces ópticas: para medidores eletromecânicos e para medidores eletrônicos. Este sistema tem como vantagem permitir fácil e rápida instalação, porém não é compatível com todos os medidores de energia [18]. Diferentemente das soluções propostas pela Bidgely e PlotWatt, o Flundiometer não possui comunicação remota e, portanto não permite monitoramento em tempo real. Os registradores de dados possuem interface USB que permite comunicação com computadores para configuração do sistema e descarga das informações armazenadas. O algoritmo de desagregação de cargas desenvolvido pela Fludia, o Beluso, é capaz de distinguir o consumo das seguintes cargas: iluminação, geladeira, máquinas de lavar roupas, equipamentos em *stand-by*, aquecedor de água e outros.



(a)



(b)

Figura 3. Módulo monitor Flundiometer: (a) sistema para medidor de energia eletromecânico e (b) sistema para medidor de energia eletrônico [18].

O sistema Enable.EI da empresa LoadIQ permite monitoramento em tempo real do consumo de energia através do uso do medidor de energia inteligente não intrusivo EI.Monitor. São disponibilizados duas versões de medidores: bifásico e trifásico. O EI.Monitor, apresentado na Figura 4, é capaz de medir, tensão e corrente eficazes, potências ativa e aparente, fator de potência e desbalanceamento de fases [12]. Este medidor possui interfaces de comunicação Ethernet RJ-45, WI-Fi e GSM. Não é apresentado no site da companhia detalhes de quais cargas podem ser identificadas pelo sistema.



Figura 4. Medidor de energia inteligente EI.Monitor [12].

A empresa Verlitics propôs um módulo medidor de energia capaz de monitorar cada um dos circuitos elétricos presentes na residência individualmente [15]. Os dados monitorados são enviados para a “nuvem” através de comunicação 4G/LTE. Não são apresentados no site da empresa quais grandezas elétricas são monitoradas detalhes do algoritmo de identificação de cargas, tampouco quais cargas podem ser identificadas pelo sistema.

Como pôde ser observado, as soluções comerciais de sistemas NILM, em sua grande maioria, fazem uso apenas da potência ativa para discriminação de cargas. Não há registro de sistemas comerciais que usem assinatura a partir de componentes harmônicos, ou análise de transientes para identificação de cargas, apesar da potencialidade dessas abordagens.

Capítulo 3

Identificação das Grandezas Elétricas Mais Adequadas para Definição de Assinatura de Cargas

3.1 Introdução

Vários artigos foram publicados recentemente com propostas de sistemas NILM [27, 29] e algoritmos para reconhecimento de padrões para identificação de cargas [30-34]. Porém, em nenhum deles é apresentado um estudo detalhado de quais grandezas elétricas derivadas das curvas de tensão e corrente são as mais adequadas para identificação de cargas. Os autores destes trabalhos divergem quanto à escolha desses parâmetros. Em praticamente todos os trabalhos são usados a potência ativa e corrente para definição de assinaturas, alguns utilizam potência reativa [26, 29, 31, 34, 37], outros fator de potência [36] e componentes harmônicas da corrente [24, 27, 29, 31, 33, 37-39].

Um bom parâmetro elétrico para a definição da assinatura de cargas tem duas características básicas: apresenta valores bastante diferentes para aparelhos diferentes e repete-se para o mesmo aparelho. Preferencialmente, esses parâmetros devem poder ser calculados rapidamente em sistemas embarcados.

A escolha de quais parâmetros são usados para a definição de assinaturas de cargas é um fator determinante no desempenho de sistemas NILM. O uso de poucos parâmetros reduz a acurácia da identificação, especialmente para cargas com assinaturas complexas como, por exemplo, computadores. Por outro lado, o uso de muitos parâmetros tornam os algoritmos de reconhecimento mais complexos e lentos, podendo tornar o custo do sistema elevado ou mesmo inviabilizar sua implementação. Como a maioria dos sistemas NILM comerciais são desenvolvidos utilizando microcontroladores, a complexidade computacional dos algoritmos usados para calcular os parâmetros elétricos desejados é um fator limitante no desenvolvimento desses sistemas.

O uso dos componentes harmônicos do sinal de corrente como parâmetro para distinção de cargas residenciais tem se mostrado bastante promissor. Contudo, não há um consenso de quais harmônicas são as mais adequadas para esse uso. Nos trabalhos apresentados em [24, 31] foram utilizadas as oito primeiras harmônicas ímpares para análise de assinatura de cargas, em [38] as dezesseis primeiras harmônicas pares e ímpares foram usadas enquanto que em [29] apenas as 2ª e 3ª harmônicas são analisadas. Tendo em vista o relativo alto custo computacional dos algoritmos usados para o cálculo da Transformada Discreta de Fourier (FFT, Goertzel, etc), o cálculo de muitas harmônicas, a uma taxa elevada e em tempo real pode se tornar impraticável. Por outro lado, o uso de poucos componentes harmônicos pode dificultar a identificação de cargas.

É apresentada neste capítulo uma série de experimentos com o objetivo de identificar quais parâmetros elétricos derivados das curvas de tensão e corrente elétrica são os mais adequados para a definição da assinatura de cargas residenciais. Uma atenção especial foi dada aos componentes harmônicos do sinal de corrente devido à potencialidade do uso dessas informações em sistemas NILM. As informações apresentadas neste capítulo podem ser usadas como base para o desenvolvimento de qualquer sistema NILM.

3.2 Montagem Experimental

Uma montagem experimental foi desenvolvida para obtenção das curvas de tensão e corrente de cargas residenciais. A partir das curvas obtidas foram calculados os parâmetros mais

comumente usados para identificação de cargas: potências ativa, reativa e aparente, fator de potência, tensão e corrente eficazes, e as 25 primeiras harmônicas dos sinais de tensão e corrente.

As curvas de tensão e corrente dos aparelhos analisados foram amostradas utilizando um módulo de aquisição de dados da National Instruments (DAQ) NI USB-6211, uma placa de condicionamento de sinais e um *software* de aquisição desenvolvido em LabVIEW. Os sensores de tensão e corrente bem como seus respectivos circuitos condicionadores foram acomodados na Placa de Condicionamento. O Software de Aquisição de Tensão e Corrente, implementado na plataforma LabVIEW, foi desenvolvido para controlar a DAQ e gerar e armazenar as amostras de tensão e corrente elétrica dos aparelhos analisados. Um *software* foi desenvolvido em MATLAB para calcular os parâmetros elétricos a partir das amostras de tensão e corrente e exibi-los em gráficos. São apresentados na Figura 5 os componentes da montagem experimental e as etapas deste experimento (Condicionamento, Aquisição e Processamento).

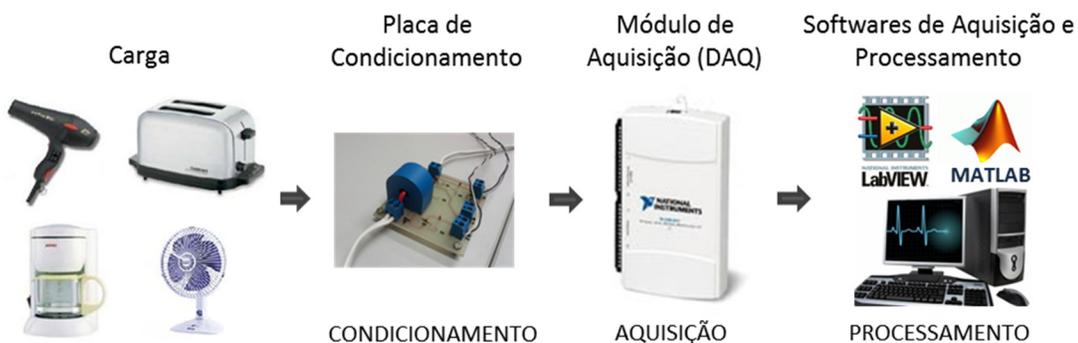


Figura 5. Montagem experimental proposta para levantamento de parâmetros elétricos de cargas residenciais.

3.2.1 Condicionamento dos Sinais

Na Figura 6 é apresentada uma foto da placa de condicionamento de sinais desenvolvida. O aparelho a ser monitorado é conectado na tomada de saída da placa de condicionamento, que por sua vez, é conectada em uma tomada de energia. Essa placa contém os sensores de tensão (divisor resistivo) e corrente (resistor *shunt* e transformador de corrente) e seus respectivos filtros *anti-aliasing*. Os três bornes azuis apresentados no lado direito da foto correspondem às interfaces de saída dos sinais condicionados. O primeiro de baixo para cima permite a leitura do sinal do transformador de corrente, o do meio permite leitura da corrente que atravessa o resistor *shunt* e o último a leitura de tensão no divisor resistivo.

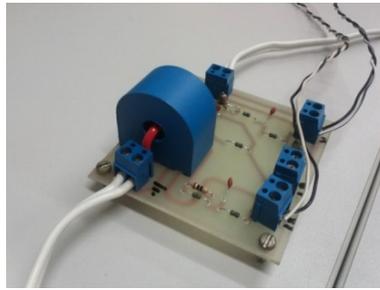


Figura 6. Placa de Condicionamento.

O esquemático da Placa de Condicionamento é apresentado na Figura 7. Na Figura 8 é apresentado o *layout* dessa PCB.

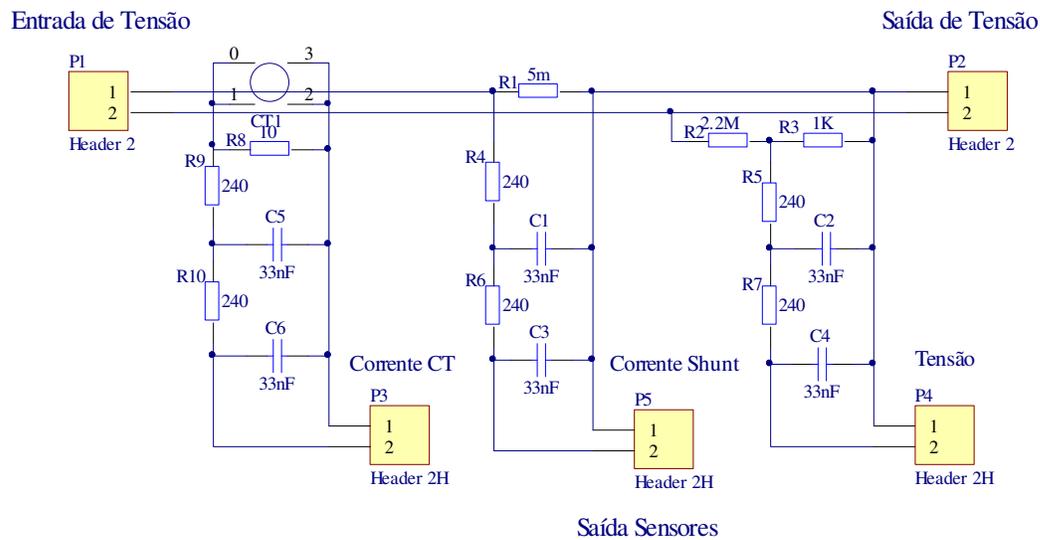


Figura 7. Esquemático da Placa de Condicionamento.

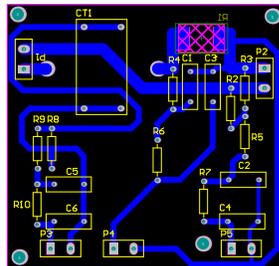


Figura 8. *Layout* da Placa de Condicionamento.

Os conversores A/D do módulo de aquisição foram configurados para operar com fundo de escala de ± 200 mV. Desta forma, para a medição do sinal de tensão foi necessário usar um divisor resistivo composto por resistores de $2,2 \text{ M}\Omega$ e $1 \text{ k}\Omega$, ambos de 0.1% de precisão. Com

essa configuração é possível medir tensões de até 310 V_{RMS}. Utilizando conversores A/D de 15 bits de precisão efetiva, tem-se uma resolução de 9,46 mV_{RMS} no sinal de tensão.

A corrente elétrica foi medida por dois sensores diferentes, um transformador de corrente (TC) e um resistor de *shunt*. O TC usado possui relação de entrada/saída igual a 1000:1, precisão de 1% e fundo de escala de 40 A_{RMS}. Como pôde ser observado na Figura 6, o fio de neutro (vermelho) passa por dentro do TC, induzindo uma corrente em suas espiras. A corrente induzida é medida através de um resistor de borda de 10 Ω ligado nos terminais de saída do sensor. Usando o conversor A/D de 15 bits efetivos, com fundo de escala em ±200 mV, é possível medir correntes de até 14,14 A_{RMS} com resolução de 430 μA_{RMS}. Um resistor *shunt* de 5 mΩ, 0,1% de precisão, foi usado como forma alternativa para medição de corrente elétrica. Esse sensor é capaz de medir correntes de até 28,28 A_{RMS} com resolução de 860 μA_{RMS}.

3.2.1.1 Filtros *Anti-Aliasing*

Antes de serem amostrados pela DAQ, os sinais provenientes dos sensores de tensão e corrente passam por filtros *anti-aliasing* RC passa-baixas de segunda ordem. Eles foram projetados para permitir medição das harmônicas dos sinais de tensão e corrente de até 25ª ordem, equivalente a 1500 Hz em redes de 60 Hz. De acordo com o teorema de Nyquist, para que não haja perda de informação a taxa de amostragem deve ser pelo menos o dobro da máxima frequência medida. Desta forma, para que seja possível medir a 25ª harmônica os filtros *anti-aliasing* devem permitir a passagem de sinais de frequência inferiores a 3 kHz.

Quanto maior a taxa de amostragem usada, mais simples é o filtro *anti-aliasing* requerido. Para minimizar a complexidade dos filtros usados nesse projeto, permitindo o uso de filtros passivos de baixa ordem (RC de 2ª ordem), os conversores A/D do módulo de aquisição foram configurados para operar com a maior taxa de amostragem possível. A DAQ NI USB6211 quando operando usando dois canais (um para medição de tensão e outro para corrente) pode amostrar em cada um dos canais a uma frequência máxima de 125 kS/s. Para minimizar os erros nos cálculos da potência ativa, a taxa de amostragem deve ser múltipla da frequência da rede elétrica (no Brasil 60Hz) [45]. Desta forma, a frequência de 120 kS/s foi usada.

Tanto o sinal de tensão quanto os de corrente foram filtrados através de filtros RC de segunda ordem. Filtros RC introduzem distorção de fase em frequências próximas à frequência

de corte. Para minimizar esse problema e ao mesmo tempo diminuir a atenuação na banda de interesse, foi escolhida uma frequência de corte maior que 3 kHz (4,69kHz).

A Equação (1) apresenta a função de transferência de um filtro RC de segunda ordem.

$$G = \frac{1}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_1C_1} + \frac{1}{R_2C_1} + \frac{1}{R_2C_2}\right) + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}} \quad (1)$$

em que G é o ganho do filtro (atenuação), R_1 o resistor do primeiro estágio, R_2 o resistor do segundo estágio, C_1 o capacitor do primeiro estágio e C_2 o capacitor do segundo estágio.

Os filtros usados foram implementados usando dois estágios RC idênticos compostos por um resistor de 240 Ω e um capacitor de 33 nF, cada. Na Figura 9 é apresentado o diagrama de bode deste filtro. A atenuação máxima na banda de interesse é de 2% (-0,168 dB) para 25^a harmônica (1500 Hz). Usando uma taxa de amostragem de 120 kS/s, frequências acima de 118,5 kHz causam *aliasing* na banda de interesse (de 60 a 1,5 kHz). Essas frequências são atenuadas em pelo menos 97,4% (-31,6 dB).

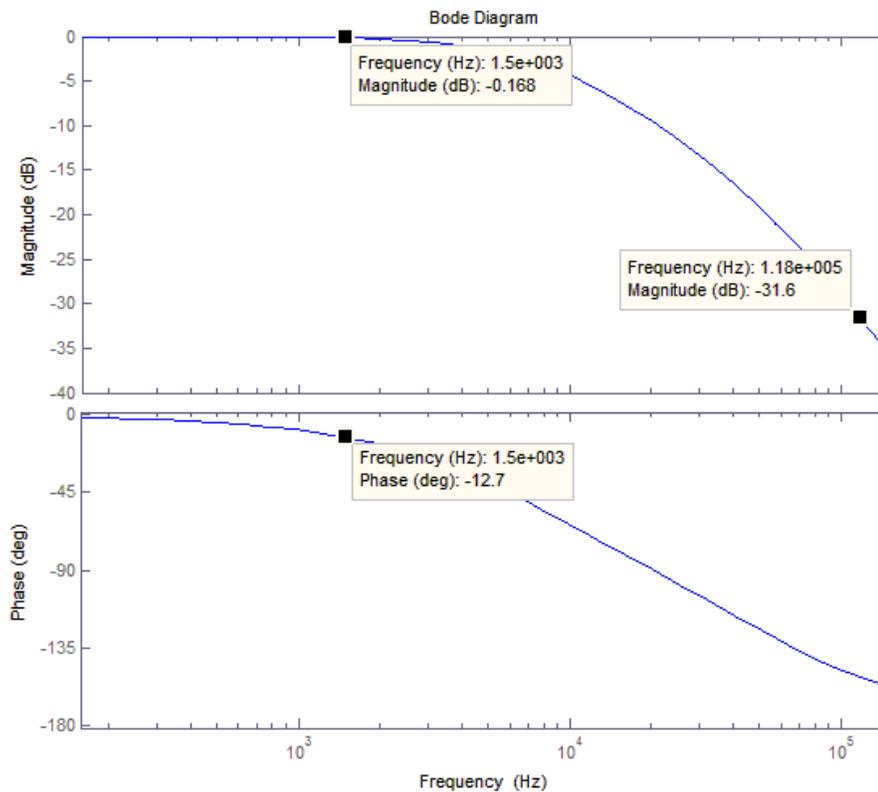


Figura 9. Diagrama de Bode do filtro *anti-aliasing* usado na placa de condicionamento.

3.2.2 Aquisição dos Sinais

O módulo de aquisição usado nesse experimento, uma DAQ NI USB-6211 da National Instruments, é equipado com 16 conversores A/D por aproximação sucessiva de 16 bits (15 bits efetivos). Esses conversores podem operar a uma taxa de até 250 kS/s, quando usando somente um canal. Os fundos de escala das entradas analógicas podem ser configurados via *software* em um dos seguintes valores: $\pm 0,2$ V, ± 1 V, ± 5 V ou ± 10 V.

Neste experimento, foram usados dois canais analógicos em modo diferencial, cada um operando a 120 kS/s, ambos com fundo de escala em ± 200 mV. A comunicação entre a DAQ e o computador usado para aquisição de dados foi feita via interface USB 2.0.

Um *software* foi desenvolvido na plataforma LabVIEW para controlar a DAQ e armazenar as amostras de tensão e corrente. O painel de controle do Software de Aquisição de Tensão e Corrente é apresentado na Figura 10. No Apêndice A é apresentado seu código fonte.

Na Figura 10 é apresentada a aquisição das curvas de tensão (sinal vermelho) e corrente (sinal branco) de um forno micro-ondas em transiente (o aparelho foi ligado 400 ms após o início da medição). Esse gráfico apresenta a medida de 60 ciclos de rede (um segundo), obtidas a uma taxa de amostragem de 120 kS/s.

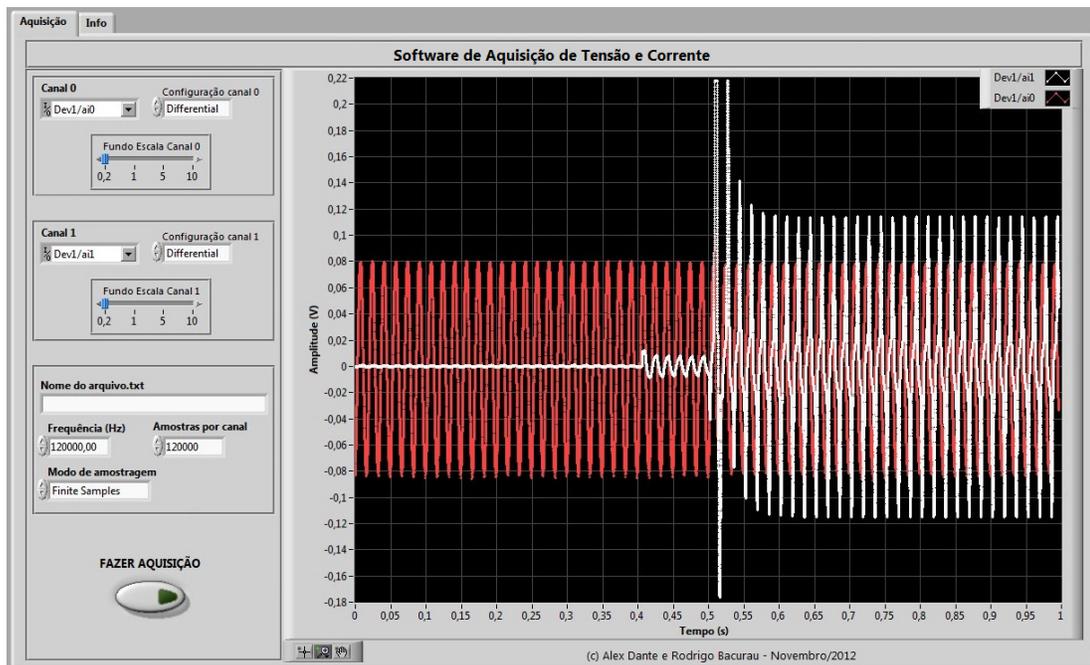


Figura 10. Painel de controle do Software de Aquisição de Tensão e Corrente.

3.2.3 Processamento das Amostras de Tensão e Corrente

Os dados obtidos usando a montagem experimental foram processados através um *script* MATLAB. Esse programa calcula a partir das amostras de tensão e corrente as potências ativa, reativa e aparente; tensão e corrente eficazes; fator de potência; e as primeiras 25 harmônicas da tensão e corrente elétrica. Este *script* está disponível no Apêndice B.

3.3 Procedimento Experimental

Os experimentos foram executados no Laboratório de Computadores do Departamento de Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica – DEMIC da Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP. Os eletrodomésticos analisados foram conectados à rede elétrica de tensão nominal 127 V_{RMS}. Observou-se uma diferença de potencial de 15 V_{RMS} entre os terminais de neutro e terra da rede. Como as entradas analógicas da DAQ NI USB-6211 suportam no máximo 10,4 V (sinal + modo comum) essa diferença de potencial entre neutro e terra impossibilitava a medição. Esse problema foi resolvido conectando o terminal de neutro ao terminal de terra.

As cargas analisadas neste experimento foram selecionadas conforme a taxonomia proposta por [46]. Neste artigo, o autor dividiu os aparelhos em grupos com comportamento elétrico similar, e conseqüentemente, curvas de tensão e corrente semelhantes. Foram feitos experimentos com pelo menos um aparelho de cada categoria: uma lâmpada incandescente e um ferro de passar roupas (cargas resistivas); duas lâmpadas fluorescentes compactas de 13 W e uma de 20 W, um monitor LCD de 19”, um computador *desktop* e um notebook (eletrônicos); um ventilador de três velocidades (cargas motorizadas); um refrigerador e um bebedouro (equipamentos operados por bombas) e um forno micro-ondas (não se enquadra em nenhuma das categorias).

Estes equipamentos foram analisados tanto em estado estacionário quanto em transiente (logo após o aparelho ser ligado). As medidas em estado estacionário foram executadas após as cargas estarem ligadas por pelo menos por dez minutos. Cada carga foi analisada separadamente. O tempo de aquisição em todas as medidas foi de um segundo.

A partir das amostras de tensão e corrente foram calculadas as potências ativa, reativa e aparente, o fator de potência, a tensão e corrente eficazes, e as 25 primeiras harmônicas dos sinais

de tensão e corrente. Esses parâmetros foram calculados para cada ciclo de rede (60 Hz). Na análise em estado estacionário, usando uma população de 60 amostras, foram calculados os valores médios e os desvios padrões de cada um dos parâmetros gerados.

Uma análise de transiente foi executada observando-se a variação de alguns parâmetros elétricos no instante em que as cargas são ligadas. Para cada ciclo de rede (duração de 16.67 ms) foram calculados: potências ativa, reativa e aparente, tensão e corrente eficazes e fator de potência. As cargas foram analisadas durante um intervalo de um segundo, com exceção do monitor LCD, e do computador de mesa, os quais foram analisados por cinco segundos devido à maior duração do transiente. O experimento foi repetido oito vezes para cada uma das cargas.

Antes de serem iniciadas as medições, os sensores de tensão e corrente foram calibrados. Uma resistência de 650 W foi usada como referência. A tensão e corrente desta carga foi medida através da montagem supracitada. Após a resistência entrar em equilíbrio térmico com o ambiente, e consequentemente, manter o consumo de potência constante, o valor de tensão e corrente medidos através do sistema de aquisição foram comparados com valores de referências obtidos através de dois multímetros Keithley 197, um usado para medição de tensão e o outro para corrente. Ganhos de tensão e corrente foram ajustados de modo a obter-se a mesma medida no sistema de aquisição e nos multímetros de referência.

3.4 Resultados

Na Figura 11 são apresentados gráficos, de um ciclo de rede, da corrente de uma lâmpada fluorescente compacta de 13 W. O gráfico da esquerda foi obtido usando o TC, enquanto o da direita foi obtido através de o resistor de *shunt*. Como pode ser observado, o sinal obtido com o sinal no resistor de *shunt* apresentou-se bastante ruidoso. Isto se deve ao fato dos filtros *anti-aliasing* implementados não serem diferenciais. Devido a isso, os ruídos presentes no terminal de neutro (o qual foi curto-circuitado ao terminal de terra) não são filtrados. O mesmo, porém, não ocorre no circuito do TC, tendo em vista que ele é isolado. Como tínhamos duas opções de sensores de corrente (TC e *shunt*), não foi necessário construir outra placa com um filtro diferencial para o *shunt*. O TC, além de requerer um filtro *anti-aliasing* mais simples do que o *shunt* é mais fácil de instalar e provê isolamento elétrica para o circuito de medição. Sendo assim, o TC foi usado como sensor de corrente nos demais experimentos realizados.

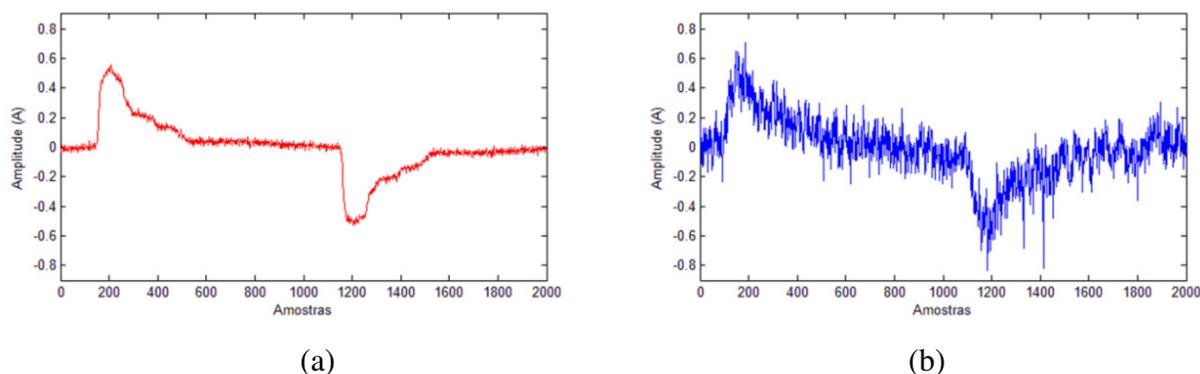


Figura 11. Gráficos de um ciclo de corrente de uma lâmpada fluorescente compacta de 13W. (a) obtida com o TC, (b) obtidas através de o resistor de *shunt*.

3.4.1 Análise em Regime

Na Tabela 1 são apresentadas as médias e desvios padrões dos parâmetros elétricos medidos com as cargas em estado estacionário. Os valores baixos dos desvios padrões indicam que os parâmetros analisados possuem alta repetitividade e que, portanto, podem ser usados para definição de assinaturas de cargas.

Observou-se que cargas de alta potência, como o ferro de passar roupas e o forno micro-ondas, podem causar quedas de tensão significativas na rede. Na rede elétrica usada, por exemplo, o acionamento do forno micro-ondas levou a tensão de 127 V_{RMS} para 109 V_{RMS}, e do ferro de passar para 106 V_{RMS}. Em redes elétricas melhor dimensionadas, certamente a queda de tensão será menor, mais ainda assim ocorrerá. Essa variação de tensão pode dificultar ou até mesmo impossibilitar a identificação de algumas cargas, pois, na maioria das técnicas de reconhecimento de cargas assume-se que a amplitude e forma do sinal de tensão são constantes. Desta forma, justifica-se o uso da tensão como um dos parâmetros úteis na identificação de cargas, especialmente quando a rede elétrica analisada apresenta variações de tensão significativas.

Como pode ser observado na Tabela 1, o fator de potência e a potência reativa se mostraram bastante úteis na diferenciação de cargas lineares e não lineares. Por exemplo, o ferro de passar e o forno micro-ondas apesar de possuírem potências ativas semelhantes podem facilmente ser diferenciados através de suas potências reativas e fatores de potência distintos.

Para reconhecimento de cargas através de suas assinaturas, apenas dois dos quatro parâmetros (potência ativa, potência reativa, potência aparente e fator de potência) são

necessários. Como as potências ativa, reativa e aparente, e o fator de potência estão relacionados matematicamente através do triângulo de potências, a partir de quaisquer duas das quatro grandezas é possível calcular as demais.

Tabela 1. Parâmetros elétricos das cargas obtidos em regime.

Parâmetros	V_{RMS} (V)	I_{RMS} (A)	P (W)	Q (Var)	S (Va)	FP
Lâmpada Incandescente 60W	124.65 ± 0.07	0.489 ± 0.000	60.93 ± 0.06	2.01 ± 0.04	60.96 ± 0.06	1.00 ± 0.00
Lâmpada Fluorescente 1 13W	124.98 ± 0.23	0.178 ± 0.000	15.65 ± 0.04	15.79 ± 0.06	22.23 ± 0.07	0.70 ± 0.00
Lâmpada Fluorescente 2 13W	125.52 ± 0.20	0.179 ± 0.000	15.96 ± 0.05	15.90 ± 0.05	22.53 ± 0.05	0.71 ± 0.00
Lâmpada Fluorescente 20W	125.37 ± 0.06	0.302 ± 0.002	23.59 ± 0.16	29.69 ± 0.19	37.92 ± 0.21	0.62 ± 0.00
Monitor LCD	126.39 ± 0.13	0.406 ± 0.002	35.06 ± 0.27	37.40 ± 0.28	51.26 ± 0.24	0.68 ± 0.00
Computador Desktop	125.85 ± 0.14	0.747 ± 0.006	60.44 ± 0.60	72.03 ± 0.58	94.02 ± 0.80	0.64 ± 0.00
Ventilador (Velocidade 1)	126.90 ± 0.09	0.293 ± 0.000	36.72 ± 0.06	5.69 ± 0.03	37.16 ± 0.06	0.99 ± 0.00
Ventilador (Velocidade 2)	126.32 ± 0.06	0.309 ± 0.000	38.79 ± 0.06	4.26 ± 0.02	39.02 ± 0.06	0.99 ± 0.00
Ventilador (Velocidade 3)	126.23 ± 0.09	0.343 ± 0.000	43.23 ± 0.06	3.00 ± 0.02	43.33 ± 0.06	1.00 ± 0.00
Ferro de Passar	109.06 ± 0.11	7.966 ± 0.008	868.65 ± 1.74	15.51 ± 0.24	868.79 ± 1.74	1.00 ± 0.00
Micro-ondas	106.19 ± 0.10	10.538 ± 0.017	943.81 ± 2.96	601.27 ± 0.87	1119.06 ± 2.58	0.84 ± 0.00
Geladeira	123.09 ± 0.15	1.553 ± 0.002	174.71 ± 0.30	77.72 ± 0.36	191.22 ± 0.28	0.91 ± 0.00
Bebedouro	125.54 ± 0.14	1.620 ± 0.002	116.57 ± 0.53	166.62 ± 0.37	203.35 ± 0.40	0.57 ± 0.00
Notebook (sem bateria)	127.32 ± 0.10	0.368 ± 0.011	26.59 ± 0.99	38.64 ± 1.02	46.91 ± 1.39	0.57 ± 0.01
Celular Carregando	126.61 ± 0.09	0.090 ± 0.001	7.12 ± 0.06	8.87 ± 0.10	11.37 ± 0.09	0.63 ± 0.01

Na Tabela 2 são apresentados os valores médios e respectivos desvios padrões das oito primeiras componentes harmônicas ímpares do sinal de corrente das cargas analisadas. O sistema

desenvolvido é capaz de obter até a 25ª harmônica desse sinal, porém, devido ao fato dos valores das harmônicas superiores à 15ª serem muito pequenos, os mesmos não foram apresentados.

Tabela 2. Oito primeiras harmônicas ímpares da corrente das cargas em regime.

Harmônicas da Corrente (A _{RMS})	1ª	3ª	5ª	7ª	9ª	11ª	13ª	15ª
Lâmpada Incandescente 60W	0.489 ±0.000	0.006 ±0.000	0.010 ±0.000	0.001 ±0.000	0.002 ±0.000	0.000 ±0.000	0.001 ±0.000	0.001 ±0.000
Lâmpada Fluorescente 1 13W	0.130 ±0.000	0.085 ±0.000	0.051 ±0.000	0.040 ±0.000	0.037 ±0.000	0.027 ±0.000	0.021 ±0.000	0.018 ±0.000
Lâmpada Fluorescente 2 13W	0.132 ±0.000	0.085 ±0.000	0.050 ±0.000	0.041 ±0.000	0.036 ±0.000	0.025 ±0.000	0.019 ±0.000	0.016 ±0.000
Lâmpada Fluorescente 20W	0.199 ±0.001	0.142 ±0.001	0.093 ±0.001	0.071 ±0.001	0.070 ±0.001	0.063 ±0.001	0.054 ±0.001	0.051 ±0.001
Monitor LCD	0.286 ±0.002	0.222 ±0.001	0.152 ±0.002	0.081 ±0.003	0.032 ±0.003	0.032 ±0.002	0.032 ±0.001	0.019 ±0.001
Computador Desktop	0.495 ±0.005	0.413 ±0.004	0.310 ±0.002	0.197 ±0.002	0.089 ±0.003	0.012 ±0.002	0.026 ±0.001	0.031 ±0.001
Ventilador (Velocidade 1)	0.292 ±0.000	0.011 ±0.000	0.015 ±0.000	0.002 ±0.000	0.002 ±0.000	0.000 ±0.000	0.001 ±0.000	0.001 ±0.000
Ventilador (Velocidade 2)	0.308 ±0.000	0.010 ±0.000	0.012 ±0.000	0.001 ±0.000	0.002 ±0.000	0.000 ±0.000	0.001 ±0.000	0.001 ±0.000
Ventilador (Velocidade 3)	0.343 ±0.000	0.010 ±0.000	0.010 ±0.000	0.001 ±0.000	0.002 ±0.000	0.000 ±0.000	0.001 ±0.000	0.001 ±0.000
Ferro de Passar	7.963 ±0.008	0.132 ±0.006	0.164 ±0.005	0.023 ±0.004	0.045 ±0.003	0.006 ±0.002	0.018 ±0.003	0.018 ±0.002
Micro-ondas	9.534 ±0.026	4.336 ±0.022	0.772 ±0.026	0.509 ±0.012	0.148 ±0.008	0.123 ±0.008	0.075 ±0.007	0.045 ±0.006
Geladeira	1.537 ±0.002	0.166 ±0.004	0.116 ±0.002	0.078 ±0.001	0.030 ±0.001	0.004 ±0.001	0.013 ±0.001	0.007 ±0.001
Bebedouro	1.617 ±0.003	0.086 ±0.004	0.047 ±0.002	0.004 ±0.001	0.015 ±0.001	0.002 ±0.001	0.004 ±0.001	0.003 ±0.001
Notebook (sem bateria)	0.216 ±0.008	0.180 ±0.007	0.154 ±0.005	0.125 ±0.003	0.093 ±0.002	0.066 ±0.002	0.048 ±0.002	0.037 ±0.002
Celular Carregando	0.057 ±0.001	0.030 ±0.001	0.023 ±0.001	0.014 ±0.001	0.010 ±0.001	0.010 ±0.001	0.009 ±0.001	0.007 ±0.001

Esse experimento permitiu constatar que as harmônicas mais úteis para definição de assinaturas de cargas (aquelas que apresentaram maior variação entre os aparelhos) são as cinco primeiras harmônicas ímpares (1ª, 3ª, 5ª, 7ª e 9ª). O que definirá quais harmônicas serão de fato usadas para a identificação de cargas será a capacidade computacional disponível no sistema de

processamento. O cálculo da Transformada Discreta de Fourier requer muitas operações de multiplicação, as quais podem ser relativamente lentas, sobretudo em microcontroladores que não apresentam unidades multiplicadoras dedicadas. Porém, observa-se que há pouca informação útil após a 15ª harmônica.

Alguns padrões foram identificados nos espectros de frequência do sinal de corrente das cargas analisadas. Esses padrões, que podem ser usados para distinção de cargas, são mais facilmente observados através da comparação da amplitude dos componentes harmônicos apresentados em gráficos. Sendo assim, foram plotados gráficos das curvas de tensão e corrente, tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência discreta, para todas as cargas analisadas. Para facilitar a visualização dos componentes harmônicos de baixa amplitude, os gráficos do espectro de frequência foram apresentados também em escala logarítmica. Na Figura 12 são apresentados os gráficos das curvas de tensão e corrente do forno micro-ondas.

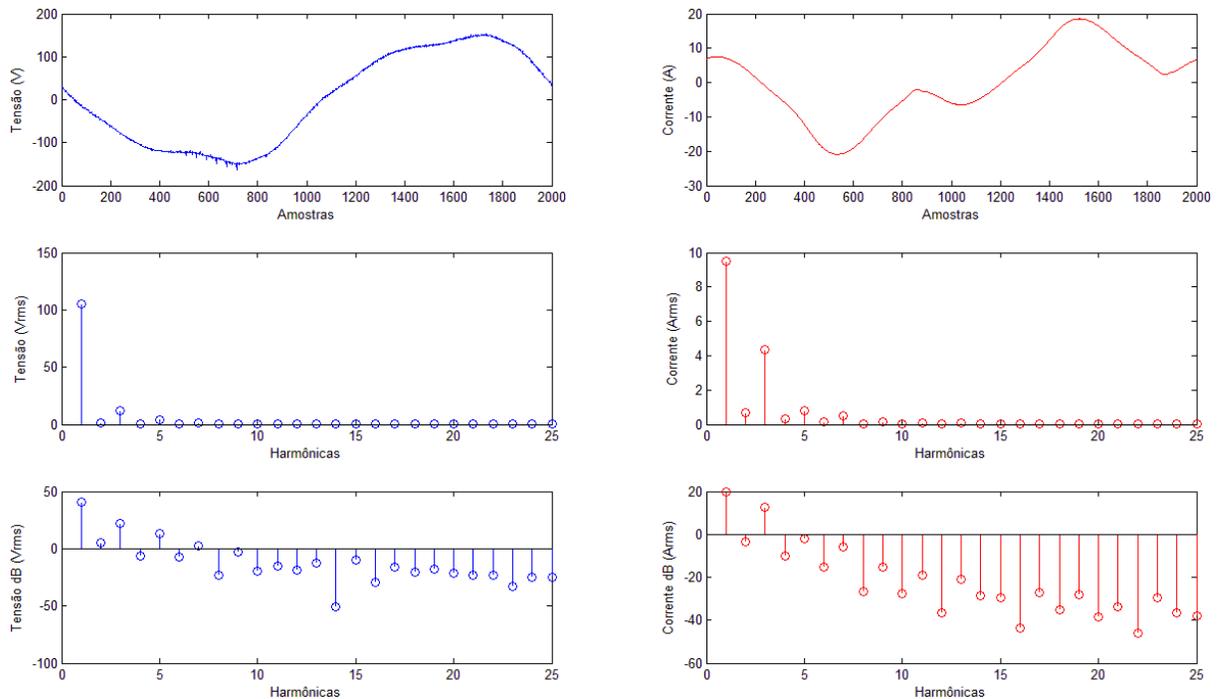


Figura 12. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente do forno micro-ondas no domínio do tempo e da frequência discreta.

Comparando o espectro de corrente do forno micro-ondas com o dos demais aparelhos analisados (disponíveis no Apêndice C), observa-se uma característica única neste equipamento, a presença de uma terceira harmônica com valor absoluto elevado. Ainda na Figura 12, é possível observar que o forno micro-ondas causa elevada distorção no formato da curva de tensão.

Observa-se no sinal de tensão componentes significativas de 3ª e 5ª harmônicas quando o forno micro-ondas está ligado. A presença de harmônicas na curva de tensão dificulta o processo de identificação, pois componentes harmônicos podem ser gerados na curva de corrente de cargas lineares, dificultando suas identificações.

Na Figura 13 são apresentados os espectros do sinal de corrente de duas lâmpadas fluorescentes compactas de diferentes fabricantes e potências. Apesar de apresentarem espectros diferentes, em ambos gráficos a 1ª, 3ª e 5ª harmônicas caem de forma quase linear diminuindo a inclinação na 7ª e mantendo-se praticamente constante na 9ª harmônica. Essa característica pode ser usada para identificação de lâmpadas compactas, se não para todas, pelo menos para uma parte delas. Mais testes devem ser realizados para verificação dessa característica em lâmpadas de outras marcas, modelos e potências.

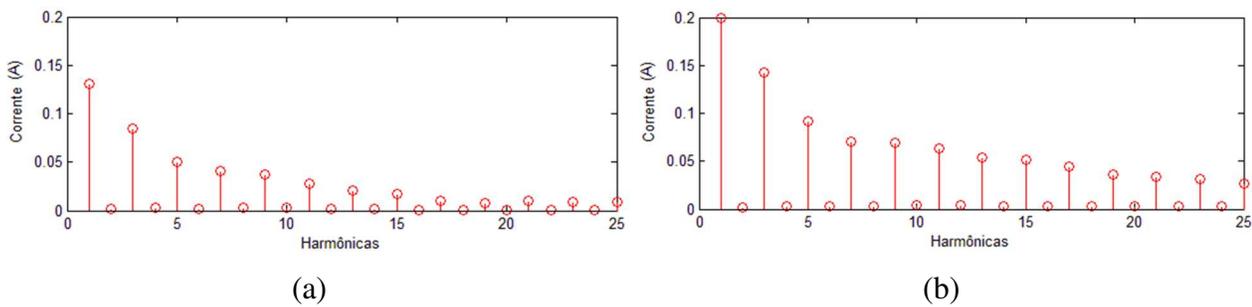


Figura 13. Componentes harmônicas do sinal de corrente da: (a) lâmpada fluorescente compacta de 13 W e (b) lâmpada fluorescente compacta de 20 W.

Como pode ser observado na Figura 14, os refrigeradores também apresentam características peculiares. Os dois aparelhos analisados, uma geladeira e um bebedouro, apresentaram 3ª e 5ª harmônicas com amplitudes semelhantes e consideravelmente menores que da harmônica fundamental.

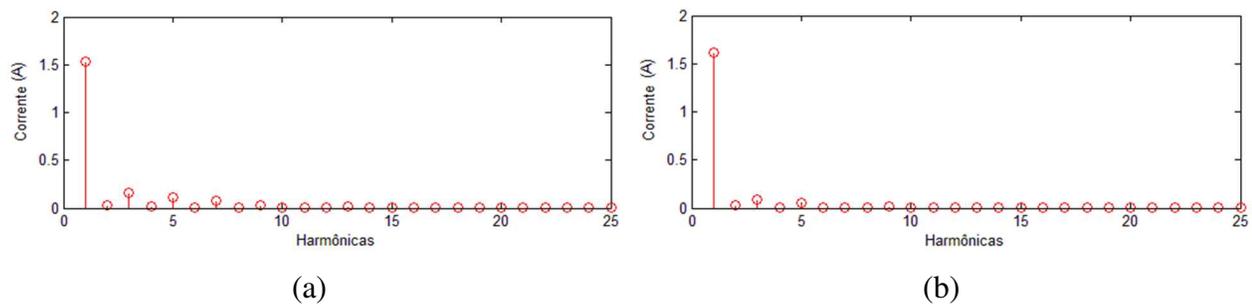


Figura 14. Componentes harmônicas do sinal de corrente do: (a) refrigerador e (b) bebedouro.

O monitor LCD e o computador *desktop* apresentaram características bastante semelhantes. Em ambos, as cinco primeiras harmônicas ímpares apresentam um comportamento descendente linear, como pode ser observado na Figura 15 (a) e (b). Característica semelhante foi observada no notebook, Figura 15 (c), porém o comportamento linear descendente ocorre até a 13^a harmônica e com menor inclinação.

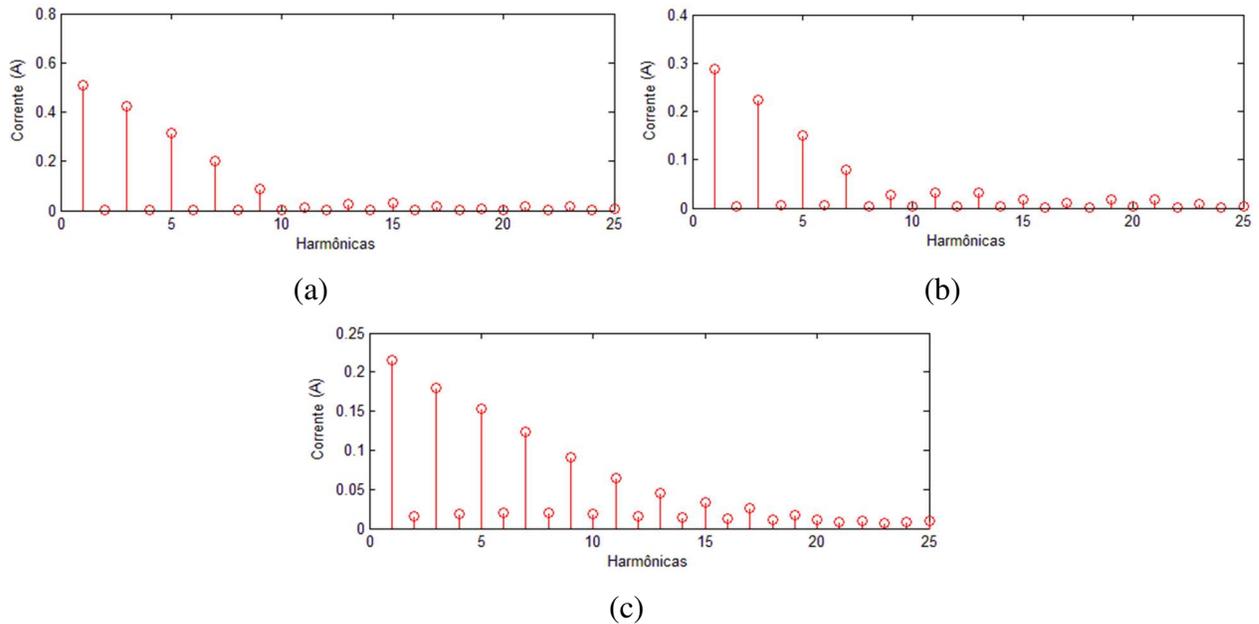


Figura 15. Componentes harmônicas do sinal de corrente do: (a) computador de mesa, (b) monitor LCD e (c) notebook.

3.4.2 Análise em Transiente

Através dos experimentos realizados foi constatado que, nos instantes que seguem após uma carga ser ligada, os valores das potências ativa, reativa e aparente; tensão e corrente eficazes e fator de potência variam seguindo um padrão único para cada carga. Foram observados comportamentos de transientes bastante diferentes entre as cargas analisadas, que se repetem para a mesma carga.

Na Figura 16 é apresentado o gráfico da análise de transiente de uma lâmpada incandescente, na Figura 17 é exibido o transiente de uma lâmpada fluorescente compacta.

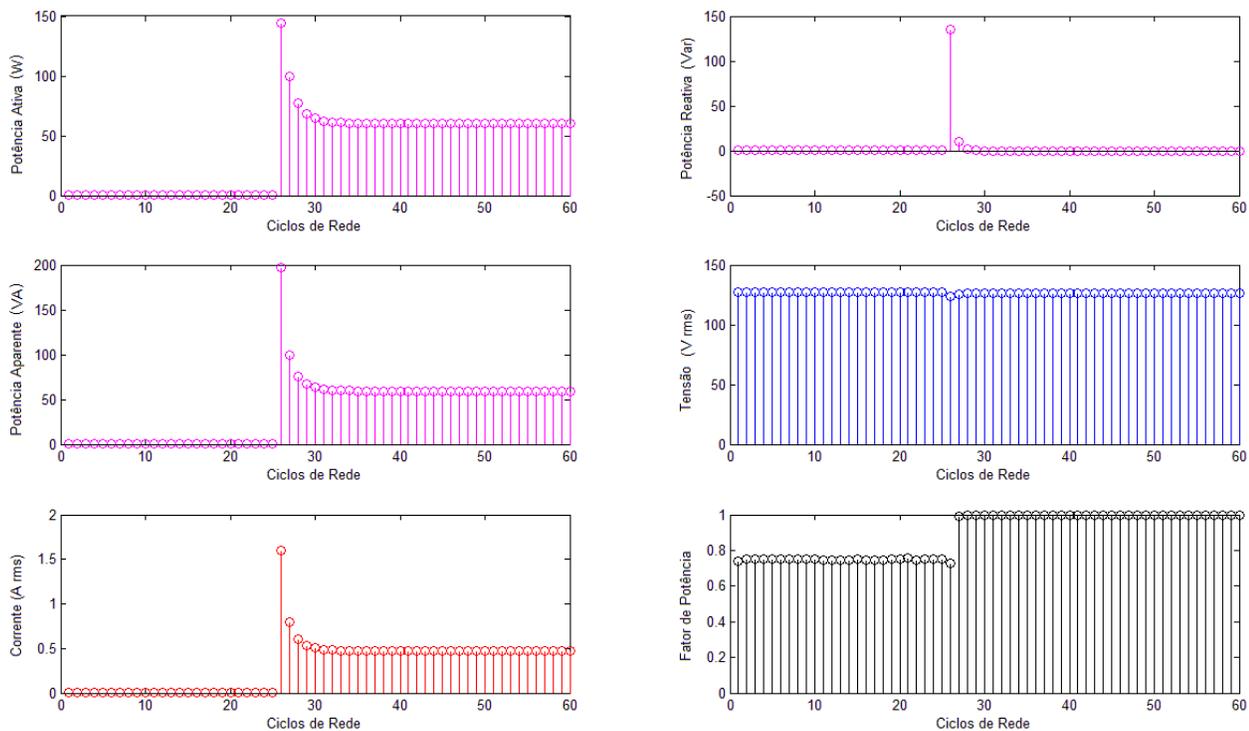


Figura 16. Gráficos das potências, tensão, corrente e FP do transiente de uma lâmpada incandescente de 60 W no instante em que é ligada.

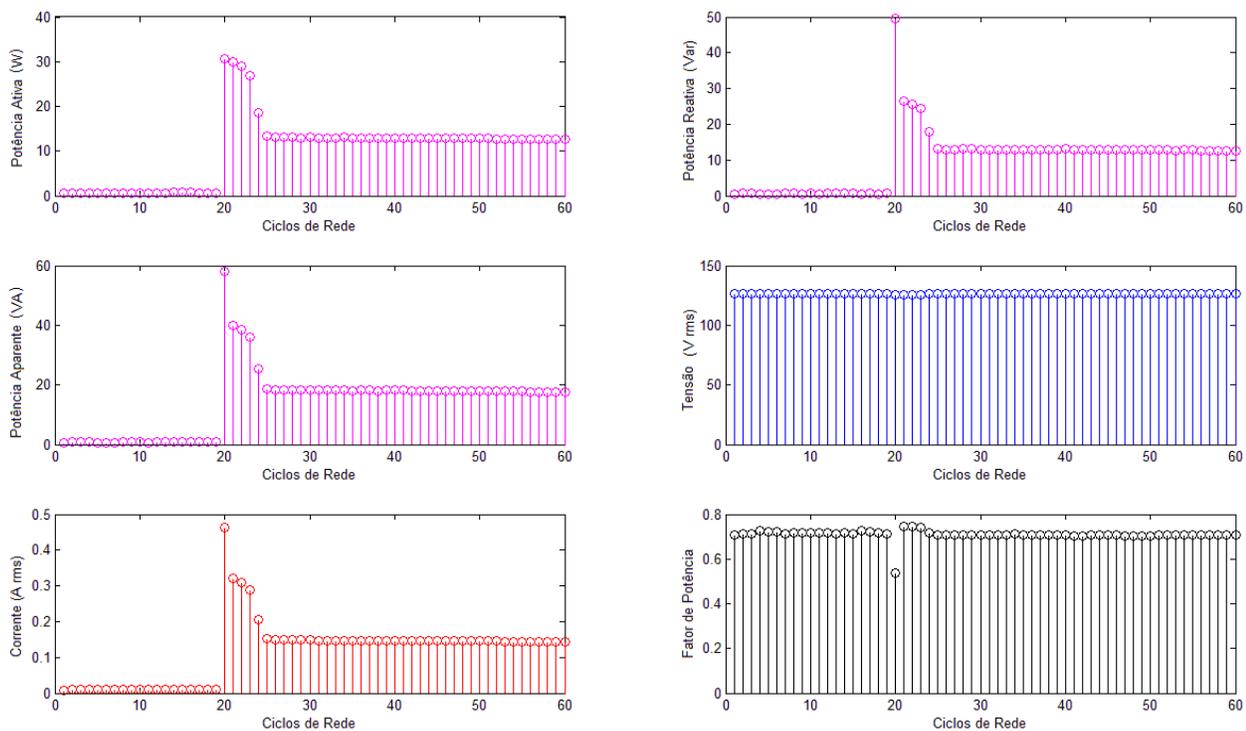


Figura 17. Gráficos das potências, tensão, corrente e FP do transiente de uma lâmpada fluorescente compacta de 13 W no instante em que é ligada.

Apesar de ambos os transientes apresentarem durações de aproximadamente 100 ms (seis ciclos de rede) a forma dos gráficos das curvas de potências (ativa, reativa e aparente), corrente e fator de potência são bastante diferentes. O valor do fator de potência antes do acionamento da lâmpada deve ser ignorado, pois não há corrente elétrica no circuito analisado.

Um fato interessante observado em todas as lâmpadas analisadas foi a ocorrência de um pico de potência reativa de duração de um ciclo que ocorre no instante que a lâmpada é ligada. Um comportamento semelhante foi observado ao ligar o ventilador ou mudar sua velocidade. Para verificação da repetitividade desse fenômeno foram executadas oito medições do transiente dos parâmetros elétricos de uma lâmpada incandescente. Na Figura 18 são apresentados gráficos dos ensaios de medição da potência reativa da lâmpada no instante de seu acionamento.

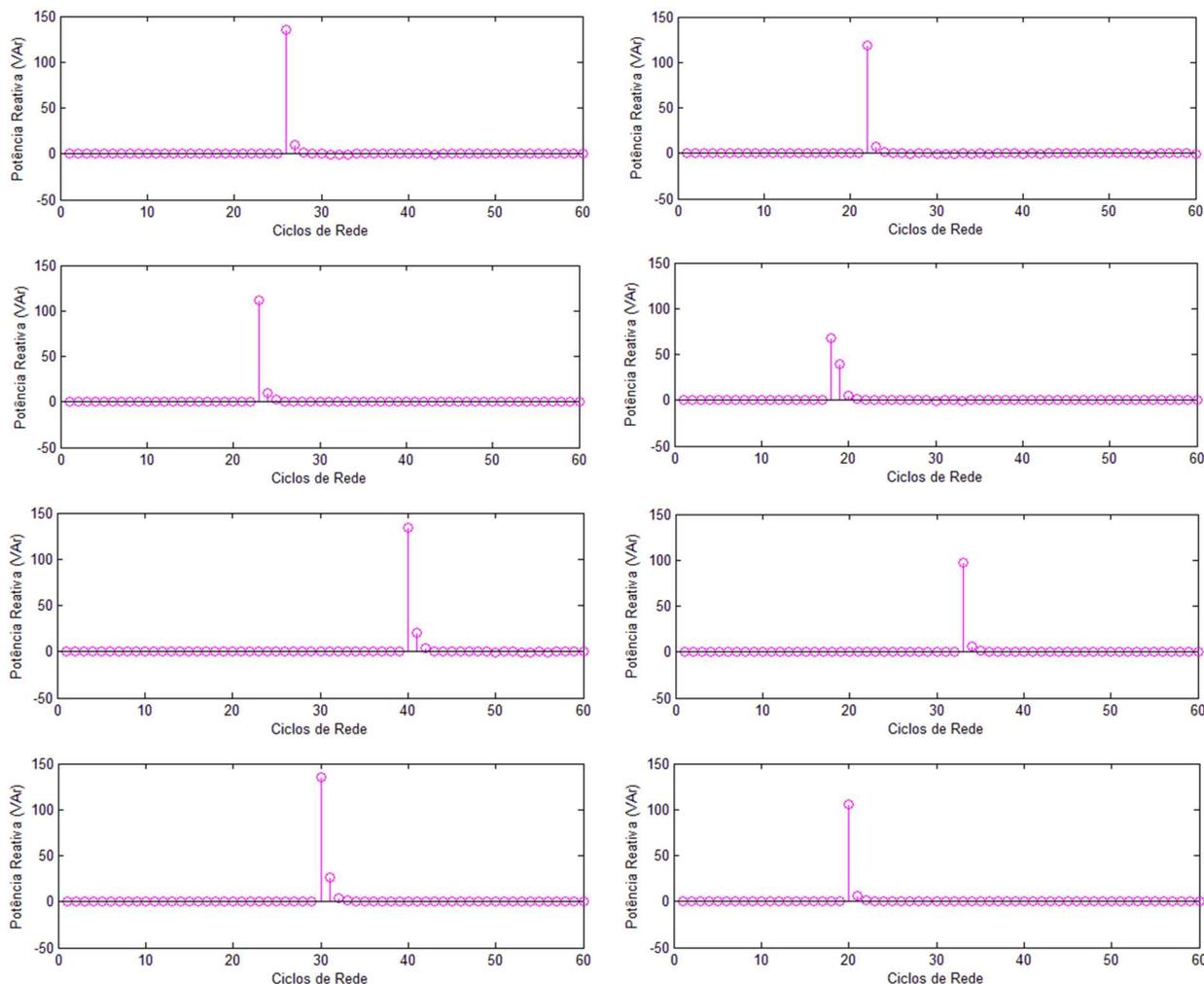


Figura 18. Gráficos do transiente da potência reativa de uma lâmpada incandescente de 60 W no instante em que é ligada.

É possível observar a ocorrência de um pico de 100 a 150 Var em sete dos oito ensaios realizados. No quarto ensaio (gráfico na segunda linha e segunda coluna), ocorreu um pico de dois ciclos de duração de menor amplitude. Esse fenômeno ocorreu devido ao fato de o interruptor ser acionado no exato instante entre dois ciclos de rede analisados.

O mesmo experimento foi realizado com uma lâmpada fluorescente compacta de 13 W. São apresentados na Figura 19 os gráficos resultantes dos ensaios realizados.

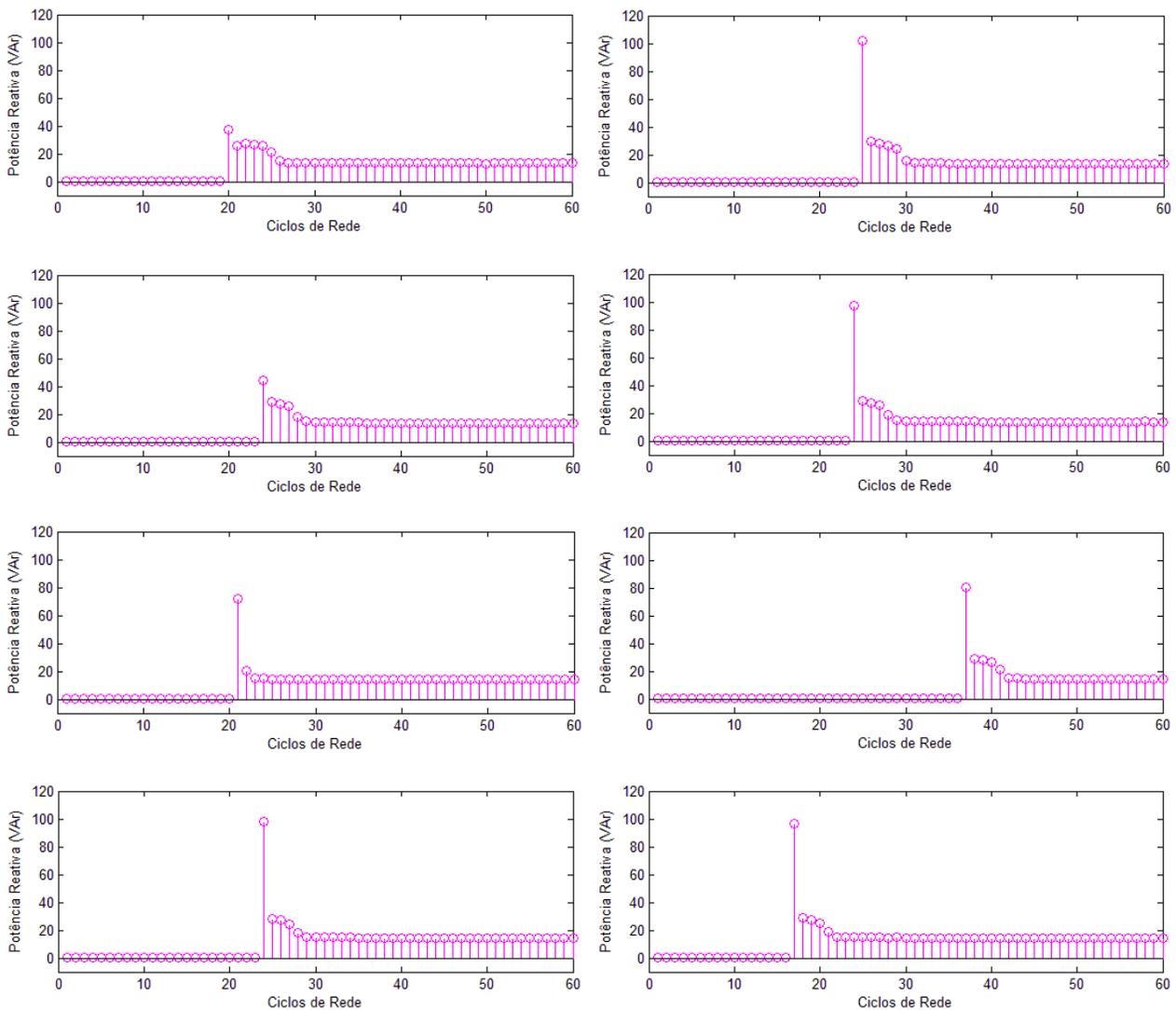


Figura 19. Gráficos do transiente da potência reativa de uma lâmpada fluorescente compacta de 13 W no instante em que é ligada.

A presença de picos de potência reativa de amplitude entre 75 a 105 Var foram observados em seis dos oito ensaios. A repetitividade desse fenômeno em lâmpadas fluorescentes

compactas não foi tão boa quanto em lâmpadas incandescentes. Porém, mesmo os picos com menores amplitudes podem ser usados com sucesso para identificação da assinatura dessas cargas. De forma geral, conclui-se que cargas acionadas por interruptores eletromecânicos, como lâmpadas e ventiladores, podem ser identificadas por pulsos de potência reativa.

Os gráficos da análise do transiente de um monitor LCD, apresentados na Figura 20, apresentaram resultados bastante interessantes. Observou-se que em um intervalo de 5 segundos o monitor apresenta quatro estados de operação distintos. Como pode ser observado, os gráficos das potências ativa, reativa e aparente e corrente apresentam formas bastante parecidas, e, portanto, o uso de apenas um é suficiente para identificação de carga. Os gráficos da análise de transiente das demais cargas estão disponíveis no Apêndice D.

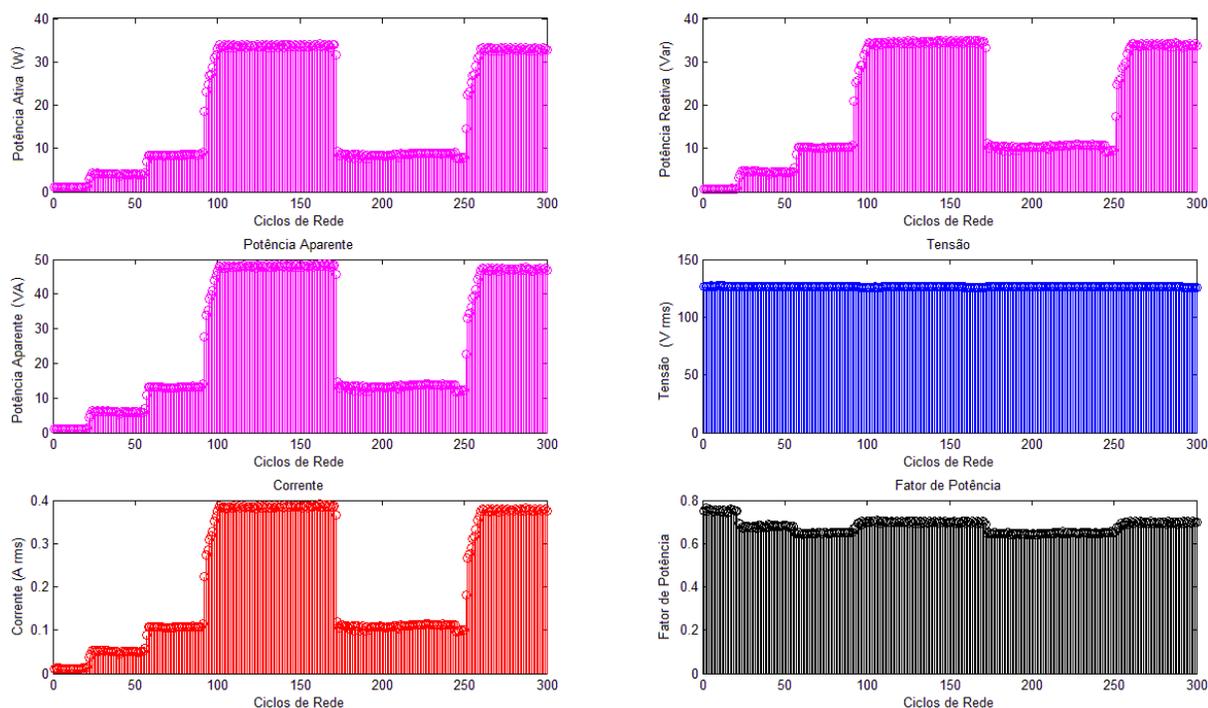


Figura 20. Gráficos das potências, tensão, corrente e FP do transiente de um monitor LCD no instante em que é ligado.

Capítulo 4

Módulo Medidor

4.1 Introdução

O módulo medidor de energia apresentado neste capítulo será parte do projeto de doutorado em andamento intitulado “Sistema Inteligente de Gestão Energética para Unidades Consumidoras de Baixa Tensão”, no qual será desenvolvido um sistema completo para monitoramento de consumo de energia elétrica em unidades residenciais. Este sistema será composto por vários módulos de *software* e *hardware* que juntos serão capazes de informar ao usuário, em tempo quase real, o consumo de cada aparelho elétrico presente na residência e, quando aplicável, possibilidades de economia de energia.

O Sistema Inteligente de Gestão Energética para Unidades Consumidoras de Baixa Tensão baseia-se em medição centralizada (não intrusiva) em nível de circuito. Cada circuito elétrico presente na residência será monitorado por um medidor dedicado, instalados nas saídas de cada um dos disjuntores presentes na caixa de distribuição elétrica. Este sistema será composto pelos seguintes componentes físicos: Módulo de Processamento, Placa Concentradora e Módulos Medidores.

O Módulo de Processamento consistirá de um computador PC mini-ITX o qual executará um *software* LabVIEW que implementará o algoritmo de identificação de cargas. Esse programa fará requisições periódicas dos dados gerados pelos Módulos Medidores e, através de técnicas baseadas em Lógica Fuzzy e assinatura de cargas, fará a identificação das cargas em uso bem como o cálculo de seus consumos instantâneos. Um servidor *web*, responsável por prover a interface com o usuário, será implementado neste módulo.

A Placa Concentradora será responsável pela obtenção dos parâmetros elétricos gerados pelos Módulos Medidores e envio dessas informações para o Módulo de Processamento. Esta placa, representada na Figura 21, poderá ser usada para monitor até dezesseis Módulos Medidores concomitantemente, conectados em soquetes PCI-Express 1x. Além de servir de suporte para os Módulos Medidores, os soquetes SPI-E fornecerão tensões de alimentação, vias para comunicação SPI e os sinais de tensão das três fases e do neutro da rede elétrica (para medição de tensão). A Placa Concentradora será equipada com um microcontrolador responsável por controlar a comunicação SPI com os Módulos Medidores, bem como para fornecer uma interface USB 2.0 usada para comunicação com o Módulo de Processamento.

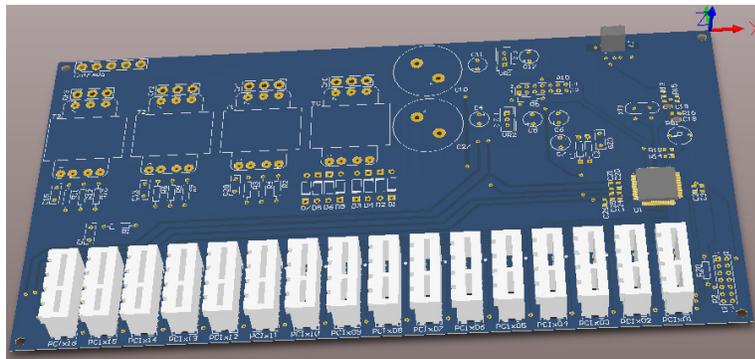


Figura 21. Representação tridimensional da Placa Controladora.

Os Módulos Medidores serão usados para medir os parâmetros elétricos de cada um dos circuitos monitorados. Será instalado um Módulo Medidor por circuito monitorado. Esses medidores, equipados com sensores de tensão e corrente elétrica, são capazes de calcular: potência ativa, fator de potência, tensão e corrente eficazes e as cinco primeiras harmônicas ímpares do sinal de corrente. Os parâmetros obtidos são enviados para a Placa Controladora através de interface SPI. Na Figura 22 é apresentada uma representação tridimensional do Módulo Medidor desenvolvido. Ele será discutido detalhadamente nas seções a seguir.

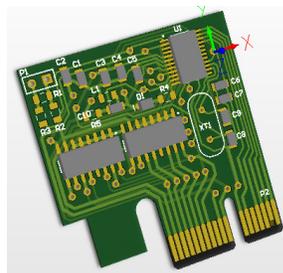


Figura 22. Representação tridimensional do Módulo Medidor.

4.2 Sensores de Tensão e Corrente

Na Figura 23 é apresentado o diagrama de blocos da Placa Concentradora e Módulo Medidor. Os sinais de tensão das três fases da rede elétrica são obtidos pela Placa Concentradora. Esses sinais são isolados, condicionados e repassados para os Módulos Medidores. Transformadores com entrada nominal de 110/220 V_{RMS} e saída 8 V_{RMS} foram usados para prover isolamento elétrico e proteção do circuito de medição. As amplitudes dos sinais de tensão de saída dos transformadores são atenuadas por divisores resistivos compostos por resistores de 24 $k\Omega$ e 1 $k\Omega$, resultando em uma tensão nominal de saída de 320 mV_{RMS} (452,5 mV de pico). Usando um conversor A/D de 16 bits efetivos, com fundo de escala em ± 600 mV, é possível medir tensões de até 145 V_{RMS} com resolução de 4,42 mV_{RMS} , ou tensões de até 290 V_{RMS} com resolução de 8,85 mV_{RMS} .

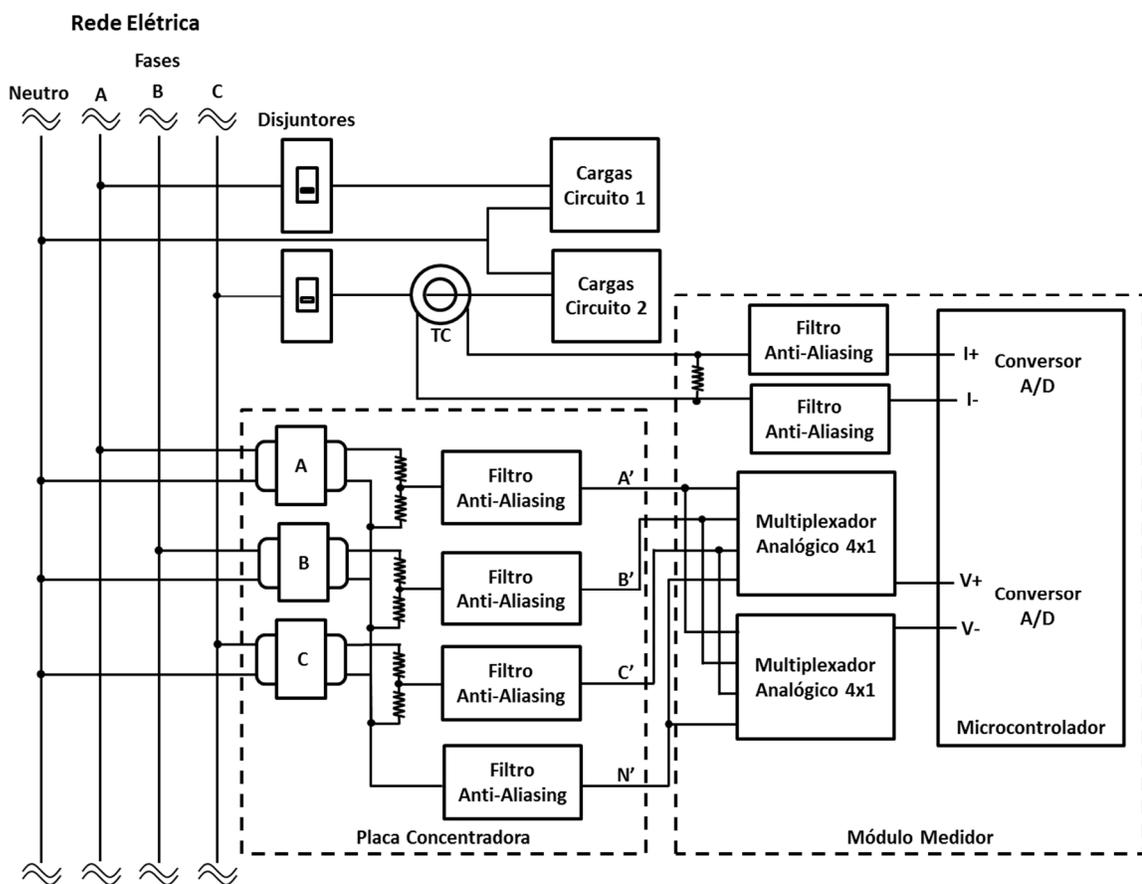


Figura 23. Diagrama de blocos da Placa Concentradora e Módulo Medidor.

O sinal de corrente é obtido através de um transformador de corrente de relação entrada/saída igual a 50 : 0,106 A, precisão de 1% e fundo de escala de 50 A_{RMS} . Esse sensor é instalado logo após a saída do disjuntor do circuito monitorado, conforme mostrado na Figura 23. A corrente induzida no TC é medida através de um resistor de borda de 5,6 Ω ligado nos terminais de saída do sensor. Usando um conversor A/D de 16 bits efetivos, com fundo de escala em ± 600 mV, é possível medir correntes de até 50 A_{RMS} com resolução de 1,53 mA_{RMS} .

4.2.1 Conversores A/D e Filtros *Anti-Aliasing*

O microcontrolador da Texas Instruments MSP430AFE253 foi escolhido para implementar o Módulo Medidor. Este microcontrolador de baixo custo e consumo foi projetado especialmente para a construção de medidores de energia monofásicos. O MSP430AFE253 é equipado com uma unidade de processamento RISC de 16 bits capaz de operar até 12 MHz, 16 KB de memória de flash, 512 B de memória SRAM, interfaces de comunicação UART e SPI, multiplicador em hardware de 16 bits, timer de 16 bits, 11 pinos de entrada e saída digital e três conversores A/D sigma-delta independentes de 24 bits [47]. Estes conversores possuem entradas diferenciais sincronizáveis, permitindo amostragens simultâneas. Além disso, possuem referência de tensão interna de 1,2 V com variação de 50 ppm/°C, amplificador de ganho integrado, programável, de até 32 vezes e podem operar com uma taxa de sobreamostragem de até 1024 vezes. Todas essas características tornam esse controlador adequado para a implementação do Módulo Medidor.

Neste Trabalho, dois conversores A/D independentes foram usados para amostragem simultânea dos sinais de tensão e corrente. A amostragem simultânea da tensão e corrente é necessária para o cálculo da potência ativa e fator de potência. Estes conversores foram configurados para operar com 16 bits de resolução, entradas diferenciais bipolares (permitindo leitura de valores positivos e negativos), com fundo de escala em ± 600 mV e ganho unitário.

De acordo com [45], para que o erro no cálculo da potência ativa seja minimizado, os conversores A/D devem operar com taxa de amostragem múltipla da frequência da rede elétrica. Considerando que a frequência da rede elétrica no Brasil é de 60 Hz, os conversores A/D usados no Módulo Medidor foram configurados para operar com taxa de amostragem de 3,84 kS/s ($64 \cdot 60\text{Hz}$). De acordo com o Teorema de Nyquist, essa frequência de amostragem permite leitura

dos componentes harmônicos de tensão e corrente de até 31ª ordem. Conforme será discutido na Seção 4.5 , o uso de taxa de amostragem alta resulta em maior precisão nos cálculos das grandezas elétricas, sobretudo em cargas não lineares que apresentam valores significativos de componentes harmônicos de elevada ordem.

Os conversores A/D Sigma-Delta usados para amostragem dos sinais de tensão e corrente foram configurados para operar com taxa de sobreamostragem de 512 vezes. Desta forma, para que sejam obtidos dados a uma taxa de 3,84 kS/s o conversor A/D operar a uma taxa efetiva de 1,96608 MS/s.

Variações na taxa de amostragem do sinal de corrente resultam em erros nos valores dos componentes harmônicos deste sinal. Sendo assim, para garantir estabilidade na frequência de amostragem, foram usados cristais osciladores de 3,93216 MHz com tolerância de frequência de ± 30 ppm e tolerância de estabilidade de ± 50 ppm como fonte de *clock* dos conversores A/D. Os sinais provenientes dos cristais foram divididos internamente no microcontrolador por um fator de dois, resultando em uma frequência de 1,96608 MHz.

O uso de conversores A/D Sigma-Delta com alta taxa de sobreamostragem possibilitou o uso de filtros *anti-aliasing* passivos de baixa ordem. Os filtros *anti-aliasing* implementados (representados em forma de blocos na Figura 23) são filtros RC passa-baixas com frequência de corte de -3 dB em 15,9 kHz. Cada um deles é composto por um resistor de 1 K Ω e um capacitor de 10 nF. Na faixa de interesse de 60 a 1,86 kHz (frequência da 31ª harmônica), esses filtros causam atenuação máxima de -0,06 dB (0,7%). Usando uma taxa de amostragem de 1,96608 MS/s, esses filtros são capazes de atenuar os sinais nas frequências causadoras de *aliasing* (superiores a 1,964220 MHz) em pelo menos -37,78 dB (98,7%).

4.3 Hardware do Módulo Medidor

O Módulo Medidor é composto basicamente por circuitos de condicionamento dos sinais de tensão e corrente e um microcontrolador, responsável pelo cálculo e transmissão dos parâmetros elétricos para a Placa Concentradora.

Na Figura 24 é apresentado o diagrama esquemático do Módulo Medidor. Este circuito é composto por um microcontrolador MSP430AFE253, dois multiplexadores analógicos 4x1

HCT4052M, um conector PCI-Express 1x, cristal oscilador e componentes passivos (resistores, capacitores, indutores e diodos).

Dezesseis pinos do conector PCI-E foram utilizados. Quatro para a comunicação SPI: SPIEN (*enable*), SCLK (*clock*), SOMI (*slave out – master in*), SIMO (*slave in – master out*); quatro para medição de tensão (neutro e fases A, B e C); dois para gravação e depuração do microcontrolador (RST e TEST) e seis para tensões de alimentação e terras (AGND, DGND, DVCC, AVCC, +5AVCC e AVEE).

Como explicado na seção anterior, as tensões de alimentação usadas no Módulo Medidor (3,3 VDC, 5 VDC, -5 VDC) e a referência de terra são fornecidas pela Placa Concentradora. A tensão de 3,3 VDC (DVCC e AVCC) é usada para alimentação do microcontrolador e as tensões de 5 VDC (+5AVCC) e -5 VDC (AVEE) são usadas para alimentar os multiplexadores analógicos. Para evitar interferências devido aos chaveamentos dos circuitos digitais sobre os analógicos, as tensões de alimentação e terra da parte analógica (conversores A/D e multiplexadores) são separadas do circuito digital.

Os multiplexadores analógicos 4x1 HCT4052M são usados para seleção do sinal de tensão usado para medição. Como pôde ser observado na Figura 23, o medidor desenvolvido é capaz de medir seis diferentes combinações de tensão: Neutro – Fase A, Neutro – Fase B, Neutro – Fase C, Fase A – Fase B, Fase B – Fase C e Fase A – Fase C. Esses multiplexadores são controlados pelo microcontrolador através de quatro vias de controle. O microcontrolador, por sua vez, recebe através de comando SPI a informação de quais fases devem ser selecionadas.

Na Figura 25 são apresentados o *layout* da Placa Medidora e uma foto da placa final. Esta placa possui 36 mm de largura por 38 mm de altura.

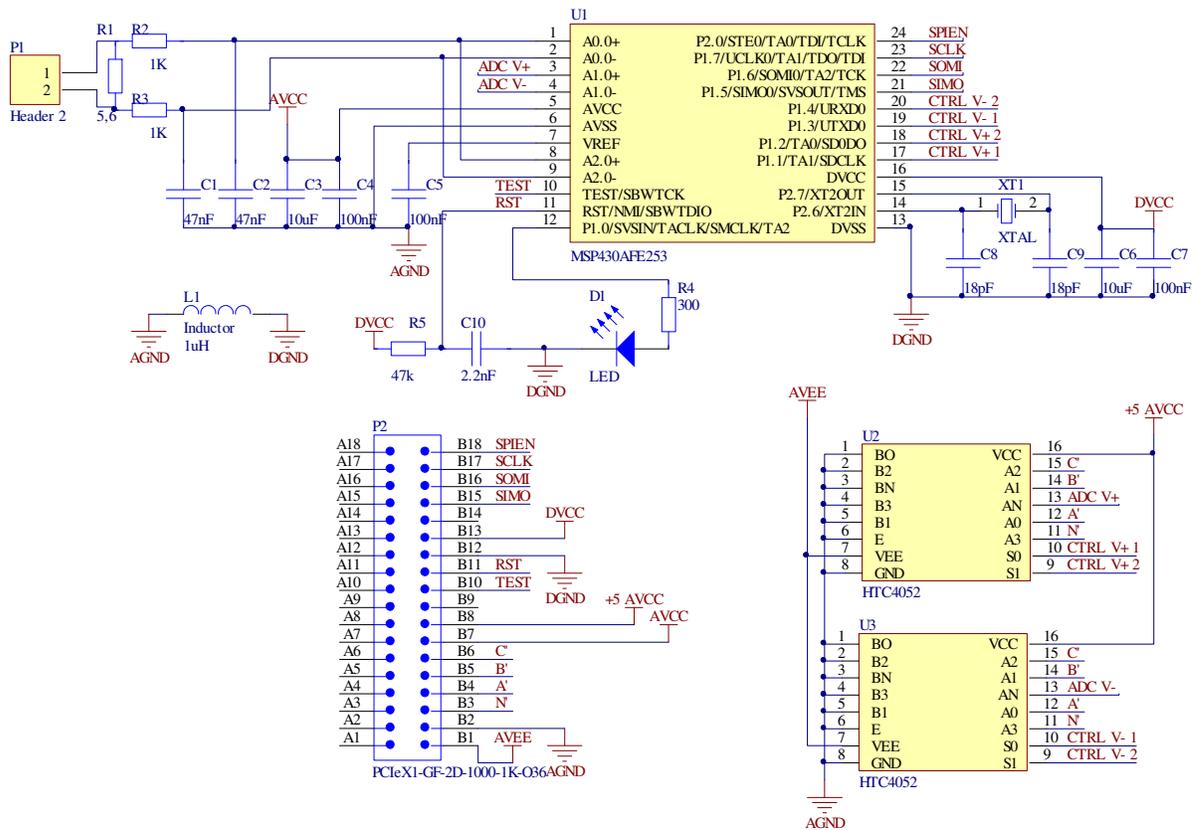


Figura 24. Diagrama esquemático do módulo medidor.

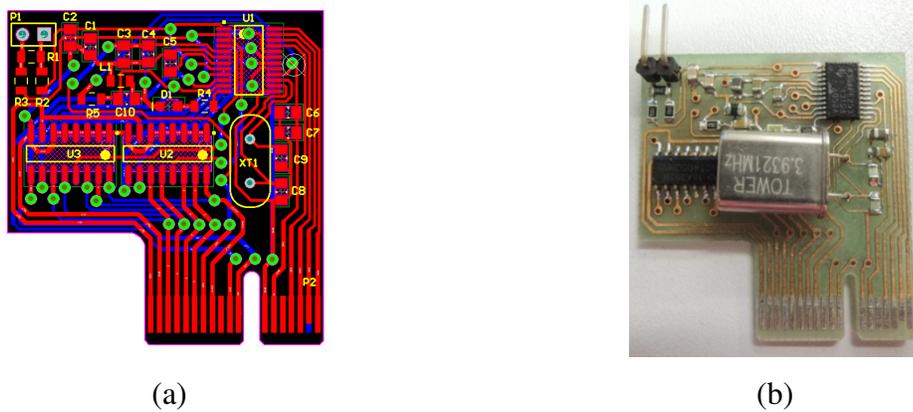


Figura 25. Módulo medidor: (a) *layout* da PCB e (b) placa final.

4.4 Firmware do Módulo Medidor

O *firmware* do Módulo Medidor foi desenvolvido de forma modular, com o objetivo de facilitar futuras atualizações e tornar a leitura e depuração do código mais simples. O código foi

escrito em linguagem C ANSI C99 (ISO/IEC 9899:1999) usando o compilador *IAR C/C++ Compiler for MSP430 v5.40.1*.

Na Figura 26 é apresentado um fluxograma que representa o *firmware* do módulo medidor. Este programa é dividido em duas partes: Inicialização e *Loop* Infinito. Os procedimentos presentes na etapa de Inicialização são executados uma única vez, logo após o sistema ser ligado, e só são executados novamente se o microcontrolador for reiniciado. Os procedimentos descritos em *Loop Infinito* são executados periodicamente por tempo indefinido (até que o microcontrolador seja desligado). É nessa etapa que são executados os cálculos dos parâmetros elétricos.

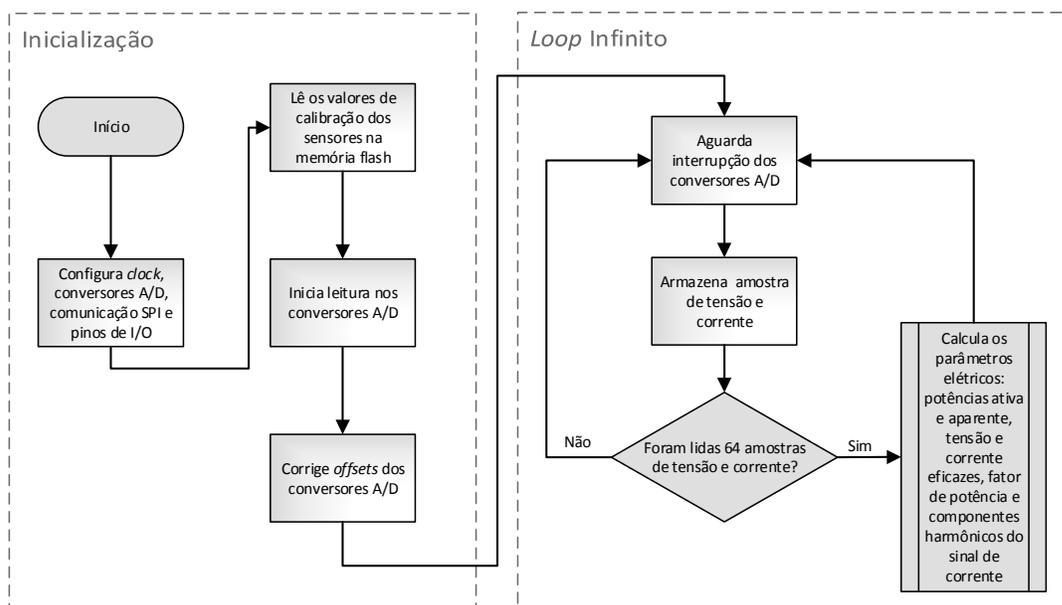


Figura 26. Fluxograma do *firmware* do Módulo Medidor.

O *hardware* do microcontrolador é configurado logo após ele ser ligado. O *watchdog* é desativado, os *clocks*, os conversores A/D, a comunicação SPI e os pinos de I/O digital são configurados. O *clock* principal do microcontrolador (*Master Clock* - MCLK), usado pela unidade de processamento, é configurado para usar o sinal gerado internamente no microcontrolador pelo DCO (do inglês, Oscilador Controlado Digitalmente). O DCO é configurado para operar em 16 MHz. Conforme explicado anteriormente, o sinal de *clock* usado pelos conversores A/D é gerado externamente por um cristal oscilador de 3,93216 MHz.

Após o *hardware* ser configurado, os valores dos ganhos dos sensores de tensão e corrente são lidos da memória *flash* do microcontrolador. As variáveis de calibração dos sensores são armazenadas em memória *flash* para que seja possível a recuperação dessas informações mesmo depois do sistema ser desligado. Desta forma, a calibração dos sensores é necessária uma única vez, antes de serem instalados, e só precisarão ser recalibrados caso sejam substituídos. Detalhes de como é feita a calibração dos sensores são apresentados nas Seções 4.4.2 e 4.5 .

Após a leitura dos ganhos dos conversores A/D, eles são iniciados. Os conversores são então calibrados para compensação de *offset*. Os conversores A/D que equipam o microcontrolador MSP430AFE253 apresentam *offset* máximo de 0,2% [47], que podem ser quase que totalmente eliminados com calibração, pois praticamente não variam durante a operação do microcontrolador. A calibração é feita executando-se os seguintes procedimentos:

1. As entradas diferenciais de cada um dos dois conversores A/D usados são curto-circuitadas internamente, resultando em diferença de potencial de 0 V nas suas entradas;
2. São executadas 64 leituras em cada um dos conversores A/D;
3. São calculadas as médias das amostras de cada conversor. Esse valor corresponde ao *offset* de cada um dos conversores.
4. As entradas dos conversores A/D são reconectadas aos sensores de tensão e corrente.

As amostras obtidas após a calibração têm seus valores corrigidos através da subtração dos valores de *offset*.

Após a etapa de inicialização, o sistema entra em um *loop* infinito onde são lidas, armazenadas e processadas as amostras de tensão e corrente. As grandezas elétricas são calculadas para cada ciclo de rede. Como os conversores A/D operam com taxa de amostragem de 3,84 kS/s, em redes elétricas de 60 Hz, são necessárias 64 amostras para que se tenha um ciclo completo.

O cálculo das grandezas elétricas só é iniciado após 64 amostras de tensão e corrente serem lidas e armazenadas. Os seguintes parâmetros elétricos são calculados: potência ativa, potência reativa, tensão eficaz, corrente eficaz, fator de potência e módulos e fases das 1^a, 3^a, 5^a,

7ª e 9ª harmônicas do sinal de corrente. O cálculo desses parâmetros foi implementado usando as equações apresentadas a seguir.

O valor eficaz da tensão elétrica é calculado usando a seguinte equação:

$$V_{RMS} = G_v \sqrt{\sum_{n=1}^N \frac{v[n]^2}{N}} \quad (2)$$

em que V_{RMS} é o valor eficaz da tensão, G_v é o ganho das amostras de tensão, n é o índice da amostra, $v[n]$ a n -ésima amostra do sinal de tensão e N o número total de amostras (64). O valor eficaz da corrente elétrica é obtido por uma equação análoga.

A potência ativa é calculada usando a Equação (3):

$$P = G_i * G_v \sum_{n=1}^N \frac{(i[n] * v[n])}{N} \quad (3)$$

em que P é o valor da potência ativa, G_i o ganho das amostras de corrente, G_v o ganho das amostras de tensão, n é o índice da amostra, $i[n]$ a n -ésima amostra do sinal de corrente, $v[n]$ a n -ésima amostra do sinal de tensão e N o número total de amostras.

A potência aparente é calculada a partir dos valores eficazes da tensão e corrente usando a Equação (4):

$$S = V_{RMS} * I_{RMS} \quad (4)$$

O fator de potência corresponde ao quociente da potência ativa pela potência aparente, conforme apresentado na Equação (5):

$$FP = \frac{P}{S} \quad (5)$$

O valor eficaz das componentes harmônicas do sinal de corrente são calculadas usando uma fórmula baseada na equação clássica da Transformada Discreta de Fourier, apresentada na Equação (6):

$$|I[k]_{RMS}| = \frac{\sqrt{Re\{I[k]\}^2 + Im\{I[k]\}^2}}{N} * G_i * \sqrt{2} \quad (6)$$

A fase das componentes harmônicas do sinal de corrente é calculada usando a Equação (7):

$$\angle I[k] = \arctang\left(\frac{Im\{I[k]\}}{Re\{I[k]\}}\right) \quad (7)$$

em que k é o índice do componente harmônico do sinal de corrente no domínio da frequência discreta, $|I[k]_{RMS}|$ é o valor eficaz do módulo do k -ésimo componente harmônico do sinal de corrente, $\angle I[k]$ é a fase do k -ésimo componente harmônico do sinal de corrente, $Re\{I[k]\}$ é parte real do k -ésimo componente harmônico do sinal de corrente, $Im\{I[k]\}$ é parte imaginária do k -ésimo componente harmônico do sinal de corrente, G_i o ganho das amostras de corrente e N o número de amostras. Nas Equações (8) e (9) são apresentadas as equações que definem $Re\{I[k]\}$ e $Im\{I[k]\}$, respectivamente.

$$Re\{I[k]\} = \sum_{n=1}^N i[n] * \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (8)$$

$$Im\{I[k]\} = \sum_{n=1}^N i[n] * \sen\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (9)$$

em que k é o índice do componente harmônico do sinal de corrente no domínio da frequência discreta, n é o índice da amostra de corrente no domínio do tempo discreto, $Re\{I[k]\}$ é parte real do k -ésimo componente harmônico do sinal de corrente no domínio da frequência discreta, $Im\{I[k]\}$ é parte imaginária do k -ésimo componente harmônico do sinal de corrente no domínio da frequência discreta e $i[n]$ a n -ésima amostra do sinal de corrente no domínio do tempo discreto.

Observe que todas as equações usadas para o cálculo das grandezas elétricas possuem um termo somatório, com exceção da potência aparente e fator de potência. Nesses somatórios são computadas as amostras de tensão e corrente ($v[n]$ e $i[n]$). Sendo assim, o cálculo dos parâmetros elétricos pode ser dividido em duas etapas: cálculo dos somatórios e cálculo dos parâmetros a partir dos somatórios previamente computados. O fluxograma que representa algoritmo para o cálculo desses parâmetros elétricos é apresentado na Figura 27.

O algoritmo é executado em duas etapas, primeiro todas as amostras de tensão e corrente são processadas e os resultados dos cálculos são armazenados em acumuladores, esses procedimentos correspondem ao lado esquerdo do fluxograma. Em seguida, os parâmetros elétricos são calculados a partir dos acumuladores (parte direita do fluxograma).

Observe que antes de serem processadas, as amostras de tensão e corrente tem seus valores corrigidos através da compensação dos *offsets* dos conversores A/D.

Observe também que somente as cinco primeiras harmônicas do sinal de corrente são calculadas (k assume os valores: 1, 3, 5, 7, e 9, que corresponde, respectivamente, ao 1º, 3º, 5º, 7º, e 9º componente harmônico da corrente).

O cálculo de todas as grandezas elétricas supramencionadas é executado em 5 ms. Nesse período a amostragem dos sinais de tensão e corrente são interrompidas, e só são retomadas após o fim do processamento das amostras do ultimo ciclo de rede (64 amostras). Desta forma, o medidor desenvolvido é capaz de amostrar, calcular e enviar os dados elétricos a uma frequência máxima de 46 Hz (a cada 21,67 ms, 16,67 ms de amostragem somados a 5 ms de processamento das amostras). Apesar de não ser capaz de processar amostras de tensão e corrente ininterruptamente, devido à elevada taxa com que o medidor consegue enviar os dados processados, ele é adequado para análise em transiente.

Caso não haja necessidade de obtenção de informação de transientes, ele pode ser configurado para enviar os dados calculados a uma frequência menor. Neste caso as grandezas elétricas continuam sendo calculados para cada ciclo de rede, porém o valor enviado para a Placa Concentradora corresponde à média das últimas M amostras (com M assumindo valores potência de 2, de $2^0 = 1$ até $2^{16} = 65536$). Desta forma, o sistema implementado é capaz de enviar as grandezas elétricas calculadas a uma frequência tão rápida quanto 46 Hz, ou enviar a média desses valores calculados em um intervalo tão longo quanto 24 minutos.

Tabela de variáveis:

n	: índice das amostras no tempo	Irms	: valor eficaz da corrente
I_acum	: acumulador da corrente	Vrms	: valor eficaz da tensão
V_acum	: acumulador da tensão	P	: potência ativa
P_acum	: acumulador da potência ativa	S	: potência aparente
Ir_acum[1-9]	: acumulador parte real harmônicas	PF	: fator de potencia
Ii_acum[1-9]	: acumulador parte imag harmônicas	IM[1-9]	: módulo harmônica da corrente
k	: índice dos componentes harmônicos	IF[1-9]	: fase harmônica da corrente
offset_I	: offset das amostras de corrente	ganho_I	: ganho da corrente
offset_V	: offset das amostras de tensão	ganho_V	: ganho da tensão

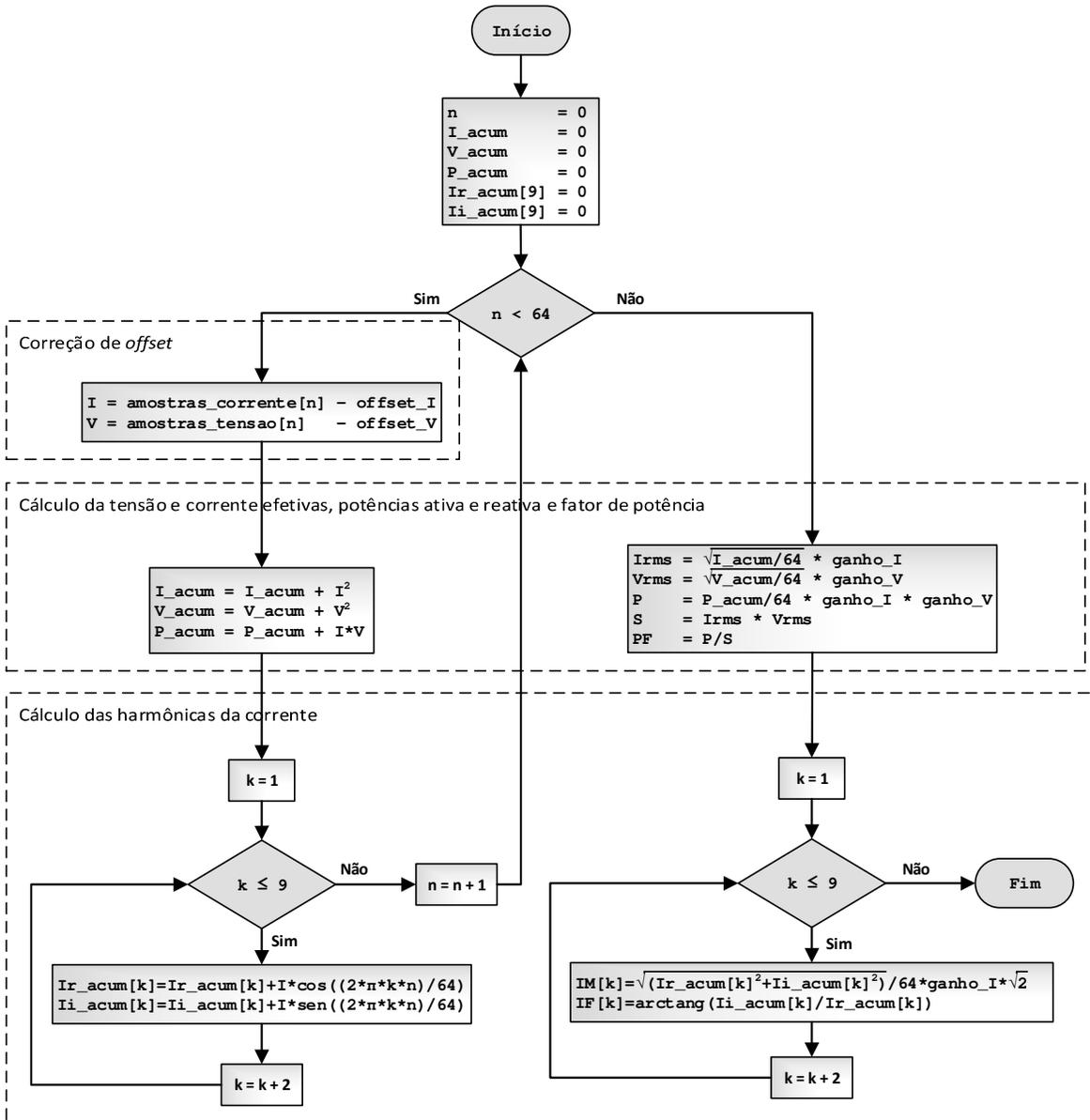


Figura 27. Fluxograma do cálculo dos parâmetros elétricos.

4.4.1 Cálculo das Grandezas Elétricas de Forma Eficiente no Microcontrolador MSP430AFE253

Várias técnicas de programação e decisões de projeto foram tomadas visando aumentar a velocidade de execução do *firmware* do Módulo Medidor. Essas técnicas e decisões são discutidas nesta seção.

Os conversores A/D do microcontrolador MSP430AFE253 foram configurados para operar com 16 bits de resolução. Devido ao fato de o microcontrolador usado possuir arquitetura de 16 bits, o uso de variáveis com tamanhos maiores que 16 bits torna a execução do programa mais demorada. Além do mais, com 16 bits de precisão tem-se, na faixa dinâmica de interesse, uma resolução de 4,42 mV_{RMS} no sinal de tensão e 1,52 mA_{RMS} no sinal de corrente, adequadas para as aplicações para as quais o Módulo Medidor foi desenvolvido.

Tanto o conversor A/D usado para medição de corrente, quanto o usado para medição de tensão foram configurados para operarem com frequência de amostragem de 3840 amostras por segundo. Desta forma, para cada ciclo de rede elétrica (60 Hz) são obtidas 64 amostras de tensão e corrente. O uso de uma taxa de amostragem múltipla da frequência de rede minimiza os erros no cálculo das grandezas elétricas [45]. Além disso, segundo o Teorema de Nyquist, para o cálculo da 9ª harmônica do sinal de corrente deve-se obter no mínimo 19 amostras deste sinal em um ciclo de rede, equivalente a 1140 amostras por segundo. Porém, usando-se 64 amostras por ciclo de rede ao invés de 19 os erros causados devido a ruídos são minimizados.

Observe nas Equações (2) a (9), que o cálculo da maioria das grandezas elétricas envolve uma operação de divisão pelo número de amostras processadas. Utilizando 64 amostras, um número potência de 2 ($2^6 = 64$), é possível substituir operações de divisão por deslocamentos de *bits*. Uma divisão por 64 pode ser executada através de seis deslocamentos de *bits* à direita, com considerável ganho de velocidade quando comparada a uma divisão utilizando a CPU. Na arquitetura usada, uma divisão de um inteiro de 64 bits por 64 consome 6500 ciclos de *clock*, enquanto que a mesma operação executada através do deslocamento de bits consome somente 60 ciclos, mais de 100 vezes mais rápida.

Para aumentar ainda mais a velocidade no cálculo dos parâmetros elétricos, foram usadas variáveis inteiras ao invés de ponto flutuante em todas as etapas do cálculo. Para se ter ideia do

ganho de desempenho com essa abordagem, uma operação de multiplicação de *floats* nos microcontroladores da família MSP430 requer 395 ciclos de máquinas, enquanto que uma multiplicação de inteiros usando o multiplicador em *hardware* consome oito ciclos [48], cerca de 50 vezes mais rápida. Considerando que as grandezas elétricas são calculadas a cada ciclo de rede (16,67 ms), e que o cálculo de cada uma das grandezas exige pelo menos 64 operações de multiplicação, o uso de variáveis inteiras ao invés de ponto flutuante torna o programa significativamente mais rápido.

O cálculo das harmônicas do sinal de corrente foi implementado usando a definição de Transformada Discreta de Fourier, ao contrário de [24, 27, 29, 31, 33, 38, 39, 41] que implementaram o cálculo da DFT utilizando algoritmos FFT. A fórmula clássica da DFT, apesar de ter maior complexidade computacional do que os algoritmos FFT, permite o cálculo de apenas alguns pontos do espectro de frequência, enquanto que os algoritmos FFT só podem ser usados para calcular todo o espectro. Como apenas a 1^a, 3^a, 5^a, 7^a e 9^a harmônicas do sinal de corrente são calculadas, o uso da fórmula clássica da DFT, neste caso é executado mais rapidamente do que os algoritmos FFT. Mesmo o Algoritmo de Goertzel, que pode ser usado para calcular poucos pontos do espectro de frequência, em geral, com menor custo computacional do que os algoritmos FFT e DFT, na arquitetura usada (MSP430AFE253) apresentou pior desempenho do que a fórmula da DFT. Como o microcontrolador usado, o MSP430AFE253, possui multiplicador em *hardware*, as vantagens do algoritmo de Goertzel (menor número de operações de multiplicação) não superaram suas desvantagens (maior número operações de soma, subtração e atribuição).

Para o cálculo da Transformada Discreta de Fourier são necessários valores de seno e cosseno de vários ângulos, como pode ser observado nas Equações (8) e (9). No sistema implementado, o cálculo de um componente harmônico usando a definição de Transformada Discreta de Fourier requer 64 operações de seno e 64 operações de cosseno. O cálculo de senos e cossenos em sistemas embarcados é feito de forma iterativa utilizando séries de Taylor ou MacLaurin, o que os torna extremamente lentos. No microcontrolador MSP430AFE253, utilizando o compilador *IAR C/C++ Compiler for MSP430 v5.40.1*, as operações de seno e cosseno da biblioteca *math.h* consomem cerca de 5550 ciclos de máquina cada. Desta forma, para o cálculo dos cinco primeiros componentes harmônicos de uma amostra de um ciclo de rede (64 amostras) seriam necessários 3.552.000 ciclos de máquina somente para as operações de seno e

cosseno. Com o microcontrolador operando em frequência máxima (16 MHz) essas operações consumiriam aproximadamente 222 milissegundos. Para resolver esse problema os valores de senos e cossenos necessários para os cálculos das Transformadas Discretas de Fourier (64 valores de senos e 64 valores de cossenos) foram calculados previamente durante a implementação do *firmware* e armazenados em memória de programa. Desta forma, não é necessário o cálculo dos valores de senos e cossenos em tempo de execução.

Graças ao conjunto de técnicas de programação e decisões de projeto acima descritas, foi possível construir um Módulo Medidor usando um microcontrolador de baixo custo e relativamente simples, capaz de calcular todos os parâmetros elétricos desejados, incluindo as cinco primeiras harmônicas ímpares do sinal de corrente, a uma taxa elevada (a cada 21,67 ms) e ainda processar o envio desses parâmetros para a Placa Concentradora através de protocolo SPI.

4.4.2 Comunicação

O envio dos parâmetros elétricos gerados nos Módulos Medidores para a Placa Concentradora, bem como a configuração e calibração dos Módulos Medidores, é feita através da troca de mensagens enviadas através de barramento SPI. O microcontrolador da Placa Concentradora é conectado com todos os Módulos Medidores através de um barramento SPI compartilhado. Nesta rede SPI o microcontrolador da Placa Concentradora é configurado como mestre e os microcontroladores dos Módulos Medidores como escravos. Sendo assim, o sinal de *clock* usado para comunicação é gerado no microcontrolador da Placa Concentradora e compartilhado com os demais nós da rede. O microcontrolador mestre também controla qual dos microcontroladores escravos tem acesso ao barramento em cada instante de tempo através dos pinos de *enable*. Desta forma, não há colisão de mensagens no barramento, já que o microcontrolador mestre arbitra o uso desse recurso compartilhado.

Há três tipos básicos de mensagens: *get*, *set* e *parâmetros*. As mensagens *get* e *set* são enviadas exclusivamente da Placa Concentradora para o Módulo Medidor e iniciam-se com o caractere sustenido (“#”) e terminam com o caractere ponto-e-vírgula (“;”). As mensagens *parâmetros* são enviadas exclusivamente pelos Módulos Medidores para a Placa Concentradora.

A mensagem *get*, sinaliza a requisição dos os parâmetros elétricos gerados em um Módulo Medidor pela Placa Concentradora. Esta mensagem consiste da seguinte cadeia de três caracteres: “#g;”.

As mensagens do tipo *set* são enviadas pela Placa Concentradora para configuração de um Módulo Medidor. Na Tabela 3 são apresentadas as mensagens *set*. Nesta tabela <número_real> corresponde a uma cadeia de caracteres (algarismos e vírgula) que representa um número real, por exemplo, “127,00” e <número_inteiro> uma cadeia de caracteres (algarismos) que representam um número inteiro, por exemplo, “3”.

Tabela 3. Mensagens *set*.

Mensagem	Descrição
#sv<número_real>;	Define o valor atual da tensão em <número_real> V. Permite calibração do ganho do sensor de tensão. <número_real> deve ser um número real entre 0 a 290.
#si<número_real>;	Define o valor atual de corrente em <número_real> A. Permite calibração do ganho do sensor de corrente. <número_real> deve ser um número real entre 0 a 50.
#sc<número_inteiro>;	Define os valores dos barramentos que controlam os multiplexadores usados para seleção de tensão. Se <número inteiro> for: igual a “0”, a tensão medida será NEUTRO – FASE A; igual a “1”, a tensão medida será NEUTRO – FASE B; igual a “2”, a tensão medida será NEUTRO – FASE C; igual a “3”, a tensão medida será FASE A – FASE B; igual a “4”, a tensão medida será FASE A – FASE C; igual a “5”, a tensão medida será FASE B – FASE C. <número_inteiro> deve ser um número inteiro de 0 a 5.
#sr<número_inteiro>;	Define quantos ciclos de rede são usados para o cálculo da média das grandezas elétricas. O número de ciclos usados é igual a $2^{<número_inteiro>}$. Por exemplo, se <número_inteiro> for igual a 3, os dados enviados correspondem ao valor médio dos 8 últimos ciclos de rede. <número_inteiro> deve ser um número inteiro de 0 a 16.

A mensagem do tipo *parâmetros* contém os parâmetros elétricos calculados por um módulo medidor. Essa mensagem possui a seguinte estrutura:

[<Vrms>,<Irms>,<P>,<FP>,<1M>,<3M>,<5M>,<7M>,<9M>,<1F>,<3F>,<5F>,<7F>,<9F>]

em que <Vrms> é o valor eficaz da tensão; <Irms> o valor eficaz da corrente; <P> potência ativa; <FP> fator de potência; <1M>, <3M>, <5M>, <7M> e <9M> são os módulos das cinco primeiras harmônicas ímpares do sinal de corrente e <1F>, <3F>, <5F>, <7F> e <9F> suas respectivas fases. Todos esses parâmetros elétricos são representados na notação americana (com a parte inteira e fracionária divididas pelo caractere ponto “.”) com três casas decimais. Opcionalmente, a mensagem do tipo *parâmetros* pode conter um *checksum* para verificação de erros nas transmissões das mensagens.

O algoritmo usado para o processamento das mensagens SPI foi implementado em forma de máquina de estados. Uma variável global registra o estado atual da máquina, que pode mudar de estado com a chegada de um novo caractere na interface SPI. Na Figura 28 é apresentada uma representação desta máquina de estados.

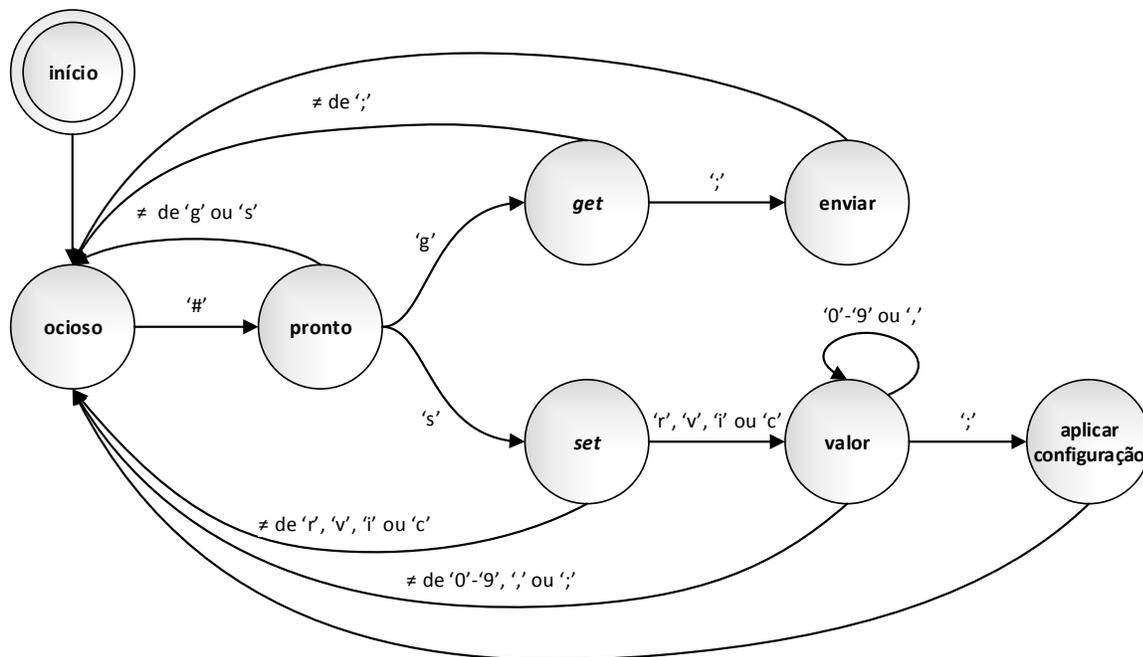


Figura 28. Máquina de estados que representa a comunicação SPI no Módulo Medidor.

Quando o sistema é iniciado a máquina de estado é posta em estado *ocioso*. Ao chegar um caractere “#” o sistema vai para o estado *pronto*. Se em seguida chegar um caractere “g” o

sistema é posto em estado *get* e fica aguardando um caractere “;” para enviar os parâmetros elétricos. Após o envio dos parâmetros o sistema volta para o modo ocioso.

Se no estado *pronto* chegar um caractere “s” a máquina é posta no estado *set* e fica aguardando a chegada de um dos seguintes caracteres: “v”, “i”, “c” ou “r”. Esses caracteres definem o tipo de configuração a ser executada no sistema, conforme apresentado na Tabela 3. Após a chegada do caractere que define o tipo de configuração, o sistema armazena-o e vai para o estado *valor*, onde é lido e armazenado o valor de configuração. Por fim, ao chegar o caractere “;” o sistema vai para o estado *aplicar configuração* e executa a configuração de acordo com o tipo de configuração e o valor recebido. Após a configuração ser aplicada, o sistema volta para o estado *ocioso*. Caso chegue um caractere que não previsto em um dos estados, a máquina é posta em estado *ocioso*.

4.5 Teste do Módulo Medidor

O Módulo Medidor foi testado com o objetivo de avaliar a acurácia e precisão dos parâmetros elétricos calculados e verificar se a comunicação com a Placa Concentradora esta ocorrendo corretamente.

Para testar os Módulos Medidores foi necessário construir uma placa de testes, pois o projeto da Placa Concentradora não havia sido finalizado. A Placa de Testes foi construída utilizando um *kit* de desenvolvimento da Texas Instruments *MSP-EXP430G2 LaunchPad* [49]. Esse *kit* possui uma interface serial emulada em USB que permite comunicação do microcontrolador da placa (MSP430G2553) com um computador. Essa interface foi usada para envio dos dados gerados no Módulo Medidor para o PC. Como pode ser visto na Figura 29 essa placa de desenvolvimento possui 20 pinos de expansão que dão acesso a todos os pinos do microcontrolador. Esses pinos foram usados para conexão da Placa de Testes, apresentada na Figura 30.

A Placa de Testes possui um conector PCI-E que fornece todas as tensões de alimentação e barramentos de comunicação necessários para o funcionamento do Módulo Medidor. As tensões de alimentação dos multiplexadores analógicos (5 VDC e -5 VDC) são providas pela fonte implementada na Placa de Testes. A tensão de 3,3 VDC usada pelo microcontrolador do Módulo Medidor é provida pela placa de desenvolvimento.



Figura 29. Kit de desenvolvimento da Texas Instruments MSP-EXP430G2 LaunchPad.

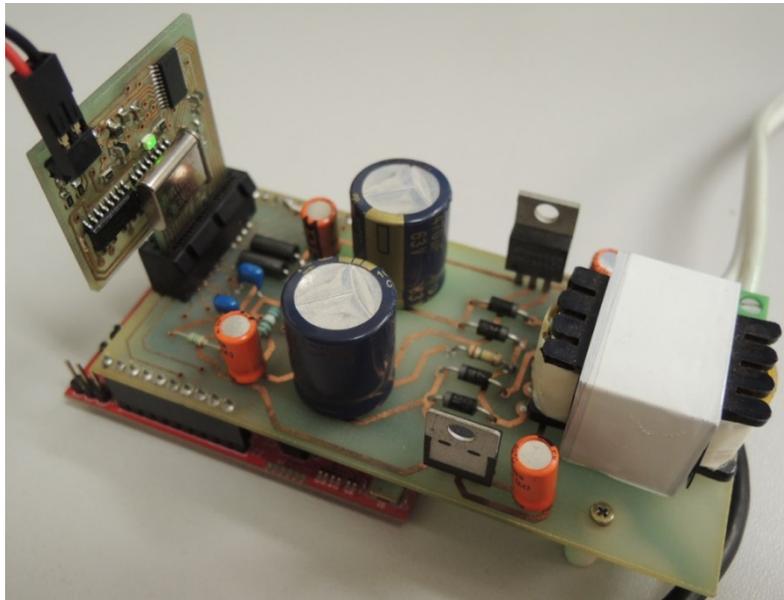


Figura 30. Placa de Teste do Módulo Medidor.

O transformador de tensão presente na Placa de Teste, além de prover potência para alimentação dos circuitos do Módulo Medidor, é usado para isolar o sinal usado para medição da tensão da rede elétrica. Na saída do transformador foi implementado um circuito divisor de tensão resistivo e um filtro *anti-aliasing* RC, de forma a tornar o sinal de tensão adequado para leitura pelo Módulo Medidor. Detalhes deste circuito foram apresentados na Seção 4.2 . Na Figura 31 é exibido o diagrama esquemático da Placa de Testes, na Figura 32 o *layout* do circuito impresso desta placa. Como pode ser observado no diagrama esquemático da Placa de Testes, As tensões das fases A, B e C, correspondem ao mesmo sinal, pois o sistema obtém os sinais de tensão de uma tomada monofásica ou bifásica.

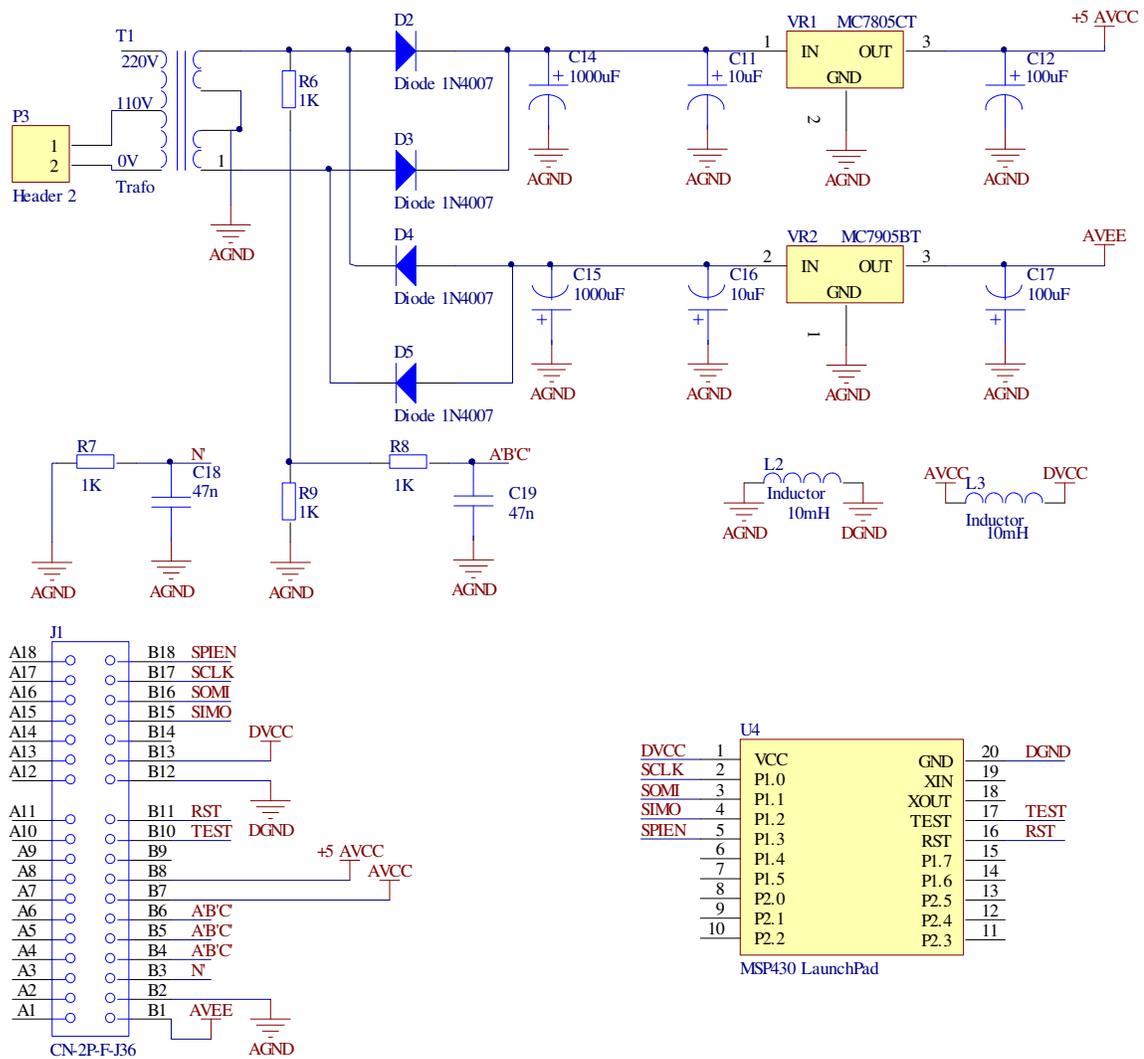


Figura 31. Diagrama esquemático da Placa de Testes.

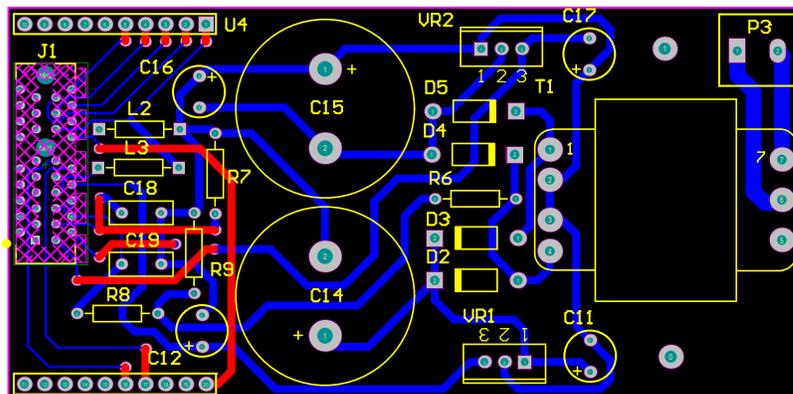


Figura 32. Layout da PCB da Placa de Testes.

O *kit* de desenvolvimento MSP-EXP430G2 LaunchPad permite gravação e depuração externa de microcontroladores da família MSP430. Desta forma, além de ser usado para prover comunicação entre o Módulo Medidor e o PC também foi usada para gravação e depuração do *firmware* do Módulo Medidor.

Na Figura 33 é apresentada a placa de testes com o Módulo Medidor e cabos de alimentação e comunicação. Um sensor de corrente do tipo TC com relação entrada/saída igual a 50:0,106A, precisão de 1% e fundo de escala de 50 A_{RMS} foi usado para medição de corrente elétrica (toróide amarelo apresentado na foto).

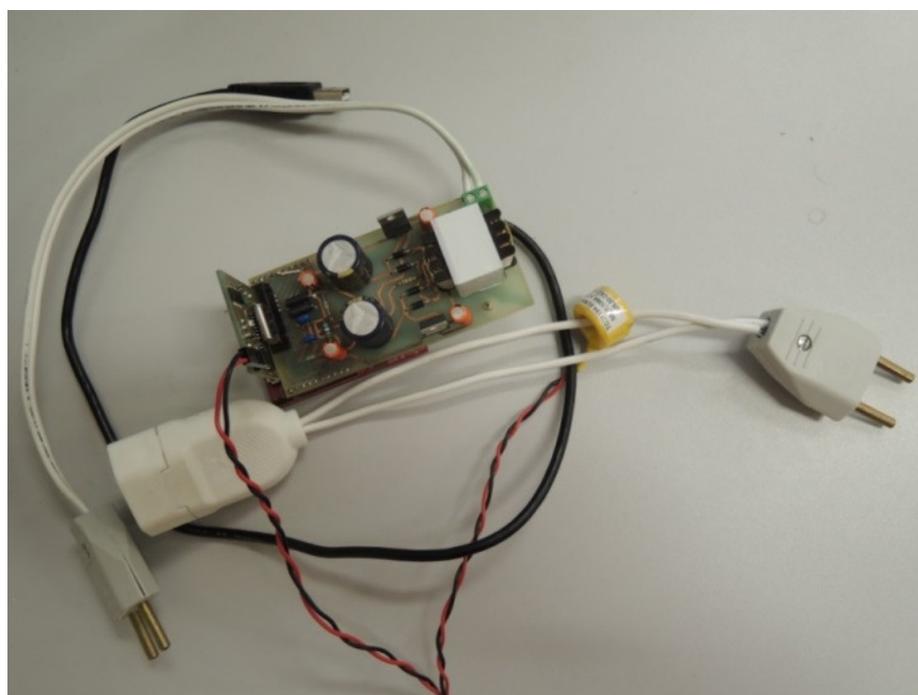


Figura 33. Placa de teste do módulo medidor com cabos de alimentação e comunicação USB e sensor de corrente.

Um programa Labview foi desenvolvido para requisitar os dados gerados no Módulo Medidor e exibi-los em gráficos. O painel de controle deste programa é apresentado na Figura 34. Quatro gráficos, atualizados em tempo real, exibem: potência ativa, fator de potência, tensão e corrente eficazes, e módulo dos cinco primeiros componentes harmônicos ímpares do sinal de corrente. Na parte inferior do painel o valor numérico desses parâmetros é exibido em tempo real. O código fonte do programa *Power Meter Acquisition Software* é apresentado no Apêndice E.

Na parte esquerda do programa estão presentes os painéis de configuração. No Painel Configuração, é possível definir a porta COM usada para comunicação serial com a Placa de Testes, o número de ciclos de redes usados para o cálculo dos parâmetros elétricos e a seleção de tensão de fase. No Painel Calibração é possível definir o valor da tensão e corrente consumidas por uma carga de referência e calibrar os ganhos dos conversores A/D de tensão e corrente. No Painel Aquisição é possível definir o nome e diretório do arquivo de *log* dos dados medidos. Ainda neste painel, é possível definir a taxa com que os parâmetros elétricos são requisitados. Devido à limitação de velocidade da porta serial usada para o envio de dados da Placa de Testes para o computador, que opera em 9600 kbps, a taxa máxima de requisição suportada é de dez amostras dos parâmetros elétricos por segundo. Devido a essa limitação, não é possível visualizar os dados gerados a cada ciclo de rede no Módulo Medidor.

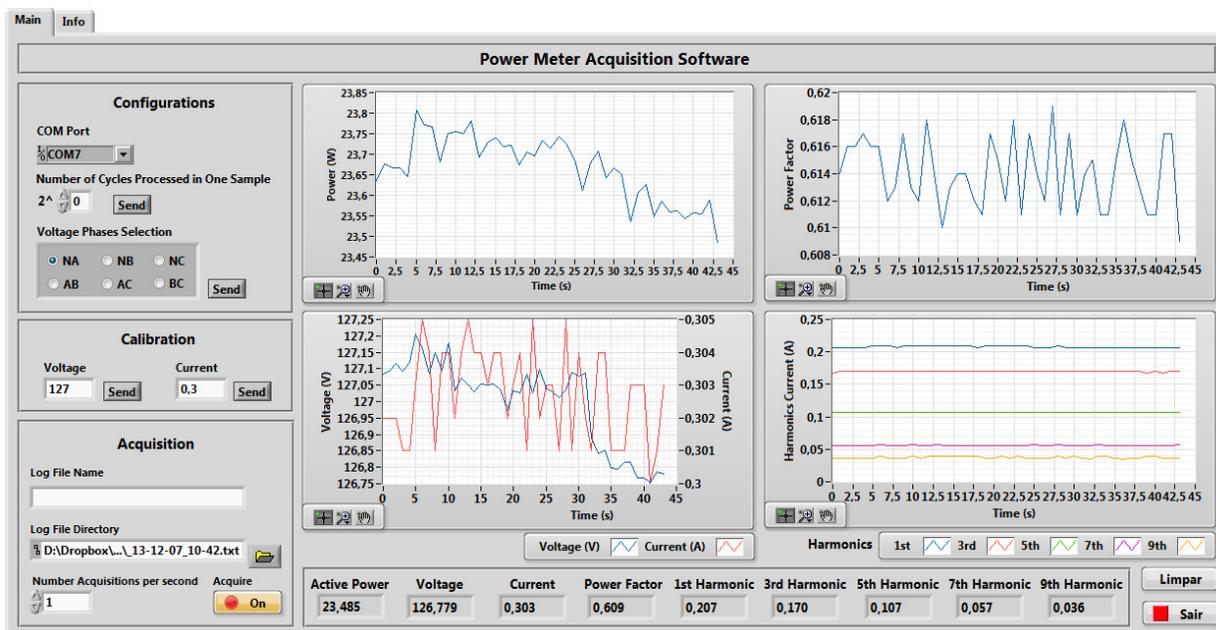


Figura 34. Painel de controle do programa *Power Meter Acquisition Software*.

Os testes do Módulo Medidor foram executados no Laboratório de Computadores do Departamento de Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica – DEMIC da Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP.

Inicialmente foi testada a comunicação entre a Placa de Testes e o Módulo Medidor. Verificou-se que a comunicação através das mensagens *set*, *get* e *parâmetros* funcionam como o previsto.

Para verificação da acurácia dos parâmetros calculados pelo Módulo Medidor, foram usados como referência de tensão e corrente dois multímetros Keithley 197. Para verificação dos componentes harmônicos do sinal de corrente foi usado como referência um osciloscópio LeCroy WS24MXs-B. Para o cálculo da potência ativa foi usado o mesmo osciloscópio, com um canal medindo tensão e outro medindo corrente. O fator de potência foi calculado usando os valores de potência aparente (obtida pela multiplicação do sinal de tensão e corrente) e da potência ativa.

Como cargas de teste foram usadas: lâmpada incandescente de 100 W (carga resistiva), uma lâmpada fluorescente compacta de 20 W (carga não linear) e um motor de máquina de lavar roupas de 240 W (carga indutiva).

Devido ao fato de a tensão da rede elétrica do laboratório ser altamente povoada por harmônicas, como pôde ser verificado nos experimentos apresentados na Capítulo 3, foi usado como fonte de tensão um gerador AC programável Supplier FCATHQ6 00 3850PFCA.

Conforme explicado anteriormente, o Módulo Medidor é capaz de enviar grandezas elétricas calculadas a partir do último ciclo de rede ou, calcular o valor médio dos parâmetros de vários ciclos e envia-los a uma taxa menor. Quanto mais ciclos forem usados para o cálculo das grandezas elétricas menores serão seus ruídos, porém, menos informação acerca dos transientes ter-se-á.

Devido à limitação de velocidade da comunicação serial entre a Placa de Testes e o computador usado para análise dos dados, a taxa máxima que o *Power Meter Acquisition Software* consegue obter os dados da Placa de Testes é de dez amostras por segundo (a cada 100 ms, correspondente a seis ciclos de rede). Os ensaios de teste do Módulo Medidor foram realizados com a maior taxa de requisição dos parâmetros possível, de forma a evidenciar os ruídos na medição. Sendo assim, todos os ensaios foram realizados com o Módulo Medidor configurado para calcular o valor médio das grandezas elétricas dos últimos quatro ciclos de rede, requisitados pela Placa de Testes a cada 100 ms. Na Figura 35 é apresentado o painel de controle do programa *Power Meter Acquisition Software* durante a aquisição das grandezas elétricas de uma lâmpada incandescente.

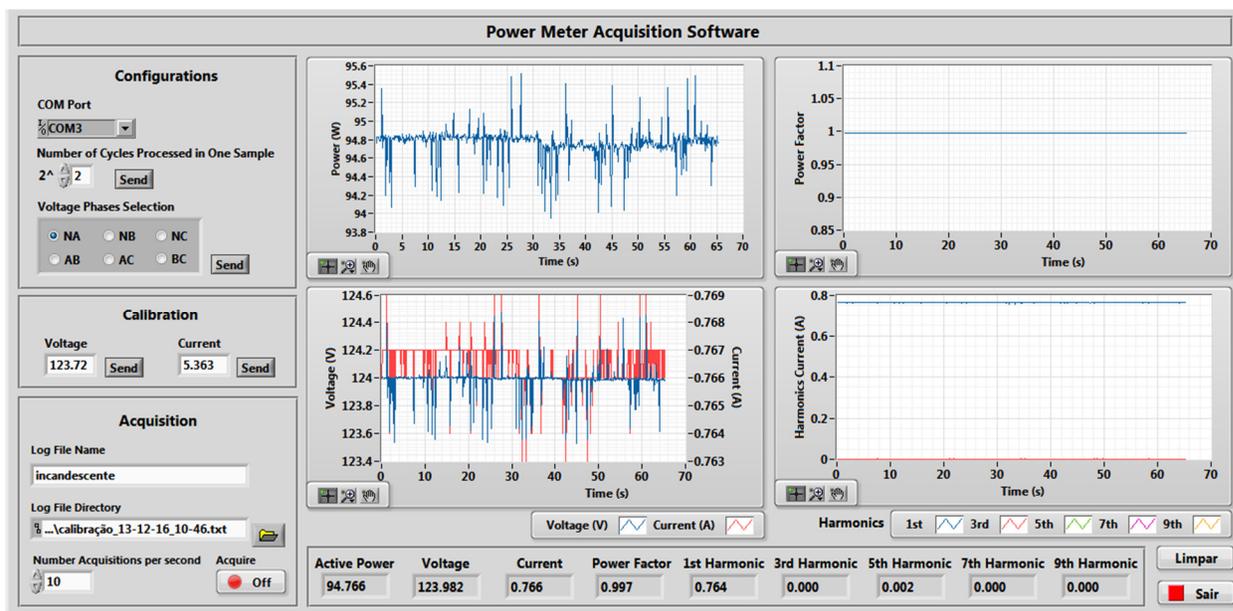


Figura 35. Painel de controle do programa *Power Meter Acquisition Software* durante a aquisição das grandezas elétricas de uma lâmpada incandescente.

As cargas foram analisadas separadamente, em regime, durante o período de 1 minuto. Um único Módulo Medidor foi usado em todos os ensaios. Durante os ensaios a tensão de alimentação das cargas analisadas, providas pela fonte de tensão AC programável, foi mantida constante no valor nominal de 127 V_{RMS} e 60 Hz. A aquisição dos parâmetros elétricos das cargas só foi iniciada após as cargas entrarem em equilíbrio térmico, pelo menos 5 minutos após serem ligadas.

A acurácia de cada uma das grandezas elétricas foi analisada através da comparação do valor médio dos parâmetros obtidos pelo Módulo Medidor com o valor obtido pelos equipamentos de referência. Os erros absolutos entre os valores medidos e os valores de referência foram usados como estatísticas para análise da exatidão do Módulo Medidor.

Para análise de precisão dos parâmetros medidos, foram calculados os desvio padrões de cada uma das grandezas elétricas obtidas pelo Módulo Medidor. Nesta análise, foi assumido que as condições de testes são mantidas constantes durante todo o intervalo de ensaio (1 minuto). Desta forma, quanto menores forem os valores dos desvios padrões dos dados gerados, mais constantes e confiáveis são os valores gerados pelo Módulo Medidor.

Antes de serem iniciadas as medições, os ganhos dos sensores de tensão e corrente do Módulo Medidor foram calibrados. Uma resistência de 650 W foi usada como carga de referência

para calibração. Após a resistência entrar em equilíbrio térmico com o ambiente, e conseqüentemente, manter o consumo de potência constante, o valor de tensão e corrente medidos pelos multímetros Keithley 197 foram enviados pelo programa *Power Meter Acquisition Software* para calibração do módulo medidor. Na Tabela 4 é apresentada a comparação entre os valores das grandezas elétricas de referência com os valores calculados pelo Módulo Medidor após calibração. Observe que os valores de tensão e corrente obtidos pelo Módulo Medidor apresentam valores muito próximos das referências, indicando correta calibração do Módulo Medidor.

Tabela 4. Resultados do ensaio de calibração do Módulo Medidor usando uma resistência de 650 W como carga de referência.

Grandeza Elétrica	Valor de Referência	Valor Médio (Módulo Medidor)	Desvio Padrão (Módulo Medidor)	Erro Absoluto
Potência ativa (W)	657,085	658,491	1,297	-1,406
Potência aparente (VA)	658,627	659,771	1,300	-1,144
Fator de potência	0,998	0,998	0,000	0,000
Tensão eficaz (V_{RMS})	123,200	123,400	0,097	-0,200
Corrente eficaz (A_{RMS})	5,346	5,347	0,008	-0,001
1ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	5,338	5,345	0,008	-0,007
3ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,006	0,002	0,006	0,004
5ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,024	0,023	0,003	0,001
7ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,005	0,004	0,002	0,001
9ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,019	0,015	0,002	0,004

Na Tabela 5 é apresentado o resultado do ensaio com a lâmpada incandescente. Observe que todas as grandezas elétricas apresentaram erros e desvios padrões bastante baixos.

Na Tabela 6 é apresentado o resultado do ensaio com a lâmpada fluorescente compacta. Os erros absolutos da potência ativa, fator de potência e corrente eficaz apresentaram valores consideráveis. Isso se deve ao fato de a lâmpada analisada apresentar valores significativos de corrente nas componentes harmônicas de alta ordem. Conforme explicado anteriormente, o Módulo Medidor é capaz de obter informações de harmônicas de até no máximo 31ª ordem. Sendo assim, cargas que geram componentes harmônicos no sinal de corrente de ordem superiores a 31 apresentarão erros devido a não medição dessas harmônicas.

Tabela 5. Resultados do ensaio usando como carga uma lâmpada incandescente de 100 W.

Grandeza Elétrica	Valor de Referência	Valor Médio (Módulo Medidor)	Desvio Padrão (Módulo Medidor)	Erro Absoluto
Potência ativa (W)	94,948	94,819	0,165	0,129
Potência aparente (VA)	95,279	95,076	0,167	0,203
Fator de potência	0,997	0,997	0,000	0,000
Tensão eficaz (V_{RMS})	123,900	123,959	0,090	-0,058
Corrente eficaz (A_{RMS})	0,769	0,767	0,001	0,002
1ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,717	0,766	0,001	-0,049
3ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,005	0,000	0,001	0,005
5ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,003	0,002	0,000	0,001
7ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,001	0,000	0,000	0,001
9ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,003	0,000	0,000	0,003

Tabela 6. Resultados do ensaio usando como carga uma lâmpada fluorescente compacta de 20W.

Grandeza Elétrica	Valor de Referência	Valor Médio (Módulo Medidor)	Desvio Padrão (Módulo Medidor)	Erro Absoluto
Potência ativa (W)	19,375	18,984	0,176	0,391
Potência aparente (VA)	42,904	38,044	0,322	4,860
Fator de potência	0,452	0,499	0,002	-0,047
Tensão eficaz (V_{RMS})	124,000	124,032	0,096	-0,032
Corrente eficaz (A_{RMS})	0,346	0,307	0,003	0,039
1ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,173	0,176	0,002	-0,003
3ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,151	0,152	0,001	-0,001
5ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,122	0,121	0,001	0,001
7ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,090	0,086	0,001	0,004
9ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,066	0,062	0,002	0,004

Na Tabela 7 é apresentado o resultado do ensaio com motor da máquina de lavar. Todos os parâmetros medidos, com exceção do fator de potência e da potência ativa, apresentaram erros baixos. O erro elevado no fator de potência, e conseqüentemente na potência ativa, se deve ao deslocamento no sinal de corrente causado pelo sensor de corrente TC.

Tabela 7. Resultados do ensaio usando como carga um motor de máquina de lavar roupas.

Grandeza Elétrica	Valor de Referência	Valor Médio (Módulo Medidor)	Desvio Padrão (Módulo Medidor)	Erro Absoluto
Potência ativa (W)	111,668	122,083	0,469	-10,415
Potência aparente (VA)	236,087	235,862	0,363	0,225
Fator de potência	0,473	0,518	0,002	-0,045
Tensão eficaz (V_{RMS})	123,800	123,687	0,101	0,113
Corrente eficaz (A_{RMS})	1,907	1,907	0,003	0,000
1ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	1,905	1,904	0,003	0,001
3ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,058	0,055	0,002	0,003
5ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,039	0,040	0,001	-0,001
7ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,015	0,013	0,001	0,002
9ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,001	0,002	0,001	-0,001

Para analisar o efeito do deslocamento no sinal de corrente causado pelo TC no valor da potência ativa foi desenvolvido um *script* Matlab para simular sinais de tensão e corrente. Esse *script* está disponível no Apêndice F. Observou-se com essa simulação que um deslocamento de 3 graus no sinal de corrente resulta em um erro de 9,6% na potência ativa em uma carga com fator de potência 0,473, enquanto que o mesmo deslocamento em uma carga de fator de potência unitário resulta em um erro de apenas 0,14%. Ou seja, o efeito de deslocamento do sinal de corrente causado pelo TC resulta em erros pequenos para cargas com fator de potência próximo a 1, que aumenta conforme o fator de potência diminui, tornando-se consideráveis para cargas com fatores de potência próximo a 0,5.

O deslocamento o sinal de corrente causado pelo TC foi compensado através de um atraso de 139 ns (equivalente a 3 graus) no conversor A/D usado para medição de tensão. Após essa correção todos os experimentos foram refeitos. Não foram observadas mudanças significativas nas grandezas elétricas medidas nas lâmpadas. Porém, no motor, o erro no valor da potência ativa que era de -10,415 W caiu para -2,048 W e o erro no fator de potência, que era de -0,045 caiu para 0,007%.

Para uma melhor avaliação dos valores dos componentes harmônicos do sinal de corrente foi realizado um ensaio usando a lâmpada incandescente como carga alimentada por um sinal de tensão composto por 127 V_{RMS} de componente fundamental, 25% de 3ª harmônica, 20% de 5ª

harmônica, 15% de 7ª harmônica e 10% de 9ª harmônica. O resultado deste ensaio é apresentado na Tabela 8. O erro máximo no valor dos componentes harmônicos foi de 5,22 LSB (8 mA).

Tabela 8. Resultados do ensaio para avaliação da medida dos componentes harmônicos.

Grandeza Elétrica	Valor de Referência	Valor Médio (Módulo Medidor)	Desvio Padrão (Módulo Medidor)	Erro Absoluto
Potência ativa (W)	102,942	100,308	0,097	2,634
Potência aparente (VA)	103,514	101,060	0,091	2,454
Fator de potência	0,994	0,993	0,000	0,001
Tensão eficaz (V_{RMS})	130,700	128,414	0,071	2,286
Corrente eficaz (A_{RMS})	0,792	0,787	0,000	0,005
1ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,742	0,742	0,001	0,000
3ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,184	0,183	0,001	0,001
5ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,146	0,141	0,001	0,005
7ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,108	0,101	0,001	0,007
9ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,070	0,062	0,001	0,008

A precisão e acurácia da medição de tensão eficaz foram avaliadas através de um ensaio usando como carga a lâmpada incandescente alimentada por sinal de tensão composto apenas pela componente fundamental com amplitudes iguais a: tensão nominal ($127 V_{RMS}$), 110% da tensão nominal ($139,7 V_{RMS}$) e 90% da tensão nominal ($114,3 V_{RMS}$). Os resultados deste ensaio, apresentado na Tabela 9, indicam que o erro máximo do valor medido da tensão elétrica no intervalo de $\pm 10\%$ do valor nominal é de 0,34%.

Tabela 9. Resultados do ensaio para avaliação do valor da tensão eficaz.

Ensaio	Valor de Referência	Valor Médio (Módulo Medidor)	Desvio Padrão (Módulo Medidor)	Erro Absoluto
Tensão nominal (V_{RMS})	123,900	123,959	0,090	-0,058
10% acima da tensão nominal (V_{RMS})	135,700	135,242	0,088	0,458
10% abaixo da tensão nominal (V_{RMS})	110,900	111,158	0,098	-0,258

Dois ensaios foram realizados para avaliação da influência da variação da frequência da rede elétrica na acurácia dos valores medidos. Em ambos os experimentos uma lâmpada incandescente de 100 W foi usada como carga. No primeiro teste a carga foi alimentada com uma tensão senoidal de valor nominal ($127 V_{RMS}$) e frequência de 60,6 Hz (10% acima do valor

nominal). No segundo teste foi aplicado um sinal de tensão com frequência de 59,4 Hz (10% abaixo do valor nominal). Os resultados destes experimentos, apresentados nas Tabela 10 e Tabela 11, indicam que pequenas variações na frequência de rede não alteram significativamente a acurácia e precisão das medições efetuadas pelo Módulo Medidor.

Tabela 10. Resultados do ensaio para avaliação da influência da variação da frequência da rede (frequência da rede 10% acima do valor nominal – 60,6 Hz).

Grandeza Elétrica	Valor de Referência	Valor Médio (Módulo Medidor)	Desvio Padrão (Módulo Medidor)	Erro Absoluto
Potência ativa (W)	94,111	94,260	4,280	-0,149
Potência aparente (VA)	94,648	94,546	0,380	0,101
Fator de potência	0,994	0,997	0,045	-0,003
Tensão eficaz (V_{RMS})	123,400	123,599	0,252	-0,199
Corrente eficaz (A_{RMS})	0,767	0,765	0,002	0,002
1ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,759	0,764	0,035	-0,005
3ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,008	0,002	0,001	0,006
5ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,004	0,000	0,001	0,004
7ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,002	0,000	0,000	0,002
9ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,003	0,000	0,000	0,003

Tabela 11. Resultados do ensaio para avaliação da influência da variação da frequência da rede (frequência da rede 10% abaixo do valor nominal – 59,4 Hz).

Grandeza Elétrica	Valor de Referência	Valor Médio (Módulo Medidor)	Desvio Padrão (Módulo Medidor)	Erro Absoluto
Potência ativa (W)	94,099	94,251	0,188	-0,152
Potência aparente (VA)	94,725	94,494	0,194	0,230
Fator de potência	0,993	0,997	0,000	-0,004
Tensão eficaz (V_{RMS})	123,500	123,520	0,123	-0,020
Corrente eficaz (A_{RMS})	0,767	0,765	0,001	0,002
1ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,759	0,764	0,001	-0,005
3ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,007	0,002	0,001	0,005
5ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,003	0,002	0,001	0,001
7ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,002	0,000	0,000	0,002
9ª Harmônica da corrente (A_{RMS})	0,003	0,000	0,000	0,003

Capítulo 5

Conclusões e Trabalhos Futuros

5.1 Conclusões

Essa pesquisa foi dividida em duas etapas: primeiro foram realizados experimentos para identificação de quais grandezas elétricas derivadas das curvas de tensão e corrente são mais adequadas para definição de assinatura de cargas. Em seguida foi implementado um medidor de energia inteligente capaz de calcular todos esses parâmetros e enviá-los através de comunicação SPI.

Os experimentos realizados indicaram a tensão e corrente eficazes, as potências ativa e reativa, o fator de potência e os componentes harmônicos ímpares do sinal de corrente como os parâmetros mais adequados para identificação de cargas residenciais.

Verificou-se que a maior parte de informação útil para a identificação de cargas através do espectro de frequência encontra-se nas cinco primeiras harmônicas ímpares (1^a, 3^a, 5^a, 7^a e 9^a) do sinal de corrente.

Observou-se também que a amplitude e o formato da curva de tensão podem variar consideravelmente em função das cargas em uso e, portanto, esse fenômeno deve ser levado em consideração no processo de identificação de cargas.

A análise preliminar de transiente de cargas residenciais indicou que é possível usar o transiente das potências para identificação de cargas. Cargas acionadas por interruptores eletromecânicos, como lâmpadas e ventiladores, podem ser identificadas por pulsos de potência reativa. Porém, para que seja possível obter informações do transiente das cargas é necessária a

medição dos parâmetros elétricos a uma taxa elevada (idealmente a cada ciclo de rede, 16,67 ms), pois, alguns aparelhos apresentam transientes com duração de poucas centenas, ou mesmo dezenas, de milissegundos (por volta de 3 a 7 ciclos de rede).

Neste trabalho, foi desenvolvido um medidor de energia inteligente para uso em sistemas de identificação de cargas residenciais através do reconhecimento de suas assinaturas elétricas. Este medidor é capaz de operar em redes monofásicas e bifásicas de tensão nominal de até 220 V_{RMS} , e corrente de até 50 A_{RMS} por circuito. Ele é capaz de medir: potência ativa, corrente eficaz, tensão eficaz, fator de potência e as cinco primeiras componentes harmônicas ímpares do sinal de corrente. Os módulos medidores podem ser conectados em uma placa concentradora que possibilita o monitoramento das grandezas elétricas de até 16 circuitos consecutivamente.

Graças a técnicas de programação e decisões de projeto acertadas foi possível desenvolver um módulo medidor de alta precisão, baixo custo, usando um microcontrolador simples, de baixo consumo, capaz de calcular vários parâmetros elétricos a uma taxa elevada. O módulo desenvolvido é capaz de calcular todas as grandezas elétricas supramencionadas e transmiti-las por meio de protocolo SPI a uma frequência máxima de 46 Hz (a cada 21,67 ms), viabilizando seu uso para análise de transientes.

Vários testes foram realizados com o objetivo de verificar a acurácia e precisão dos parâmetros elétricos medidos. As medidas realizadas com carga resistiva de 100 W apresentaram erros de 0,14% na potência ativa, 0,21% na potência aparente, -0,05% no fator de potência, -0,05% no valor da tensão eficaz e 0,26% na corrente eficaz. Os experimentos para avaliação da acurácia dos componentes harmônicos do sinal de corrente indicaram erros de 0,03% para a componente fundamental, 0,58% para a 3ª harmônica, 3,69% para a 5ª harmônica, 6,63% para a 7ª harmônica e 11,81% para a 9ª harmônica.

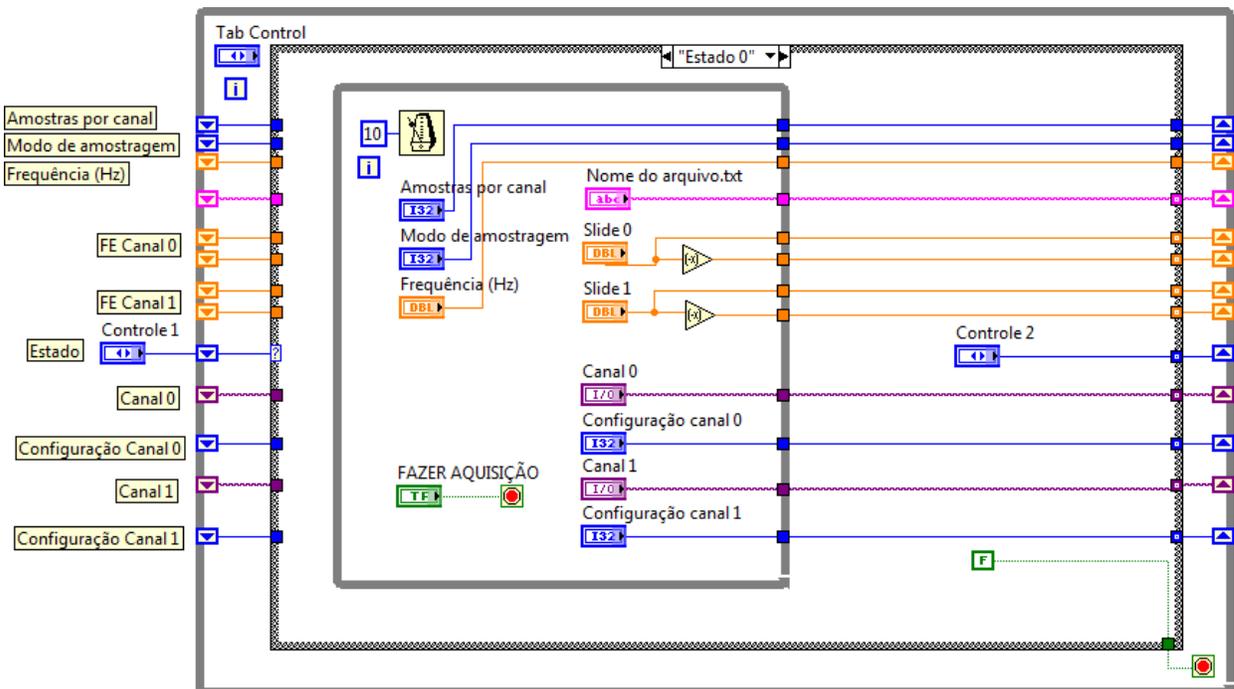
Em todos os testes realizados, os valores dos desvios padrões das grandezas medidas apresentaram valores baixos, indicando alta precisão do sistema desenvolvido.

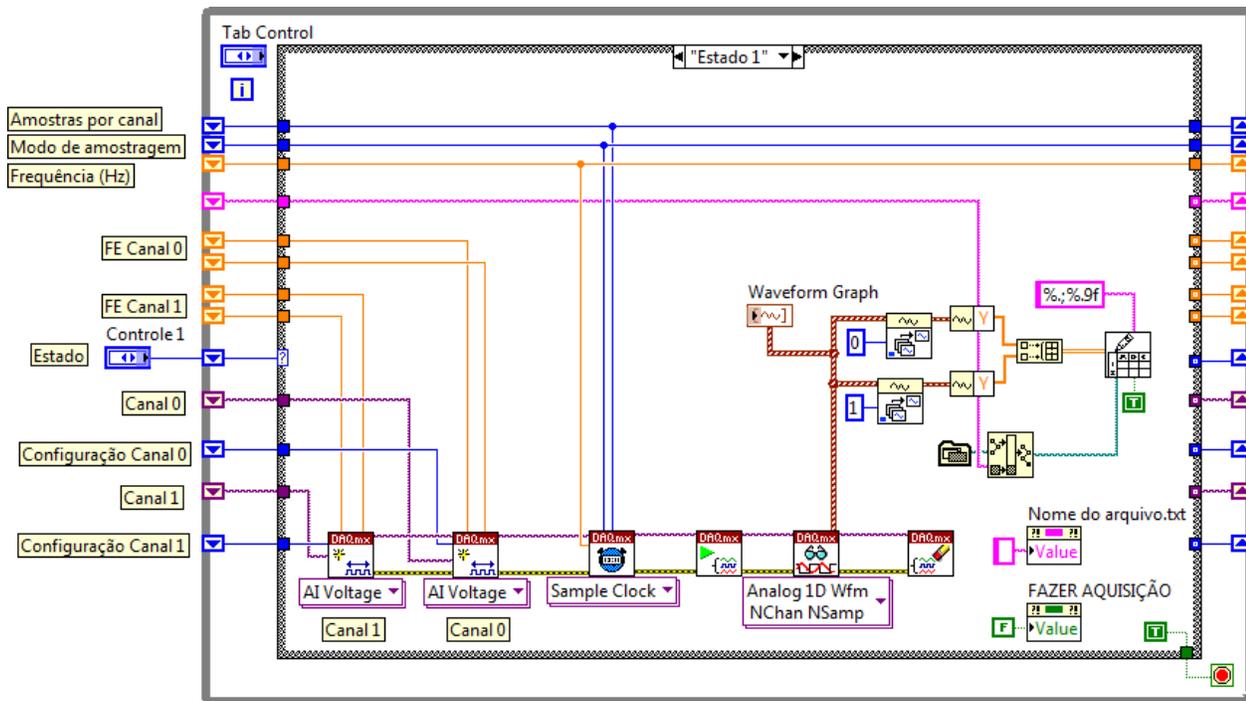
Pequenas variações (inferiores a 10%) na amplitude e frequência da tensão da rede elétrica não diminuíram a acurácia e precisão das medidas.

5.2 Trabalhos Futuros

Como trabalho futuro pretende-se desenvolver uma segunda versão dos Módulos Medidores, com as mesmas especificações técnicas, porém de tamanho reduzido. É possível reduzir as dimensões da placa dos medidores em um terço, permitindo assim a instalação de vários Módulos Medidores juntamente com a Placa Concentradora no interior de uma caixa de disjuntor trifásico padrão. Esse novo *design* permitirá fácil instalação do sistema desenvolvido no interior das caixas de distribuição elétrica, permitindo assim, análise dos Módulos Medidores em ambiente operacional.

Apêndice A – Código fonte do Software de Aquisição de Tensão e Corrente





Apêndice B – *Script* MATLAB para o cálculo dos parâmetros elétricos

```

clear all

% Frequencia da Rede: 60 Hz
FR = 60;
% Tempo de amostragem (em segundos)
T = 1;
% Numero de amostras por ciclo
N = 2000;
% Frequencia de Amostragem
FA = N*FR;
% Máxima harmônica medida
MH = 25;
% Numero de ciclos na amostra
NC = T*FR;
% Tipo de análise: 0 = Estado Estacionário, 1 = Transiente.
TA = 0;

% Leitura dos Dados
% Arquivos d log contendo as amostras de tensão e corrente das cargas
analizadas

data = load('D:\Dropbox\Mestrado\Disciplinas\IE3270 - ELNATAN - 2S2012\NI-
DAQ\SS\1s\BLA60W_1_SS');

% Cálculo dos parâmetros desejados
% Iniciar todas as variáveis com zeros
Vrms = zeros(1,NC);
Irms = zeros(1,NC);
P = zeros(1,NC);
S = zeros(1,NC);
Q = zeros(1,NC);
FP = zeros(1,NC);
IrmsR = zeros(1,NC,MH);
IrmsI = zeros(1,NC,MH);
IrmsH = zeros(1,NC,MH);
IrmsHN = zeros(1,NC,MH);
Vrms1 = zeros(1,NC);
Vrms1R = zeros(1,NC);
Vrms1I = zeros(1,NC);

% Este laço percorre um ciclo de cada vez (NC = número de ciclos)
for contNC = 1:NC

    % Leitura das amostras de corrente e tensão
    IA = data((contNC-1)*N+1:contNC*N,1);
    VA = data((contNC-1)*N+1:contNC*N,2);

```

```

% Ganho na tensão e na corrente
IA = 101.0755*IA;
VA = 2337.1239*VA'/1.054;

% Contador que percorre um ciclo de rede
for contN = 1:N
    P(contNC) = P(contNC) + VA(contN)*IA(contN);
    Vrms(contNC) = Vrms(contNC) + VA(contN)^2;
    Irms(contNC) = Irms(contNC) + IA(contN)^2;
    % Cálculo das partes real e imaginária da primeira harmônica do sinal
de tensão
    Vrms1R(contNC) = Vrms1R(contNC) + (VA(contN) * cos(2*pi*(1/N)*(contN-
1)));
    Vrms1I(contNC) = Vrms1I(contNC) + (VA(contN) * sin(2*pi*(1/N)*(contN-
1)));
    % Cálculo das partes real e imaginária das componentes harmônicas do
sinal de corrente
    for contN2 = 1:MH
        IrmsR(1,contNC,contN2) = IrmsR(1,contNC,contN2) + (IA(contN) *
cos(2*pi*(contN2*1/N)*(contN-1)));
        IrmsI(1,contNC,contN2) = IrmsI(1,contNC,contN2) + (IA(contN) *
sin(2*pi*(contN2*1/N)*(contN-1)));
    end
end

% Cálculo dos parâmetros medidos
Vrms(contNC) = sqrt(Vrms(contNC)/N);
Irms(contNC) = sqrt(Irms(contNC)/N);
P(contNC) = P(contNC)/N;
S(contNC) = Vrms(contNC) * Irms(contNC);
Q(contNC) = sqrt(S(contNC)^2-P(contNC)^2);
FP(contNC) = P(contNC)/S(contNC);
% Cálculo dos módulos da primeira harmônica do sinal de tensão
Vrms1(contNC) = sqrt((Vrms1R(contNC)^2 + Vrms1I(contNC)^2)*2)/N;

% Cálculo dos módulos das componentes harmônicas do sinal de corrente
for contMH = 1:MH
    % Módulo
    IrmsH(1,contNC,contMH) = sqrt((IrmsR(1,contNC,contMH)^2 +
IrmsI(1,contNC,contMH)^2)*2)/N;
    % Módulo normalizado
    IrmsHN(1,contNC,contMH) = IrmsH(1,contNC,contMH)/IrmsH(1,contNC,1);
end
end

%calculo dos valores médios e erros padrões de cada um dos parâmetros
[M_Vrms, D_Vrms, E_Vrms] = stat(Vrms);
[M_Irms, D_Irms, E_Irms] = stat(Irms);
[M_P, D_P, E_P] = stat(P);
[M_Q, D_Q, E_Q] = stat(Q);
[M_S, D_S, E_S] = stat(S);
[M_FP, D_FP, E_FP] = stat(FP);
[M_Vrms1, D_Vrms1, E_Vrms1] = stat(Vrms1);
[M_Vrms1R, D_Vrms1R, E_Vrms1R] = stat(Vrms1R);
[M_Vrms1I, D_Vrms1I, E_Vrms1I] = stat(Vrms1I);

```

```

M_IrmsH = zeros(1,MH);
D_IrmsH = zeros(1,MH);
E_IrmsH = zeros(1,MH);
M_IrmsR = zeros(1,MH);
E_IrmsR = zeros(1,MH);
D_IrmsR = zeros(1,MH);
M_IrmsI = zeros(1,MH);
D_IrmsI = zeros(1,MH);
E_IrmsI = zeros(1,MH);
M_IrmsHN = zeros(1,MH);
D_IrmsHN = zeros(1,MH);
E_IrmsHN = zeros(1,MH);
for contMH = 1:MH
    [M_IrmsH(contMH), D_IrmsH(contMH), E_IrmsH(contMH)] =
stat(IrmsH(1,1:NC,contMH));
    [M_IrmsR(contMH), D_IrmsR(contMH), E_IrmsR(contMH)] =
stat(IrmsR(1,1:NC,contMH));
    [M_IrmsI(contMH), D_IrmsI(contMH), E_IrmsI(contMH)] =
stat(IrmsI(1,1:NC,contMH));
    [M_IrmsHN(contMH), D_IrmsHN(contMH), E_IrmsHN(contMH)] =
stat(IrmsHN(1,1:NC,contMH));
end

% Gráficos dos sinais analisados
% Se TA == 0: Análise em estado estacionário
if (TA == 0)
    disp(sprintf('\n\nVrms: %f +- %f', M_Vrms, D_Vrms));
    disp(sprintf('Irms: %f +- %f', M_Irms, D_Irms));
    disp(sprintf('Potência Ativa: %f +- %f', M_P, D_P));
    disp(sprintf('Potência Reativa: %f +- %f', M_Q, D_Q));
    disp(sprintf('Potência Aparente: %f +- %f', M_S, D_S));

    if (FP>0)
        disp(sprintf('Fator de Potência: %f +- %f Indutivo', abs(M_FP),
D_FP));
    else
        disp(sprintf('Fator de Potência: %f +- %f Capacitivo', abs(M_FP),
D_FP));
    end

    disp(sprintf('Valor RMS das Harmônicas da Corrente:'));
    for contMH = 1:MH
        disp(sprintf('%d Harmônica: %f +- %f', contMH, M_IrmsH(contMH),
D_IrmsH(contMH)));
    end

    disp(sprintf('\n'));
    for contMH = 2:2:MH-1
        disp(sprintf('%f +- %f', M_IrmsHN(contMH), D_IrmsHN(contMH)));
    end

    subplot(3,2,1); plot(VA, 'b');
    title('Amostra do Sinal de Tensão (1 ciclo de rede)');
    xlabel('Amostras'); ylabel('Tensão (V)');

```

```

subplot(3,2,2); plot(IA, 'r');
title('Amostra do Sinal de Corrente (1 ciclo de rede)');
xlabel('Amostras'); ylabel('Corrente (A)');

Idft = IrmsHN(1,1,1:25);
Idft = Idft(:);
IdftDb = 20*log10(Idft);

Vdft = (abs(fft(VA))*sqrt(2)/N)/M_Vrms1;
Vdft = Vdft(2:26);
VdftDb = 20*log10(Vdft);

subplot(3,2,3); stem(Vdft, 'b');
title('DFT do Sinal de Tensão (normalizado)');
xlabel('Harmônicas'); ylabel('Tensão');
axis([0 25 0 1.1]);

subplot(3,2,4); stem(Idft, 'r');
title('DFT do Sinal de Corrente (normalizado)');
xlabel('Harmônicas'); ylabel('Corrente');
axis([0 25 0 1.1]);

subplot(3,2,5); stem(VdftDb, 'b');
title('DFT do Sinal de Tensão (normalizada)');
xlabel('Harmônicas'); ylabel('Tensão (dB)');
axis([0 25 -100 10]);

subplot(3,2,6); stem(IdftDb, 'r');
title('DFT do Sinal de Corrente (normalizada)');
xlabel('Harmônicas'); ylabel('Corrente (dB)');
axis([0 25 -100 10]);

% Se TA == 1: Análise em transiente
else
    subplot(3,2,1); stem(P, 'm');
    title('Potencia Ativa');
    xlabel('Ciclos de Rede'); ylabel('W');

    subplot(3,2,2); stem(Q, 'm');
    title('Potencia Reativa');
    xlabel('Ciclos de Rede'); ylabel('Var');

    subplot(3,2,3); stem(S, 'm');
    title('Potencia Aparente');
    xlabel('Ciclos de Rede'); ylabel('VA');

    subplot(3,2,4); stem(Vrms, 'b');
    title('Tensão RMS');
    xlabel('Ciclos de Rede'); ylabel('V(rms)');

    subplot(3,2,5); stem(Irms, 'r');
    title('Corrente RMS');
    xlabel('Ciclos de Rede'); ylabel('A(rms)');

    subplot(3,2,6); stem(abs(FP), 'k');

```

```
        title('Fator de Potência');
        xlabel('Ciclos de Rede'); ylabel('')
end

function [mean, stdev, stderr] = stat(x)
% STAT Média e Erro Padrão da Estimativa
n = length(x);
mean = sum(x)/n;
x = (x-mean).^2;
stdev= sqrt(sum(x)/(n-1));
stderr= stdev/sqrt(n);
```


Apêndice C - Gráficos da de Tensão e Corrente nos Domínios do Tempo e da Frequência Discreta das Cargas Analisadas.

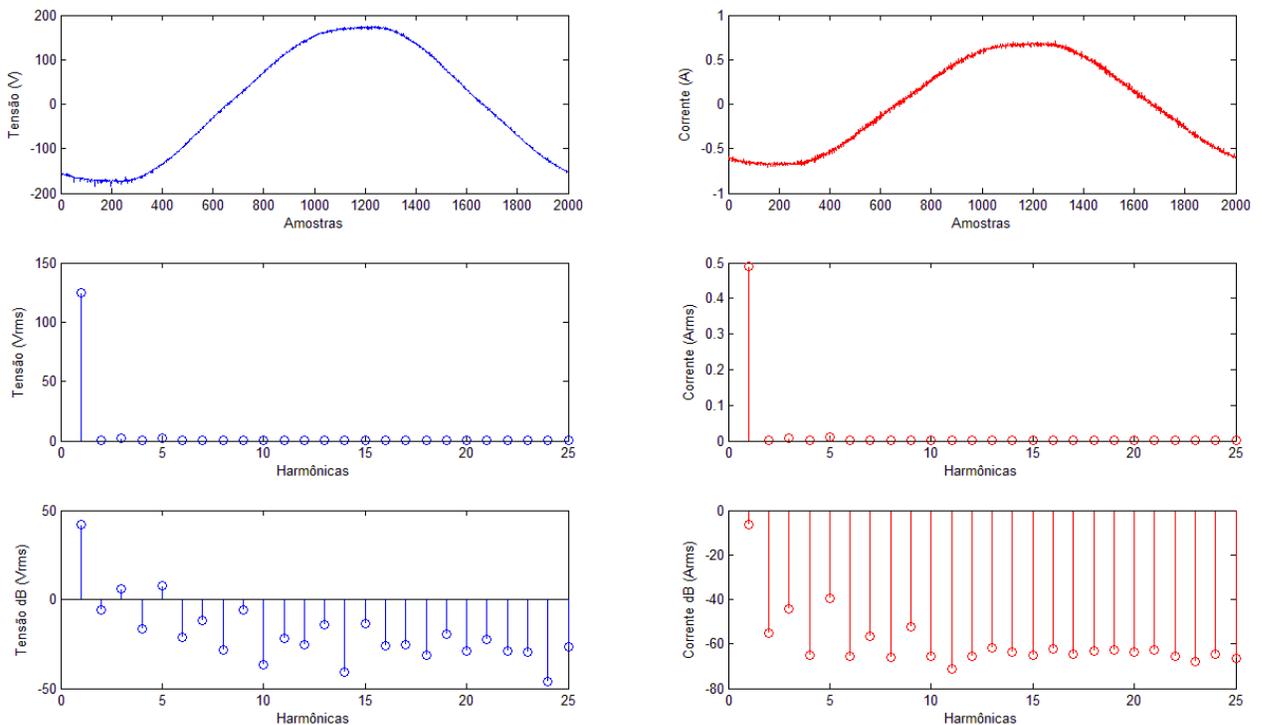


Figura 36. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de uma lâmpada incandescente de 60 W no domínio do tempo e da frequência discreta.

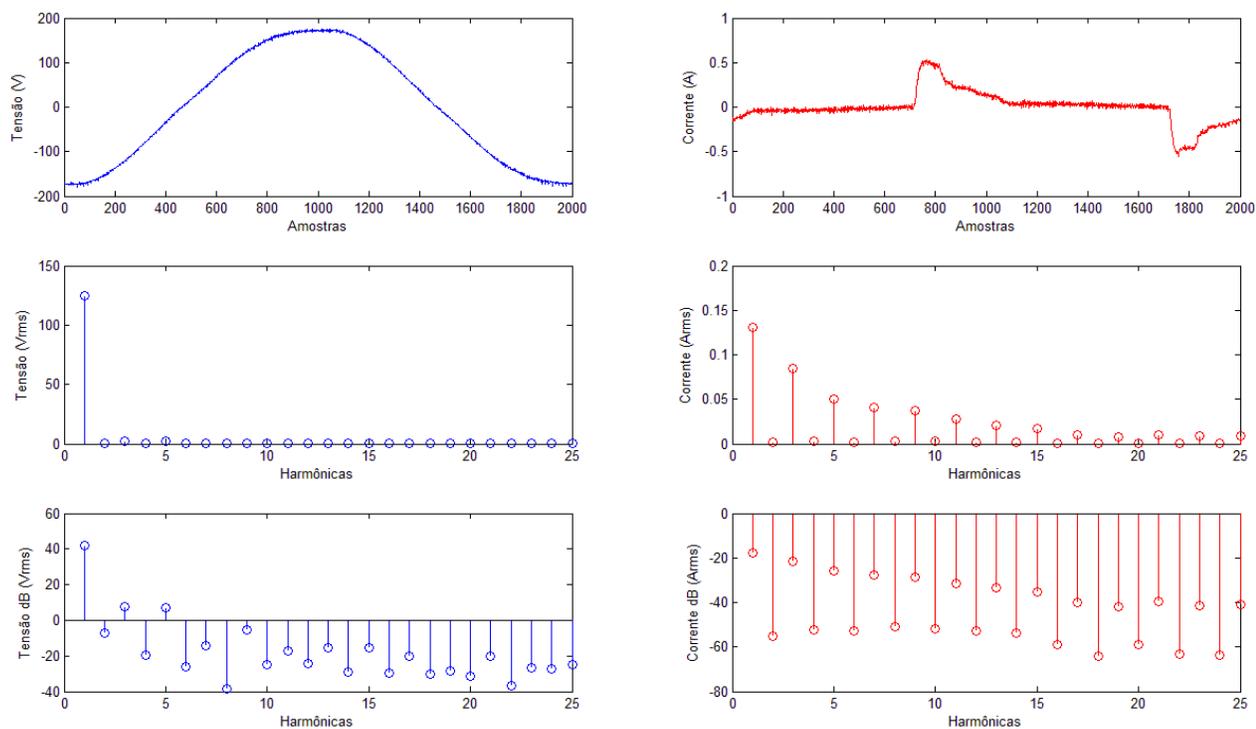


Figura 37. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de uma lâmpada fluorescente compacta de 13 W no domínio do tempo e da frequência discreta.

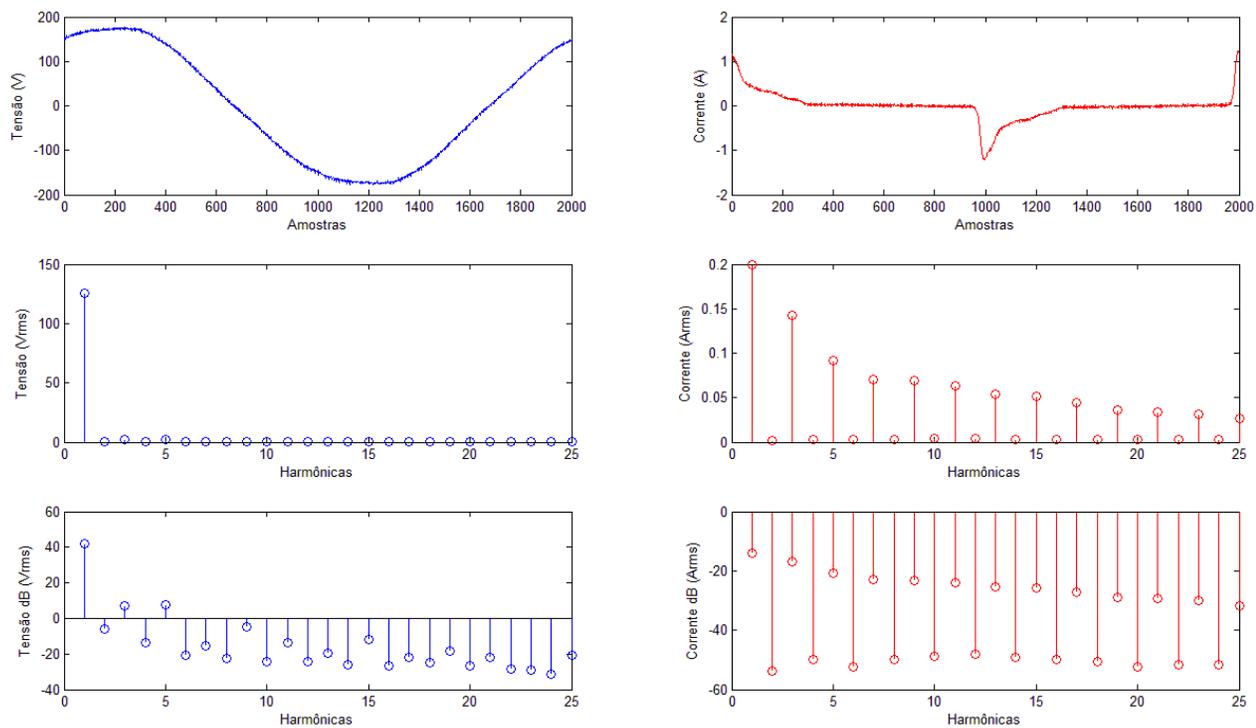


Figura 38. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de uma lâmpada fluorescente compacta de 20 W no domínio do tempo e da frequência discreta.

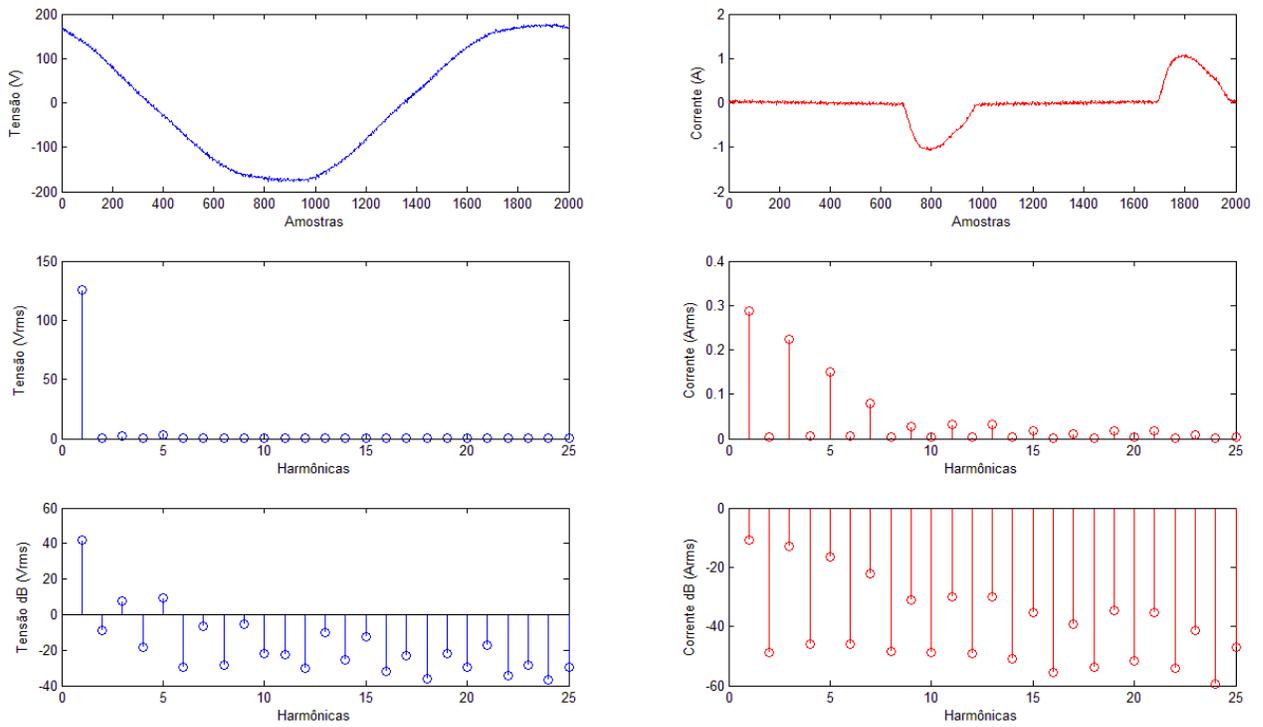


Figura 39. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um monitor LCD de 19” no domínio do tempo e da frequência discreta.

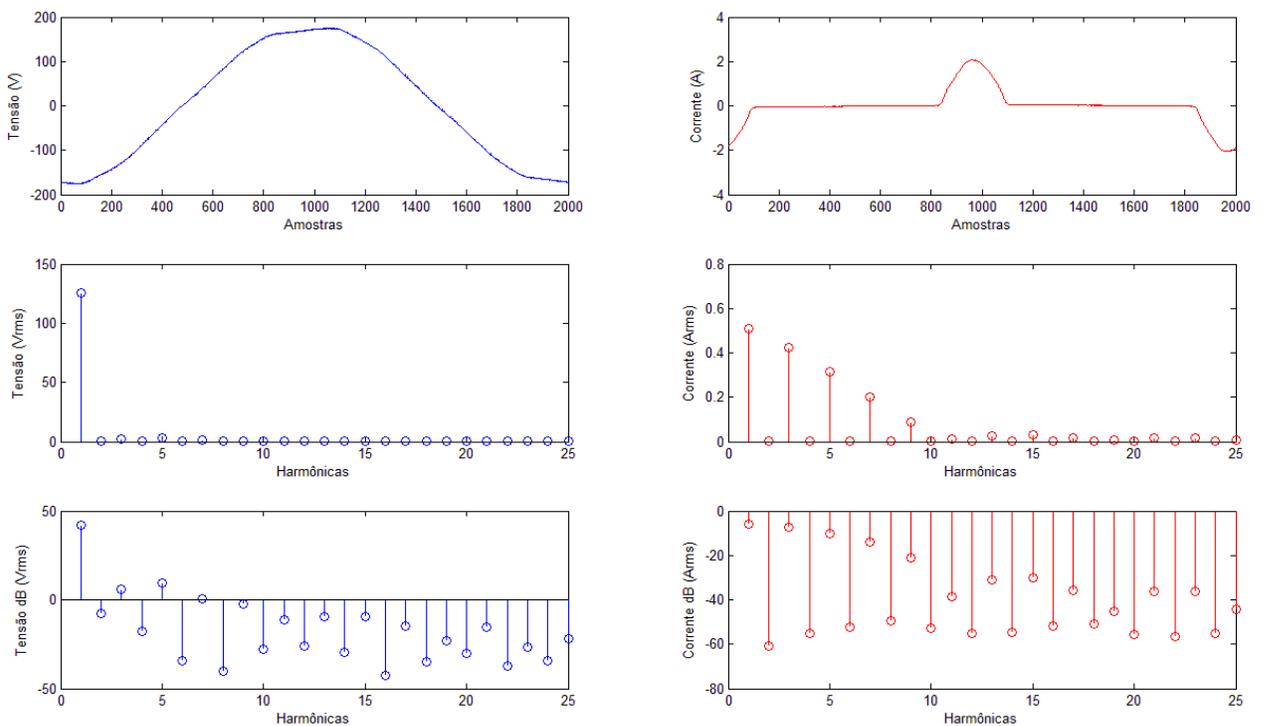


Figura 40. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um computador *desktop* no domínio do tempo e da frequência discreta.

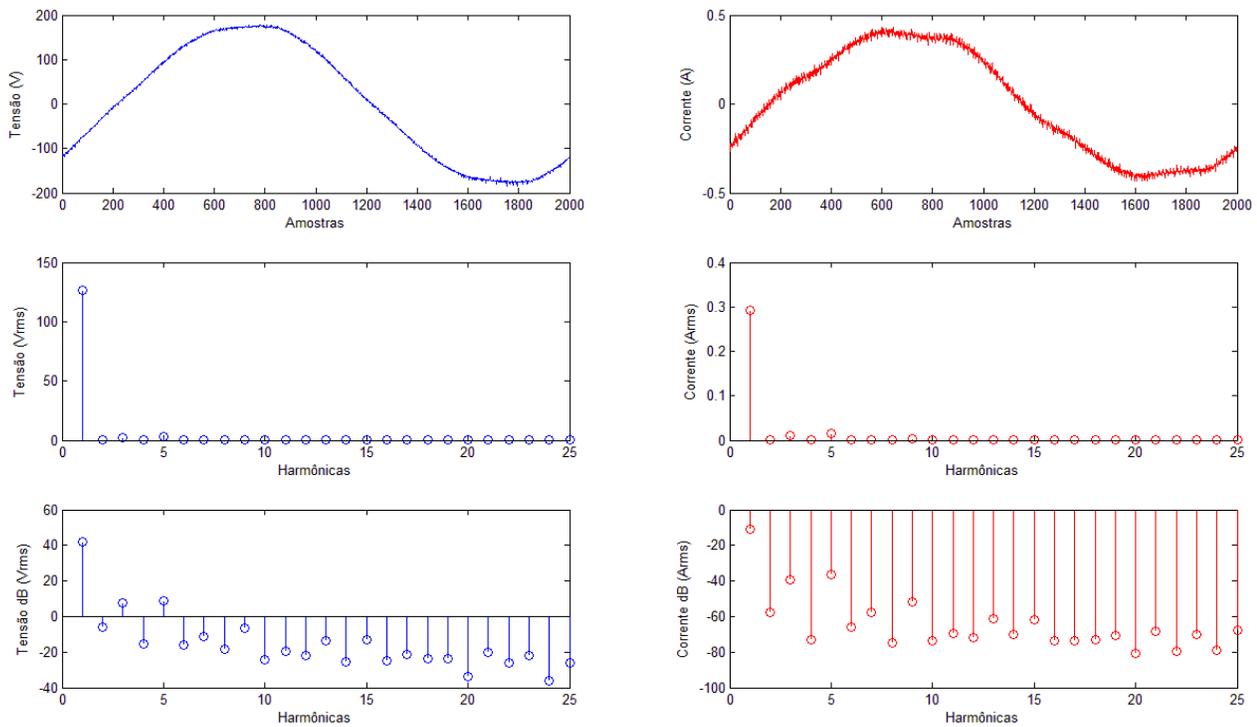


Figura 41. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um ventilador (velocidade um) no domínio do tempo e da frequência discreta.

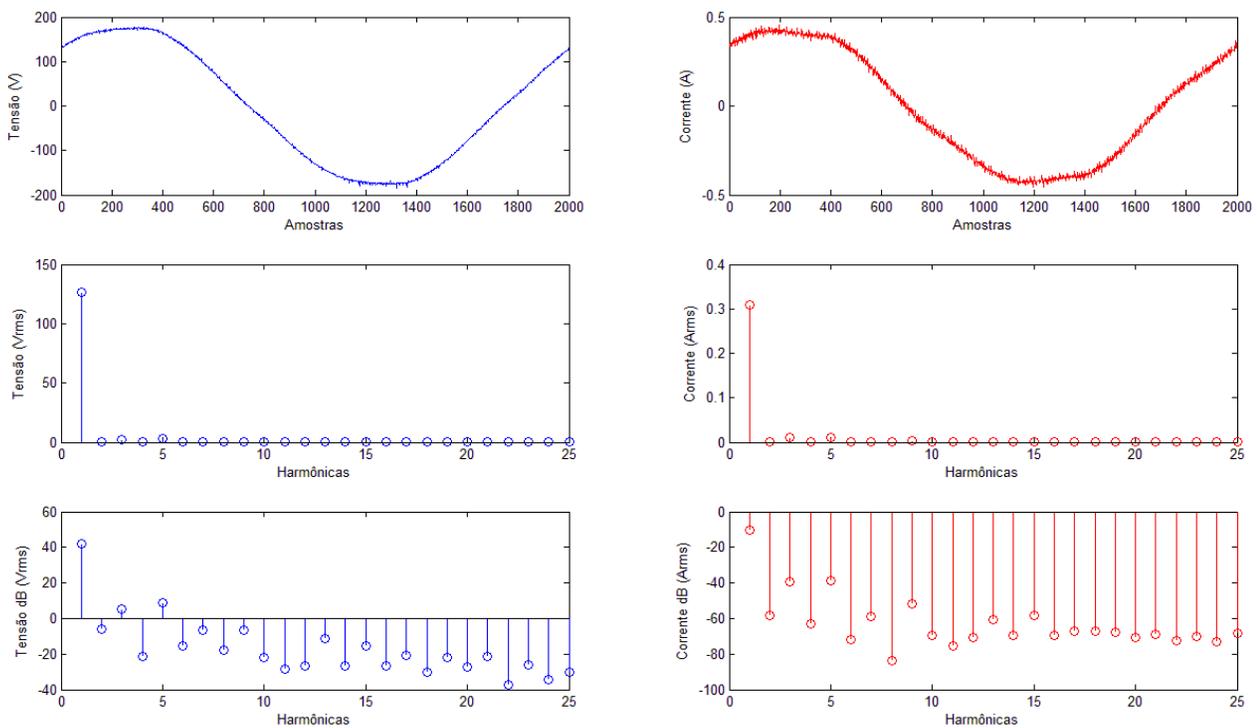


Figura 42. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um ventilador (velocidade dois) no domínio do tempo e da frequência discreta.

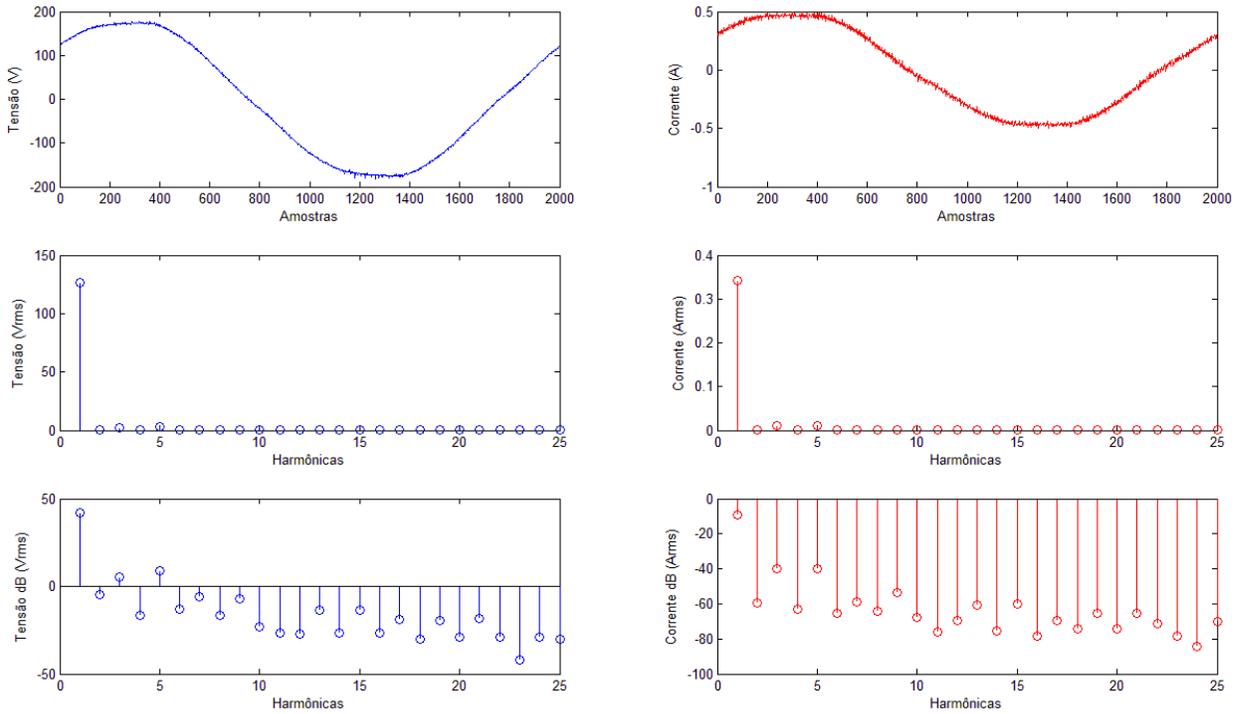


Figura 43. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um ventilador (velocidade três) no domínio do tempo e da frequência discreta.

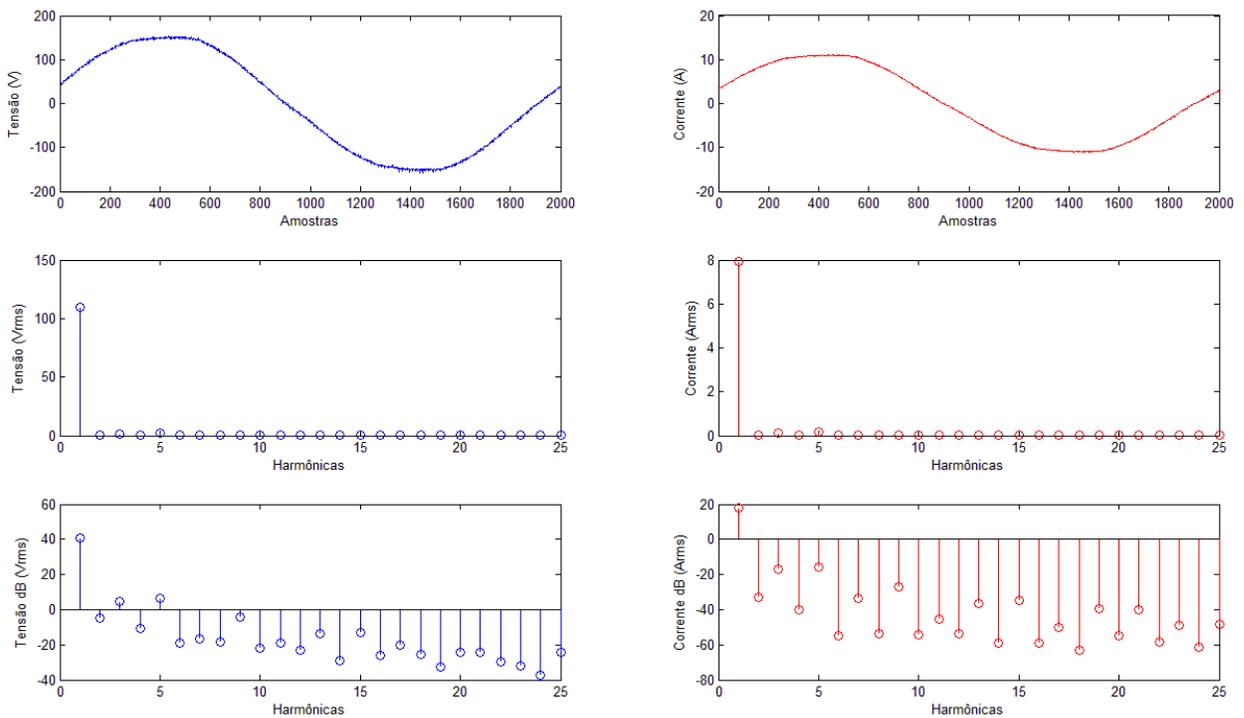


Figura 44. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um ferro de passar roupas no domínio do tempo e da frequência discreta.

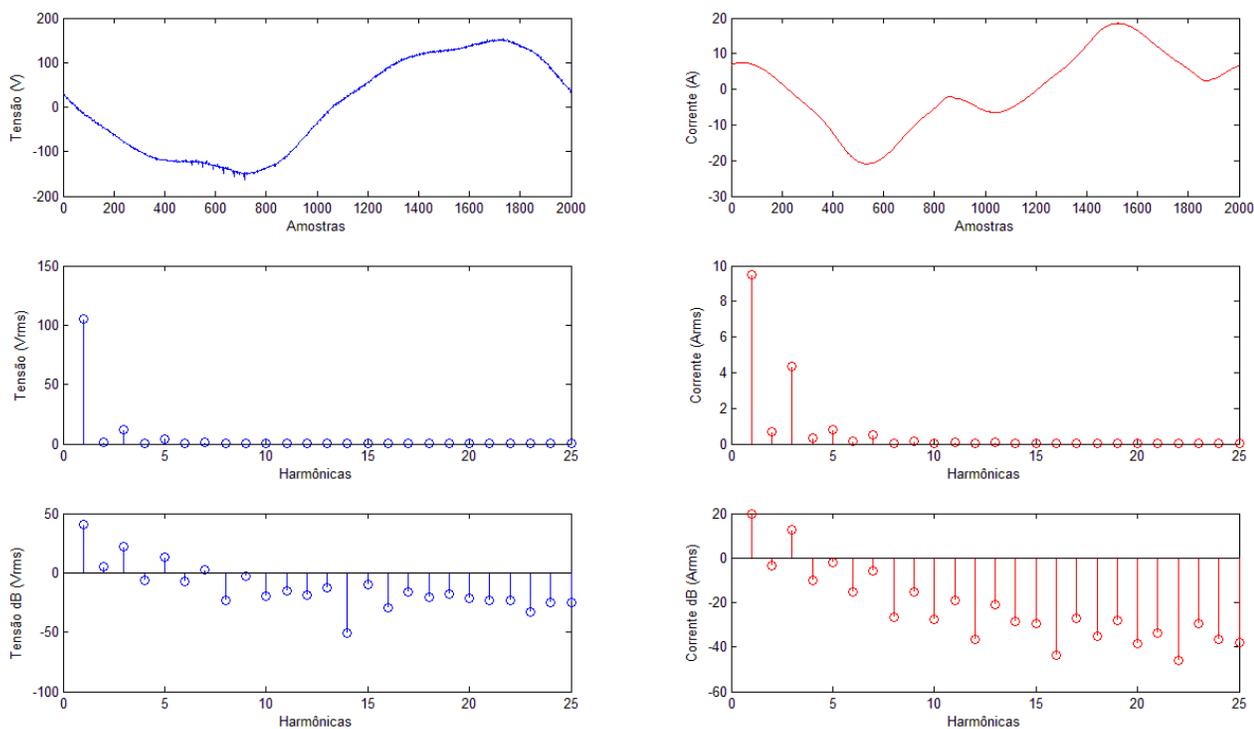


Figura 45. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um forno micro-ondas no domínio do tempo e da frequência discreta.

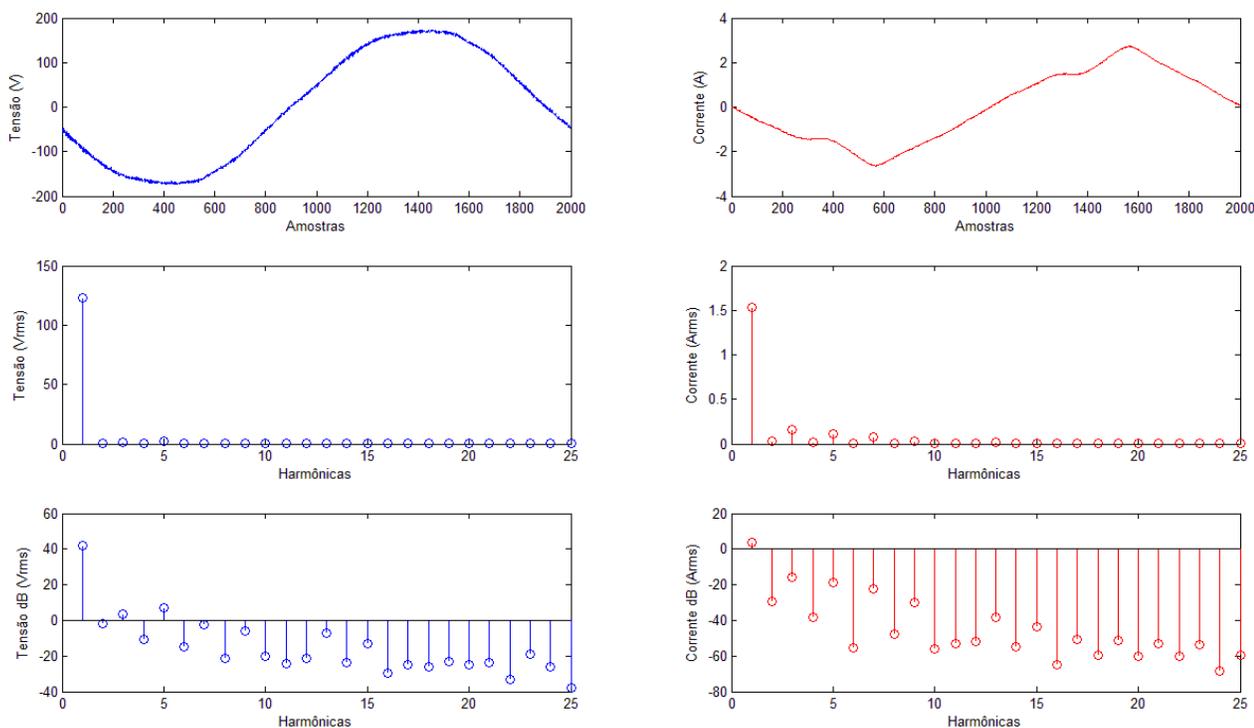


Figura 46. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de uma geladeira no domínio do tempo e da frequência discreta.

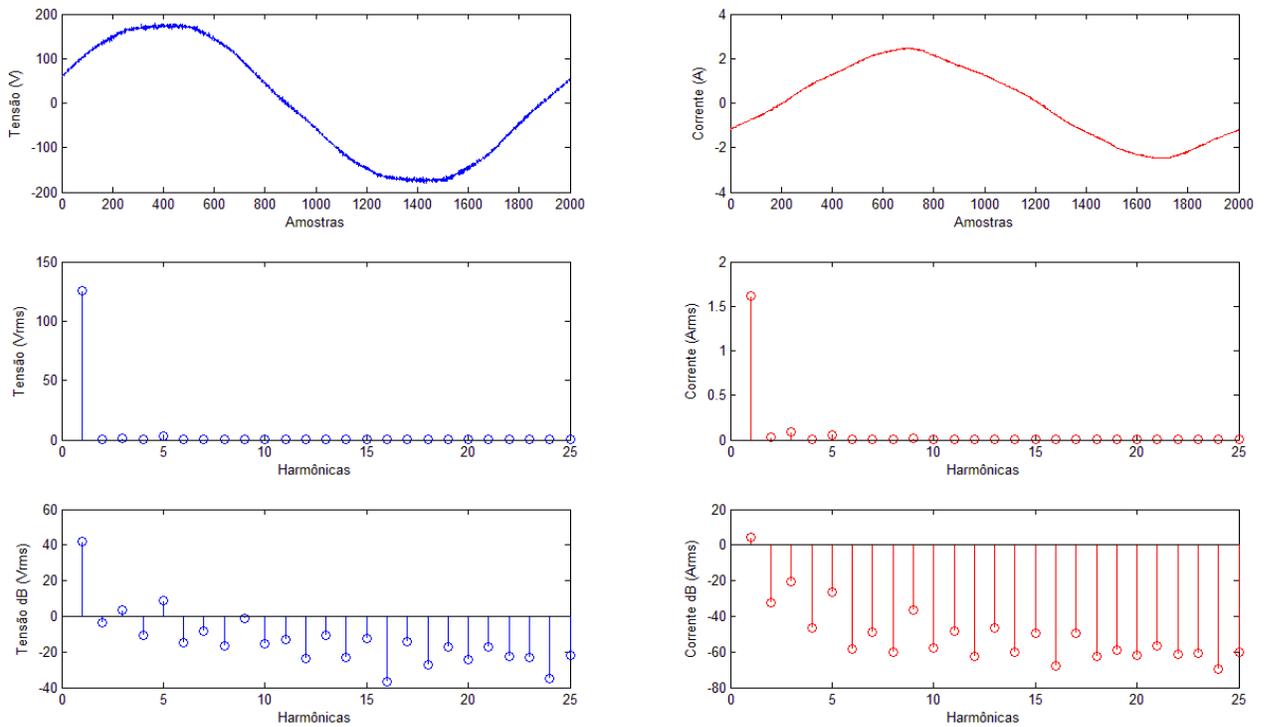


Figura 47. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um bebedouro no domínio do tempo e da frequência discreta.

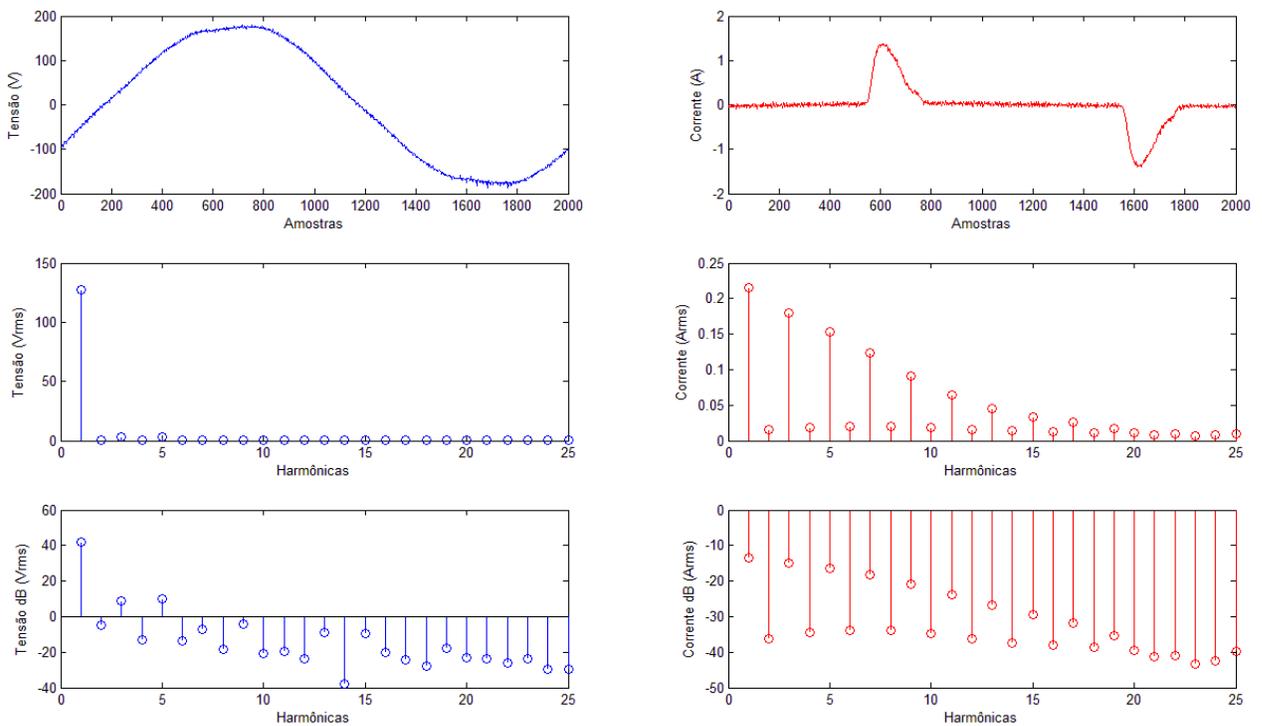


Figura 48. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um notebook no domínio do tempo e da frequência discreta.

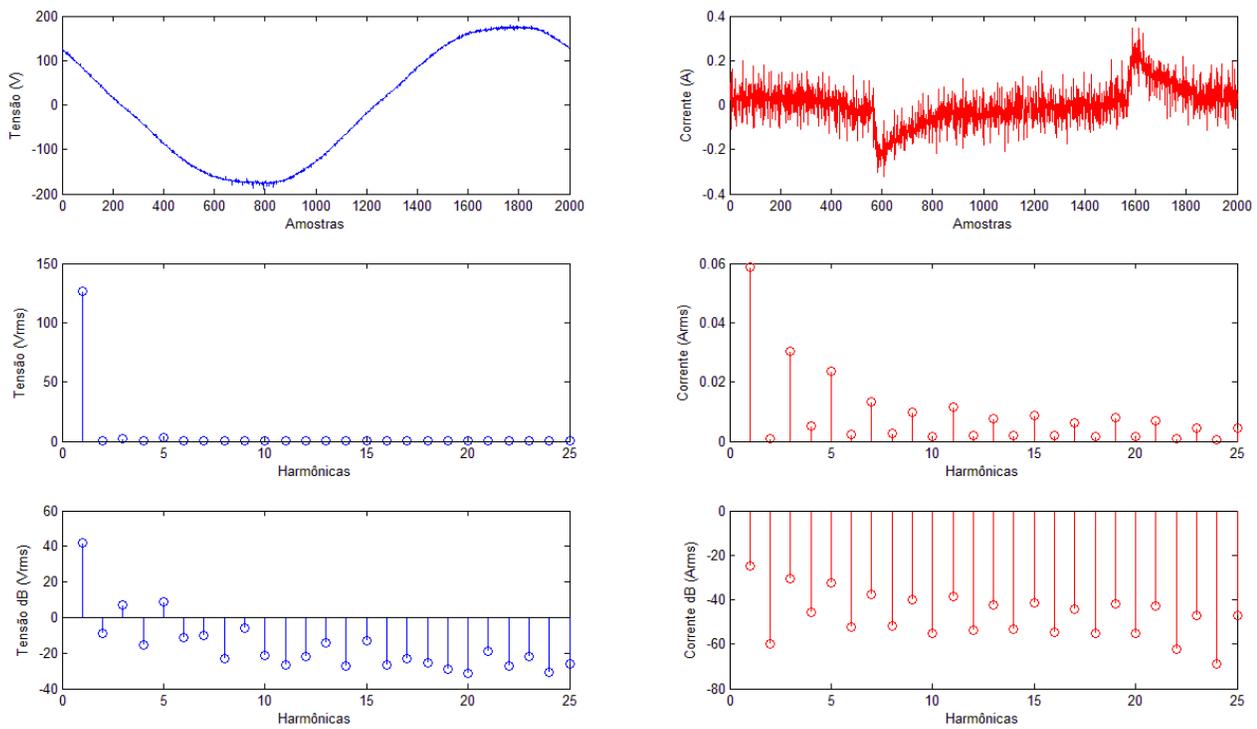


Figura 49. Gráficos de um ciclo de rede das curvas de tensão e corrente de um celular carregando no domínio do tempo e da frequência discreta.

Apêndice D – Gráficos das potências, tensão, corrente e FP do transiente das cargas analisadas

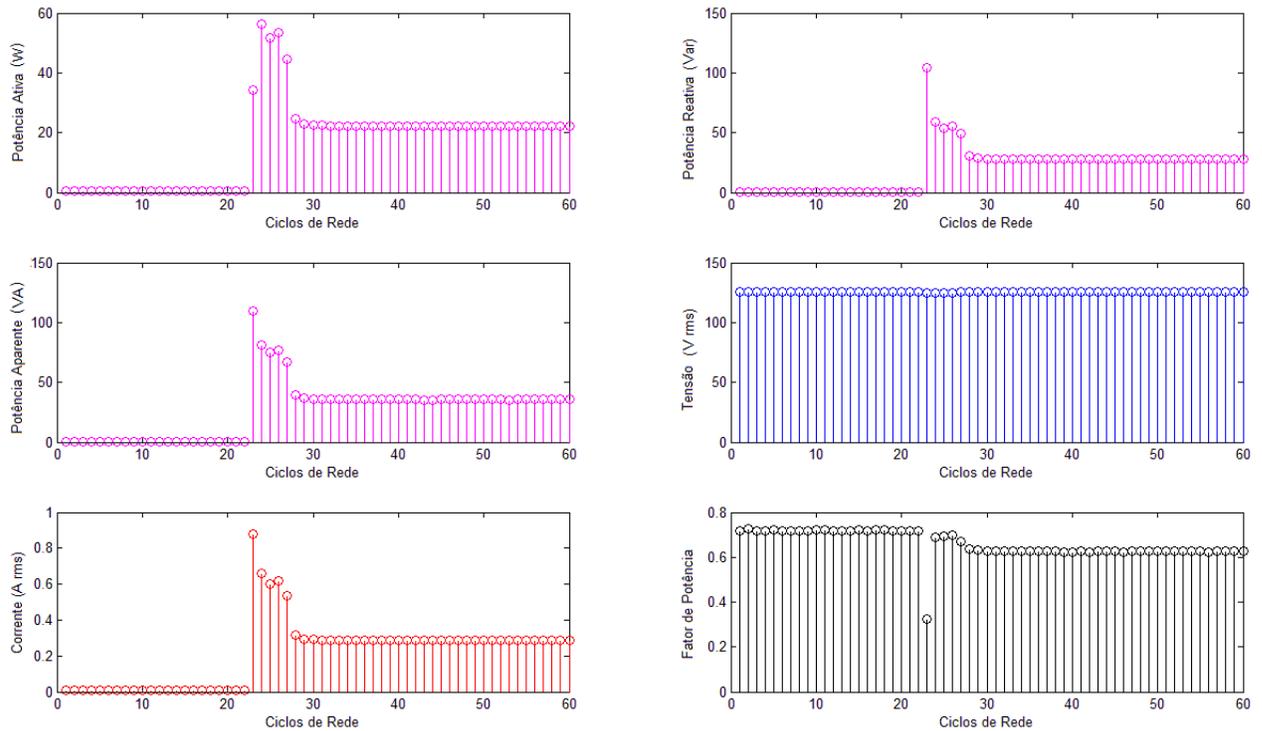


Figura 50. Gráficos das potências, tensão, corrente e FP do transiente de uma lâmpada fluorescente de 20 W no instante em que é ligada.

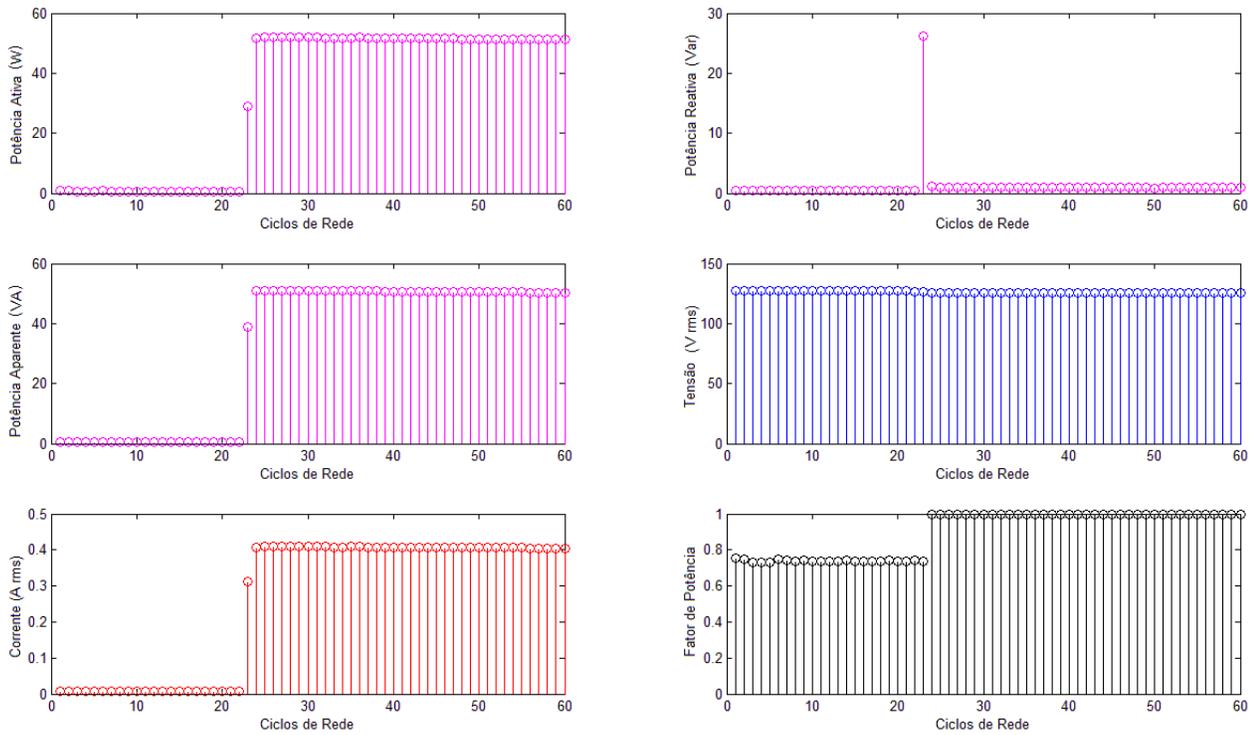


Figura 51. Gráficos das potências, tensão, corrente e FP do transiente de um ventilador de mesa no instante em que é ligado.

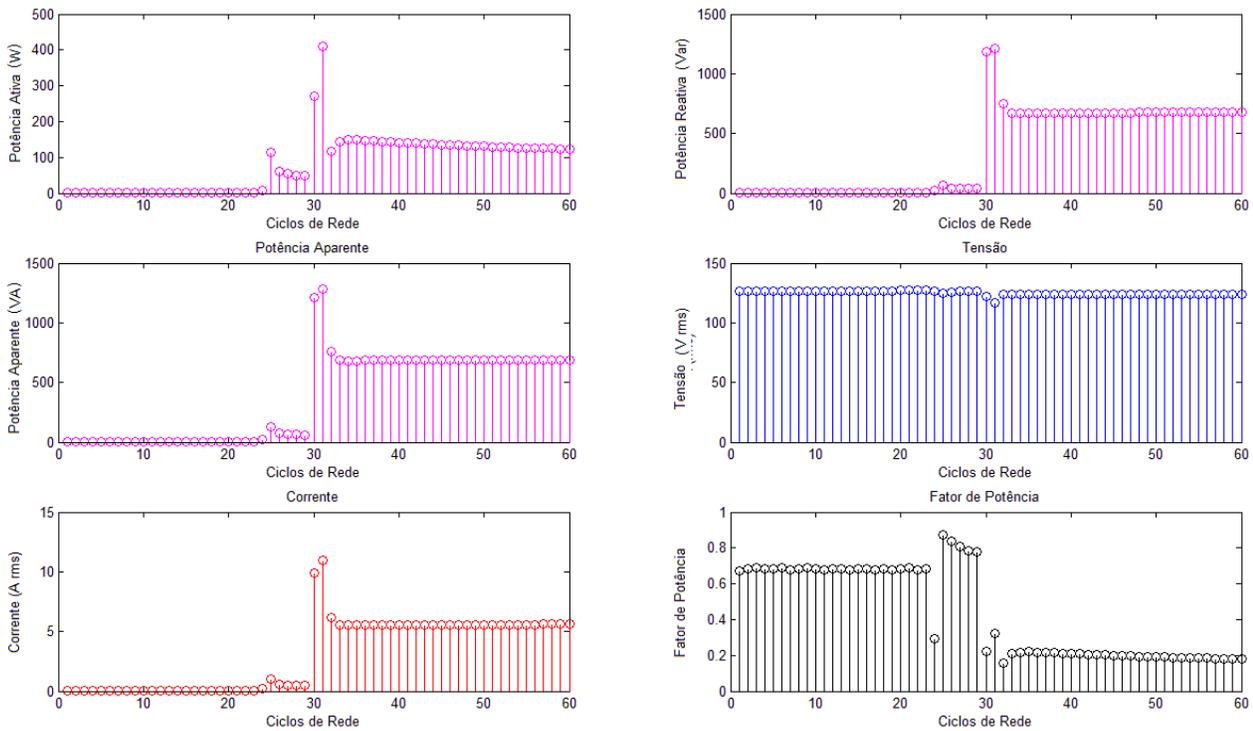


Figura 52. Gráficos das potências, tensão, corrente e FP do transiente de um forno micro-ondas no instante em que é ligado.

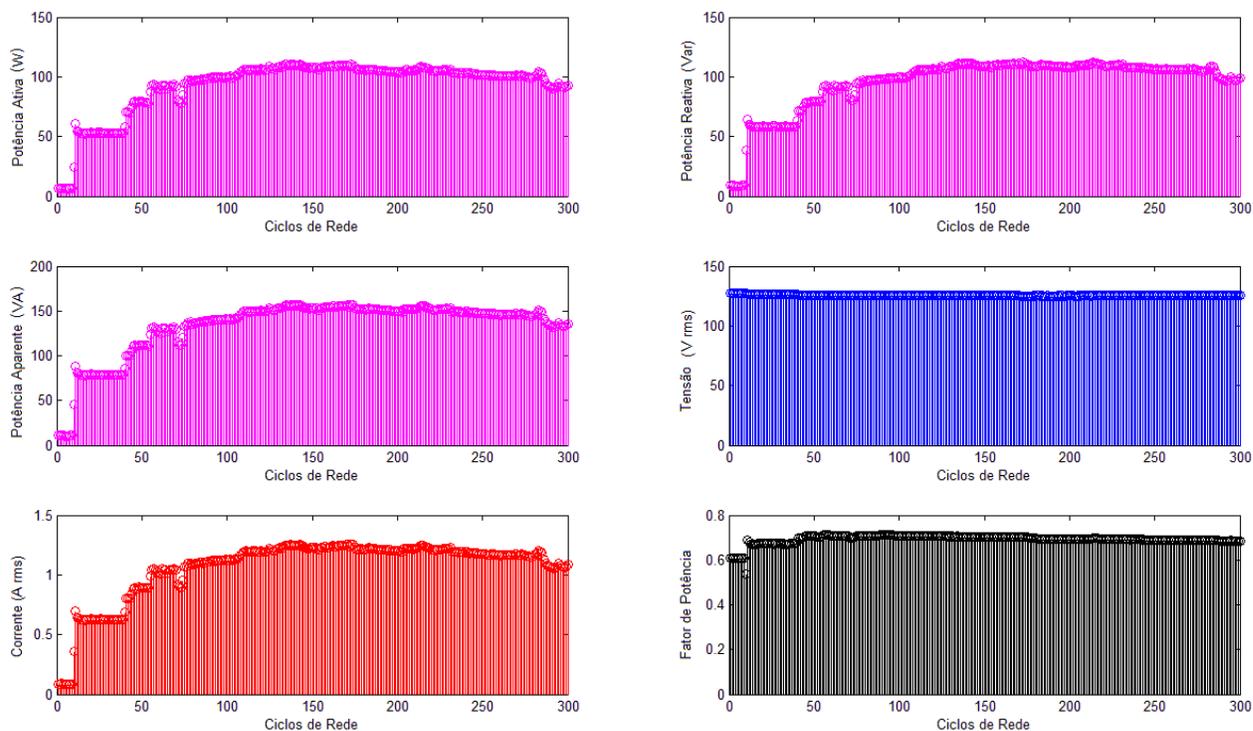


Figura 53. Gráficos das potências, tensão, corrente e FP do transiente de um computador de mesa no instante em que é ligado.

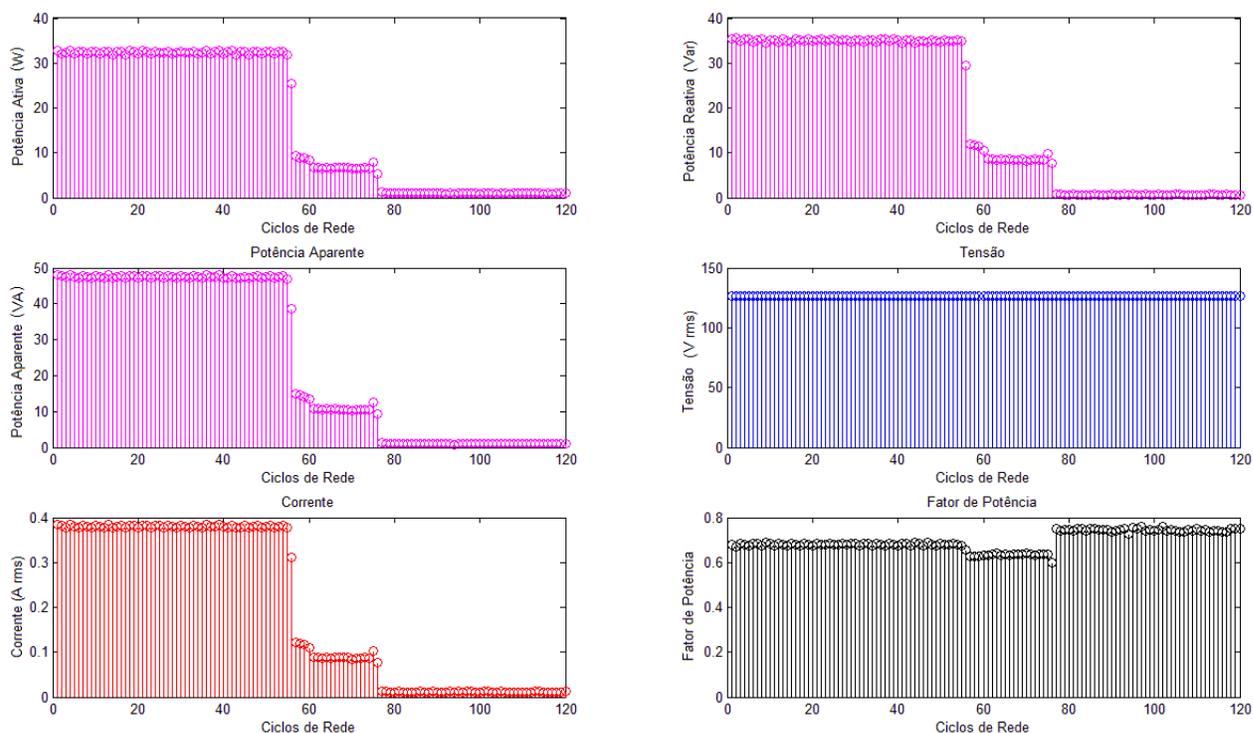
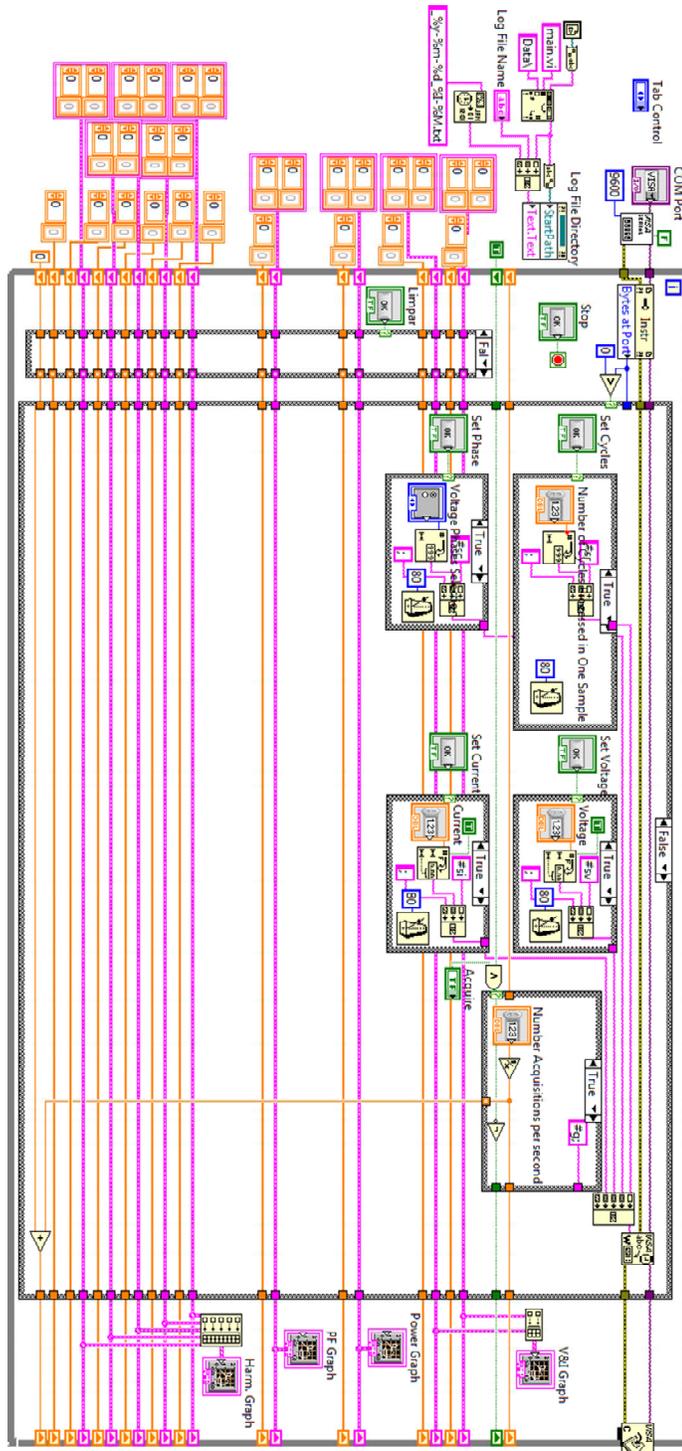
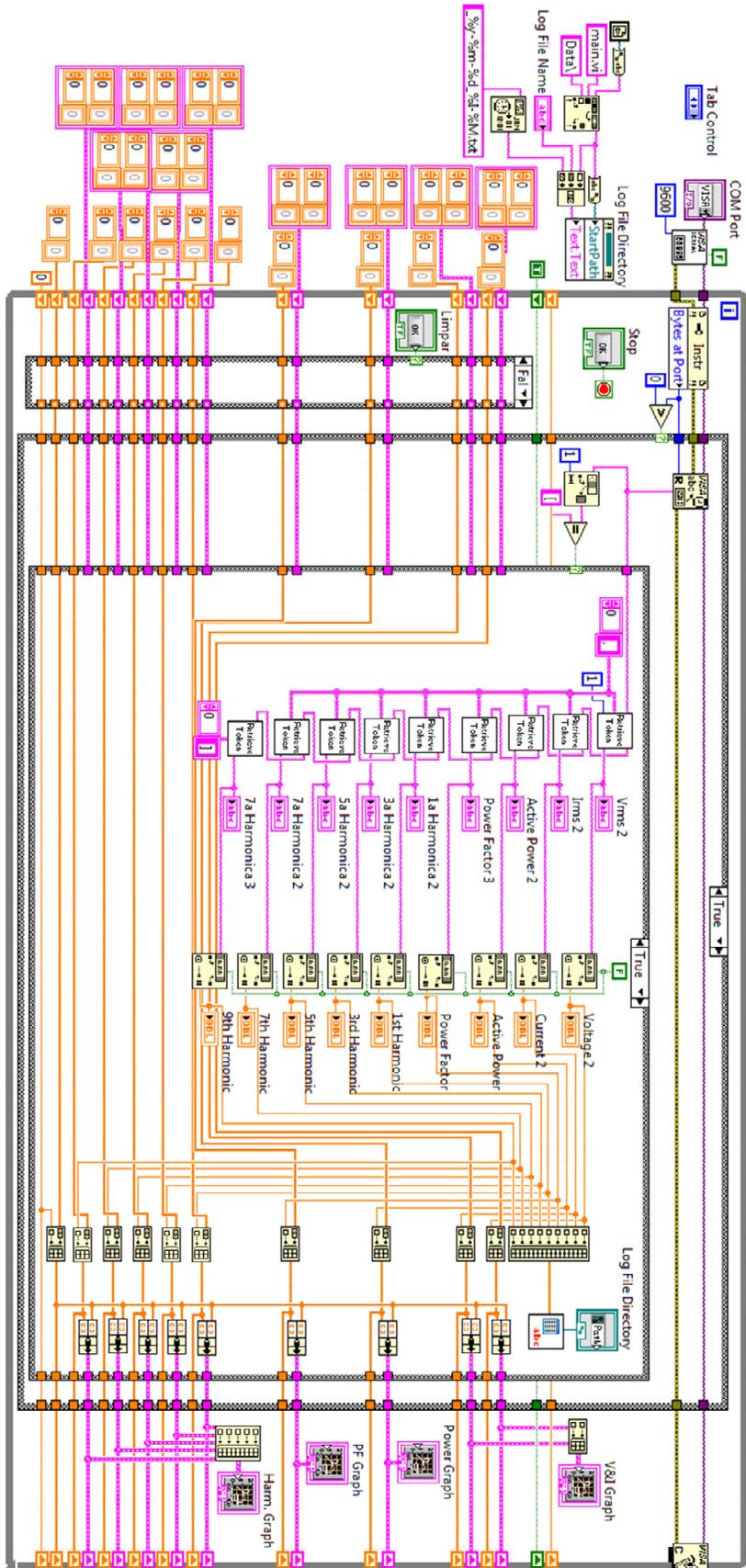


Figura 54. Gráficos das potências, tensão, corrente e FP do transiente de um monitor LCD no instante em que é desligado.

Apêndice E – Código Fonte do *Power Meter Acquisition Software*





Apêndice F – Scrip Matlab Para Simulação do Efeito de Deslocamento do Sinal de Corrente no Valor da Potência Ativa

```
% frequência de amostragem
Fs = 60*64;
% período de amostragem
T = 1/Fs;
% comprimento do sinal (número de amostras)
L = Fs;
% tempo
t = (0:L-1)*T;
% frequência da rede elétrica
f = 60;
% deslocamento de 3° do sinal de corrente (devido ao TC)
d = 0.0083333*2*pi;
% valor de pico dos sinais de tensão e corrente
Vp = 123.8*sqrt(2);
Ip = 1.907*sqrt(2);

% sinal de tensão
v = Vp*cos(2*pi*f*t);
% corrente da carga de fator de potência 1
i_FP_1 = Ip*cos(2*pi*f*t);
% corrente da carga de fator de potencia 0.5
i_FP_05 = Ip*cos(2*pi*f*t-acos(0.473));
% corrente da carga de fator de potência 1 deslocada 3°
i_FP_1_d = Ip*cos(2*pi*f*t-d);
% corrente da carga de fator de potencia 0.5 deslocada 3°
i_FP_05_d = Ip*cos(2*pi*f*t-acos(0.473)-d);

% potência ativa da carga de fator de potência 1
P_FP_1 = sum(v.*i_FP_1)/L;
% potência ativa da carga de fator de potência 0.5
P_FP_05 = sum(v.*i_FP_05)/L;

% potência ativa da carga de fator de potência 1 com corrente deslocada 3°
P_FP_1_d = sum(v.*i_FP_1_d)/L;
% potência ativa da carga de fator de potência 0.5 com corrente deslocada 3°
P_FP_05_d = sum(v.*i_FP_05_d)/L;

% erro percentual da carga de fator de potência 1 com corrente deslocada em 3°
```

```
E_perc_FP_1 = (P_FP_1-P_FP_1_d)/P_FP_1*100;  
% erro percentual da carga de fator de potência 0.5 com corrente deslocada 3°  
E_perc_FP_05 = (P_FP_05-P_FP_05_d)/P_FP_05*100;
```

Referências

1. YORK, D. et al. **Next Generation Programs Reach for High Energy Savings**. ACEEE. Washington -D.C. 2013.
2. SOLOMON, S. et al. **Climate Change 2007: The physical science basis**. Cambridge: Cambridge University Press, 2007.
3. DUARTE, L. F. C.; FERREIRA, E. C.; DIAS, J. A. S. Measurement Techniques for Energy Efficiency Programs. In: EISSA, M. **Energy Efficiency - The Innovative Ways for Smart Energy, the Future Towards Modern Utilities**. 1. ed. [S.l.]: InTech, v. 1, 2012. p. 193-208.
4. EHRHARDT-MARTINEZ, K.; DONNELLY, K. A.; LAITNER, J. A. **Advanced Metering Initiatives and Residential Feedback Programs : A Meta-Review for Household Electricity-Saving Opportunities**. ACEEE. Washington D.C. 2010.
5. **MyEragy Energy Monitoring**, 2014. Disponível em: <www.myeragy.com>. Acesso em: 3 jan. 2014.
6. **Opower**, 2014. Disponível em: <www.opower.com>. Acesso em: 3 jan. 2014.
7. **Open Energy Monitor**, 2014. Disponível em: <www.openenergymonitor.org>. Acesso em: 3 jan. 2014.
8. **People Power Company**, 2014. Disponível em: <www.peoplepowerco.com>. Acesso em: 3 jan. 2014.
9. **Smart Energy Groups**, 2014. Disponível em: <www.smartenergygroups.com>. Acesso em: 3 jan. 2014.
10. **ThingSpeak**, 2014. Disponível em: <www.thingspeak.com>. Acesso em: 3 jan. 2014.
11. **Bidgely**, 2014. Disponível em: <www.bidgely.com>. Acesso em: 3 jan. 2014.
12. **LoadIQ**, 2013. Disponível em: <www.loadiq.com>. Acesso em: 3 jan. 2014.
13. **Plotwatt**, 2013. Disponível em: <www.plotwatt.com>. Acesso em: 3 jan. 2014.
14. **Verdigris**, 2013. Disponível em: <www.verdigristech.com>. Acesso em: 3 jan. 2014.
15. **Vertilics**, 2012. Disponível em: <www.verlitics.com>. Acesso em: 3 jan. 2014.
16. **Navetas Energy Management**, 2004. Disponível em: <www.navetas.com>. Acesso em: 3

jan. 2014.

17. **Onzo**, 2012. Disponível em: <www.onzo.com>. Acesso em: 3 jan. 2014.
18. **Fludia Smart Energy Components**, 2014. Disponível em: <www.fludia.com>. Acesso em: 3 jan. 201.
19. **Watseeker**, 2014. Disponível em: <www.watseeker.com>. Acesso em: 3 jan. 2014.
20. **Powersavvy**, 2011. Disponível em: <www.powersavvy.ie>. Acesso em: 3 jan. 2014.
21. **Wattics**, 2011. Disponível em: <www.wattics.com>. Acesso em: 3 jan. 2014.
22. **Yetu**, 2013. Disponível em: <www.yetu.com>. Acesso em: 3 jan. 2014.
23. LEEB, S. B. A conjoint pattern recognition approach to nonintrusive load monitoring. **PhD. Thesis. Department of Electrical Engineering and Computer Science - MIT**, Massachusetts, 1993.
24. COLE, A.; ALBICK, A. Nonintrusive identification of electrical loads in a three-phase environment based on harmonic content. **Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2000. IMTC 2000. Proceedings of the 17th IEEE**, Baltimore, MD, v. 1, p. 24 - 29, 1 May 2000. ISSN 1091-5281.
25. CHANG, H. H. Load identification of non-intrusive load-monitoring system in smart home. **WSEAS TRANSACTIONS on SYSTEMS**, v. 9, p. 498-510, 5 May 2010.
26. CHANG, H. C. et al. A New Measurement Method for Power Signatures of Nonintrusive Demand Monitoring and Load Identification. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, p. 764-771, Mar/Apr 2012. ISSN 978-1-4244-9498-9.
27. PATEL, S. N. E. A. At the Flick of a Switch: Detecting and Classifying Unique Electrical Events on the Residential Power Line. **Proceeding UbiComp '07 Proceedings of the 9th international conference on Ubiquitous computing**, p. 271-288, 2007. ISSN 978-3-540-74852-6.
28. HART, G. W. Nonintrusive appliance load monitoring. **Proceedings of the IEEE**, v. 80, n. 12, p. 1870 - 1891, Dec 1992. ISSN 0018-9219.
29. HUANG, S.-J. et al. Classification of Home Appliance Electricity Consumption Using Power Signature and Harmonic Features. **IEEE PEDS**, Singapore, p. 596-599, December 2011.
30. BARANSKI, M.; VOSS, J. Genetic algorithm for pattern detection in NIALM systems. **Systems, Man and Cybernetics, 2004 IEEE International Conference**, v. 4, p. 3462 - 3468, Oct 2004. ISSN 1062-922X.
31. SRINIVASAN, D.; NG, W. S.; LIEW, A. C. Neural-network-based signature recognition for harmonic source identification. **Power Delivery, IEEE Transactions**, v. 21, n. 1, p. 398 - 405, Jan 2006. ISSN 0885-8977.
32. MARCEAU, M. L.; ZMEUREANU, R. Nonintrusive load disaggregation computer program to estimate the energy consumption of major end users in residential buildings. **Energy**

- Conversion Manage**, v. 41, p. 1389-1403, 2000.
33. BOUHOURLAS, A. S. et al. Load signatures improvement through the determination of a spectral distribution coefficient for load identification. **European Energy Market (EEM)**, Florence, p. 1-6, May 2012. ISSN 978-1-4673-0834-2.
 34. RAHIMI, S.; CHAN, A. D. C.; GOUBRAN, R. A. Usage Monitoring of Electrical Devices in a Smart Home. **33rd Annual International Conference of the IEEE EMBS**, Boston, August 2011.
 35. FARINACCIO, L.; ZMEUREANU, R. Using a pattern recognition approach to disaggregate the total electricity consumption in a house into the major end-uses. **Energy and Buildings**, v. 30, n. 3, p. 245–259, Aug 1999. ISSN 0378-7788.
 36. MORO, J. Z. et al. A Home Appliance Recognition System Using the Approach of Measuring Power Consumption and Power Factor on the Electrical Panel, Based on Energy Meter ICs. **Scientific Research Circuit and Systems**, p. 245-251, Apr 2013. ISSN 2153-1285.
 37. LIANG, J. et al. Load Signature Study—Part I: Basic Concept, Structure, and Methodology. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY**, v. 25, April 2010.
 38. LEE, K. D. et al. Estimation of variable-speed-drive power consumption from harmonic content. **Energy Conversion, IEEE Transactions**, v. 20, n. 3, p. 566 - 574, Sept 2005. ISSN 0885-8969.
 39. SHAW, S. R.; LAUGHMAN, C. R. . A Kalman-Filter spectral envelope preprocessor. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 56, n. 5, p. 2010 - 2017, Oct 2007. ISSN 0018-9456.
 40. ROBERTSON, D. C. et al. Wavelets and electromagnetic power system transients. **Power Delivery, IEEE Transactions**, v. 11, n. 2, p. 1050 - 1058, Apr 1996. ISSN 0885-8977.
 41. CHANG, H.-H. Non-Intrusive Demand Monitoring and Load Identification for Energy Management Systems Based on Transient Feature Analyses. **Energies**, v. 5, p. 4569-4589, 2012. ISSN 1996-1073.
 42. LEE, W. K. et al. Exploration on Load Signatures. **International Conference on Electrical Engineering (ICEE)**, 2004.
 43. NORFORD, L. K.; B., L. S. Non-intrusive electrical load monitoring in commercial buildings based on steady-state and transient load-detection algorithm. **Energy and Buildings**, v. 24, n. 1, p. 51 - 64, 1996. ISSN 0378-7788.
 44. ANALOG DEVICES. Polyphase Multifunction Energy Metering IC with Harmonic Monitoring. **ADE7880 Data Sheet**, 2011.
 45. F. J. J. CLARK, J. R. S. Principles and theory of wattmeters operating on the basis of regularly spaced sample pairs. **Journal of Physics E: Scientific Instruments**, v. 15, p. 645-652, 1982.

46. SULTANEM, F. Using Appliances Signatures for Monitoring Residential Loads at Meter Panel Level. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 6, p. 1380-1385, Oct 1991.
47. TEXAS INSTRUMENTS. **MSP430AFE2x3, MSP430AFE2x2, MSP430AFE2x1: Mixed signal microcontroller**. Texas Instruments. [S.l.], p. 42. 2011. (SLAS701A).
48. TEXAS INSTRUMENTS. **Application Report. The MSP430 Hardware Multiplier: Function and Applications**. Texas Instruments. [S.l.], p. 30. 1999. (SLAA042).
49. TEXAS INSTRUMENTS. MSP430 LaunchPad Value Line Development kit. **Texas Instruments**, 2014. Disponível em: <<http://www.ti.com/tool/msp-exp430g2#descriptionArea>>. Acesso em: 8 mar. 2013.