

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**FONTE DE CORRENTE ALTERNADA PROGRAMÁVEL
PARA ENSAIOS DE EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS**

Marcus Corrêa de Morais

Dissertação submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Paulo Fernando Seixas, Dr.
Co-orientador: Prof. Porfírio Cabaleiro Cortizo, Dr.

Belo Horizonte, 15 de setembro de 2006

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho à Deus pela oportunidade oferecida, pelas boas pessoas que conheci e por me conceder saúde, força e coragem para que eu chegasse até aqui.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Marcus Geraldo de Moraes e Ione Corrêa de Moraes, agradeço imensamente por todo o amor, carinho, dedicação e suporte em todos os momentos da minha vida.

À minha noiva, Mara Rúbia, pela grande ajuda, paciência e por estar ao meu lado em todos os momentos difíceis.

À minha família por todo apoio e incentivo.

Aos professores Paulo Seixas e Porfírio por sua excelente orientação, paciência e por estarem sempre presentes em todas as etapas deste trabalho, principalmente nas mais difíceis.

Aos professores e colegas do Laboratório de Eletrônica de Potência pela ajuda, atenção e agradável convivência.

Aos meus membros da banca examinadora pela participação e valiosas contribuições.

À CAPES pelo apoio financeiro.

RESUMO

Este trabalho apresenta o projeto, implementação e construção de um protótipo de uma fonte de corrente alternada, programável, de baixa potência, de grande variação na amplitude e de baixa distorção harmônica para mesas de calibração de medidores de energia elétrica. Serão apresentados o modelamento do sistema, a escolha das faixas de corrente, o projeto do filtro LC na saída do inversor MLP, a topologia e técnica de controle digital utilizada. Para comprovar a eficiência do sistema de controle, foi construído um protótipo para testes experimentais. Os resultados demonstram que o sistema de controle digital do inversor MLP, implementado via DSP, é capaz de seguir referências senoidais com baixa distorção harmônica. Finalmente, são discutidas possíveis melhorias e futuras linhas de trabalho.

ABSTRACT

This work presents the project, implementation and construction of a programmable A.C. current source prototype featuring small power, large amplitude range and low total harmonic distortion for testing electrical energy meters. The work describes the system model, the choice of current ranges, the LC filter design, the topology and the digital control technique employed for closed-loop regulation of PWM inverter. To verify the proposed control scheme efficiency, an A.C. current source prototype was constructed. The results demonstrate that the DSP-based fully digital-controlled PWM inverter can achieve both good tracking response and low total harmonic distortion. Finally, possible enhancements and future work perspectives are suggested.

SUMÁRIO

Resumo	iv
Abstract	v
Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xii
Lista de Símbolos	xiii
1 Introdução	1
1.1 Visão geral de um sistema de calibração de medidores	1
1.2 Especificações técnicas	3
1.3 Objetivos e contribuições pretendidas	4
1.4 Breve revisão bibliográfica	5
1.5 Organização do texto	8
2 Fontes de Correntes Senoidais	10
2.1 Modulação em largura de pulso para inversor fonte de tensão	10
2.2 Análise harmônica da tensão de saída do inversor	13
2.3 Estrutura básica da fonte de corrente senoidal	15
2.3.1 Modelo da planta	15
2.3.2 Operação do sistema em malha aberta	16
2.3.3 Critérios gerais para determinação das faixas de corrente	17
2.3.4 Cálculo das faixas de corrente	19
2.4 Projeto do filtro LC	21
2.4.1 Freqüência natural não amortecida e distorção harmônica	22

2.4.2	Ondulação de corrente no indutor	23
2.5	Estrutura básica de controle do inversor	25
2.5.1	Cálculo dos ganhos de realimentação de estados	26
2.5.2	Cálculo dos ganhos das ações diretas	27
2.5.3	Equações de estado para o sistema em malha fechada	28
2.6	Projeto do controlador digital	29
2.6.1	Modelo do sistema em malha aberta	29
2.6.2	Diagrama em blocos do controlador	32
2.6.3	Alocação dos pólos do sistema em malha fechada	33
2.6.4	Resultados de Simulação	34
2.7	Controladores em cascata	37
2.7.1	Resultados de Simulação	38
2.8	Conclusões	41
3	Protótipo da Fonte de Corrente Senoidal	43
3.1	Visão geral do protótipo	43
3.2	Circuitos de potência	46
3.2.1	Circuito do inversor	46
3.2.2	Circuito do filtro LC	47
3.2.3	Circuito de comutação dos resistores adicionais	48
3.2.4	Circuito de comutação dos taps do transformador	49
3.3	Circuitos de interface e controle do sistema	51
3.3.1	Circuito de comando (Driver) e proteção dos MOSFETS	52
3.3.2	Comunicação serial RS232	53
3.3.3	Memória externa	54
3.3.4	Conversor Digital-Analógico (D/A)	55
3.3.5	Conversor Analógico-Digital (A/D) de 16 bits	56
3.3.6	Condicionamento dos sinais de entrada dos A/D	58
3.4	Conclusões	67
4	Resultados Experimentais	68
4.1	Controle das correntes de saída	68
4.2	Curvas de distorção harmônica	73

4.3	Conclusões	75
5	Conclusões Gerais	76
5.1	Contribuições alcançadas	78
5.2	Propostas de continuidade	78
6	Referências Bibliográficas	80
7	Apêndice A	87
8	Apêndice B	91
9	Apêndice C	101

LISTA DE FIGURAS

1.1	Visão geral de um sistema típico de calibração de medidores de energia	2
2.1	Inversor fonte de tensão em configuração ponte completa e filtro LC	11
2.2	Sinais de comando para MLP a três níveis e tensão de saída do inversor	12
2.3	Espectro de frequências para $m = 0,5$, $f_m = 60Hz$, $f_{MLP} = 1200Hz$	15
2.4	Modelo ideal da fonte de corrente em malha aberta	16
2.5	Curvas de projeto DHT x m para diversos valores de ω_0/ω_n	22
2.6	Tensão de saída do inversor e corrente no indutor.....	23
2.7	Estrutura básica de controle por realimentação de estados.....	25
2.8	Modelo utilizado para o transformador de isolamento.....	29
2.9	Diagrama em blocos do controlador por realimentação de estados.....	32
2.10	Corrente de saída com carga resistiva $R_c = 1,25m\Omega$ e $I_{ref} = 200A_{rms}$	35
2.11	Corrente de saída com carga resistiva $R_c = 1,25m\Omega$ e $I_{ref} = 70A_{rms}$	35
2.12	Correção da corrente C.C., i_{dc} , para uma corrente de referência $I_{ref} = 200A_{rms}$	36
2.13	Corrente de saída com carga resistiva $R_c = 1,25m\Omega$, $I_1 = 191,56A_{rms}$ e $DHT = 30\%$..	37
2.14	Diagrama em blocos do controlador em cascata	38
2.15	Corrente de saída com carga resistiva $R_c = 1,25m\Omega$ e $I_{ref} = 200A_{rms}$	39
2.16	Corrente de saída com carga resistiva $R_c = 1,25m\Omega$ e $I_{ref} = 70A_{rms}$	39
2.17	Correção da corrente C.C., i_{dc} , para uma corrente de referência $I_{ref} = 200A_{rms}$	40
2.18	Corrente de saída com carga resistiva $R_c = 1,25m\Omega$, $I_1 = 191,56A_{rms}$ e $DHT = 30\%$..	41
3.1	Placa de circuito impresso desenvolvida para o protótipo.....	44
3.2	Principais circuitos funcionais desenvolvidos para o protótipo.....	44

3.3	Placa de circuito impresso para comutação dos taps do transformador.....	45
3.4	Interligação do transformador isolador, da placa de comutação dos taps e da carga	45
3.5	Visão geral dos circuitos implementados para o protótipo da fonte de corrente	46
3.6	Filtro LC na saída do inversor e circuitos de medição.....	47
3.7	Disposição dos resistores adicionais e relés de controle.....	48
3.8	Circuito esquemático para o acionamento dos relés de controle	49
3.9	Circuitos implementados para comutação dos taps do transformador.....	50
3.10	Diagrama de blocos do controlador digital implementado	51
3.11	Circuito de comando (driver) e proteção dos MOSFETS.....	52
3.12	Interface para comunicação serial RS232.....	53
3.13	Memória externa 3.3V 64K X 16bits.....	54
3.14	Conversor D/A, quatro canais, 12 bits de resolução	55
3.15	Conversor A/D, 16 bits, 2.5MSPS, delta-sigma	56
3.16	Circuitos para as medições das correntes de saída da fonte.....	59
3.17	Medições das correntes no indutor do filtro LC	63
3.18	Medições das tensões no capacitor do filtro LC	65
4.1	Corrente de saída superposta a uma corrente de referência de $70 A_{rms}$	69
4.2	Análise harmônica da corrente de saída da fonte - $70 A_{rms}$	69
4.3	Corrente de saída superposta a uma corrente de referência de $50 A_{rms}$	70
4.4	Análise harmônica da corrente de saída da fonte - $50 A_{rms}$	70
4.5	Corrente de saída superposta a uma corrente de referência de $40 A_{rms}$	71
4.6	Análise harmônica da corrente de saída da fonte - $40 A_{rms}$	71
4.7	Corrente de saída superposta a uma corrente de referência de $20 A_{rms}$	72
4.8	Análise harmônica da corrente de saída da fonte - $20 A_{rms}$	72
4.9	Curvas de distorção harmônica para correntes de 0,5 a $70 A_{rms}$	74
A.1	Sinais de comando para MLP a três níveis e tensão de saída do inversor	87
B.1	Circuitos de alimentação do DSP e dos circuitos eletrônicos analógicos e digitais	92
B.2	Circuitos para geração das tensões de referência.....	93
B.3	Circuitos de potência, barramento C.C. e interface para controle dos relés	94

B.4	Circuitos de alimentação, interface e controle do TMS320F2812.....	95
B.5	Entradas analógicas e condicionamento dos sinais para os conversores A/D	96
B.6	Conversor A/D, 16-bit, 2,5MSPS. Circuitos de alimentação, interface e controle.....	97
B.7	Interfaces para comunicação RS232, memória SRAM e conversor D/A	98
B.8	Circuitos de comando (driver) e proteção dos MOSFETS	99
B.9	Placa de comutação dos taps do transformador e medições das correntes de saída	100
C.1	Visão geral da montagem do protótipo	101
C.2	Visão das placas desenvolvidas para a fonte de corrente senoidal	102
C.3	Visão da carga conectada aos terminais da fonte, transformador de isolamento e sensor de corrente por efeito Hall LA 205-S.....	102

LISTA DE TABELAS

2.1	Definição dos sinais de comando.....	11
2.2	Tensão de saída e corrente no barramento C.C.....	12
2.3	Faixas de correntes e parâmetros de projeto	21
2.4	Parâmetros estimados para os enrolamentos do transformador	30
2.5	Valores dos ganhos para os controladores por realimentação de estados	34
2.6	Distorção harmônica total para as faixas de corrente.....	36
2.7	Valores dos ganhos para os controladores em cascata	38
2.6	Distorção harmônica total para as faixas de corrente.....	40
3.1	Faixas de medição das correntes de saída da fonte	63
3.2	Faixas de medição das correntes no indutor do filtro LC	64
3.3	Faixas de medição das tensões no capacitor do filtro LC	66
4.1	Valores de THD para correntes de saída variando de 0,5 a 70 A_{rms}	73

LISTA DE SÍMBOLOS

- (t) – Valor instantâneo da grandeza ou variável associada
- $[k]$ – Amostra da grandeza ou variável associada no instante de amostragem k
- ξ – Coeficiente de amortecimento
- a – Relação de transformação
- c_s^T – Matriz de saída do sistema discreto a ser controlado
- C – Capacitância do filtro LC
- E – Tensão no barramento C.C.
- f_c – Frequência de corte
- f_m – Frequência da modulante
- f_{MLP} – Frequência de modulação
- F – Matriz de estados do sistema aumentado
- F_s – Matriz de estados do sistema discreto a ser controlado
- F_G – Matriz de estados do sistema em malha fechada
- h – Matriz de entrada do sistema aumentado
- h_{GV} – Matriz de coeficientes do sinal de perturbação do sistema em malha fechada
- h_{GW} – Matriz de coeficientes do sinal de referência do sistema em malha fechada
- h_s – Matriz de entrada do sistema discreto a ser controlado
- h_{sv} – Matriz de perturbação do sistema discreto a ser controlado
- i_E – Corrente no barramento C.C.
- i_o^* – Corrente de referência
- K^T – Vetor de ganhos de realimentação de estado
- K_R – Ganho de realimentação do termo integral
- k_s^T – Ganho de realimentação do estado do sistema a ser controlado
- k_v – Ganho da ação direta da perturbação
- k_w – Ganho da ação direta da referência
- L – Indutância do filtro LC

L_{eq} – Indutância equivalente do transformador
m – Índice de modulação
R – Integrador
 R – Resistência do indutor do filtro LC
 R_a – Resistência adicional
 R_c – Resistência da carga
 R_{eq} – Resistência equivalente do transformador
S – Sistema a ser controlado
 T – Período de modulação
T – interruptores
 $u_{(k)}$ – Sinal de saída do controlador
 u_c – Realimentação de estados
 u_v – Ação direta da perturbação
 u_w – Ação direta da referência
 v – Tensão de saída
 v_{inv} – Tensão aplicada pelo inversor PWM
 $V_{controle}$ – Amplitude da tensão de controle
 V_m – Amplitude da tensão modulante senoidal
 V_{tri} – Amplitude da tensão triangular
 z_i – Pólo real a ser cancelado

CAPÍTULO 1

Introdução

Com o crescente aumento da competitividade do setor industrial, notadamente no segmento de equipamentos elétricos, torna-se essencial reduzir os custos de produção. Por outro lado, normas técnicas cada vez mais rigorosas exigem constantes melhorias nas características técnicas dos produtos desenvolvidos. Na fabricação de medidores de energia, por exemplo, a busca de maior competitividade conduziu ao desenvolvimento de medidores eletrônicos, de menor custo de produção em comparação com os medidores eletromecânicos. Também com o objetivo de reduzir os custos de fabricação foram desenvolvidas mesas de calibração de medidores que permitem a execução de todos os testes especificados em normas técnicas de forma automática, com pouca ou nenhuma intervenção do operador. Dessa forma, reduz-se o tempo e a mão de obra necessária ao processo de aferição.

As mesas de calibração modernas são eletrônicas e microprocessadas. Tais mesas possuem em sua construção fontes de tensão e corrente alternadas totalmente independentes e programáveis. Neste trabalho, será discutido, particularmente, o projeto e construção de um protótipo para as fontes de corrente senoidais.

1.1 Visão geral de um sistema de calibração de medidores

Uma mesa de calibração de medidores de energia faz a comparação da leitura no medidor sob teste com a leitura obtida a partir de um padrão ou instrumento de referência. A figura 1.1

apresenta um sistema típico de calibração de medidores de energia elétrica utilizando fontes de tensão e corrente independentes.

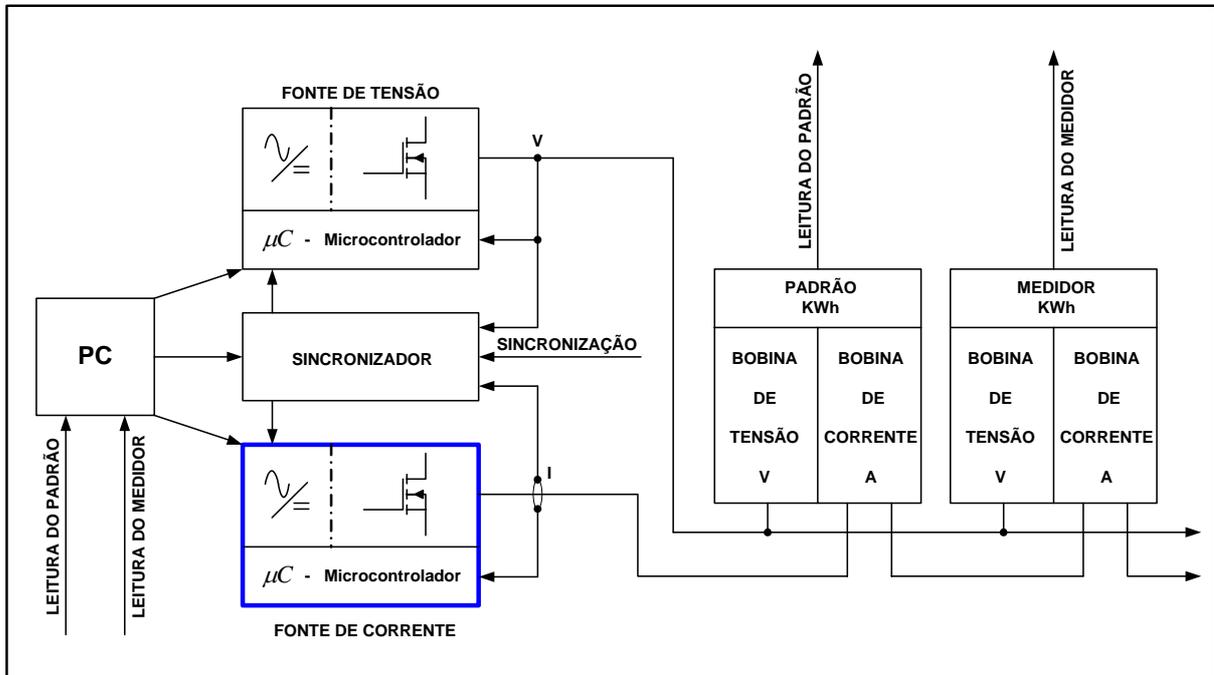


Figura 1.1: Visão geral de um sistema típico de calibração de medidores de energia

As bobinas de tensão do medidor de energia e do padrão (referência) são conectadas em paralelo e alimentadas pela fonte de tensão enquanto as bobinas de corrente são conectadas em série com a fonte de corrente. Deste modo, o padrão e o medidor sob teste “observam” a mesma tensão e a mesma corrente. De uma forma geral, as mesas de calibração são capazes de alimentar medidores de energia com tensões entre 30 e 500V e correntes entre 1mA a 120A. O circuito de sincronismo mostrado na figura 1.1, permite controlar o ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente, sendo que o mesmo pode variar de -90° a $+90^\circ$, permitindo verificar o funcionamento do medidor para várias condições do fator de potência da carga. A exatidão típica das tensões e correntes de saída da mesa de calibração é da ordem de 0,5% ou melhor e a distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion - THD*) é inferior a 1%. Ainda, a mesa pode ser monofásica ou trifásica dependendo do tipo de medidor sob teste. Uma outra característica importante dessas fontes é sua capacidade de fornecer tensões e correntes com conteúdo harmônico de até 30%. Isto é, em geral, uma função opcional dos equipamentos vendidos no mercado e permite a realização de testes nos medidores na presença de componentes harmônicas.

Como já dito anteriormente, as mesas de aferição modernas são eletrônicas e microprocessadas. O usuário seleciona, através de um programa específico, os testes a serem realizados pela mesa. Dessa forma, a partir de rotinas pré-estabelecidas, são geradas as tensões e correntes necessárias à execução dos testes. A partir da comparação da leitura do medidor de energia e da leitura do padrão, o usuário ou o sistema de controle pode tomar a decisão de recalibrar ou aprovar o medidor.

Com relação aos amplificadores de tensão e corrente do sistema da figura 1.1, os mesmos podem ser lineares ou chaveados. Os amplificadores lineares têm, em geral, rendimento menor que 70%, THD e exatidão menor que 0,5%. Já os amplificadores chaveados têm, em geral, rendimento acima de 90%, THD menor que 1% e exatidão abaixo de 0,5%. Uma outra alternativa é utilizar amplificadores híbridos, também conhecidos como amplificadores classe K. Estes, por sua vez, aliam a vantagem dos amplificadores lineares, ou seja, baixa THD com o elevado rendimento dos amplificadores chaveados.

Neste trabalho, trataremos particularmente do projeto e construção de um protótipo para a fonte de corrente senoidal mostrada na figura 1.1. Entretanto, será utilizada uma outra abordagem para a “amplificação” das correntes. A estratégia utiliza um inversor MLP (Pulse Width Modulation) monofásico alimentado por fonte de tensão e um filtro LC na saída do inversor. O sistema de controle digital será responsável por sintetizar as correntes de saída desejadas.

1.2 Especificações técnicas

As especificações técnicas consideradas para o projeto da fonte de corrente senoidal foram baseadas em equipamentos existentes e nas necessidades do mercado [52]. As especificações são as seguintes:

1. Variação da amplitude: 0,5 a $200A_{rms}$
2. Potência de saída nominal: 50VA
3. Frequência nominal: 60Hz
4. Faixa de frequências: 10 a 900Hz
5. Distorção harmônica total: inferior a 1% em 60Hz

A faixa de variação da amplitude considera sinais puramente senoidais. Conforme o item 4, a fonte deve ser capaz de realizar testes nos medidores com harmônicos de até 15^a ordem (900Hz). Finalmente, o projeto e o protótipo considerados neste trabalho se aplicam às fontes de correntes senoidais monofásicas. Obviamente, o sistema desenvolvido poderá ser eventualmente adaptado para aplicações trifásicas.

1.3 Objetivos e contribuições pretendidas

O objetivo desse trabalho é o projeto, implementação e construção de um protótipo de uma fonte de corrente alternada senoidal monofásica, de baixa potência, programável e de alto desempenho para mesas de calibração de medidores de energia e que atenda às especificações técnicas citadas na seção anterior.

A fonte deve ser capaz de alimentar medidores com correntes senoidais variando de 0,5 a $200A_{rms}$, sendo programável em amplitude e frequência com potência de saída de no máximo 50VA e distorção harmônica total inferior a 1% na frequência fundamental. Além disso, a fonte deve ser capaz de fornecer correntes com conteúdo harmônico de até 30%, estando presentes o fundamental e mais dois harmônicos cujas ordens podem estar entre a 2^a e 15^a.

Dentre as principais contribuições destacam-se:

- Desenvolvimento de uma plataforma (protótipo) de estudos e testes de fontes de correntes senoidais.
- Desenvolvimento de uma forma sistemática de projeto de filtros LC na saída de inversores monofásicos MLP a três níveis para esse tipo de aplicação.
- Desenvolvimento de uma forma sistemática de projeto de controladores digitais para esse tipo de aplicação.

- Versatilidade e simplicidade no ajuste dos ganhos dos controladores para as diversas faixas de correntes do projeto.
- Desenvolvimento de uma biblioteca de rotinas de controle de alto desempenho implementadas para serem executadas em tempo real através de processador digital de sinais, particularmente para o modelo TMS320F2812 do fabricante Texas Instruments.

1.4 Breve revisão bibliográfica

Grande parte das fontes de tensão e corrente senoidais de alta qualidade são baseadas em osciladores de frequência, amplificadores de potência lineares e controladores analógicos. Em [1], por exemplo, é apresentado um sistema de calibração que utiliza em sua construção esses componentes. Embora essa abordagem permita a geração de qualquer forma de onda, existem algumas desvantagens associadas com essa técnica. A eficiência das fontes lineares é muito inferior se comparada com a das fontes chaveadas, o que exige maiores dissipadores de calor e, conseqüentemente, um aumento do tamanho e peso do equipamento [2].

Uma outra abordagem utilizada nos últimos anos é o desenvolvimento de equipamentos de calibração baseados em conversores estáticos de energia. Entretanto, somente poucas fontes com esse tipo de construção têm sido utilizadas em sistemas de calibração de medidores de energia [3]. Um dos principais obstáculos é a baixa distorção harmônica total ($< 1\%$) das tensões e correntes de saída exigida para um equipamento de calibração. Dessa forma, diversas topologias de controle, principalmente utilizando inversores MLP, têm sido exploradas. Em aplicações tais como Fontes Ininterruptas de Energia (Uninterruptible Power Supply - UPS), Reguladores Automáticos de Tensão (Automatic Voltage Regulator - AVR) e Fontes C.A. Programáveis (Programmable AC Source - PACS), inversores MLP têm sido utilizados para sintetizar tensões e correntes senoidais para vários tipos de carga, lineares ou não-lineares [4]. Dessa forma, inúmeras pesquisas têm se concentrado em sistemas de controle de inversores MLP empregando várias topologias de realimentação para alcançar excelente resposta dinâmica e baixa distorção harmônica [5, 6, 7]. Várias técnicas de controle tais como *dead-beat* [8], modo deslizante [9], *fuzzy* [10] e alocação de pólos com realimentação ótima [11, 12] têm sido utilizadas.

1.4.1 Técnicas de controle para inversores MLP

Dentre as técnicas de controle de inversores MLP pesquisadas, verificou-se que atualmente a maioria é implementada digitalmente através de DSP dedicados. No entanto, é apresentado em [13] uma implementação analógica de controle simples e direta. A estrutura consiste em uma malha interna de controle da corrente no capacitor, envolvida por uma malha externa de controle da tensão do mesmo. Devido à semelhança entre o modelo do filtro LC de saída do inversor e o modelo de motor C.C., certas técnicas de controle há muito utilizadas em acionamentos C.C. são aplicadas a inversores MLP. Por exemplo, ações diretas da referência e da perturbação são algumas dessas técnicas. Sua utilização permite que os ganhos dos controladores fiquem relativamente menores, já que os mesmos ficam responsáveis apenas por corrigir erros das tensões ou correntes de saída provenientes de transitórios de carga e incertezas nos coeficientes do modelo. Além disso, o desacoplamento da tensão no barramento C.C. visa contornar o efeito da diminuição do ganho do inversor devido a eventuais afundamentos de tensão no barramento, causados pela variação brusca de cargas na saída.

A estrutura clássica em cascata dada em [13], pode ser transformada em uma estrutura por realimentação de estados em paralelo com realimentação de todos os estados. Em [14], por exemplo, são apresentadas, além da estrutura com realimentação da corrente no capacitor, outras abordagens utilizando realimentação da corrente no indutor e/ou corrente na carga.

Embora tenham sido mostradas algumas implementações analógicas [13, 14], os conceitos fundamentais baseados em controladores lineares e realimentação de estados podem ser estendidos aos controladores digitais. Como é sabido, implementações digitais de controle apresentam diversas vantagens sobre suas equivalentes analógicas. Dentre estas vantagens, pode-se citar a invariância de parâmetros com a temperatura ou tempo de uso do sistema e a facilidade de implementação e modificação das estruturas, já que as mesmas são baseadas em software. O método de controle digital que, teoricamente, pode fornecer a resposta mais rápida ao sistema é o controle *dead-beat*. Os controladores desenvolvidos segundo esse método podem utilizar abordagens ou modificações bem distintas. Em [15], por exemplo, consideradas como variáveis de estado a tensão e corrente no capacitor, um controlador *dead-*

beat é responsável pela regulação da corrente, enquanto a malha externa de tensão é composta por um ganho proporcional ajustável por um controlador do tipo *fuzzy*. Este arranjo confere robustez ao sistema, pois o ganho da malha de tensão se adapta em função do tamanho do erro entre a referência e a tensão de saída. Já em [16] é utilizado um controlador híbrido, que executa um algoritmo *dead-beat* quando detectadas cargas não-lineares e um controlador linear em cascata para cargas lineares. Uma desvantagem deste tipo de controlador é que o sinal de controle depende de um modelo preciso do sistema (inversor MLP e carga), além de requerer um sinal de atuação maior para alcançar o efeito *dead-beat*. Outra desvantagem é a sensibilidade do sistema às variações de parâmetros e carga.

Uma outra técnica para o controle de inversores MLP é o Controle por Modo Deslizante (*Sliding Mode Control - SMC*) [9]. Embora o controle *SMC* possa alcançar rápida resposta dinâmica e seja insensível às variações de parâmetros e carga, a escolha de uma “superfície deslizante” é frequentemente não-trivial. Uma outra abordagem é aplicar controle *fuzzy* [10] ou controle por alocação de pólos com realimentação ótima [11, 12] que, por sua vez, são bem robustos às variações de carga.

Frente à grande variedade de métodos de controle por valor instantâneo disponíveis, vale ressaltar que a escolha das variáveis de estado a serem realimentadas influencia tanto o custo quanto as características de rejeição de perturbações e a possibilidade de proteção do equipamento. Em suma, além da realimentação da variável de estado a ser controlada, em geral é empregada também a realimentação ou da corrente no capacitor [13, 14, 15, 17, 18, 19, 20], ou da corrente no indutor e na carga [14, 16, 20]. Na literatura é possível encontrar algumas comparações interessantes entre a realimentação da corrente no capacitor e a realimentação da corrente no indutor [14, 20]. O fato de a corrente no capacitor ser a derivada da tensão no mesmo garante que, desde que a corrente no capacitor seja mantida senoidal pelo sistema de controle, a tensão de saída será também senoidal [14, 15, 20]. Além disso, a referência de corrente no capacitor tem amplitude praticamente constante sendo uma pequena parcela da corrente nominal de carga. A realimentação somente da corrente no indutor não se mostra satisfatória, visto que a malha de corrente começará a agir apenas quando a malha de tensão já estiver sendo deformada [20]. Esta técnica pode ser melhorada adicionando-se uma realimentação da corrente na carga, permitindo equiparar o desempenho da realimentação da

corrente no capacitor, pois $i_C = i_L - i_{load}$ [14, 20]. A desvantagem é a necessidade de um sensor de corrente adicional, que implica em maior custo. Apesar disso, essa abordagem, por possuir realimentação da corrente no indutor, permite uma fácil implementação de proteção ou limitação de curtos-circuitos na saída, o que não é possível somente com a realimentação da corrente no capacitor.

Neste trabalho, a estrutura de controle adotada se baseia no modelamento em tempo discreto apresentada de maneira genérica em [21] e detalhada no capítulo 2 quando se trata do controle por realimentação de estados. Esta estrutura é a mesma utilizada por [22, 23], sendo sua implementação digital realizada com um DSP como plataforma para desenvolvimento do sistema de controle.

1.5 Organização do texto

O capítulo de abertura consiste de uma introdução geral acerca do sistema de calibração de medidores de energia elétrica e suas principais características. São apresentados os componentes essenciais de uma mesa de calibração de medidores, dentre eles: as fontes de tensão e corrente senoidais, circuitos de sincronismo e interface, medidor de energia e padrão de referência.

No capítulo 2, apresenta-se a estratégia utilizada para o projeto de fontes de correntes senoidais de alto desempenho, de baixa potência, programáveis em amplitude e frequência e de baixa distorção harmônica. A estratégia utiliza um inversor MLP alimentado por fonte de tensão e um filtro passivo de segunda ordem na saída do inversor. Inicialmente, é descrito o método de modulação em largura de pulsos a ser utilizado no comando das chaves semicondutoras e a análise harmônica da tensão de saída do inversor. Em seguida, é apresentado o projeto da fonte de corrente senoidal. São descritos o modelo da planta e a operação do sistema em malha aberta, o projeto do filtro na saída do inversor, o projeto do controlador digital e os resultados de simulações obtidos.

O capítulo 3, dedica-se à descrição do protótipo construído para testes experimentais. São apresentados os circuitos de potência, os circuitos de comando e proteção, os circuitos e

dispositivos eletrônicos analógicos e digitais, bem como os circuitos de condicionamento dos sinais para a interface A/D do sistema de controle implementado com o DSP TMS320F2812.

No capítulo 4, são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir do protótipo da fonte de corrente descrito no capítulo 3 e operando de acordo com os controladores desenvolvidos no capítulo 2. Inicialmente, é verificado o desempenho do sistema de controle da fonte de corrente ao ser aplicado um comando de referência. Posteriormente, são levantadas as curvas de distorção harmônica total na saída da fonte para uma ampla faixa de variação de corrente.

As conclusões finais, contribuições alcançadas e propostas de continuidade compõem o capítulo 5.

CAPÍTULO 2

Fontes de Corrente Senoidais

Introdução

Neste capítulo será apresentada a estratégia utilizada para o projeto de fontes de corrente senoidais de alto desempenho, de baixa potência, programáveis em amplitude e frequência e de baixa distorção harmônica. A estratégia utiliza um inversor MLP alimentado por fonte de tensão e um filtro passivo de segunda ordem na saída do inversor. Inicialmente, será descrito o método de modulação em largura de pulsos a ser utilizado no comando das chaves semicondutoras e a análise harmônica da tensão de saída do inversor. Em seguida, será apresentado o projeto da fonte de corrente senoidal. Serão descritos o modelo da planta e a operação do sistema em malha aberta, o projeto do filtro na saída do inversor, o projeto do controlador digital e os resultados de simulações obtidos.

2.1 Modulação em largura de pulso para inversor fonte de tensão

Usualmente, duas técnicas de modulação em largura de pulso podem ser empregadas no comando das chaves semicondutoras de um inversor em ponte alimentado por fonte de tensão: MLP a dois níveis ou MLP a três níveis. A vantagem de se implementar MLP a três níveis é o menor conteúdo harmônico da tensão de saída do inversor. Isto porque o efeito resultante desse tipo de modulação é efetivamente dobrar a frequência de chaveamento do sistema. Esta

técnica será utilizada neste trabalho devido às limitações de distorção harmônica total na corrente de saída da fonte, ou seja, abaixo de 1% na frequência nominal. A figura 2.1 apresenta o circuito de um inversor monofásico em ponte completa com modulação por largura de pulsos e um filtro passivo de segunda ordem.

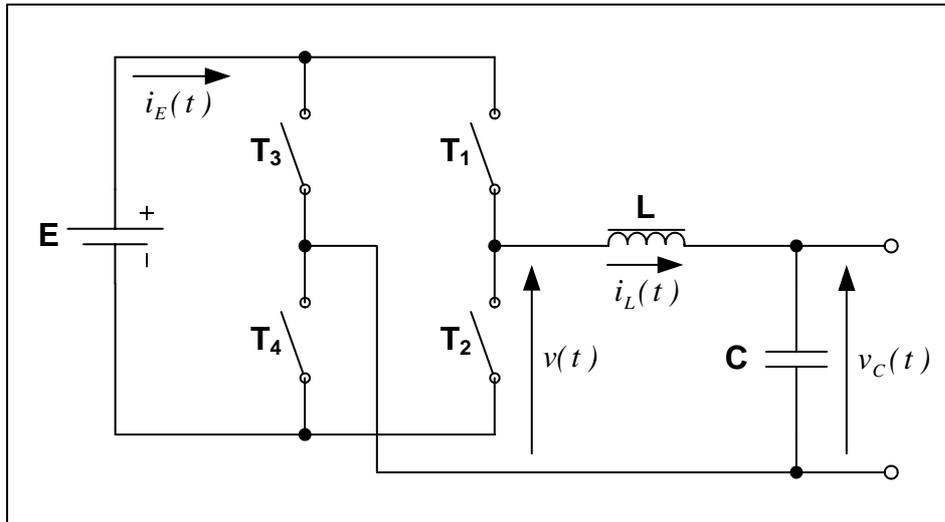


Figura 2.1: Inversor fonte de tensão em configuração ponte completa e filtro LC

Em [23], deduziu-se as equações para o cálculo das larguras dos pulsos do inversor MLP a três níveis. Na dedução apresentada, supõe-se que os sinais de comando dos interruptores de um mesmo braço do inversor são complementares. Dessa forma, pôde-se associar um único sinal de comando a cada braço. $c_1(t)$ é o sinal de comando para o braço do inversor constituído pelos interruptores T1 e T2 e $c_2(t)$ o sinal de comando associado aos interruptores T3 e T4. Estes sinais foram definidos como mostrado na tabela 2.1.

Tabela 2.1: Definição dos sinais de comando

$c_1(t)$	T1	T2
0	OFF	ON
1	ON	OFF

Da figura 2.2, pôde-se deduzir os valores da tensão de saída $v(t)$ do inversor e os valores da corrente $i_E(t)$ no barramento C.C. correspondentes às quatro possíveis combinações dos

sinais de comando para cada período de modulação T . Estes valores são apresentados na tabela 2.2 a seguir.

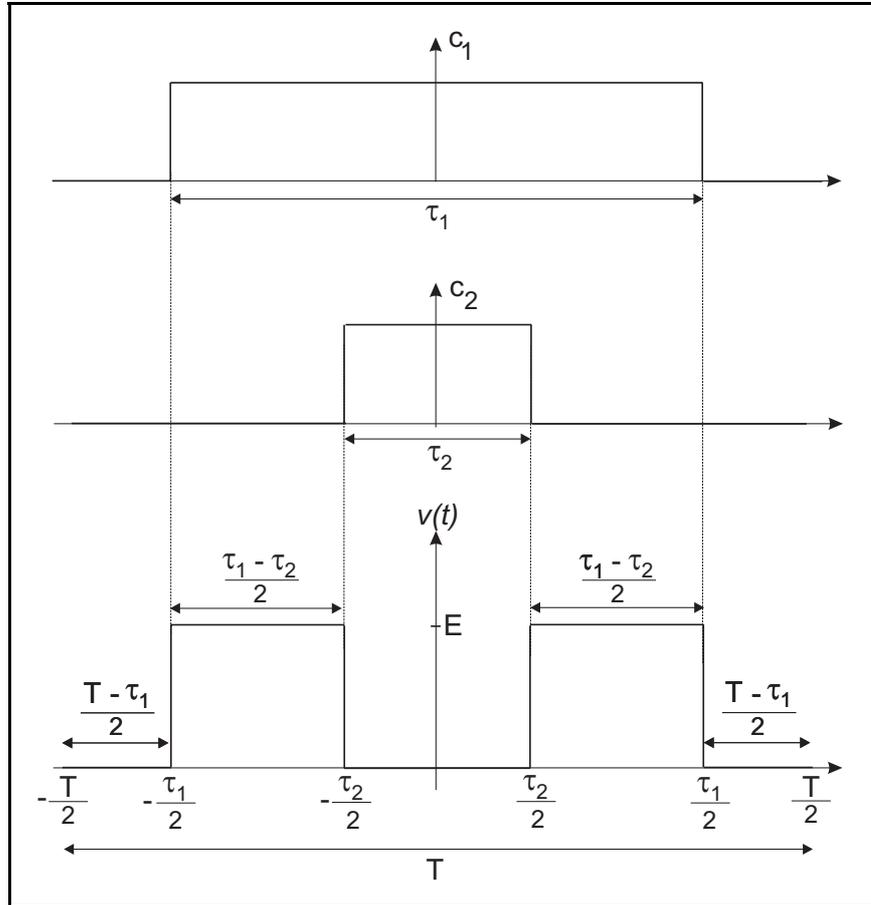


Figura 2.2: Sinais de comando para MLP a três níveis e tensão de saída do inversor

Tabela 2.2: Tensão de saída e corrente no barramento C.C.

$c_1(t)$	$c_2(t)$	$v(t)$	$i_E(t)$
0	0	0	0
0	1	-E	- i_L
1	0	+E	+ i_L
1	1	0	0

A partir desta tabela, deduziu-se a seguinte equação para a tensão $v(t)$ na saída do inversor:

$$v(t) = E[c_1(t) - c_2(t)] \quad (2.1)$$

Dessa forma, o valor médio da tensão de saída $\bar{v}(k)$ no k-ésimo período de MLP foi dado por:

$$\bar{v}(k) = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt = \frac{E}{T} [\tau_1(k) - \tau_2(k)] \quad (2.2)$$

Da figura 2.2, supondo que as variações nas larguras dos pulsos em períodos de modulação adjacentes sejam desprezíveis, foi então definida a seguinte condição:

$$\tau_2(k) = T - \tau_1(k) \quad (2.3)$$

Resolvendo o sistema de equações formado por (2.2) e (2.3), foram obtidas as expressões (2.4) e (2.5) para o cálculo das larguras dos pulsos de comando ou sinais MLP na saída do inversor. Nestas equações foi feita a substituição $\bar{v}(k) = v_{ref}(k)$, ou seja, no k-ésimo período de amostragem o valor médio da tensão de saída é feito igual à k-ésima amostra da tensão modulante $v_{ref}(k)$.

$$\tau_1(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{2E} v_{ref}(k) \quad (2.4)$$

$$\tau_2(k) = \frac{T}{2} - \frac{T}{2E} v_{ref}(k) \quad (2.5)$$

As expressões (2.4) e (2.5) serão utilizadas pelo sistema de controle digital na geração dos sinais MLP para o comando das chaves semicondutoras.

2.2 Análise harmônica da tensão de saída do inversor

Para cargas lineares, a distorção harmônica total (DHT) da tensão de saída do filtro LC depende, essencialmente, da estrutura do conversor estático utilizado, do método de

modulação em largura de pulsos adotado e da razão entre a frequência de corte do filtro LC e a frequência de modulação. No apêndice A, encontra-se uma análise detalhada da tensão de saída do inversor MLP a três níveis dado pela figura 2.1 (pág. 11). Esta análise foi descrita em [23] e seu resultado é dado pela equação (A.12) como:

$$v(t) = mE \cos(\omega_m t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E}{\pi n} \cos\left(\frac{\pi n}{2}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k-1} J_{2k-1}\left(\frac{nm\pi}{2}\right) \cdot \{\cos[(2k-1)\omega_m + \omega_0 n]t + \cos[(2k-1)\omega_m - \omega_0 n]t\} \quad (\text{A.12})$$

onde,

m	-	índice de modulação
$V_m = mE \cos(\omega_m t)$	-	amplitude da tensão modulante senoidal
$\omega_m = 2\pi f_m$	-	frequência angular da modulante (rad/s)
f_m	-	frequência da modulante (Hz)
$\omega_0 = 2\pi f_{MLP}$	-	frequência angular de modulação (rad/s)
f_{MLP}	-	frequência de modulação (Hz)
E	-	tensão no barramento C.C.
J_{2k-1}	-	funções de Bessel de primeira ordem

Nesta expressão, o primeiro termo corresponde exatamente à tensão modulante que se deseja impor na saída do inversor. O somatório em n no segundo termo indica as frequências múltiplas da frequência de modulação onde se concentram as componentes harmônicas da tensão de saída. O termo $\cos\left(\frac{\pi \cdot n}{2}\right)$ é igual a zero para n ímpar e, conseqüentemente, no espectro de frequências desta tensão não existem componentes nas frequências múltiplas ímpares da frequência de modulação. Para cada valor de n par, o somatório em k nos mostra que o espectro será composto por raias em torno dos múltiplos pares da frequência de modulação, ou seja, haverá componentes harmônicas nas frequências $2 \cdot n \cdot f_{MLP} \pm (2k-1)fm$. A figura 2.3, ilustra o espectro de frequências para $m = 0,5$, $f_m = 60Hz$, $f_{MLP} = 1200Hz$.

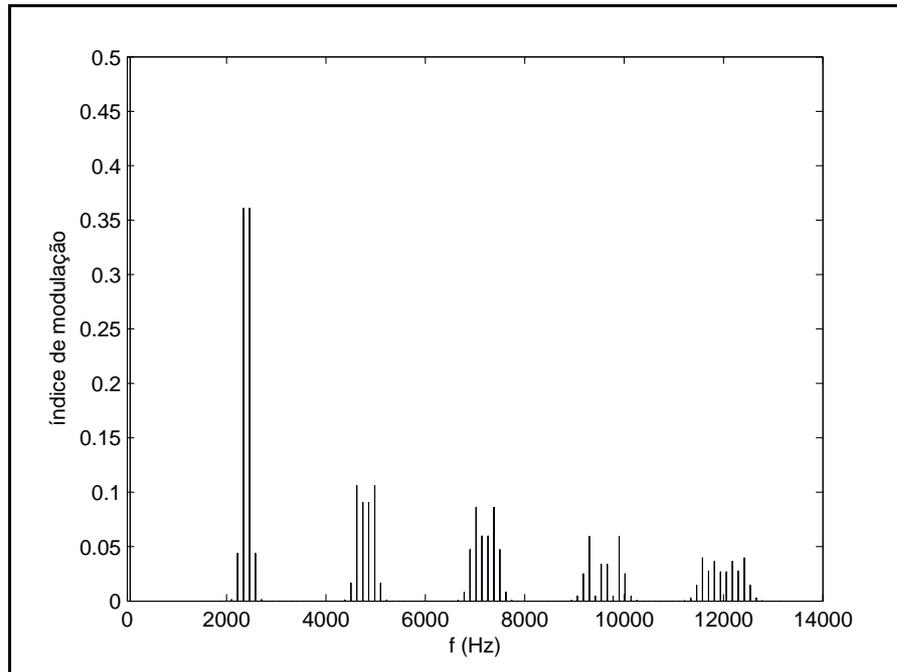


Figura 2.3: Espectro de frequências para $m = 0,5$, $f_m = 60Hz$, $f_{MLP} = 1200Hz$

Distorções adicionais são introduzidas por cargas não lineares, tempo morto ou saturações de componentes, como por exemplo, transformadores. Estas não linearidades introduzem harmônicas de baixa frequência no sistema que não são atenuadas pelo filtro LC. A rejeição de tais perturbações deve ser tratada no projeto dos controladores conforme será visto adiante.

2.3 Estrutura básica da fonte de corrente senoidal

Nesta seção, trataremos do projeto da fonte de corrente senoidal proposta neste trabalho. Serão descritos o modelo da planta e a operação do sistema em malha aberta, o projeto do filtro LC na saída do inversor, o projeto do controlador digital e os resultados de simulações obtidos.

2.3.1 Modelo da planta

A figura 2.4 apresenta o modelo ideal em malha aberta da fonte de corrente senoidal proposta neste trabalho.

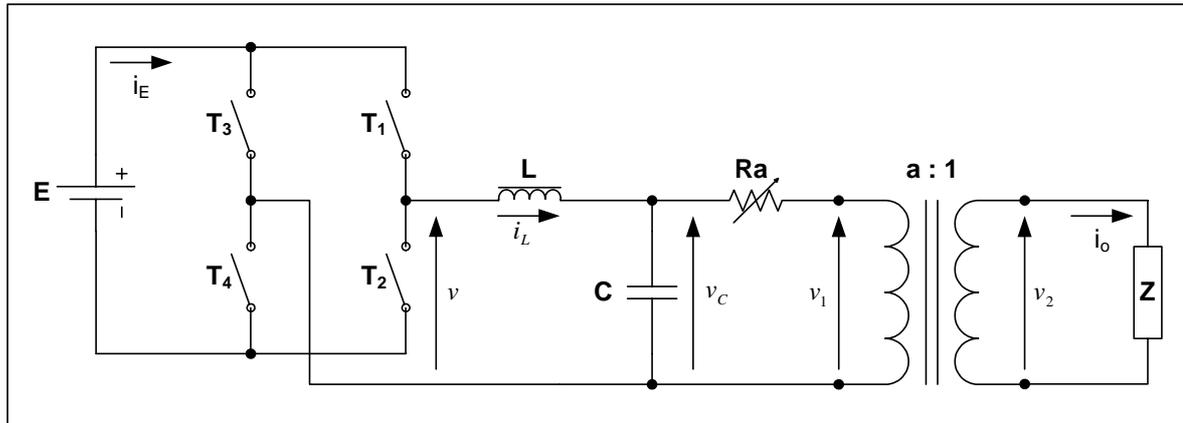


Figura 2.4: Modelo ideal da fonte de corrente em malha aberta

A estrutura consiste de um inversor monofásico MLP a três níveis alimentado por fonte de tensão, um filtro passivo de segunda ordem na saída do inversor, um resistor de valor ajustável, um transformador abaixador de tensão e a carga. Nessa aplicação, o transformador exerce duas funções principais: isolamento galvânica e adequação das amplitudes das correntes do sistema. A carga, modelada idealmente por um resistor e uma indutância, representa a bobina de corrente de medidores de energia e devido à sua construção física (baixa resistência e baixa indutância) é praticamente um curto-circuito no secundário do transformador. Portanto, em linhas gerais, o controle da corrente de saída da fonte implicará no controle da corrente de curto-circuito no secundário do transformador.

2.3.2 Operação do sistema em malha aberta

Da equação (A.12), observa-se que a amplitude da componente fundamental para um inversor monofásico MLP a três níveis é dada pela equação 2.6.

$$V_m = m \cdot E \quad (2.6)$$

Portanto, determinadas a frequência de modulação f_{MLP} do inversor, a frequência da fundamental f_m e o índice de modulação m , os sinais ou pulsos de comando para as chaves do inversor podem ser gerados conforme as equações (2.4) e (2.5). Da equação (A.12), para uma tensão E no barramento C.C., tais sinais ou pulsos de comando sintetizam a tensão de

saída do inversor constituída pela componente fundamental e por componentes harmônicas de alta frequência. Por sua vez, o filtro LC ao atenuar as componentes de altas frequências, permite que a tensão modulante ou fundamental seja aplicada ao primário do transformador. Esta tensão refletida no secundário impõe uma corrente de saída senoidal. Logo, podemos controlar a amplitude da corrente de saída da fonte, para uma frequência desejada, simplesmente variando-se as larguras de pulso ou o índice de modulação. Obviamente, a variação instantânea do índice de modulação será função do sistema de controle quando operando em malha fechada.

Conforme as especificações técnicas descritas na seção 1.2 (pág. 3), a fonte deve ser capaz de sintetizar correntes senoidais para calibração dos medidores de energia com amplitudes programáveis de 0,5 a $200A_{rms}$ na frequência nominal. Uma solução para atender à essa grande faixa de variação de amplitude (400 vezes o valor da menor corrente) foi definir faixas de corrente e inserir, quando possível, um resistor adicional entre o filtro LC e o primário do transformador para cada faixa programada. Da figura 2.4, a função efetiva do resistor adicional R_a será, portanto, permitir que os índices de modulação ou as tensões no capacitor do filtro LC permaneçam sempre dentro de uma mesma faixa de variação independentemente da corrente de saída programada. Esta técnica será melhor explicada na seção 2.3.4.

2.3.3 Critérios gerais para definição das faixas de corrente

Esta seção descreve os critérios gerais de projeto adotados para a definição das faixas de corrente de saída da fonte. Tais critérios objetivam reduzir dimensões e custos dos diversos componentes do sistema, respeitando as limitações dos componentes eletrônicos empregados. Os critérios adotados foram os seguintes:

1. Como a tensão nos terminais da carga é sempre muito baixa (0,25V em 200A), a tensão no barramento C.C. do inversor MLP da figura 2.4, por sua vez, também pode ser baixa. Dessa forma, o valor da tensão no barramento foi escolhido de tal forma que a queda de tensão nas chaves semicondutoras pudesse ser considerada desprezível.

2. A variação do índice de modulação foi limitada à faixa entre 0,3 e 0,95 para o início e término de cada faixa respectivamente. Pode-se mostrar através da equação (A.12), que para índices de modulação abaixo de 0,3 há um aumento expressivo da distorção harmônica total da tensão de saída do inversor.
3. Procurou-se obter o menor número possível de resistores adicionais o que, por sua vez, requer um menor número de dispositivos de chaveamento, como por exemplo, relés para comutação dos resistores. Além disso, procurou-se utilizar valores de resistência, dissipação de potência e tolerância usuais no mercado.
4. As correntes no indutor do filtro LC foram mantidas dentro de uma faixa restrita de variação independentemente da corrente de saída da fonte. Isto foi necessário por duas razões principais: a) Ao permitir que as correntes no indutor cheguem a valores muito pequenos, o valor da indutância e, por sua vez, as dimensões do indutor se tornariam elevadas para se estabelecer níveis aceitáveis de ripple de corrente. b) Maior simplicidade no projeto dos circuitos analógicos de medição evitando-se, por exemplo, a divisão em faixas de corrente neste indutor, o que exigiria um maior número de sensores.

Do item 4, para que as correntes no indutor fossem mantidas dentro de uma mesma faixa de variação independentemente da corrente de saída da fonte, foi especificado um transformador com vários enrolamentos no secundário.

A impedância da carga foi modelada idealmente por um resistor R_c de $1,25\text{m}\Omega$. Para uma corrente de saída de $200A_{rms}$, este valor de resistor corresponde à condição de potência máxima de saída da fonte, ou seja, 50VA.

Pelo exposto acima, a determinação das faixas de corrente de projeto não é uma tarefa tão trivial. Uma solução simples e eficaz para satisfazer os critérios de projeto, foi o desenvolvimento de uma planilha de cálculo tornando possível uma melhor visualização e uma boa estimativa para a escolha e adequação das faixas. A seguir, será descrito o cálculo das faixas de corrente de projeto. As equações implementadas consideram o filtro de saída do

inversor ideal, ou seja, a queda de tensão no indutor é desprezível e os valores de indutância e capacitância são tais que filtram idealmente todas as componentes de alta frequência permitindo somente que as frequências de interesse sejam aplicadas ao sistema.

2.3.4 Cálculo das faixas de correntes

a) Faixa sem resistor adicional

A utilização de resistores adicionais em série com o transformador representa perdas adicionais que diminuem a eficiência da fonte de corrente. Dessa forma, para as correntes de saída de maiores amplitudes, optou-se por não utilizar resistores. Da equação (A.12), o valor eficaz da tensão modulante na saída do inversor é dada por:

$$\hat{V}_m = \frac{m \cdot E}{\sqrt{2}} \quad (2.7)$$

Por sua vez, da figura 2.4, os valores eficazes das tensões no secundário e primário do transformador são dadas respectivamente por:

$$\hat{V}_2 = Z \cdot \hat{I}_o \quad (2.8)$$

$$\hat{V}_1 = a \cdot Z \cdot \hat{I}_o \quad (2.9)$$

onde,

$$Z = R_c$$

Desprezando-se a queda de tensão no indutor do filtro LC e igualando-se (2.7) e (2.9) tem-se:

$$\frac{m \cdot E}{\sqrt{2}} = a \cdot R_c \cdot \hat{I}_o \quad (2.10)$$

Da equação (2.10), pode-se determinar a relação de transformação necessária para que o sistema de controle imponha a máxima corrente de saída da fonte. Esta relação é dada por:

$$a = \frac{m \cdot E}{\sqrt{2} \cdot R_c \cdot \hat{I}_O} \quad (2.11)$$

Admitindo $E = 30V$, $m = 0,95$ (limite superior da faixa), $R_c = 1,25m\Omega$ e $\hat{I}_O = 200A_{rms}$ (máxima corrente de saída), tem-se $a = 80$. Determinada a relação de transformação, pode-se utilizar novamente a equação (2.10) para calcular o valor eficaz da corrente de saída no início da faixa. Esta relação é dada por:

$$\hat{I}_O = \frac{m \cdot E}{a \cdot R_c \cdot \sqrt{2}} \quad (2.12)$$

Logo, para $E = 30V$, $m = 0,3$ (limite inferior da faixa), $R_c = 1,25m\Omega$ e $a = 80$, tem-se $\hat{I}_O \approx 70A_{rms}$.

b) Faixas com resistor adicional

Como já dito anteriormente, a função efetiva do resistor adicional é permitir que os índices de modulação permaneçam sempre dentro de uma mesma faixa de variação independentemente da corrente de saída programada. Como o valor da corrente no início da faixa anterior ($\hat{I}_O \approx 70A_{rms}$) é igual ao valor da corrente no término da faixa seguinte, pode-se calcular o valor do resistor adicional de tal forma que o índice de modulação possa retornar a 0,95. O valor do resistor é dado por:

$$R_a = \frac{\frac{m \cdot E}{\sqrt{2}} - a \cdot R_c \cdot \hat{I}_O}{\hat{I}_O / a} \quad (2.13)$$

Logo, para $E = 30V$, $m = 0,95$, $R_c = 1,25m\Omega$, $a = 80$ e $\hat{I}_O \approx 70A_{rms}$ (início da faixa anterior = término da faixa seguinte), tem-se $R_a \approx 30\Omega$. Determinado o valor do resistor adicional, pode-se utilizar novamente a expressão (2.13) para calcular o valor eficaz da corrente de saída no início da faixa. Isolando-se \hat{I}_O tem-se,

$$\hat{I}_O = \frac{\frac{m \cdot E}{\sqrt{2}}}{a \cdot R_c + \frac{R_a}{a}} \quad (2.14)$$

Logo, para $E = 30V$, $m = 0,3$ (início da faixa), $R_c = 1,25m\Omega$ e $a = 80$, tem-se $\hat{I}_O \approx 40A_{rms}$. Utilizando-se sucessivamente as expressões (2.13) e (2.14), calcula-se as faixas restantes. A tabela 2.3, apresenta as faixas de corrente estimadas bem como os parâmetros de maior relevância.

Tabela 2.3: Faixas de correntes e parâmetros de projeto

Faixas	$I_O (A_{rms})$		$I_L (A_{rms})$		$V_c (V_{rms})$		m		$E (V)$	$R_a (\Omega)$	$P_a (W)$	a
	1	2	3	4	5	6	7	8				
1	201,5	70,0	2,50	0,87	20,15	7,00	0,95	0,33	30	0,0	0,0	80
2	70,0	42,7	0,87	0,53	20,15	12,30	0,95	0,58	30	15	11,5	80
3	42,7	15,7	0,53	0,20	20,15	7,42	0,95	0,35	30	30	8,5	80
4	15,7	5,3	0,65	0,22	20,15	6,80	0,95	0,32	30	30	12,9	24
5	5,3	2,0	0,66	0,25	20,15	7,64	0,95	0,36	30	30	13,3	8
6	2,0	0,5	0,67	0,21	20,15	6,36	0,95	0,30	30	30	13,5	3

Dos resultados obtidos, nota-se que a utilização dos resistores adicionais (R_a) manteve os índices de modulação (m) dentro da faixa de projeto estipulada, ou seja, de 0,3 a 0,95 independentemente da corrente de saída da fonte (I_O). Ainda, com a utilização de quatro taps no secundário do transformador foram mantidas, para todas as faixas, a corrente no indutor (I_L) variando entre 0,2 e $2,5A_{rms}$. Como já dito anteriormente, uma das vantagens desta limitação da variação da corrente no indutor é a maior simplicidade no projeto dos circuitos analógicos de medição desta corrente, evitando-se, por exemplo, a divisão de corrente em várias faixas e, por sua vez, um maior número de sensores.

2.4 Projeto do filtro LC

Os seguintes critérios serão considerados no projeto do filtro LC na saída do inversor [23]:

1. Distorção harmônica da tensão de saída para cargas lineares;
2. Freqüência natural não amortecida;

3. Ondulação de corrente no indutor.

2.4.1 Freqüência natural não amortecida e distorção harmônica

Da equação (A.12) e da função de transferência do filtro LC, pode-se calcular a amplitude da tensão modulante e as amplitudes de cada harmônica de tensão na saída do filtro LC. Dessa forma, podemos traçar curvas de projeto para determinar a razão entre a freqüência de modulação ω_0 e a freqüência natural não amortecida ω_n do filtro para um dado índice de distorção harmônica desejado. As curvas de projeto para o filtro LC são dadas na figura 2.5. Da figura, para satisfazer as especificações técnicas definidas na seção 1.2, ou seja, para que se tenha uma distorção harmônica total (DHT) inferior a 1% em 60Hz para índices de modulação variando de 0,3 a 0,95, é necessário que a freqüência de corte do filtro seja, pelo menos, 6 vezes menor que a freqüência de modulação. Para o projeto do filtro LC da fonte de corrente senoidal, será considerado uma DHT de 0,5% em 60Hz para a tensão de saída do filtro, ou seja, uma razão ω_0/ω_n de 8. Logo, para uma freqüência de modulação de 50kHz, a freqüência de corte será de 6,25 kHz.

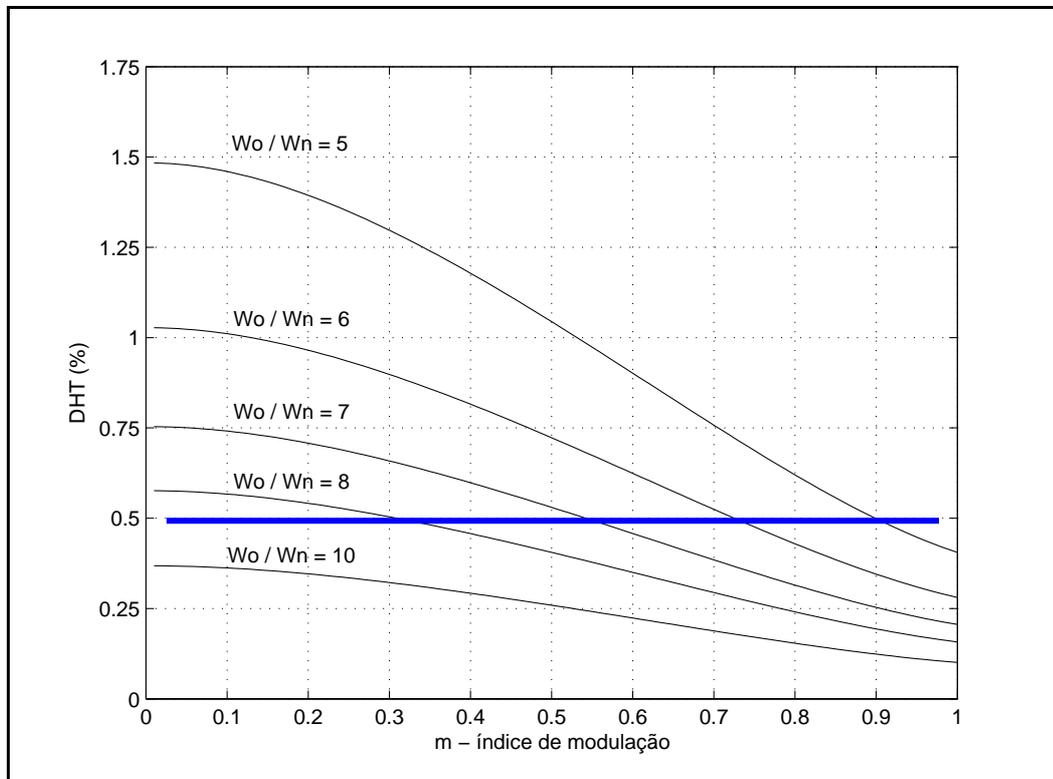


Figura 2.5: Curvas de projeto $DHT \times m$ para diversos valores de ω_0/ω_n

2.4.2 Ondulação de corrente no indutor

A figura 2.6 mostra o sinal de corrente no indutor superposto ao sinal de tensão na saída do inversor durante um período de modulação em largura de pulso T.

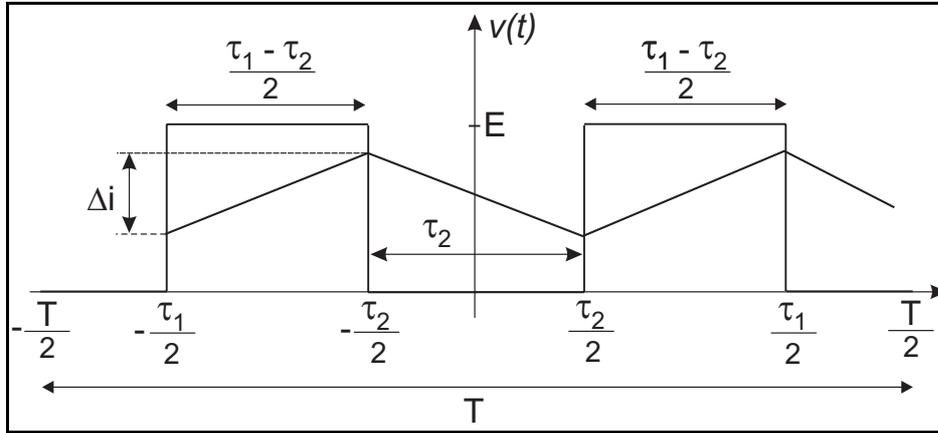


Figura 2.6: Tensão de saída do inversor e corrente no indutor

Conforme descrito em [23], as equações para a tensão no indutor durante as etapas de crescimento e decaimento da corrente são respectivamente:

$$\frac{E - v_c(t)}{L} = \frac{2\Delta i}{\tau_1(k) - \tau_2(k)} \quad (2.15)$$

$$\frac{0 - v_c(t)}{L} = \frac{-\Delta i}{\tau_2(k)} \quad (2.16)$$

Isolando-se e somando-se os termos $\frac{\tau_1(k) - \tau_2(k)}{2}$ e $\tau_2(k)$ das expressões (2.15) e (2.16) e considerando $\tau_2(k) = T - \tau_1(k)$, obtém-se a equação:

$$\frac{\tau_1(k) + \tau_2(k)}{2} = \frac{T}{2} = \frac{L\Delta i}{E - v_c(t)} + \frac{L\Delta i}{v_c(t)} \quad (2.17)$$

Isolando-se a ondulação de corrente, Δi , obtém-se:

$$\Delta i = \frac{[E - v_c(t)] \cdot v_c(t) \cdot T}{2 \cdot E \cdot L} \quad (2.18)$$

Derivando-se a expressão acima em relação à tensão no capacitor, determina-se que a ondulação de corrente máxima ocorre para $v_c(t) = \frac{E}{2}$ e seu valor máximo, Δi_{max} , é dado pela expressão.

$$\Delta i_{max} = \frac{E}{8 \cdot L \cdot f_{MLP}} \quad (2.19)$$

Logo, a indutância L do filtro pode ser calculada como

$$L = \frac{E}{8 \cdot \Delta i_{max} \cdot f_{MLP}} \quad (2.20)$$

A resistência do indutor construído foi medida como $0,146\Omega$. Da tabela 2.3, a menor corrente no primário encontra-se na 3ª faixa e foi estimada em $0,2\sqrt{2}A_{pico}$. Entretanto, os valores obtidos consideram o transformador ideal e, portanto, a corrente de magnetização não foi considerada. Admitindo uma corrente mínima no indutor de $0,35\sqrt{2}A_{pico}$, uma ondulação de corrente máxima de 40%, $E = 30V$ e $f_{MLP} = 50kHz$ temos $L \approx 376\mu H$. Os parâmetros do filtro LC estão relacionados pela expressão

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.21)$$

Logo, para uma dada frequência de corte f_c e uma indutância L, pode-se calcular o valor do capacitor a partir da equação (2.21). Para $f_c = 6,25kHz$ e $L = 376\mu H$, o valor de C é dado por $C \approx 1,7\mu F$.

2.5 Estrutura básica de controle do inversor

Nesta seção será apresentado o projeto do controlador digital do inversor da fonte de corrente. A estrutura básica de controle, descrita na figura 2.7, é a mesma utilizada em [22, 23] e é baseada no controle por realimentação de estados. O controle por realimentação de estados permite a alocação dos pólos do sistema em malha fechada em posições arbitrárias, desde que o sistema seja controlável e todos os seus estados sejam medidos. Esse processo, conhecido como projeto por alocação de pólos, é descrito detalhadamente em [21, 24, 25].

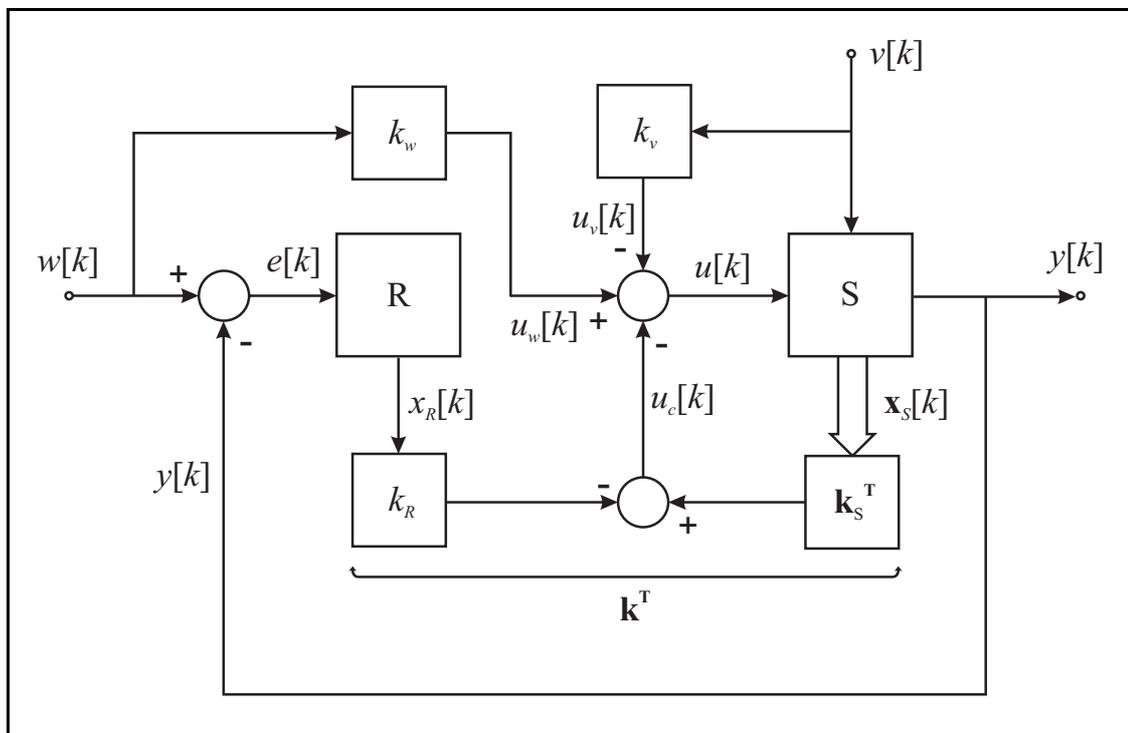


Figura 2.7: Estrutura básica de controle por realimentação de estados

O controlador, além da realimentação dos estados, inclui ações diretas sobre a variável de referência $W[k]$ exercida através do ganho (k_w) e sobre a variável de perturbação exercida através do ganho (k_v) [21]. Estes termos adicionais são responsáveis por minimizar o esforço de controle, deixando ao controlador a tarefa de corrigir os erros de regime transitório e erros em regime permanente devido a incertezas do modelo. O vetor de ganhos de realimentação (k^T) é dividido em duas partes: uma referente aos estados do sistema (S) dado por (k_s^T) e

outra relativa ao estado introduzido pelo integrador (R) dado por (k_r). Dessa forma, o sinal representado por $u_c(k)$ constitui a realimentação de estados, a ação direta da perturbação $u_v(k)$ e a ação direta da referência $u_w(k)$. Portanto, a fim de que o sistema de controle imponha ao sistema o comportamento dinâmico desejado, é necessário que se determine os ganhos de realimentação de estados (k_s^T), o ganho do integrador (k_r) e os ganhos das ações diretas (k_w) e (k_v). Dessa forma, o projeto do controlador consiste apenas na especificação dos pólos desejados para o sistema em malha fechada. A grande vantagem do uso deste controlador é a facilidade de sistematizar o cálculo dos ganhos utilizando-se o método por alocação de pólos.

2.5.1 Cálculo dos ganhos de realimentação de estados

Considerando-se o sistema (**S**) a ser controlado do tipo SISO (*Single Input Single Output*), é possível representá-lo, já em forma discreta, pelas seguintes equações de estado [21]:

$$x_s[k+1] = F_s \cdot x_s[k] + h_s \cdot u[k] + h_{sv} \cdot v[k] \quad (2.22)$$

$$y[k] = c_s^T \cdot x_s[k] \quad (2.23)$$

As ações diretas sobre a variável de referência e a variável de perturbação são exercidas através das matrizes h_s e h_{sv} , respectivamente. Para que se possa obter as equações do sistema em malha fechada, é necessário que antes se componha o sistema aumentado. Este sistema nada mais é que o sistema a ser controlado acrescido dos termos integral e das ações diretas sobre a referência e perturbação. As equações de estado do sistema aumentado são dadas por [22]:

$$x[k+1] = F \cdot x[k] + h \cdot u[k] + h_w \cdot w[k] + h_v \cdot v[k] \quad (2.24)$$

$$y[k] = c^T \cdot x[k] \quad (2.25)$$

onde,

$$F = \begin{bmatrix} F_s & 0 \\ -c_s^T & 1 \end{bmatrix} \quad h = \begin{bmatrix} h_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad h_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad h_v = \begin{bmatrix} h_{sv} \\ 0 \end{bmatrix} \quad c^T = \begin{bmatrix} c_s^T & 0 \end{bmatrix} \text{ e}$$

$$x[k] = \begin{bmatrix} x_s[k] \\ x_R[k] \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

A partir dos pólos desejados p e das matrizes F e h do sistema aumentado, pode-se utilizar a função *place* do MATLAB para a alocação dos pólos desejados. A função, dada por (2.27), retorna o vetor de ganhos de realimentação para operação em malha fechada.

$$k^T = \text{place}(F, h, p) \quad (2.27)$$

onde

$$k^T = [k_s \quad -k_R] \quad (2.28)$$

- k_s - ganhos de realimentação dos estados do sistema
- k_R - ganho do termo integral

2.5.2 Cálculo dos ganhos das ações diretas

Em [22], são deduzidas as expressões para o cálculo dos ganhos das ações diretas sobre a referência e a perturbação. Em [23], por sua vez, é apresentada uma outra abordagem onde os ganhos (k_w) e (k_v) são calculados de forma a cancelar um pólo real da função de transferência da saída em relação à referência e da saída em relação à grandeza de perturbação respectivamente. Dessa forma, o sistema apresentará o comportamento de um sistema de ordem $(n - 1)$ em relação às entradas. As expressões foram deduzidas como:

a) *Compensação de um pólo em relação à referência*

$$k_w = \frac{k_R}{1 - z_i} \quad (2.29)$$

onde

- k_R - ganho do termo integral
- z_i - pólo real a ser cancelado

b) Compensação de um pólo em relação à variável de perturbação

$$\begin{bmatrix} q^T & k_v \end{bmatrix} = d^T \begin{bmatrix} Z \\ b^T \end{bmatrix}^{-1} \quad (2.30)$$

onde

$$\begin{aligned} b^T &= [b_0 \quad b_1 \quad \dots \quad b_{n-1}] \quad , \quad b_i = c^T R_i h \\ d^T &= [d_0 \quad d_1 \quad \dots \quad d_{n-1}] \quad , \quad d_i = c^T R_i h \end{aligned}$$

$$Z = \begin{bmatrix} -z_i & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -z_i & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & -z_i & 1 \end{bmatrix}$$

Se a matriz da equação (2.30) não admite inversa, então não é possível cancelar o pólo com o ganho k_v . Os coeficientes da matriz R_i podem ser calculados recursivamente pelo algoritmo de Leverrier [23].

2.5.3 Equações de estado para o sistema em malha fechada

Da figura 2.7, o sinal de saída do controlador é dado por:

$$u[k] = -k^T x[k] + k_w w[k] - k_v v[k] \quad (2.31)$$

Substituindo a equação (2.31) na equação de estados do sistema aumentado (2.24), estaremos exatamente fechando a realimentação dos estados, bem como incluindo as ações diretas da referência e da perturbação no sistema a ser controlado. Logo, as equações de estados do sistema em malha fechada são dadas por:

$$x[k+1] = F_G x[k] + h_{GW} w[k] + h_{GV} v[k] \quad (2.32)$$

$$y[k] = c^T x[k] \quad (2.33)$$

$$F_G = F - hk^T \quad (2.34)$$

$$h_{GW} = h_w + hk_w \quad (2.35)$$

$$h_{GV} = h_v - hk_v \quad (2.36)$$

2.6 Projeto do controlador digital

A seguir, apresenta-se a descrição do sistema de controle da corrente de saída, incluindo a modelagem do sistema em malha aberta e o projeto do controlador digital segundo a técnica de realimentação de estados.

2.6.1 Modelo do sistema em malha aberta

Para controlar a corrente de saída da fonte é necessário considerar a dinâmica imposta pelos elementos que compõem o sistema em malha aberta, particularmente o filtro LC na saída do inversor e o transformador de isolamento.

a) Modelo do transformador

O modelo considerado para o transformador é apresentado na figura 2.8. O modelo inclui as resistências e as indutâncias de dispersão dos enrolamentos primário e secundário sendo o transformador ideal representado pela relação de transformação a . Para as frequências de interesse (10 a 900Hz), a indutância de magnetização ($L_m = 58mH$) não foi considerada.

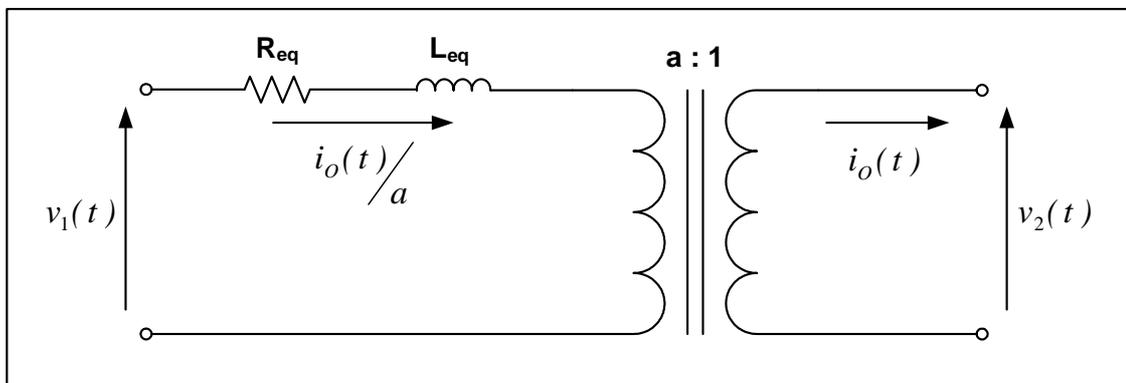


Figura 2.8: Modelo utilizado para o transformador de isolamento

Da tabela (2.3), o transformador deve possuir 4 enrolamentos no secundário para atender as seis faixas de corrente previstas. Dos ensaios a vazio e em curto-circuito, pôde-se determinar os parâmetros do transformador para cada um dos enrolamentos. Os parâmetros são dados na tabela (2.4) onde $R_{eq} = R_1 + a^2 R_2$ e $L_{eq} = L_1 + a^2 L_2$ são, respectivamente, a resistência e a indutância de dispersão total vista do primário do transformador.

Tabela 2.4: Parâmetros estimados para os enrolamentos do transformador

Faixas	Enrolamento	$R_{eq}(\Omega)$	$L_{eq}(mH)$	a
1, 2, 3	1	0,40	3,00	80
4	2	0,30	0,80	24
5	3	0,28	0,25	8
6	4	0,26	0,10	3

b) Modelo contínuo da planta

Da figura 2.4, pode-se descrever o comportamento dinâmico do sistema em malha aberta com o seguinte conjunto de equações diferenciais:

$$\frac{d}{dt} i_o(t) = \frac{1}{k1} v_c(t) - \frac{k2}{k1} i_o(t) \quad (2.37)$$

$$\frac{d}{dt} i_L(t) = -\frac{1}{L} v_c(t) - \frac{R_f}{L} i_L(t) + \frac{1}{L} v_{inv} \quad (2.38)$$

$$\frac{d}{dt} v_c(t) = \frac{1}{C} i_L(t) - \frac{1}{aC} i_o(t) \quad (2.39)$$

onde,

$$k1 = \frac{L_{eq}}{a}, \quad k2 = \frac{R_a + R_{eq} + a^2 R_C}{a}$$

R_C - Resistência de carga

R_{eq}	-	Resistência total vista do primário do transformador
L_{eq}	-	Indutância de dispersão total vista do primário do transformador
a	-	Relação de transformação
R_a	-	Resistência adicional
L	-	Indutância do filtro LC
C	-	Capacitância do filtro LC
R_f	-	Resistência do indutor do filtro LC

Para obtermos as equações de estado do sistema, definiu-se o primeiro estado como a corrente de saída $i_o(t)$, o segundo estado como a corrente no indutor $i_L(t)$ e o terceiro estado como a tensão no capacitor $v_C(t)$. A saída do sistema foi definida como a própria corrente de saída da fonte. A variável de atuação, constituindo a única entrada para o sistema, é a tensão aplicada pelo inversor. Das equações (2.37), (2.38) e (2.39), pode-se modelar o comportamento do sistema sem que seja necessário incluir no modelo uma variável de perturbação $v[k]$. Dadas essas condições, a equação de estados do sistema, no domínio do tempo contínuo, pode ser escrita como:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_o(t) \\ \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_2/k_1 & 0 & 1/k_1 \\ 0 & -R/L & -1/L \\ -1/aC & 1/C & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_o(t) \\ i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_{inv}(t) \quad (2.40)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_o(t) \\ i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

sendo,

$$\dot{x}_s(t) = A \cdot x_s(t) + B \cdot v_{inv}(t) \quad (2.42)$$

$$y(t) = C \cdot x_s(t) \quad (2.43)$$

Substituindo em (2.40) os valores de todos os componentes previamente calculados, obtêm-se as matrizes numéricas A, B, e C para cada uma das seis faixas de corrente de projeto.

2.6.2 Diagrama em blocos do controlador

Na figura 2.9, é mostrado o diagrama em blocos do sistema de controle da corrente de saída em malha fechada, incluindo-se o sistema em malha aberta modelado na seção anterior.

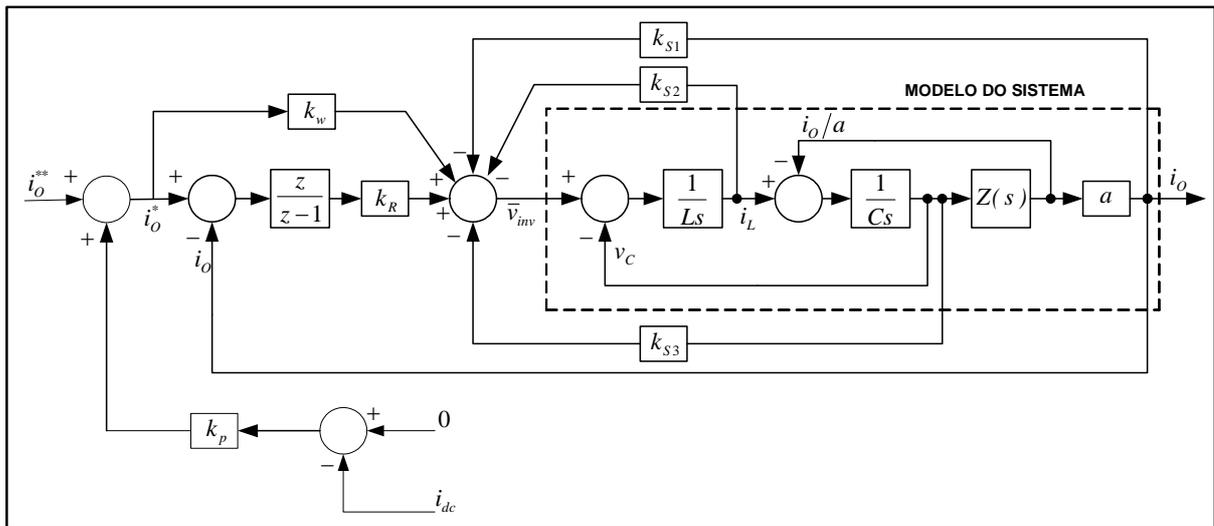


Figura 2.9: Diagrama em blocos do controlador por realimentação de estados

A corrente de referência i_o^{**} para o controlador da corrente de saída é fornecida por um módulo gerador capaz de sintetizar senóides com amplitudes e frequências ajustáveis. Da figura 2.9, a função do controlador proporcional k_p é corrigir, a todo instante, a corrente de referência i_o^{**} de tal forma a anular a corrente C.C. circulante no primário do transformador devida à impedância de magnetização do transformador. Esta correção é fundamental para que não ocorra saturação do material ferromagnético do núcleo do transformador e, logo, distorções na forma de onda da corrente de saída da fonte. A corrente C.C., dada por i_{dc} , é obtida aplicando-se um filtro digital passa-baixa (Butterworth) de primeira ordem com frequência de corte em 4Hz à corrente medida i_L no indutor do filtro LC.

Conforme mencionado anteriormente, para que seja possível alocar os pólos do sistema de maneira arbitrária através da realimentação de estados, é necessário que se tenha acesso a todos os estados do sistema a ser controlado. Como nesse caso, o sistema em malha aberta $i_o(s)/\bar{v}_{inv}(s)$ é de terceira ordem, o controlador deve possuir três ganhos através dos quais o sistema de controle será realimentado. Ainda, a ação direta sobre a referência, exercida através do ganho k_w , garante um esforço mínimo do controlador. Dessa forma, definida a estrutura do sistema de controle, passa-se ao projeto do mesmo.

2.6.3 Alocação dos pólos do sistema em malha fechada

O sistema de controle da corrente de saída em malha fechada possui quatro pólos no total (três relativos aos estados do sistema e um devido ao integrador). Logo, foram definidos dois pólos complexos conjugados e dois pólos reais. Como descrito na seção 2.5.2 - equação (2.29), pode-se calcular o ganho k_w da ação antecipativa da referência de tal forma a cancelar um dos pólos reais do sistema em malha fechada. Logo, o sistema se comportará como um sistema de ordem $n - 1$. Ainda, como a fonte deve ser capaz de sintetizar correntes harmônicas até a ordem 15 (900Hz), tanto a frequência natural dos pólos complexos quanto a frequência do pólo referente ao integrador foram definidas em 6kHz garantindo correntes de saída com pequenos erros de amplitude e fase em relação à referência em 60Hz. A frequência do pólo real a ser cancelado foi definida em 1kHz. Os pólos no plano s são os seguintes:

$$s_1, s_2 = -0,707(2\pi 6000) \pm j2\pi 6000\sqrt{1 - 0,707^2} \text{ rad} / s$$

$$s_3 = -2\pi 1000 \text{ rad} / s$$

$$s_4 = -2\pi 6000 \text{ rad} / s$$

Ao mapearmos estes pólos para o plano z , têm-se:

$$z_1, z_2 = 0,5087 \pm j0,2974$$

$$z_3 = 0,8828$$

$$z_4 = 0,4733$$

Para uma frequência de modulação $f_{MLP} = 50kHz$, pôde-se discretizar numericamente o modelo contínuo do sistema em malha aberta dado em (2.42) e (2.43) e, por sua vez, determinar as matrizes discretas F_s , h_s , e c_s^T , dadas em (2.22) e (2.23). Das matrizes do sistema aumentado (integrador incluído) - equações (2.24), (2.25) e (2.26), calcula-se os ganhos dos controladores das correntes de saída para cada uma das faixas. Os ganhos calculados são apresentados na tabela (2.5).

Tabela 2.5: Valores dos ganhos para os controladores por realimentação de estados

Faixas	Enrolamento	$\hat{I}_o (A_{rms})$		k_{S1}	k_{S2}	k_{S3}	k_R	k_W	k_p
1	1	201,5	70,0	0,6789	18,6365	0,4498	0,0859	0,7331	40
2	1	70,0	42,7	0,5153	17,7339	0,2976	0,0902	0,7697	40
3	1	42,7	15,7	0,5153	17,7339	0,2976	0,0902	0,7697	40
4	2	15,7	5,3	1,9598	18,1687	0,3689	0,2937	2,5061	10
5	3	5,3	2,0	5,9491	18,2072	0,3754	0,8794	7,5026	5
6	4	2,0	0,5	15,8845	18,2113	0,3761	2,3445	20,0025	1

Os ganhos k_p do controlador proporcional referente à malha de correção da corrente C.C. foram ajustados por simulação para cada faixa de corrente.

2.6.4 Resultados de simulação

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação para o controle por realimentação de estados da fonte de corrente projetada neste capítulo. A figura 2.10 apresenta a forma de onda da corrente de saída da fonte superposta a uma corrente de referência $\hat{I}_{ref} = 200A_{rms}$ correspondendo à potência nominal da fonte, ou seja, 50VA. A distorção harmônica total foi calculada em 0,13%.

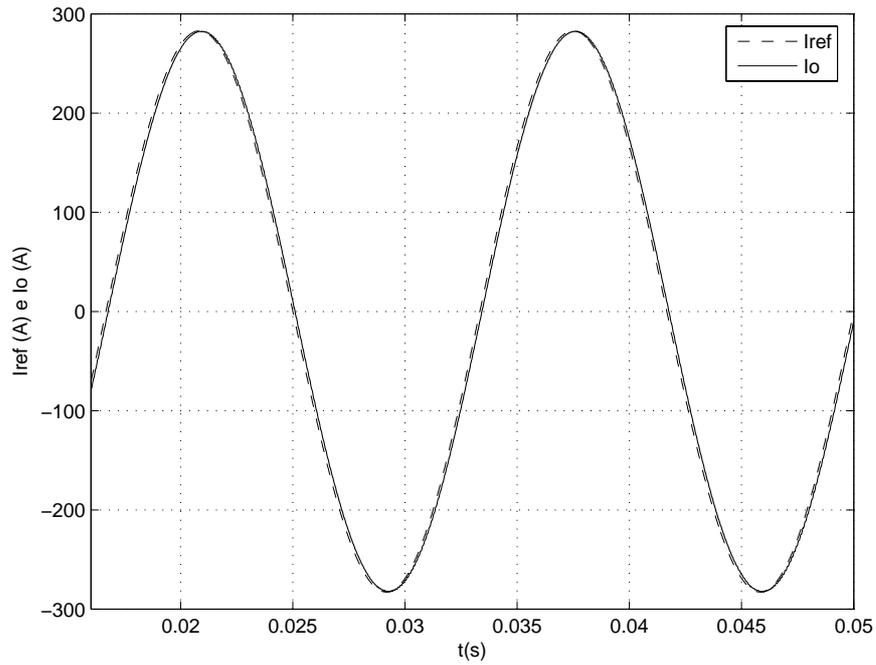


Figura 2.10: Corrente de saída com carga resistiva $R_c = 1,25m\Omega$ e $\hat{I}_{ref} = 200A_{rms}$

Já para uma corrente de referência correspondendo ao início da faixa, ou seja $70A_{rms}$, obteve-se uma distorção harmônica um pouco mais acentuada, 0,25%. A figura 2.11 ilustra essa condição.

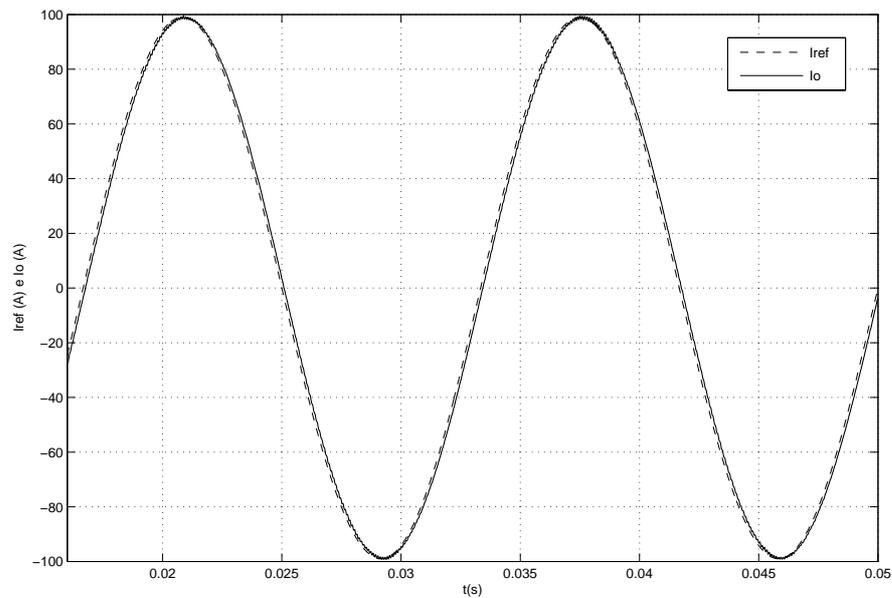


Figura 2.11: Corrente de saída com carga resistiva $R_c = 1,25m\Omega$ e $\hat{I}_{ref} = 70A_{rms}$

A tabela 2.6, resume os resultados obtidos para todas as faixas de correntes considerando a distorção harmônica total no início e término de cada faixa.

Tabela 2.6: Distorção harmônica total para as faixas de corrente

Faixas	$\hat{I}_O (A_{rms})$		DHT(%)	
1	201,5	70,0	0,13	0,25
2	70,0	42,7	0,15	0,23
3	42,7	15,7	0,12	0,25
4	15,7	5,3	0,15	0,27
5	5,3	2,0	0,17	0,27
6	2,0	0,5	0,18	0,30

Da tabela, nota-se que a distorção harmônica total em todas as faixas não ultrapassa o limite de projeto de 0,5% em 60Hz.

A figura 2.12, mostra a ação do controlador proporcional k_p em anular a corrente C.C. circulando no primário do transformador para uma corrente de referência de $200A_{rms}$.

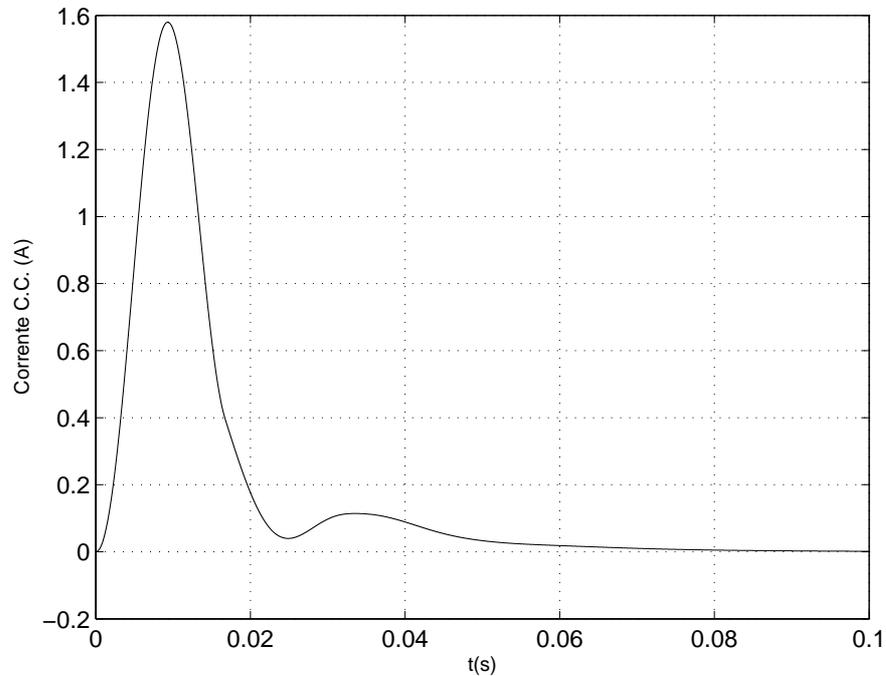


Figura 2.12: Correção da corrente C.C., i_{dc} , para uma corrente de referência $\hat{I}_{ref} = 200A_{rms}$

Conforme as especificações técnicas da fonte, a mesma deve ser capaz de injetar correntes harmônicas de até 15ª ordem. Para testar a fonte nessa condição, aplicou-se uma referência de corrente com valor eficaz de $200A_{rms}$, constituída pela componente fundamental em 60Hz com valor eficaz igual a $191,56A_{rms}$ e de uma componente harmônica de ordem 15 (900Hz) na proporção de um terço da fundamental, ou seja, $57,5A_{rms}$. A figura 2.13 mostra o resultado obtido para essa condição de operação.

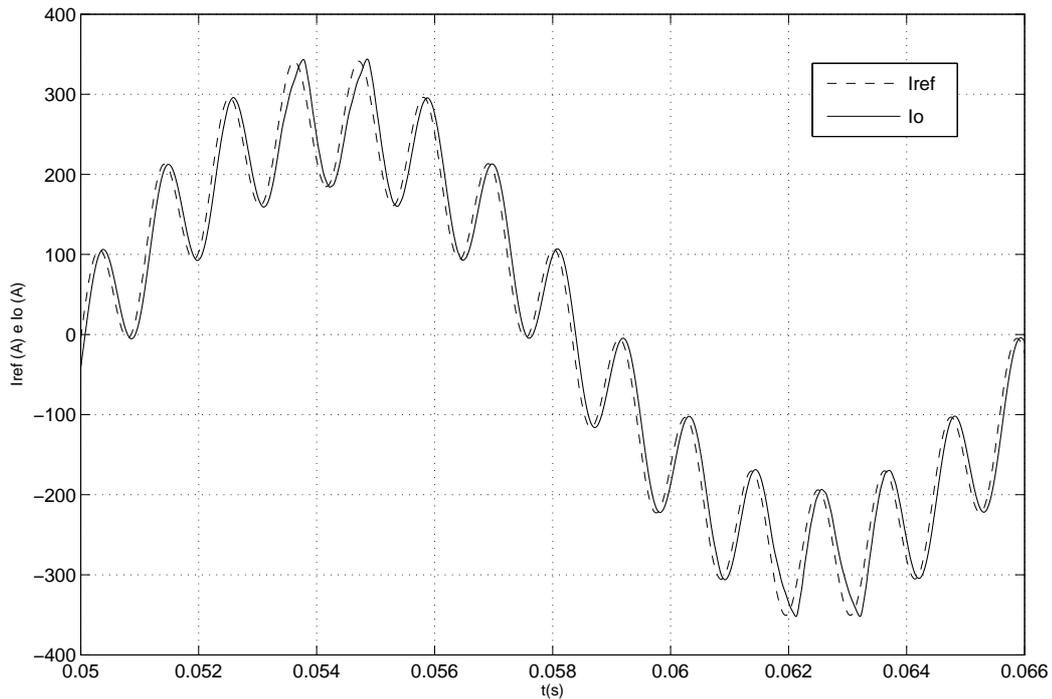


Figura 2.13: Corrente de saída com carga resistiva $R_c = 1,25m\Omega$, $\hat{I}_1 = 191,56A_{rms}$ e $DHT = 29,8\%$

A distorção harmônica total foi calculada em 29,8% atendendo, portanto, as especificações de projeto. Resultados semelhantes foram obtidos para as outras faixas.

2.7 Controladores em cascata

Uma outra abordagem para o sistema de controle das correntes de saída da fonte, é a utilização de controladores em cascata. A figura 2.14, apresenta a estrutura dos controladores implementados.

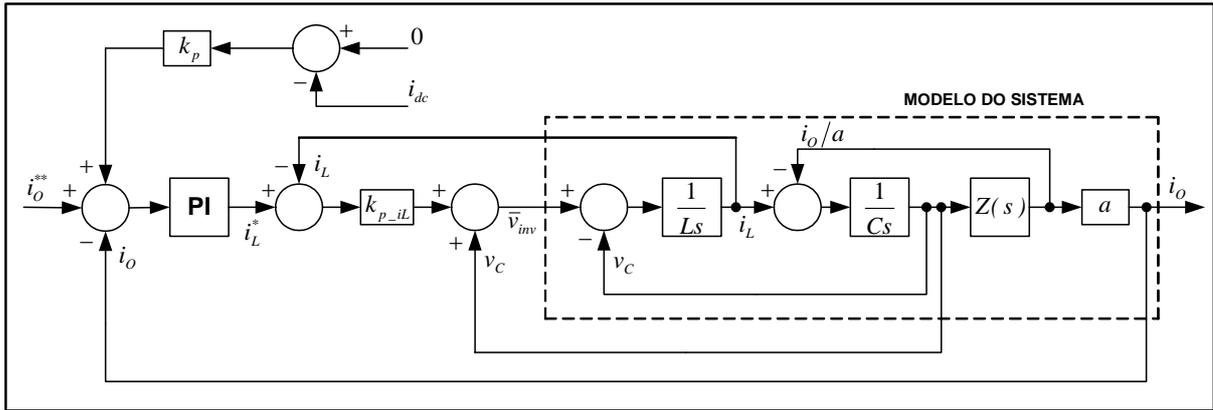


Figura 2.14: Diagrama em blocos do controlador em cascata

Da figura, a malha externa controla a corrente de saída da fonte através de um controlador PI digital. Por sua vez, a saída do controlador PI é a corrente de referência da malha de controle da corrente no indutor do filtro LC. Esta malha utiliza um controlador proporcional com ganho k_{p_iL} . Os ganhos dos controladores de corrente bem como o ganho k_p do controlador proporcional referente à malha de correção da corrente C.C. foram ajustados em simulação para cada faixa de corrente e são dados na tabela 2.7.

Tabela 2.7: Valores dos ganhos para os controladores em cascata

Faixas	Enrolamento	$\hat{I}_O (A_{rms})$		k_{p_iL}	k_{p_iO}	ki_iO	k_p
1	1	201,5	70,0	1,0220	0,0800	0,0060	40
2	1	70,0	42,7	1,0220	0,0800	0,0060	40
3	1	42,7	15,7	1,0220	0,0800	0,0060	40
4	2	15,7	5,3	1,0220	0,1200	0,0120	10
5	3	5,3	2,0	1,0220	0,5000	0,0500	5
6	4	2,0	0,5	1,0220	1,5000	0,1500	1

2.7.1 Resultados de simulação

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação para o controle em cascata da fonte de corrente projetada neste capítulo. A figura 2.15, apresenta a forma de onda da corrente de saída da fonte superposta a uma corrente de referência $\hat{I}_{ref} = 200A_{rms}$

correspondendo à potência nominal da fonte, ou seja, 50VA. A distorção harmônica total foi calculada em 0,10%.

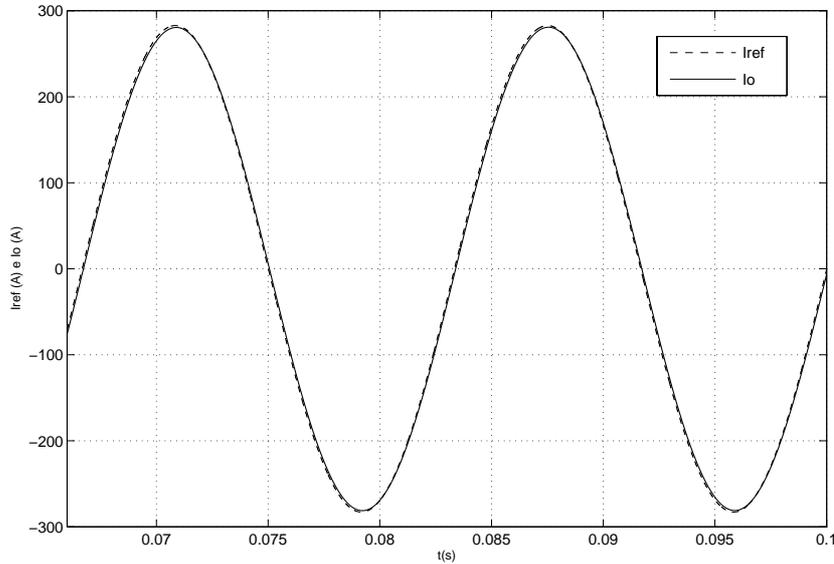


Figura 2.15: Corrente de saída com carga resistiva $R_c = 1,25m\Omega$ e $\hat{I}_{ref} = 200A_{rms}$

Já para uma corrente de referência correspondendo ao início da faixa, ou seja $70A_{rms}$, obteve-se uma distorção harmônica um pouco mais acentuada, 0,20%. A figura 2.16 ilustra essa condição.

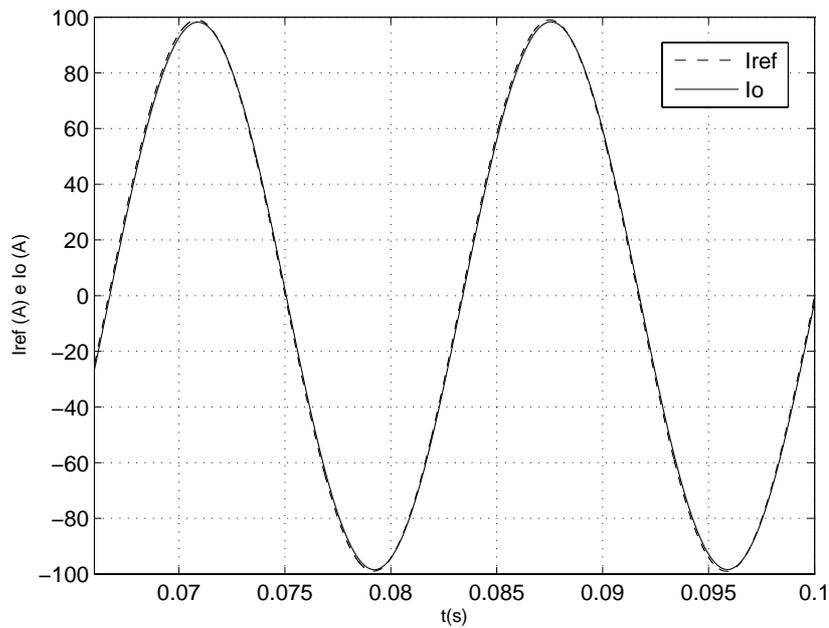


Figura 2.16: Corrente de saída com carga resistiva $R_c = 1,25m\Omega$ e $\hat{I}_{ref} = 70A_{rms}$

A tabela 2.8, resume os resultados obtidos para todas as faixas de correntes considerando a distorção harmônica total no início e término de cada faixa.

Tabela 2.8: Distorção harmônica total para as faixas de corrente

Faixas	$\hat{I}_O (A_{rms})$		DHT(%)	
1	201,5	70,0	0,10	0,20
2	70,0	42,7	0,13	0,23
3	42,7	15,7	0,11	0,20
4	15,7	5,3	0,14	0,25
5	5,3	2,0	0,16	0,28
6	2,0	0,5	0,18	0,28

Da tabela, nota-se que a distorção harmônica total em todas as faixas não ultrapassa o limite de projeto de 0,5% em 60Hz.

A figura 2.17, mostra a ação do controlador proporcional k_p em anular a corrente C.C. circulando no primário do transformador para uma corrente de referência de $200A_{rms}$.

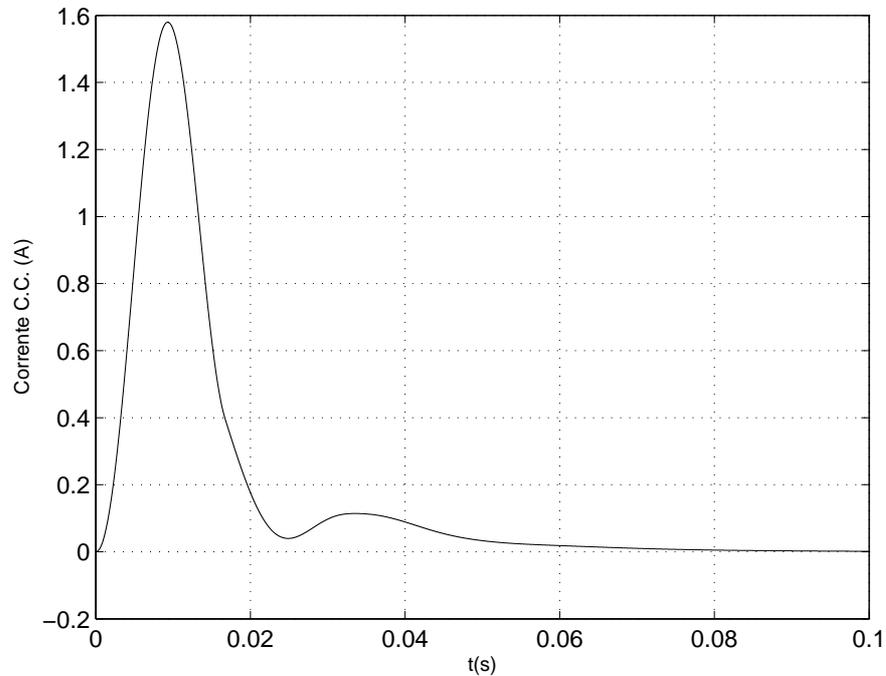


Figura 2.17: Correção da corrente C.C., i_{dc} , para uma corrente de referência $\hat{I}_{ref} = 200A_{rms}$

Conforme as especificações técnicas da fonte, a mesma deve ser capaz de injetar correntes harmônicas de até 15ª ordem. Para testar a fonte nessa condição, aplicou-se uma referência de corrente com valor eficaz de $200A_{rms}$, constituída pela componente fundamental em 60Hz com valor eficaz igual a $191,56A_{rms}$ e de uma componente harmônica de ordem 15 (900Hz) na proporção de um terço da fundamental, ou seja, $57,5A_{rms}$. A figura 2.18 mostra o resultado obtido para essa condição de operação.

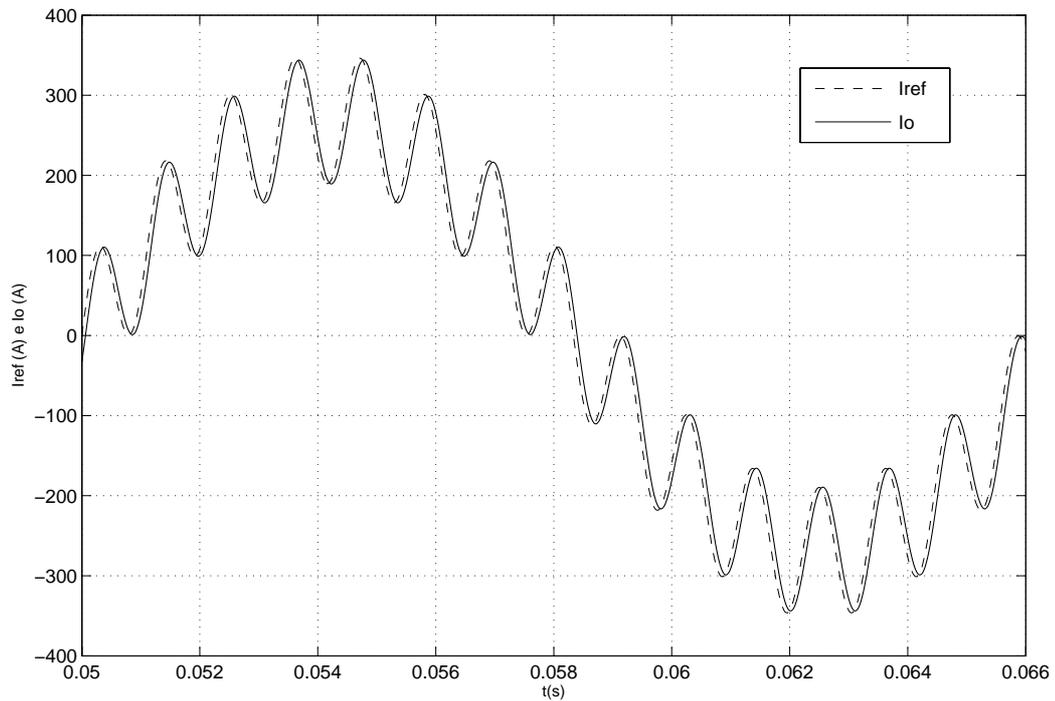


Figura 2.18: Corrente de saída com carga resistiva $R_c = 1,25m\Omega$, $\hat{I}_1 = 191,56A_{rms}$ e $DHT = 29,9\%$

2.8 Conclusões

Neste capítulo, foi apresentado o desenvolvimento do projeto de fontes de correntes senoidais, programáveis em amplitude e frequência, de baixa potência e baixa distorção harmônica. A estratégia utiliza um inversor MLP alimentado por fonte de tensão e um filtro passivo de segunda ordem na saída do inversor. O método de modulação em largura de pulsos foi descrito e expressões para o cálculo das larguras dos pulsos foram determinadas. Dos resultados obtidos, nota-se que a utilização de resistores adicionais manteve os índices de

modulação dentro da faixa de projeto estipulada, independentemente da corrente de saída da fonte. Ainda, com a utilização de quatro *taps* no secundário do transformador, as correntes no indutor permaneceram dentro de uma faixa de variação limitada, obtendo-se, dessa forma, uma maior simplicidade no projeto dos circuitos analógicos de medição destas correntes, evitando-se, por exemplo, sua divisão em várias faixas e, conseqüentemente, um maior número de sensores. Da análise harmônica da tensão de saída do inversor, descrita pela equação A.12, foi possível traçar curvas de projeto para determinar a razão entre a frequência de modulação ω_0 e a frequência natural não amortecida ω_n do filtro para um dado índice de distorção harmônica desejado. Dessa forma, foi apresentado um procedimento de projeto para o filtro LC considerando a distorção harmônica total desejada, a ondulação de corrente no indutor e a frequência de corte do filtro. Finalmente, foram apresentadas a estrutura básica de controle do inversor e o projeto dos controladores digitais utilizando-se duas abordagens, realimentação de estados e controle em cascata. Os resultados de simulação obtidos, demonstraram a viabilidade de ambos os controladores.

CAPÍTULO 3

Protótipo da fonte de corrente senoidal

Introdução

Para comprovar o funcionamento do sistema, foi construído um protótipo da fonte de corrente para testes experimentais. Neste capítulo, será descrito o *hardware* desenvolvido abrangendo os circuitos de potência, os circuitos de comando e proteção, bem como os circuitos de condicionamento dos sinais para a interface analógico-digital do sistema de controle implementado com o DSP TMS320F2812 [26]. Os circuitos esquemáticos do protótipo da fonte de corrente senoidal encontram-se no apêndice B para referência.

3.1 Visão geral do protótipo

O protótipo desenvolvido para a fonte de corrente senoidal consiste de duas placas de circuito impresso, um transformador isolador de um único primário e quatro enrolamentos distintos no secundário e a carga (bobina de corrente de medidores de energia convencionais). A primeira placa, dada pela figura 3.1, é a placa principal desenvolvida para o protótipo da fonte. Já a figura 3.2, identifica de forma esquemática a localização dos circuitos que constituem esta placa. Tais circuitos podem ser divididos em dois grupos principais: circuitos de potência e circuitos de interface e controle do sistema. Estes circuitos serão tratados em maior detalhe nas seções seguintes.

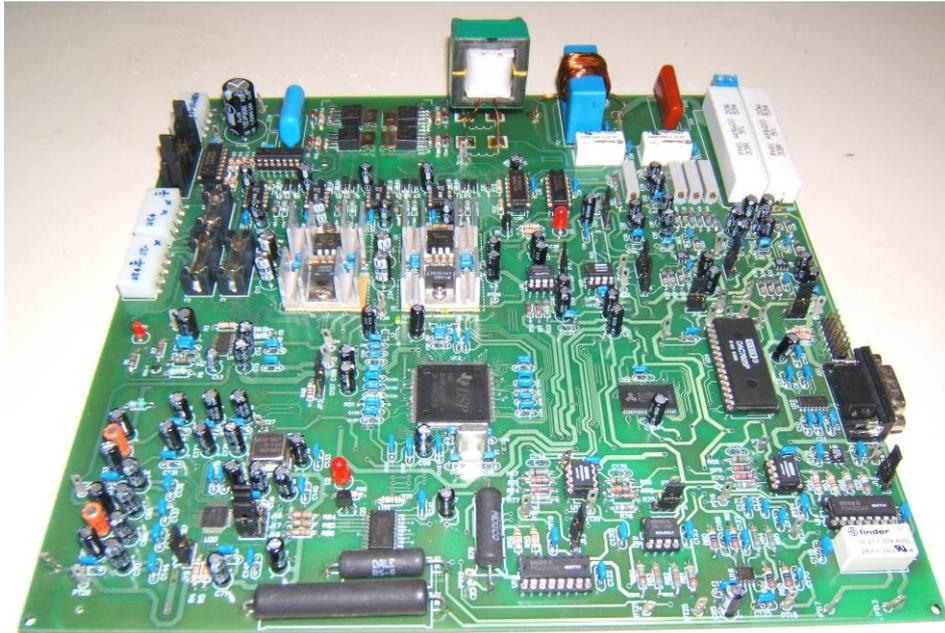


Figura 3.1: Placa de circuito impresso desenvolvida para o protótipo.

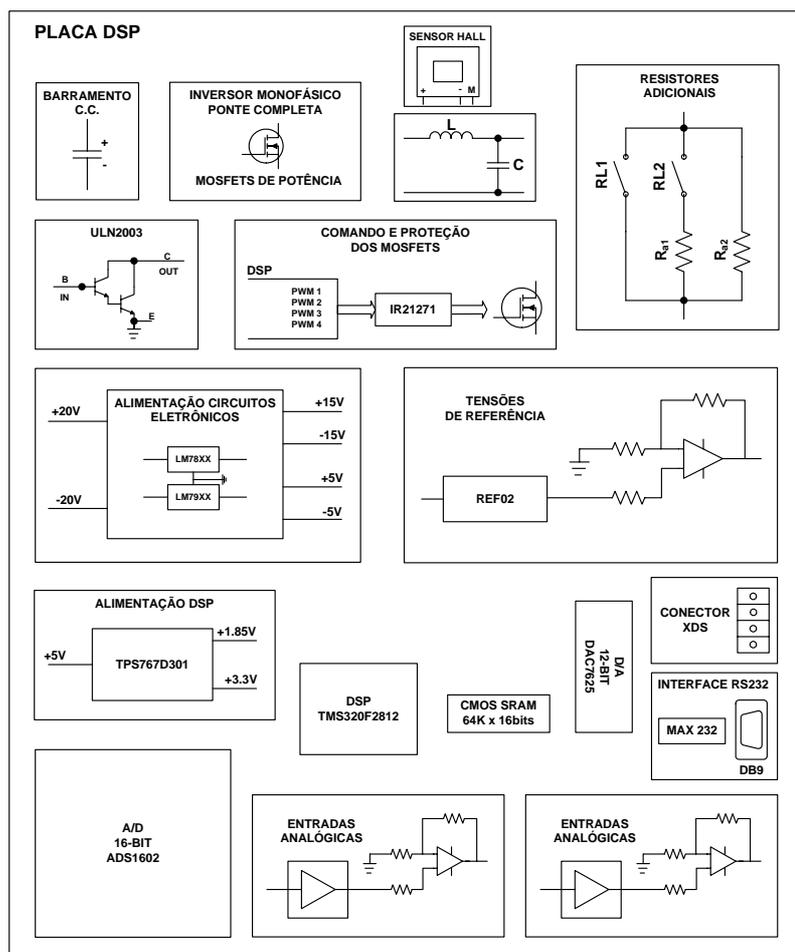


Figura 3.2: Principais circuitos funcionais desenvolvidos para o protótipo.

A segunda placa, dada pela figura 3.3, possui duas funções principais: a) realizar a comutação dos *taps* do secundário do transformador conforme a faixa (ou corrente) programada em *software*. b) medição das correntes de saída da fonte (um dos estados do sistema).

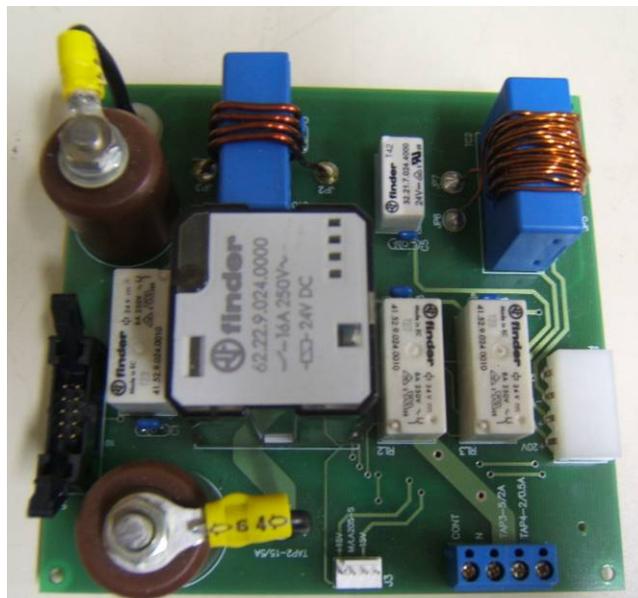


Figura 3.3: Placa de circuito impresso para comutação dos *taps* do transformador

O transformador, por sua vez, é responsável por ajustar os níveis de corrente nos circuitos primário e secundários e fornecer isolamento galvânica entre os circuitos de controle e os circuitos de potência da placa mostrada na figura 3.1. A figura 3.4, representa de forma esquemática a interligação do transformador, da placa de circuito impresso para comutação dos *taps* e a carga.

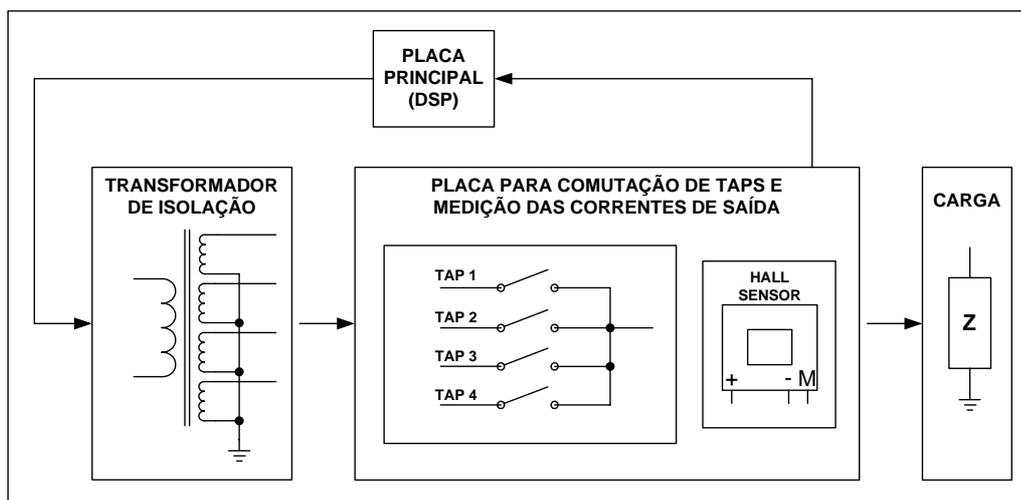


Figura 3.4: Interligação do transformador isolador, da placa de comutação dos *taps* e da carga.

3.2 Circuitos de potência

Conforme descrito na seção 3.1, os circuitos do protótipo construído para a fonte de corrente podem se divididos em dois grupos principais. Trata-se, nesta seção, dos circuitos de potência da fonte. A figura 3.5 fornece uma visão geral dos circuitos implementados para o protótipo da fonte de corrente.

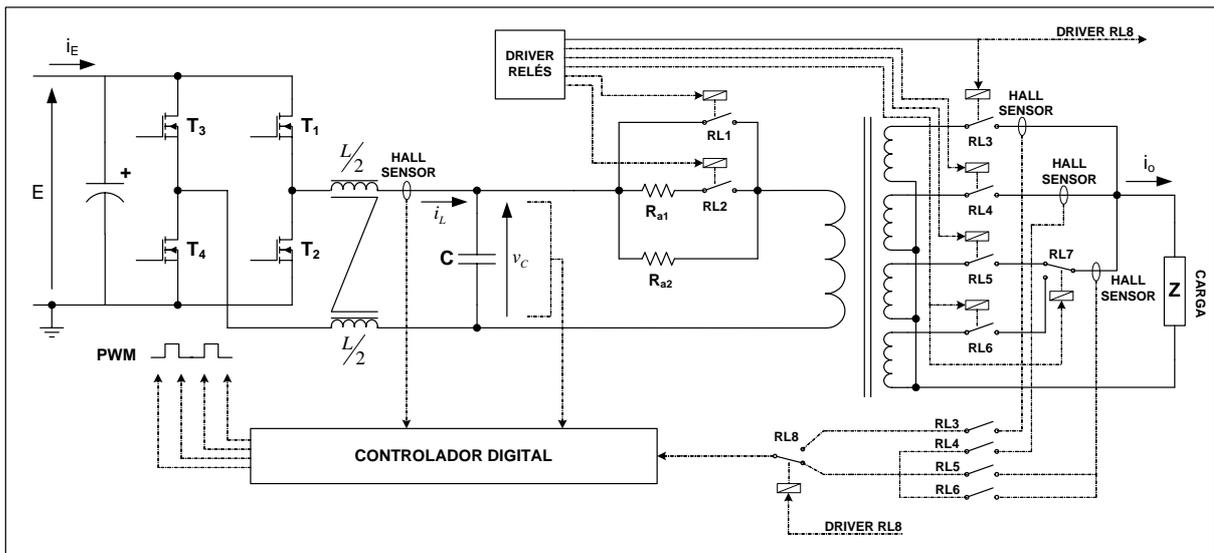


Figura 3.5: Visão geral dos circuitos implementados para o protótipo da fonte de corrente.

3.2.1 Circuito do inversor

O circuito em ponte representado pelas chaves T1, T2, T3 e T4, foi implementado através de quatro dispositivos semicondutores do tipo MOSFET [27, 28]. Essa tecnologia permite alcançar altas frequências de chaveamento, baixas perdas e mínima queda de tensão para a corrente nominal. O uso de transistores IGBT também foi considerado, entretanto, devido à baixa tensão no barramento C.C. (menor que 50V) e a alta frequência de chaveamento para essa aplicação (50kHz), optou-se por não utilizar essa tecnologia. [29, 30]. A tensão no barramento C.C, representada idealmente pela tensão E , foi fornecida por uma fonte C.C de laboratório. A fonte possui saídas ajustáveis de 0 a 30Vcc na configuração paralela ou de 0 a 60V na configuração série.

3.2.2 Circuito do filtro LC

O circuito do filtro LC foi especificado conforme os valores de projeto determinados no capítulo 2 - seção 2.4 (pág. 22). A indutância total L foi medida em $370\mu H$, bem próximo do valor de projeto calculado de $376\mu H$. Da figura 3.6, o indutor foi dividido em dois enrolamentos distintos acoplados ao mesmo núcleo, onde cada um deles foi especificado e construído com metade do valor da indutância medida, ou seja, $188\mu H$. O núcleo do indutor foi construído com material ferromagnético do tipo ferrite adequado para elevadas frequências de chaveamento. Já o capacitor especificado para essa aplicação foi do tipo polipropileno metalizado. O valor de capacitância especificado foi de $2,2\mu F$.

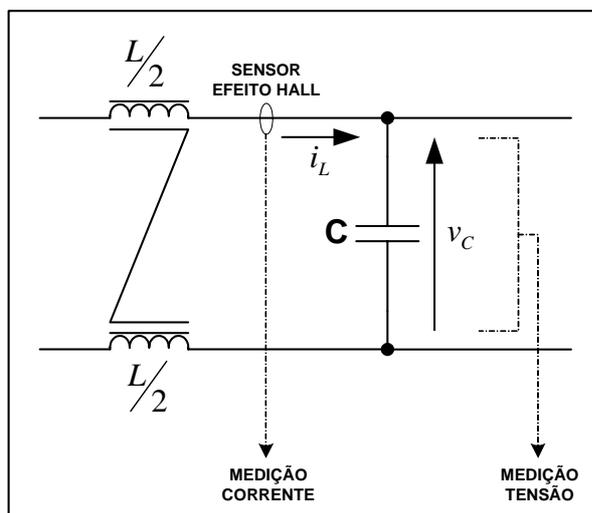


Figura 3.6: Filtro LC na saída do inversor e circuitos de medição

Conforme representado na figura 3.6, para a medição das correntes no indutor (um dos estados do sistema) foi utilizado um sensor de corrente por efeito Hall compensado (closed loop). O modelo especificado foi o LA55-P da fabricante LEM [31]. Este modelo é adequado para medições de correntes com ampla banda passante, de 0 a 200kHz, $di/dt > 200A/\mu s$, garantindo isolamento galvânica entre os circuitos primários (circuitos de potência) e os circuitos secundários (circuitos eletrônicos internos de medição). As especificações de projeto de maior relevância foram: precisão, linearidade, alta imunidade à interferência externa, montagem direta em placa de circuito impresso, capacidade de sobrecarga e baixa corrente de offset [32]. Por sua vez, as medições das tensões no capacitor (outro estado do sistema) foram

implementadas utilizando-se um divisor resistivo juntamente com um amplificador de instrumentação (INA114) resultando em medições diferenciais de tensão. Os circuitos de medição para os estados do sistema, ou seja, corrente no indutor, tensão no capacitor e corrente de saída serão tratados posteriormente em maior detalhe no projeto das faixas de medição.

3.2.3 Circuito de comutação dos resistores adicionais

Conforme descrito na seção 2.3.3, a inserção de resistores adicionais permite atender à ampla faixa de variação de amplitudes (0.5 a $200A_{rms}$) das correntes de saída da fonte e ao mesmo tempo manter os índices de modulação dentro dos limites de projeto (0.3 a 0.95). Da tabela 2.3 (pág. 21), foi obtido um total de seis faixas de corrente com três valores de resistores adicionais distintos (0Ω , 15Ω e 30Ω). Para comutar de um resistor para outro, conforme a faixa de corrente programada em *software*, utilizou-se dois minirelés de controle. A figura 3.7 mostra a disposição dos resistores adicionais e dos relés de forma a atender todas as faixas de corrente de projeto.

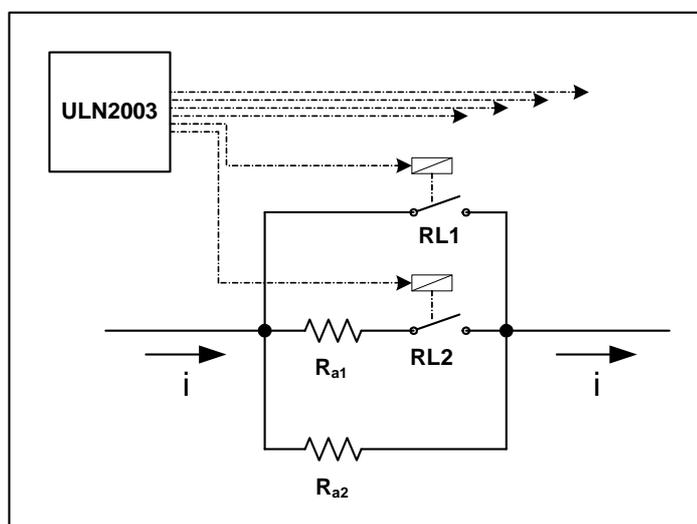


Figura 3.7: Disposição dos resistores adicionais e relés de controle

Para as faixas com resistor de 30Ω , ambos os contatos normalmente abertos (NA), $RL1$ e $RL2$, são deixados em repouso (bobinas não-energizadas) e, logo, somente o resistor $R_{a2} = 30\Omega$ é inserido no circuito. Já para as faixas com resistor de 15Ω , coloca-se em

paralelo os resistores $R_{a1} = 30\Omega$ e $R_{a2} = 30\Omega$ abrindo-se o contato RL1 e fechando-se o contato RL2 . Finalmente, para as faixas sem resistor adicional, ou seja, $R_a = 0\Omega$, ambos os resistores em paralelo são curto-circuitados através do contato RL1.

Para energizar as bobinas de alimentação dos relés e, portanto, fechar os contatos RL1 ou RL2, utilizou-se duas entradas/saídas do circuito integrado ULN2003 [33] para fazer a interface de duas das saídas digitais do DSP para comando dos relés. O ULN2003 é um *driver* construído com 7 transistores NPN na configuração Darlington (7 canais) e devido à sua configuração interna com diodos de grampeamento em suas saídas, é bem apropriado para o acionamento de cargas indutivas. A figura 3.8 mostra o circuito esquemático para o acionamento dos relés de controle.

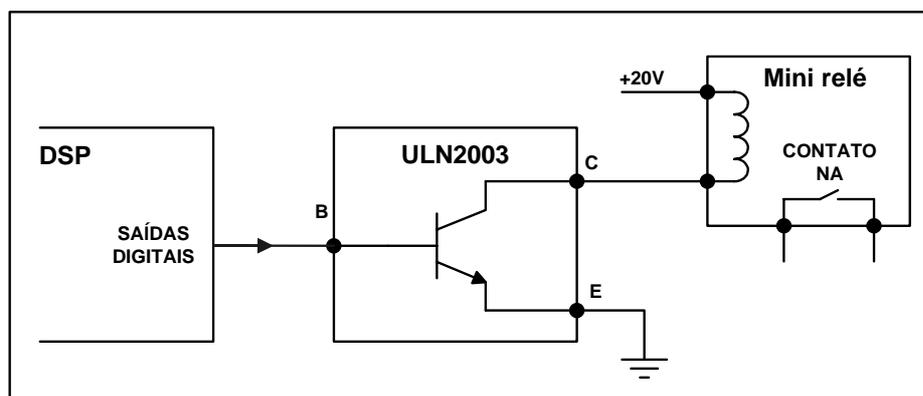


Figura 3.8: Circuito esquemático para o acionamento dos relés de controle

A corrente nominal de cada par Darlington é de 500mA. A estrutura interna do ULN2003 permite a interligação direta com dispositivos TTL ou CMOS como é o caso particular do TMS320F2812 com todas as suas saídas digitais em níveis CMOS.

3.2.4 Circuito de comutação dos *taps* do transformador

Da mesma forma que é preciso mudar o valor dos resistores adicionais para cada faixa, deve-se também mudar a relação de transformação ou *tap* do transformador para adequar os níveis de corrente no circuito de potência. A figura 3.9 representa de forma esquemática os circuitos implementados para comutação dos *taps* conforme a faixa de corrente programada em *software*.

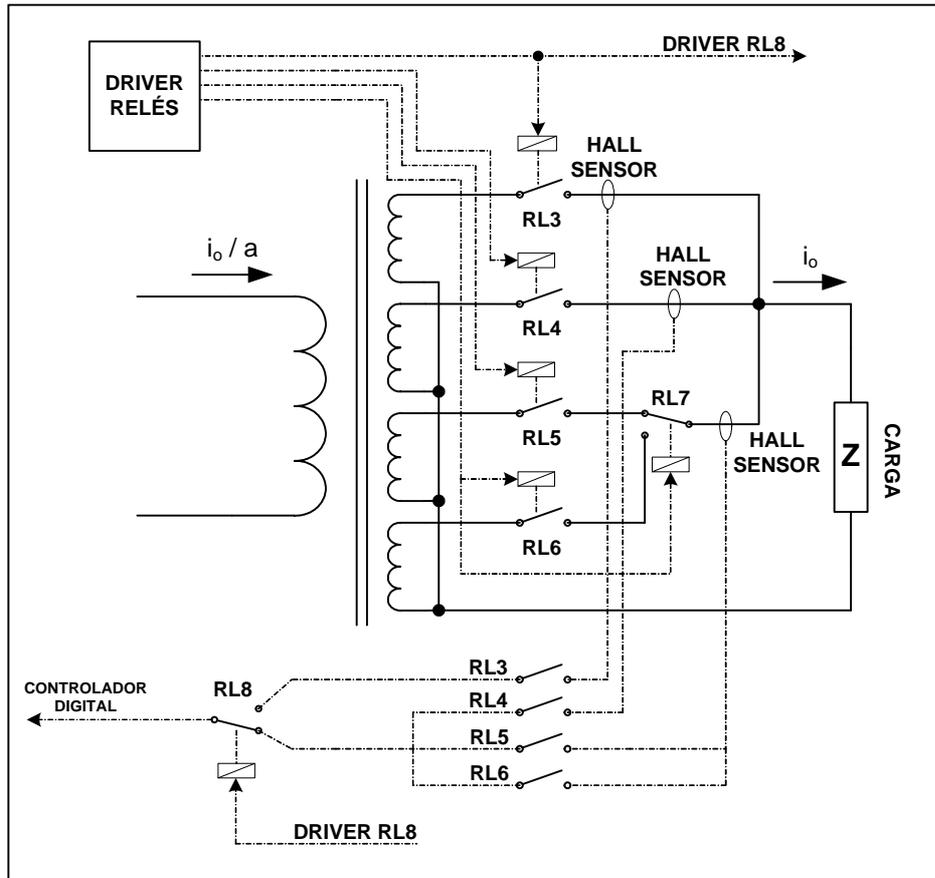


Figura 3.9: Circuitos implementados para comutação dos *taps* do transformador

Da figura, para comutar entre as quatro possibilidades de *taps* (3, 8, 24 e 80), foram utilizadas mais quatro entradas/saídas do driver ULN2003. Dependendo da faixa de corrente programada, o DSP envia um sinal de comando para o driver que, por sua vez, aciona o relé de interesse. Cada um dos relés de comutação, RL3, RL4, RL5 e RL6, possui dois contatos NA com fechamento simultâneo, sendo um contato para o circuito de potência e o outro para o circuito de medição. As funções dos contatos reversíveis, RL7 e RL8, serão discutidas quando se tratar do projeto das medições das correntes de saída da fonte posteriormente. É importante ressaltar que cada relé é acionado isoladamente, caso contrário, haveria um curto-circuito entre os enrolamentos secundários do transformador.

Para as medições das correntes de saída da fonte (um dos estados do sistema) foram utilizados três sensores de corrente por efeito Hall. Para as correntes de menores amplitudes foram especificados dois sensores modelo LA 55-P, o mesmo utilizado para as medições das

correntes no indutor. Já para as correntes de 15 a $200A_{rms}$, o modelo especificado foi o LA 205-S [34]. Os critérios adotados para a especificação deste sensor foram os mesmos para o LA55-P descritos na seção 3.2.2.

3.3 Circuitos de interface e controle do sistema

Nesta seção, trataremos dos circuitos implementados para as interfaces e controle do sistema. A figura 3.10 apresenta o diagrama em blocos do controlador digital implementado para a fonte de corrente senoidal.

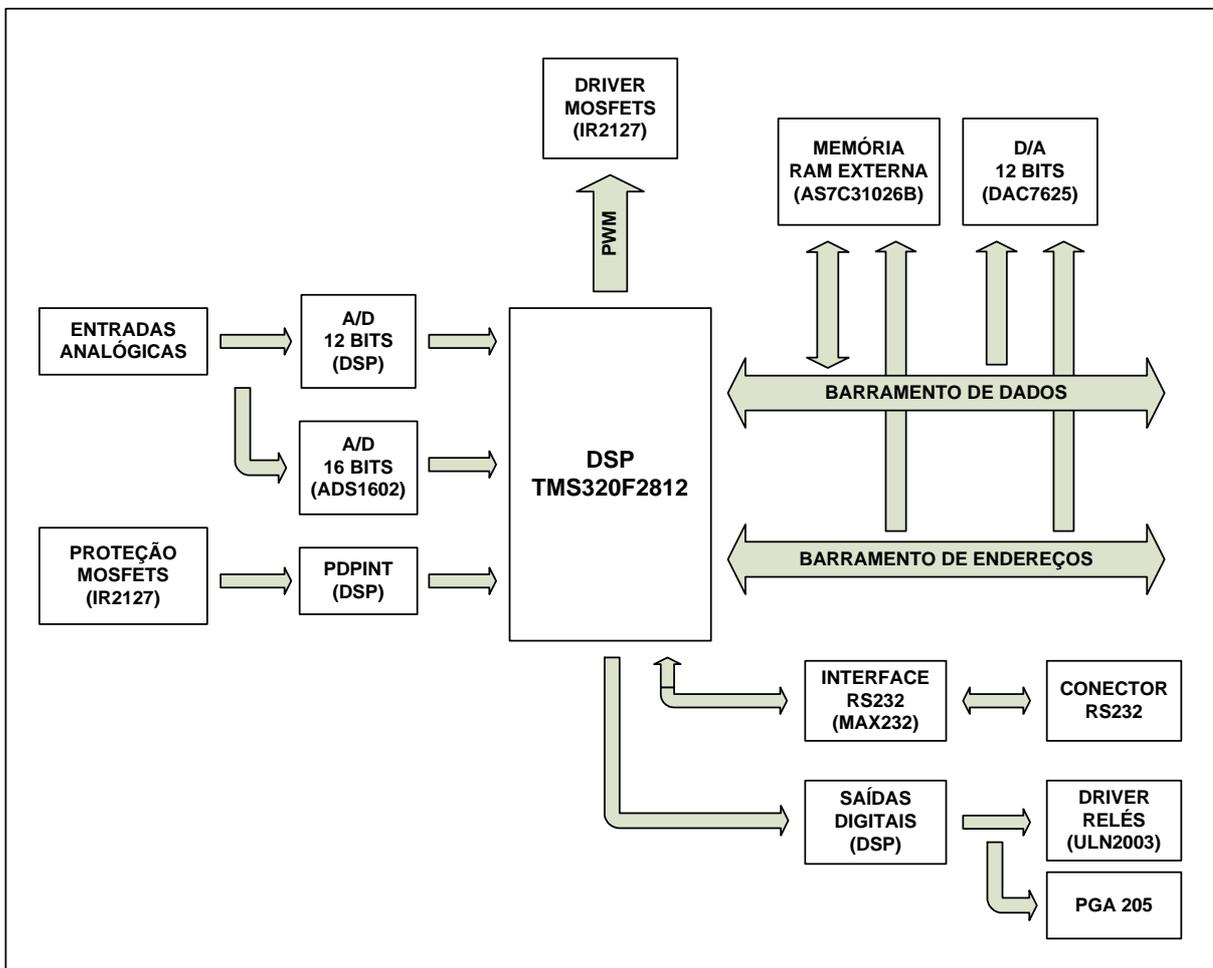


Figura 3.10: Diagrama de blocos do controlador digital implementado.

A seguir, serão apresentadas em maiores detalhes as interfaces projetadas para o TMS320F2812 bem como os circuitos de controle e proteção do sistema.

3.3.1 Circuito de comando (*driver*) e proteção dos MOSFETS

O comando e proteção das chaves semicondutoras foi implementado com o circuito integrado IR2127 [35, 36]. A figura 3.11 mostra de forma esquemática a estrutura básica do sistema desenvolvido.

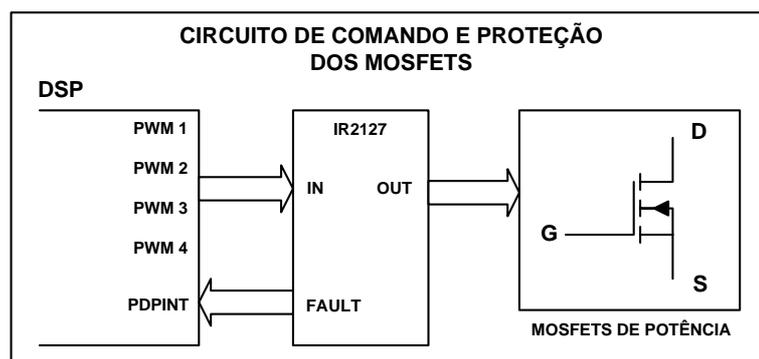


Figura 3.11: Circuito de comando (*driver*) e proteção dos MOSFETS

Da figura, o DSP deve enviar quatro sinais de comando MLP [37] para as chaves semicondutoras para que seja possível sintetizar as correntes de saída desejadas. Estes sinais são enviados em dois pares de saídas de MLP do TMS320F2812, onde em cada par um sinal é o complementar do outro. O IR2127 além de fornecer corrente suficiente para o comando adequado dos MOSFETS, possui internamente um circuito de proteção. O princípio básico de operação do circuito de proteção é detectar o aumento excessivo da tensão V_{DS} causada por sobrecorrentes nos MOSFETS e, por sua vez, desativar a tensão de gate V_{GS} . Ao interromper a tensão de gate, um sinal de falta é enviado através do pino de saída FAULT indicando o desligamento dos circuitos de comando do inversor. Este pino foi conectado diretamente ao pino de proteção PDPINT do TMS320F2812 que, ao detectar um nível lógico baixo, instantaneamente força as saídas de MLP para um estado de alta impedância desativando as mesmas. Se o sinal de falta permanece indefinidamente, não há como reativar as saídas de MLP. Esta é uma característica importante do TMS320F2812, pois garante a proteção e a integridade das chaves independentemente das decisões lógicas do *software* de controle, o qual poderia tentar reativar as saídas de MLP e provocar danos irreparáveis às chaves e/ou circuitos do inversor. O circuito integrado IR2127 é adequado para o comando de dispositivos

semicondutores com elevadas frequências de chaveamento e tensões V_{DS} de até 600V. A lógica de entrada é compatível com padrões CMOS ou LSTTL permitindo uma conexão direta com o DSP. Além disso, a saída é reproduzida em fase com a entrada.

3.3.2 Comunicação serial RS232

Uma das características importantes consideradas para o protótipo da fonte de corrente foi disponibilizar uma interface para transmissão e recepção de dados através de uma porta serial. Isto permitirá, por exemplo, a programação de ensaios de calibração através de uma interface RS232 padrão. O módulo para comunicação serial (SCI – Serial Communication Interface module) [38] do TMS320F2812 permite comunicação assíncrona entre o DSP e dispositivos/equipamentos periféricos. É geralmente conhecido como UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter) e é usado de acordo com o padrão RS232. A figura 3.12, mostra de forma simplificada o hardware implementado para se fazer a interface entre a porta SCI do DSP e dispositivos RS232 que se pretende interligar à fonte de corrente através de um conector padrão tipo DB9.

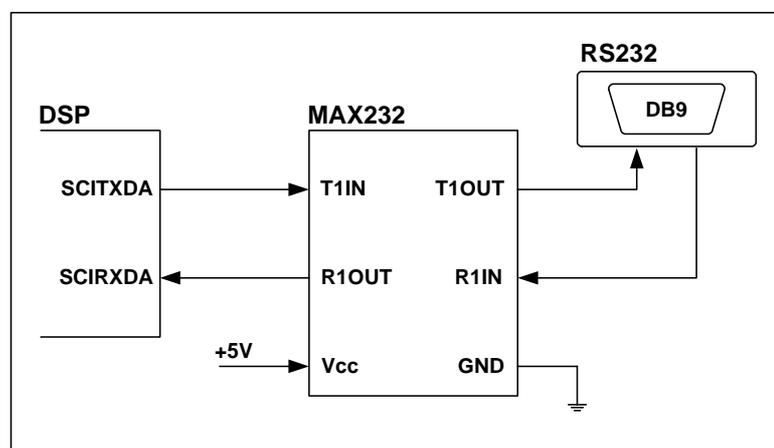


Figura 3.12: Interface para comunicação serial RS232

Para se fazer a interface, foi utilizado o circuito integrado MAX232 [39] o qual se conecta diretamente aos pinos de transmissão (SCITXDA) e recepção (SCIRXDA) da porta SCI do DSP. O circuito opera a partir de uma única fonte de alimentação de +5Vcc e possui um duplo driver/receptor. Cada driver é capaz de fornecer níveis de tensão conforme o padrão TIA/EIA-232-F (Electronic Industries Association/Telecommunication Industry Association) conhecido

usualmente como RS232. Por sua vez, cada receptor converte as entradas TIA/EIA-232-F para níveis lógicos TTL/CMOS.

3.3.3 Memória externa

Para aplicações mais complexas, a quantidade de código desenvolvido para os programas pode se tornar suficientemente grande para a quantidade de memória interna disponível no DSP. Nesses casos, memórias externas podem ser utilizadas dando maior flexibilidade aos *softwares* desenvolvidos. A memória externa especificada foi a AS7C31026B [40]. A AS7C31026B é uma SRAM (Static Random Access Memory) de 44 pinos construída com tecnologia CMOS e possui uma estrutura interna organizada em 65536 palavras de 16bits. É projetada para aplicações de alto desempenho onde se necessita rápido acesso aos dados (12ns), baixo consumo de energia e uma interface relativamente simples. Uma outra característica importante é sua alimentação em +3.3Vcc, a mesma utilizada pelo TMS320F2812. Ainda, todas as suas entradas e saídas são compatíveis com níveis TTL. A figura 3.13 representa de forma esquemática o circuito integrado da AS7C31026B e sua interface com o DSP.

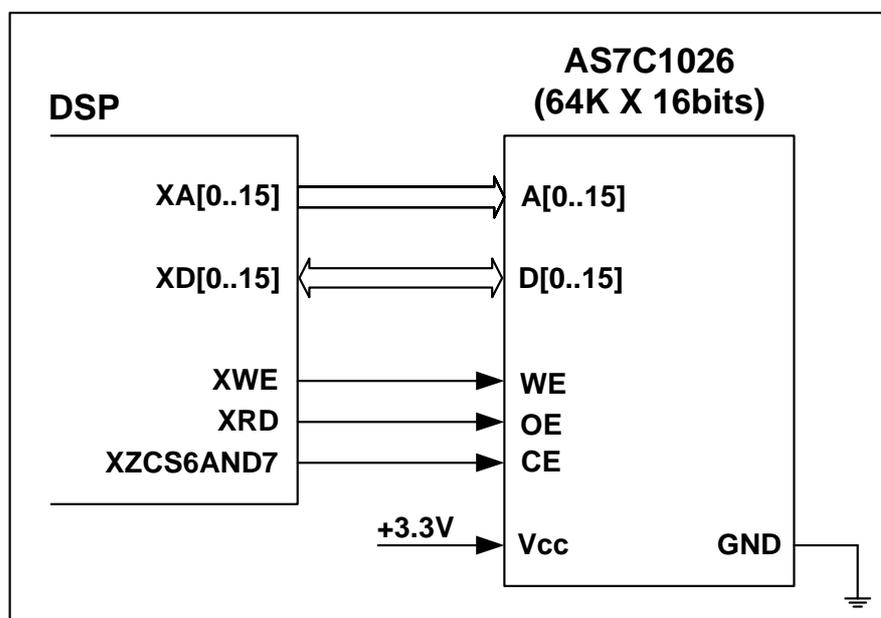


Figura 3.13: Memória externa 3.3V 64K X 16bits

3.3.4 Conversor Digital - Analógico (D/A)

Apesar da grande disponibilidade de periféricos [41] incorporados ao TMS320F2812 (A/D, Timers, saídas de MLP, portas digitais de entrada e saída (I/O), comunicação serial SPI e SCI, CAN - Controller Area Network, Watchdog), o mesmo carece de um conversor D/A em sua arquitetura. Dessa forma, foi incorporado ao projeto da fonte de corrente um conversor D/A permitindo maior flexibilidade no monitoramento e ajuste das variáveis de controle do sistema. O modelo especificado foi o DAC7625 [42]. Este D/A de 28 pinos possui como características principais baixo consumo de energia (22mW), quatro canais de saídas analógicas com possibilidade de atualização simultânea devido à sua estrutura interna com duplo buffer, 12bits de resolução para cada canal e entrada de dados paralela. Ainda, possui um pino para comando de reset e pode ser alimentado de uma única fonte de +5Vcc ou de uma fonte simétrica de $\pm 5Vcc$ dependendo das necessidades de cada aplicação. A figura 3.14 representa de forma esquemática o circuito integrado do DAC7625 e sua interface com o DSP.

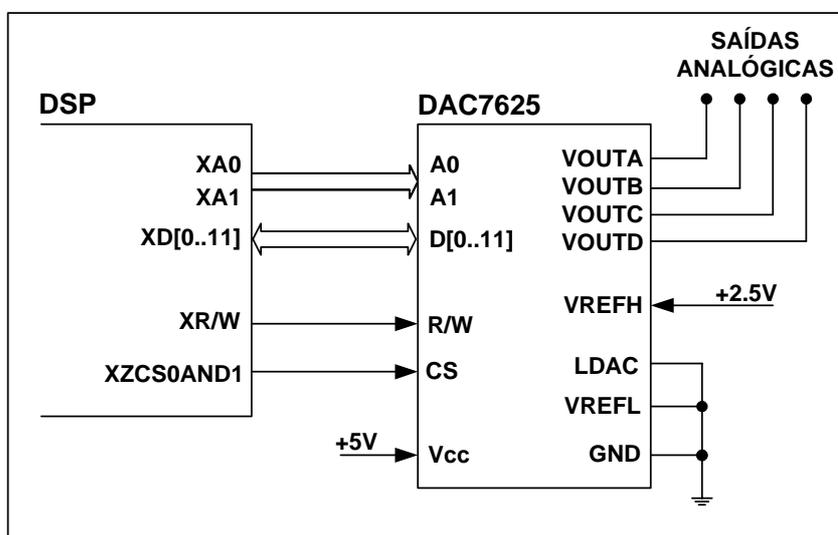


Figura 3.14: Conversor D/A, quatro canais, 12 bits de resolução

O DAC7625 possui um total de 12 linhas digitais em paralelo para transferência de dados e 2 linhas de endereços A0 e A1 permitindo um total de quatro combinações (00, 01, 10, 11) onde cada combinação se refere a um endereço de memória para cada canal de saída analógico.

Para uma alimentação unipolar de +5Vcc, a tensão de referência superior VREFH deve ser de no máximo +2.5Vcc e a tensão de referência inferior de 0V (aterrada). Dessa forma, as tensões de saída analógicas estarão limitadas entre 0 e +2.5Vcc.

3.3.5 Conversor Analógico - Digital (A/D) de 16 bits

O TMS320F2812 possui um total de 16 entradas analógicas as quais são multiplexadas no processo de conversão A/D [43]. Entretanto, a resolução de cada canal é limitada idealmente em 12 bits. Como a fonte de corrente deve apresentar em cada faixa distorções harmônicas inferiores a 1%, optou-se por desenvolver um sistema adicional de conversão A/D de 16 bits possibilitando uma maior resolução e precisão nos resultados. O modelo especificado foi o ADS1602 [44]. As características de maior relevância para sua especificação foram: entradas analógicas diferenciais, tecnologia delta-sigma, elevada frequência de amostragem (40MHz), dados disponíveis na saída a uma taxa de 2.5MSPS, 1.2MHz de banda passante, alta precisão e excelente linearidade. Conforme as folhas de dados do fabricante, para uma frequência de entrada de 100kHz, é possível obter uma relação sinal-ruído (SNR) de 91dB, distorção harmônica total (THD) de apenas -101dB e uma faixa dinâmica livre de espúrios (SFDR) de até 103dB. A figura 3.15 apresenta de forma esquemática os circuitos necessários para o funcionamento adequado do dispositivo bem como sua interface com o DSP.

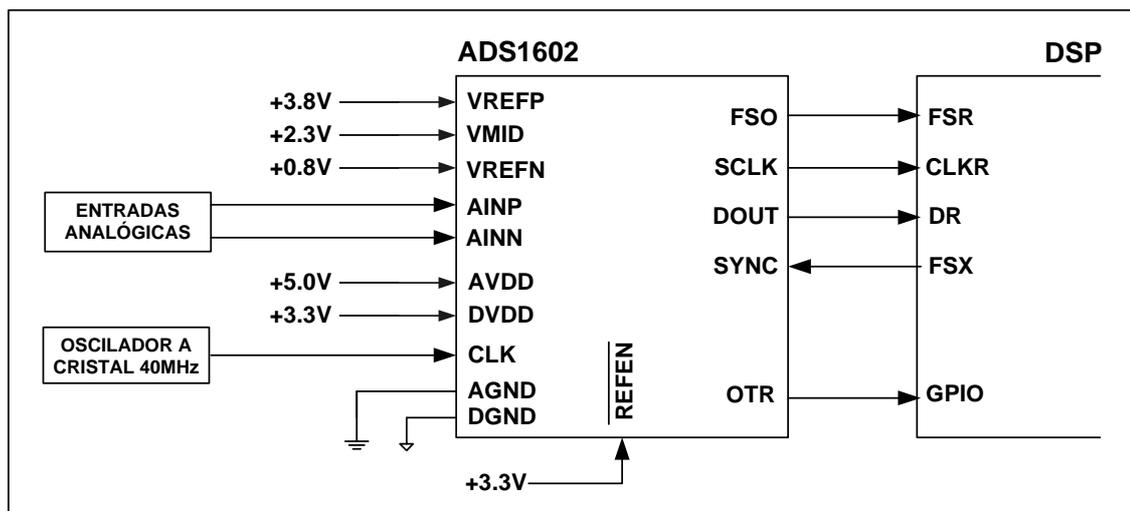


Figura 3.15: Conversor A/D, 16 bits, 2.5MSPS, delta-sigma.

Em linhas gerais, o ADS1602 necessita de quatro circuitos funcionais para operação: circuitos para alimentação analógica, circuitos para alimentação digital, circuito para geração de *clock* e circuitos para geração das tensões de referência. A interface digital é feita interligando-se os pinos FSO, SCLK, DOUT e SYNC do A/D ao módulo McBSP (Multichannel Buffered Serial Port) [45] do TMS320F2812. Este módulo permite estabelecer comunicação serial entre o DSP e dispositivos periféricos. Algumas características importantes do módulo McBSP são:

- comunicação bidirecional
- registros de dados *dual-buffers*
- canais independentes para transmissão e recepção de dados

A alimentação dos circuitos analógicos e digitais do A/D é feita em +5Vcc para os pinos AVDD e +3.3Vcc para os pinos DVDD respectivamente. Os detalhes do *layout* podem ser vistos no apêndice B.

O ADS1602 requer um sinal de *clock* externo na entrada do pino CLK para operação adequada do dispositivo, já que a amostragem do modulador é controlada por este sinal. Como em qualquer conversor A/D de alta velocidade, um sinal de *clock* de alta qualidade é crucial para um desempenho ótimo. Portanto, osciladores a cristal são os recomendados. Outras fontes, tais como sintetizadores de frequência não devem ser usados. Para essa aplicação, o modelo especificado foi o ACHL 40MHz [datasheet] da fabricante Abracon. Este oscilador é especialmente projetado para sistemas digitais e microprocessadores que requerem sinais de *clock* com elevada estabilidade de frequência ($\pm 100\text{ppm}$ no máximo) e um *duty cycle* típico de 45 a 55%. Uma outra vantagem é que o mesmo pode ser alimentado em +3.3V, a mesma tensão de alimentação dos circuitos digitais internos do TMS320F2812.

O ADS1602 pode operar a partir de tensões de referência geradas internamente (REFEN = nível lógico baixo) ou externas (REFEN = nível lógico alto). Em ambos os casos, a tensão de referência V_{REF} é dada pela tensão diferencial entre V_{REFP} e V_{REFN} , ou seja, $V_{REF} = V_{REFP} - V_{REFN}$. A tensão V_{MID} é utilizada pelo modulador no processo de conversão A/D. Para essa aplicação, as tensões de referência foram geradas externamente e ajustadas conforme os

valores recomendados nas folhas de dados do fabricante, ou seja, $V_{REFP} = 4V$, $V_{REFN} = 1V$, $V_{MID} = 2,5V$. Os circuitos implementados são apresentados no apêndice B.

O ADS1602 mede a tensão diferencial $V_{IN} = (AINP - AINN)$ de acordo com a referência diferencial $V_{REF} = (V_{REFP} - V_{REFN})$. A maior medida diferencial positiva é dada por $+V_{REF}$, a qual produz a maior saída digital positiva, 7FFFh. Da mesma forma, a maior medida diferencial negativa é dada por $-V_{REF}$, a qual produz a maior saída digital negativa, 8000h. Apesar do ADS1602 suportar uma grande variação dos sinais de entrada, $\pm 3V$, o mesmo possui uma saída digital, pino OTR, para indicação de tensões diferenciais excedendo estes limites. Dessa forma, o pino OTR foi conectado diretamente a uma das entradas digitais do DSP, permitindo implementar funções de proteção e monitoramento do conversor A/D.

Conforme dito anteriormente, a interface digital é feita interligando-se os pinos FSO, SCLK, DOUT e SYNC do A/D ao módulo McBSP do DSP. O processo de conversão tem início quando o ADS1602 reconhece o sinal (pulso) de sincronismo SYNC enviado pelo DSP, se o mesmo permanecer em nível lógico alto por pelo menos um ciclo de *clock*. Por sua vez, as transferências de dados são iniciadas quando o sinal SYNC retorna para o nível lógico baixo. Em seguida, o ADS1602 envia um sinal de comando FSO, informando ao DSP que os dados estão disponíveis para leitura. Finalmente, os dados disponibilizados na saída DOUT são sincronizados através dos pinos SCLK (*Serial Clock*) do ADS1602 e CLKR (*Clock receiver*) do DSP.

3.3.6 Condicionamento dos sinais de entrada dos A/D

Nesta seção, serão apresentados os circuitos desenvolvidos para a medição das variáveis de estado do sistema, ou seja, a corrente de saída da fonte, a corrente no indutor e a tensão no capacitor do filtro LC.

a) *Medição das correntes de saída da fonte*

A figura 3.16, apresenta de forma esquemática os circuitos implementados para as medições das correntes de saída da fonte.

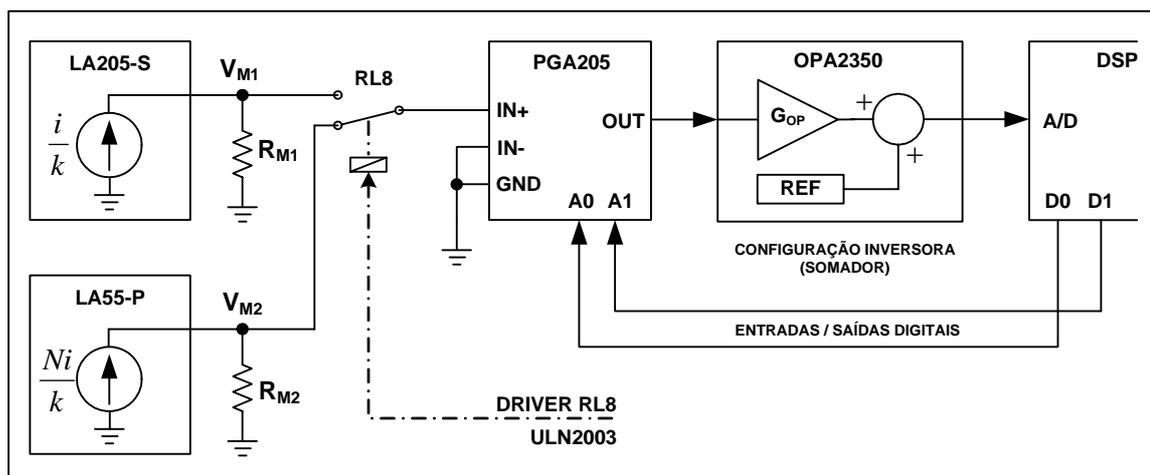


Figura 3.16: Circuitos para as medições das correntes de saída da fonte

Da figura 3.16, pode-se dividir os circuitos em 4 partes principais: medição, ganhos programáveis, condicionamento dos sinais e conversão A/D [43]. Conforme descrito na seção 3.2.4 - figura 3.9, para medição das correntes de saída da fonte foram utilizados três sensores de corrente por efeito Hall. Para as faixas de 0,5 a $15A_{rms}$, ambos os sensores LA55-P utilizam o resistor de precisão R_{M2} . Já para a faixa de 15 a $200A_{rms}$, o sensor LA205-S utiliza o resistor R_{M1} . Tais resistores são responsáveis por converter os sinais de corrente dos sensores em sinais de tensão e são alternados através do contato reversível RL8 de acordo com a faixa de corrente programada. Por sua vez, os ganhos para os sinais de tensão são implementados através do amplificador de instrumentação PGA205 [46] com ganhos programáveis de 1, 2, 4 e 8 conforme os níveis lógicos (00, 01, 10, 11) das entradas digitais A0 e A1, as quais estão conectadas diretamente às saídas digitais D0 e D1 do DSP. Finalmente, o condicionamento dos sinais para o processo de conversão A/D é implementado através do amplificador operacional OPA2350 [47] na configuração inversora. Esta configuração foi escolhida por permitir amplificar/atenuar os sinais de entrada e, simultaneamente, deslocar a referência de tensão de 0V para +1.5V (amplificador somador), visto que as entradas dos conversores A/D do TMS320F2812 admitem somente sinais positivos com amplitudes de no máximo 3V. Uma característica importante do OPA2350, além da sua grande banda passante de 38MHz, é que todas as suas entradas e saídas são do tipo *rail-to-rail*. Como o OPA2350 é alimentado em +3.3V, o mesmo garante a proteção (limitação ou ceifamento dos sinais) dos conversores A/D do DSP para quaisquer sinais provenientes do amplificador PGA205 acima dos limites de operação.

Uma das características importantes dos sensores utilizados, particularmente o LA55-P, é sua construção com janela possibilitando inserir diferentes enrolamentos o que, por sua vez, permite o ajuste de ganho em função da faixa de corrente programada. Dessa forma, para as faixas de 0,5 a $2,0A_{rms}$ e de 2,0 a $5,0A_{rms}$ foram criados dois enrolamentos para um dos sensores LA55-P. Um conjunto $N = 20$ espiras para a faixa de 0,5 a $2A_{rms}$ e outro $N = 10$ espiras para a faixa de 2 a $5A_{rms}$, onde os valores de N foram escolhidos conforme as condições nominais de corrente e o espaço físico disponível para alocação das espiras. Para a comutação de um conjunto de espiras para outro, foi utilizado o contato reversível RL7 (ver figura 3.9). O segundo sensor, também do tipo LA55-P, foi utilizado para a medição de corrente na faixa de 5 a $15A_{rms}$ com um conjunto $N = 3$ espiras. Finalmente, para as correntes de maiores amplitudes, 15 a $200A_{rms}$, foi utilizado o modelo LA 205-S. Obviamente, devido à elevada seção do condutor para esta faixa, teremos somente um condutor passando pelo sensor, ou seja, $N = 1$ espira. A seguir, será apresentado o procedimento utilizado para determinação dos resistores de medição.

Da figura 3.16, o circuito de medição pode ser visto como uma fonte de corrente em série com o resistor de medida R_M devido à grande impedância de entrada do amplificador de instrumentação. Dessa forma, a corrente medida pelo sensor pode ser convertida em um sinal de tensão dado por

$$V_M = R_M \cdot \frac{i}{k} \quad (3.1)$$

onde,

V_M	-	Tensão de medida em V
R_M	-	Resistor de medida em Ω
i	-	Corrente de saída da fonte em A
k	-	Constante do sensor

Para uma tensão de alimentação de $\pm 15V$, os valores nominais fornecidos pelo fabricante para o sensor LA55-P são: $i_{m\acute{a}x} = 70A_{pico}$, $T_A = 70^\circ C$, $k = 1000$, $R_{M\ m\acute{i}n} = 50\Omega$ e

$R_{M\text{máx}} = 90\Omega$. Logo, a máxima tensão de medição que se pode obter com este sensor é dada por

$$V_{M\text{máx}} = R_{M\text{máx}} \cdot \frac{i_{\text{máx}}}{k} \quad (3.2)$$
$$V_{M\text{máx}} = 6,3V$$

Estabelecendo uma tensão de projeto $V_{M2} = 6V$, o valor do resistor é dado por

$$R_{M2} = \frac{V_{M2}}{i/k} \quad (3.3)$$
$$R_{M2} = 85,7\Omega$$

Da mesma forma, para uma tensão de alimentação de $\pm 15V$, os valores nominais fornecidos pelo fabricante para o sensor LA205-S são: $i_{\text{máx}} = 300A$, $T_A = 70^\circ C$, $k = 2000$, $R_{M\text{mín}} = 5\Omega$ e $R_{M\text{máx}} = 50\Omega$. Logo, a máxima tensão de medição que se pode obter com este sensor é dada por

$$V_{M\text{máx}} = R_{M\text{máx}} \cdot \frac{i_{\text{máx}}}{k} \quad (3.4)$$
$$V_{M\text{máx}} = 7,5V$$

Para a tensão de projeto $V_{M1} = 6V$, o valor do resistor é dado por

$$R_{M1} = \frac{V_{M1}}{i/k} \quad (3.5)$$
$$R_{M1} = 40\Omega$$

A seguir, será descrito o projeto das faixas de medição das correntes de saída segundo as faixas de projeto da tabela 2.3. Da figura 3.16, a tensão de entrada do A/D é dada por

$$V_{AD} = \left(\frac{Ni}{k} \cdot R_M \cdot G_P \cdot (-G_{OP}) \right) + REF \quad (3.6)$$

onde,

V_{AD}	-	Tensão de entrada do A/D em V
N	-	Número de espiras de cada enrolamento na janela do sensor
i	-	Corrente de saída da fonte em A
k	-	Constante do sensor
R_M	-	Resistor de medição em Ω
G_P	-	Ganho programável do amplificador de instrumentação (PGA205)
G_{OP}	-	Ganho do amplificador operacional (OPA2350)
REF	-	Deslocamento da tensão de referência em V

Isolando-se a corrente de saída da fonte da equação (3.6), temos

$$i = - \frac{(V_{AD} - REF) \cdot k}{N \cdot R_M \cdot G_P \cdot G_{OP}} \quad (3.7)$$

O fundo de escala FE para a corrente de saída da fonte é obtido quando a tensão de entrada do A/D é máxima, ou seja, $3,0V_{pico}$. Como os sinais provenientes dos sensores de corrente são bipolares e, por outro lado, as entradas dos conversores A/D unipolares (0 a 3,0V), os mesmos devem ter sua referência de tensão (REF) deslocada de 0V para +1,5V. Ainda, das seções anteriores, a tensão máxima nos resistores de medição, R_{M1} e R_{M2} , foi estabelecida em $6,0V_{pico}$ para todas as faixas de corrente. Dessa forma, o ganho G_{OP} do amplificador operacional (OPA2350) foi fixado em 1/4 na configuração inversora. Logo, da equação (3.7), pode-se determinar as faixas de correntes de projeto, variando-se os ganhos G_P do amplificador de instrumentação. A tabela (3.1), apresenta os resultados do projeto das faixas de medição das correntes de saída da fonte.

Tabela 3.1: Faixas de medição das correntes de saída da fonte

Faixas de projeto	k	N	R_M	G_P	$V_{AD} = 3,0V (FE)$	$V_{AD} = 0,9V$
200 a $15A_{rms}$ (LA205-S)	2000	1	40Ω	1	300A ($212,1A_{rms}$)	120A ($84,8 A_{rms}$)
				2	150A ($106,0 A_{rms}$)	60A ($42,4 A_{rms}$)
				4	75A ($53,0 A_{rms}$)	30A ($21,2 A_{rms}$)
				8	37,5A ($26,5 A_{rms}$)	15A ($10,6 A_{rms}$)
15 a $5 A_{rms}$ (LA55-P)	1000	3	$85,7\Omega$	1	23,3A ($16,5 A_{rms}$)	9,3A ($6,6 A_{rms}$)
				2	11,6A ($8,3 A_{rms}$)	4,7A ($3,3 A_{rms}$)
5 a $2 A_{rms}$ (LA55-P)	1000	10	$85,7\Omega$	1	7,0A ($5,0 A_{rms}$)	2,8A ($2,0 A_{rms}$)
2 a $0,5 A_{rms}$ (LA55-P)	1000	20	$85,7\Omega$	1	3,5A ($2,5 A_{rms}$)	1,4A ($1,0 A_{rms}$)
				2	1,8A ($1,2 A_{rms}$)	0,7A ($0,5 A_{rms}$)

b) Medição das correntes no indutor do filtro LC

A figura 3.17, apresenta de forma esquemática os circuitos implementados para as medições das correntes no indutor do filtro LC.

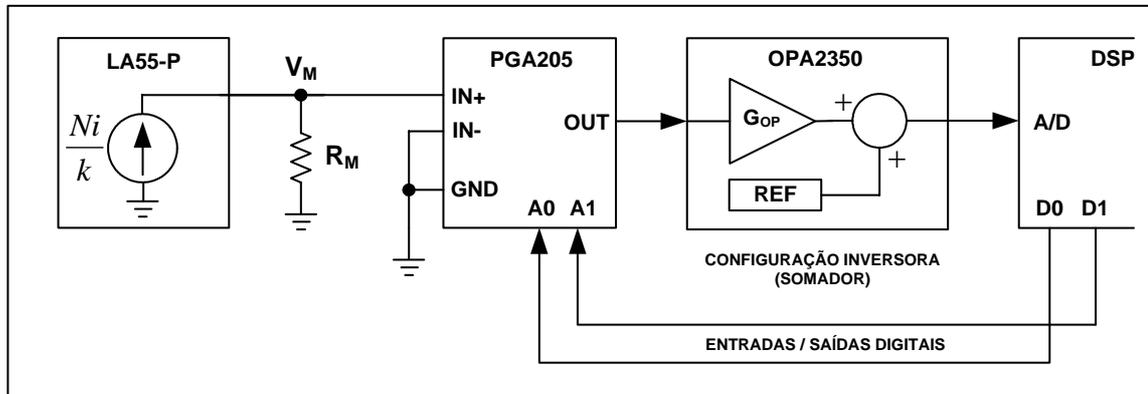


Figura 3.17: Medições das correntes no indutor do filtro LC

Estes circuitos são os mesmos apresentados nas seções anteriores e, portanto, discutiremos somente os aspectos mais relevantes. Da tabela (3.1), para uma corrente máxima de $300A$ ($212,1A_{rms}$) no secundário do transformador, a corrente no primário seria de $3,75A$ ($2,65A_{rms}$) considerando uma relação de transformação $a = 80$ para esta faixa, segundo tabela 2.3 (pág.21). Entretanto, deve-se considerar a corrente contínua no primário do transformador devido à impedância de magnetização do transformador. Considerando-se a circulação no

indutor de uma componente de corrente contínua devido à indutância de magnetização do transformador, a corrente máxima no indutor do filtro LC foi estimada, em simulação, igual a 4,75A (3,36A_{rms}). Admitindo a mesma tensão de projeto $V_M = 6V$ e o mesmo resistor de medição $R_M = 85,7$ calculados nas seções anteriores, pode-se determinar o número de espiras N para a condição nominal de operação do sensor LA55-P da relação

$$Ni \leq 70A \quad (3.8)$$

Logo, para uma corrente máxima no indutor $i = 4,75A$, tem-se $N = 14$ espiras. Utilizando-se novamente a equação (3.7), pode-se determinar as faixas de corrente de projeto, variando-se os ganhos G_p do amplificador de instrumentação. A tabela (3.2), apresenta os resultados para as faixas de corrente no indutor para operação do sistema em malha fechada. Estas faixas foram determinadas dividindo-se as faixas de projeto da tabela 3.1 pela relação de transformação a correspondente (80, 24, 8, 3).

Tabela 3.2: Faixas de medição das correntes no indutor do filtro LC

Faixas de projeto (sem nível C.C.)	k	N	R_M	G_P	$V_{AD} = 3,0V (FE)$	$V_{AD} = 0,9V$
2,50 a 0,19 A _{rms} (a = 80)	1000	14	85,7 Ω	1	5,00A (3,53 A _{rms})	1,75A (1,24 A _{rms})
				2	2,50A (1,77 A _{rms})	1,00A (0,70 A _{rms})
				4	1,25A (0,88 A _{rms})	0,50A (0,35 A _{rms})
				8	0,62A (0,44 A _{rms})	0,25A (0,17 A _{rms})
0,63 a 0,20 A _{rms} (a = 24)	1000	14	85,7 Ω	4	1,25A (0,88 A _{rms})	0,50A (0,35 A _{rms})
				8	0,62A (0,44 A _{rms})	0,25A (0,17 A _{rms})
0,63 a 0,25 A _{rms} (a = 8)	1000	14	85,7 Ω	4	1,25A (0,88 A _{rms})	0,50A (0,35 A _{rms})
				8	0,62A (0,44 A _{rms})	0,25A (0,17 A _{rms})
0,67 a 0,17 A _{rms} (a = 3)	1000	14	85,7 Ω	4	1,25A (0,88 A _{rms})	0,50A (0,35 A _{rms})
				8	0,62A (0,44 A _{rms})	0,25A (0,17 A _{rms})

c) *Medição das tensões no capacitor do filtro LC*

A figura 3.18, apresenta de forma esquemática os circuitos implementados para as medições das tensões no capacitor do filtro LC.

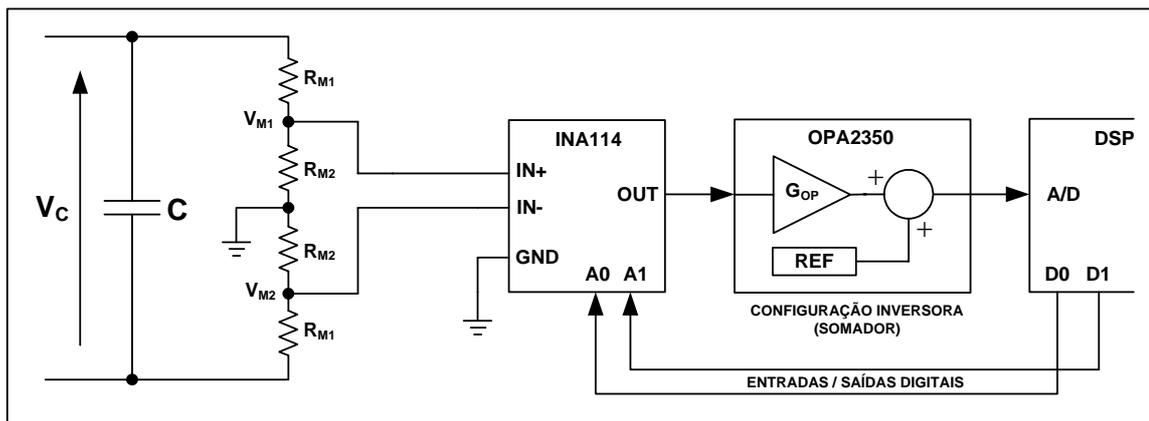


Figura 3.18: Medições das tensões no capacitor do filtro LC

Da figura, as medições das tensões diferenciais no capacitor do filtro LC foram implementadas através de dois divisores resistivos de tensão e de um amplificador de instrumentação de precisão modelo INA114 [48] configurado para ganho unitário. Já os circuitos de condicionamento dos sinais, implementados através do amplificador operacional OPA2350, são exatamente os mesmos apresentados nas seções anteriores. Da figura 3.18, a tensão V_{M1} ou V_{M2} é dada por

$$V_{M1} = \frac{R_{M2}}{R_{M1} + R_{M2}} \cdot V_C \quad (3.9)$$

Para uma tensão de projeto $V_{M1} = 6V$ e uma tensão máxima no capacitor de $30V_{pico}$, a relação dos resistores do divisor é dada por

$$R_{M1} = 4R_{M2} \quad (3.10)$$

Limitando-se a corrente drenada pelo divisor em $50\mu A$, tem-se

$$(R_{M1} + R_{M2}) = \frac{30}{50\mu} \quad (3.11)$$

Substituindo-se a equação (3.10) na equação (3.11), obtém-se $R_{M2} = 120k\Omega$ e, por sua vez, $R_{M1} = 480k\Omega$. A tensão de entrada do A/D é dada por

$$V_{AD} = (V_{M1} \cdot G_{OP}) + REF \quad (3.12)$$

onde,

- V_{AD} - Tensão de entrada do A/D em V
- V_{M1} - Tensão de medição para o capacitor em V ($= V_{M2}$)
- G_{OP} - Ganho do amplificador operacional (OPA2350)
- REF - Deslocamento da tensão de referência em V

Substituindo a equação (3.9) na equação (3.12), determina-se a relação da tensão no capacitor e a tensão de entrada do A/D. A equação é dada por

$$V_C = \frac{(V_{AD} - REF)}{W \cdot G_{OP}} \quad (3.13)$$

onde,

$$W = \frac{R_{M2}}{R_{M1} + R_{M2}} \quad (3.14)$$

O fundo de escala FE para a tensão no capacitor é obtido quando a tensão de entrada do A/D é máxima, ou seja, $3,0V_{pico}$. Das equações (3.13) e (3.14), determina-se a faixa de medição das tensões no capacitor. A tabela (3.3), apresenta os resultados obtidos (as faixas de projeto são as mesmas descritas na tabela 2.3 – pág. 21).

Tabela 3.3: Faixas de medição das tensões no capacitor do filtro LC

Faixas de projeto	$V_{AD} = 3,0V (FE)$	$V_{AD} = 0,9V$
20,15 a $7,00V_{rms}$ (a = 80)	30V (21,21 V_{rms})	12,00V (8,48 V_{rms})
20,15 a $6,80 V_{rms}$ (a = 24)	30V (21,21 V_{rms})	12,00V (8,48 V_{rms})
20,15 a $7,64 V_{rms}$ (a = 8)	30V (21,21 V_{rms})	12,00V (8,48 V_{rms})
20,15 a $6,36 V_{rms}$ (a = 3)	30V (21,21 V_{rms})	12,00V (8,48 V_{rms})

Dos resultados, observa-se que a utilização de amplificadores com ganhos programáveis não é necessária. Isto porque a utilização de resistores adicionais mantém os níveis de tensão no

capacitor em uma faixa bem restrita e, portanto, a faixa de medição pode ser única para todas as faixas de corrente de projeto.

3.4 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os principais circuitos e dispositivos implementados para a construção do protótipo da fonte de corrente. Para os circuitos de potência, especial atenção foi dada em alguns pontos-chaves de operação do protótipo como, por exemplo, a interface e os circuitos de chaveamento dos resistores adicionais e comutação dos *taps* do transformador de isolamento. Já na seção 3.3, foram apresentados os circuitos e dispositivos de interface para o controlador digital implementado com o DSP TMS320F2812. Especial atenção foi dada ao projeto das faixas de medição das variáveis de estado do sistema, ou seja, a corrente de saída da fonte, a corrente no indutor e a tensão no capacitor do filtro LC. O projeto fornece uma visão geral dos sensores utilizados nas diversas faixas, o procedimento para cálculo dos resistores de medição, o ajuste dos ganhos programáveis e os circuitos implementados para o condicionamento dos sinais de entrada do conversor A/D.

CAPÍTULO 4

Resultados Experimentais

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir do protótipo da fonte de corrente descrito no capítulo 3 operando de acordo com os controladores desenvolvidos no capítulo 2. Os módulos de *software* para os controladores digitais da fonte de corrente foram desenvolvidos no *Code Composer Studio Integrated Design Environment* [49, 50] e foram implementados essencialmente em linguagem C.

4.1 Controle das correntes de saída

O primeiro teste experimental foi verificar o desempenho do sistema de controle da fonte de corrente ao ser aplicado um sinal ou comando de referência. Para validação dos resultados de simulação, foram escolhidas duas faixas de correntes de projeto: 20 a $40A_{rms}$ e 50 a $70A_{rms}$. Em ambas foram aplicados sinais de referência em 60Hz com amplitudes correspondendo ao início e término das faixas. Os ganhos do controlador PI foram ajustados conforme descrito no capítulo 2.

A figura 4.1 apresenta os resultados experimentais para as formas de onda da corrente de saída da fonte superposta a uma corrente de referência de $70A_{rms}$ (término da faixa). As formas de onda foram obtidas a partir de dois canais do conversor D/A descrito no capítulo 3, sendo um canal para a corrente de referência e o outro para a corrente medida. As medições das tensões de saída do D/A foram obtidas através do osciloscópio digital TDS360 e armazenadas em arquivo com o *software WaveStar* ambos da fabricante Tektronics.

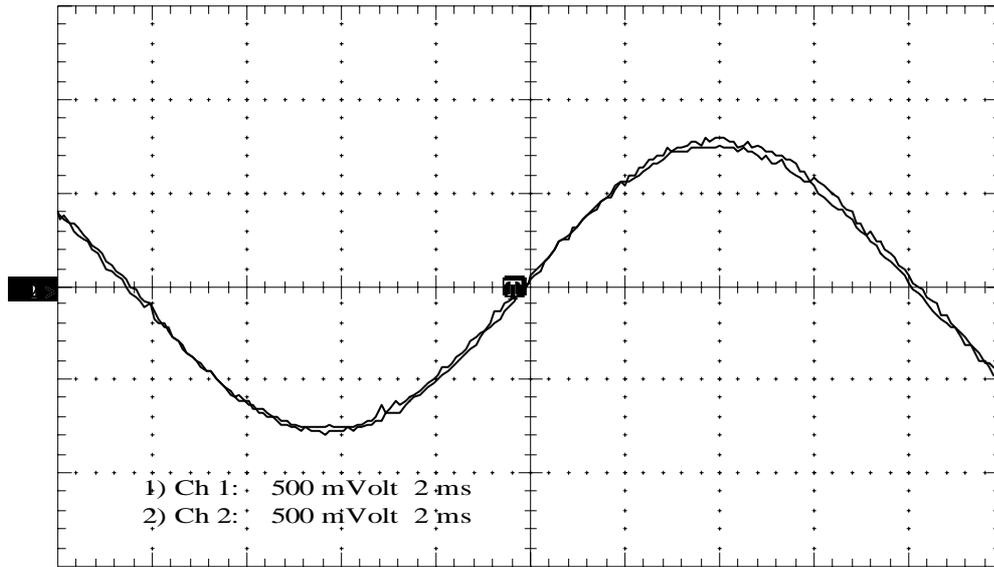


Figura 4.1: Corrente de saída superposta a uma corrente de referência de $70A_{rms}$.

Para as medições da distorção harmônica total das correntes de saída da fonte, foi utilizado um analisador de qualidade de energia modelo Fluke 434 [51]. A figura 4.2, apresenta a análise harmônica da corrente de saída da fonte para a condição anterior. A distorção harmônica total foi medida em 1,4%.

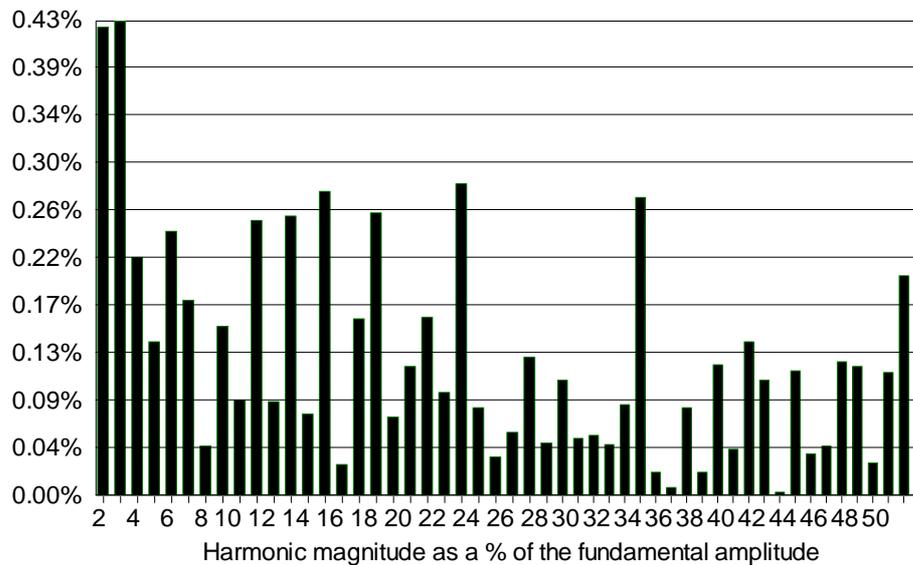


Figura 4.2: Análise harmônica da corrente de saída da fonte - $70A_{rms}$.

Da mesma forma, a figura 4.3 apresenta as formas de onda da corrente de saída da fonte superposta a uma corrente de referência de $50A_{rms}$, ou seja, no início da faixa.

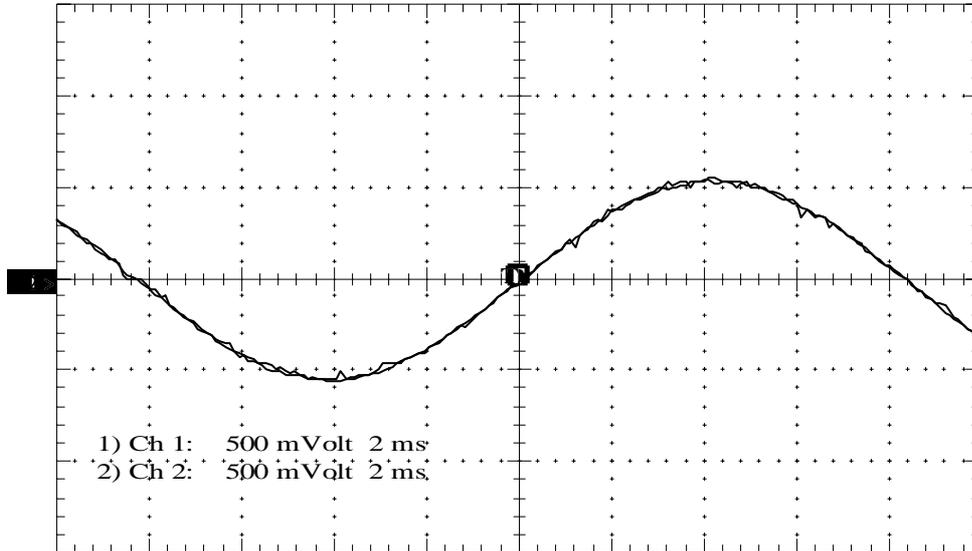


Figura 4.3: Corrente de saída superposta a uma corrente de referência de $50A_{rms}$.

A figura 4.4, apresenta a análise harmônica da corrente de saída da fonte para a condição anterior. A distorção harmônica total foi medida em 1,6%.

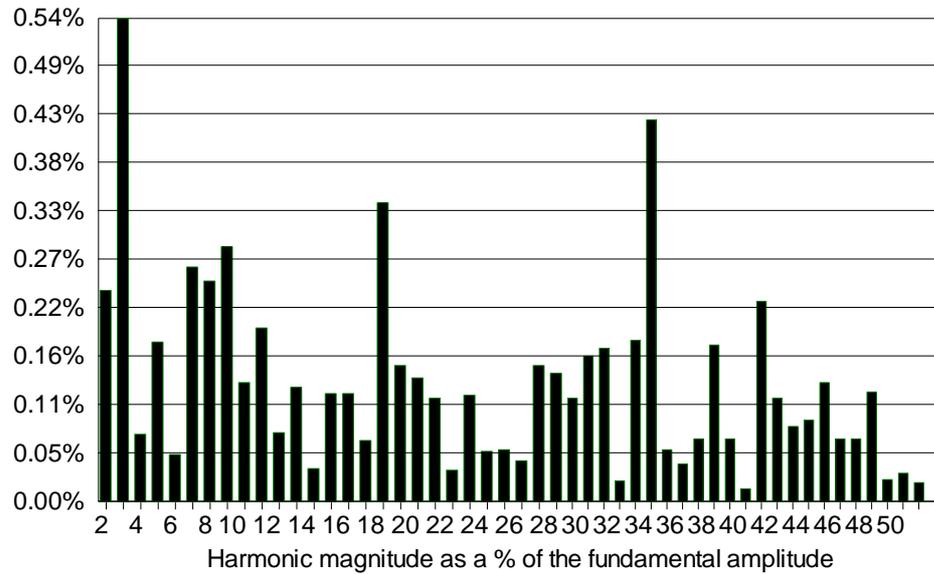


Figura 4.4: Análise harmônica da corrente de saída da fonte - $50A_{rms}$.

A seguir, serão apresentados os resultados para a faixa de 20 a 40 A_{rms} . A figura 4.5 apresenta as formas de onda da corrente de saída da fonte superposta a uma corrente de referência de 40 A_{rms} , ou seja, no término da faixa.

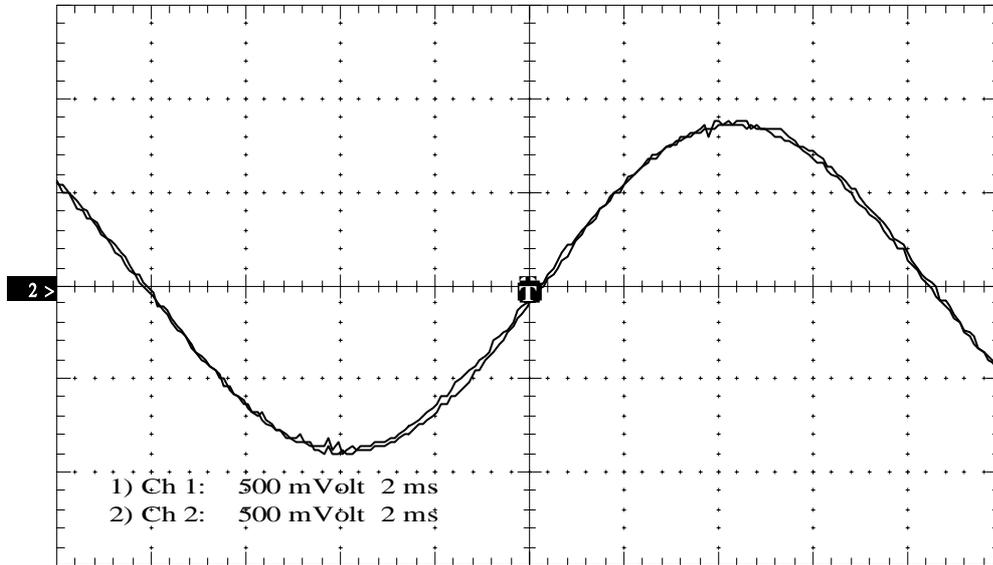


Figura 4.5: Corrente de saída superposta a uma corrente de referência de 40 A_{rms} .

A figura 4.6, apresenta a análise harmônica da corrente de saída da fonte para a condição anterior. A distorção harmônica total foi medida em 1,2%.

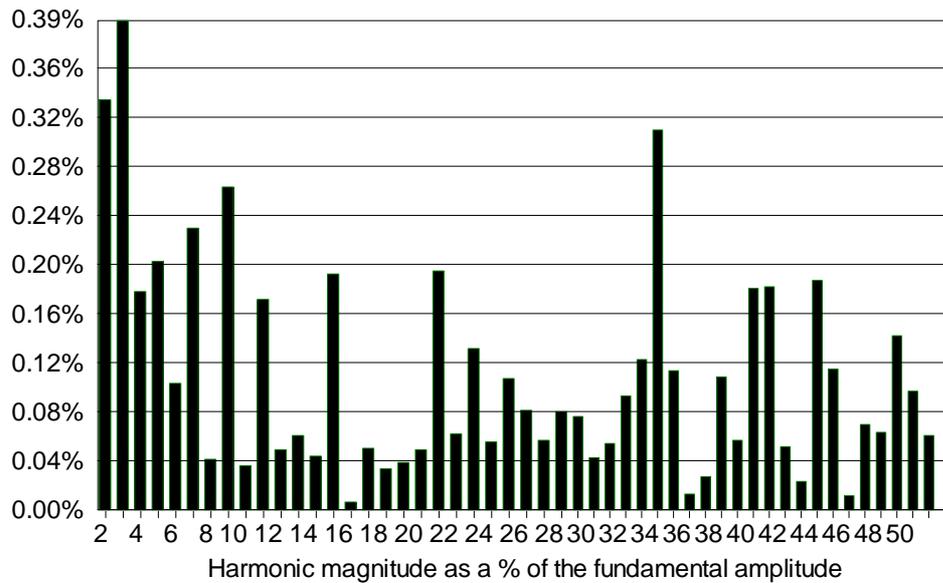


Figura 4.6: Análise harmônica da corrente de saída da fonte - 40 A_{rms} .

Da mesma forma, a figura 4.7 apresenta as formas de onda da corrente de saída da fonte superposta a uma corrente de referência de $20 A_{rms}$, ou seja, no início da faixa.

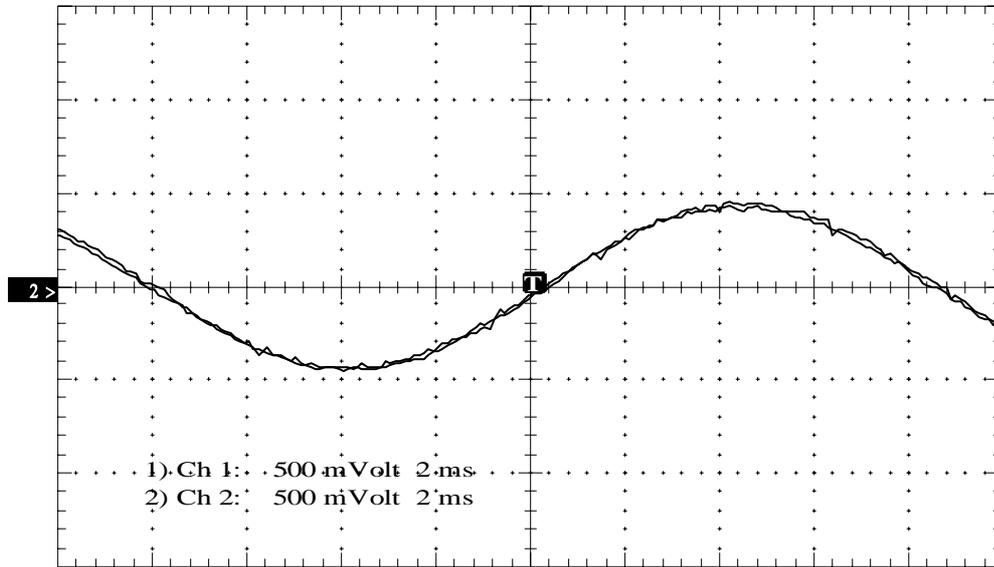


Figura 4.7: Corrente de saída superposta a uma corrente de referência de $20 A_{rms}$.

Finalmente, a figura 4.8, apresenta a análise harmônica da corrente de saída da fonte para a condição anterior. A distorção harmônica total foi medida em 1,2%.

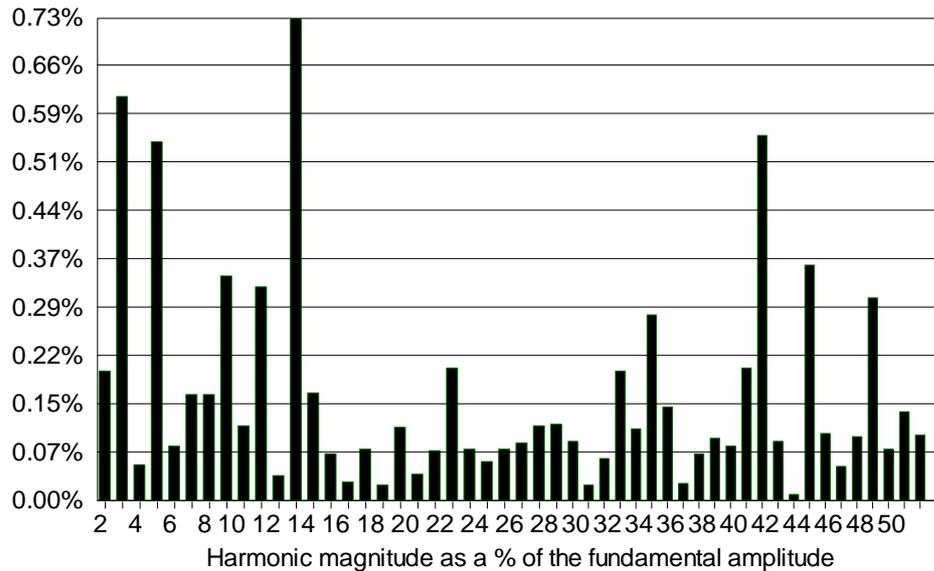


Figura 4.8: Análise harmônica da corrente de saída da fonte - $20 A_{rms}$.

Das figuras 4.1 a 4.8, os resultados apresentados mostraram a viabilidade do controle proposto para este tipo de aplicação. A fonte foi capaz de injetar na carga correntes senoidais de 20 a 70 A_{rms} com distorções harmônicas totais inferiores a 2%.

4.2 Curvas de distorção harmônica

As curvas teóricas de distorção harmônica total na saída do filtro para índices de modulação variando de 0,01 a 0,99 foram apresentadas na seção 2.4.1 ao tratarmos do projeto do filtro LC na saída do inversor. Estas curvas foram utilizadas para determinar a razão entre a frequência de modulação ω_0 e a frequência natural não amortecida ω_n do filtro para um dado índice de distorção harmônica desejado na saída do filtro. A seguir, são apresentados os resultados experimentais das curvas de distorção harmônica para correntes de saída variando de 0,5 a 70 A_{rms} . A tabela (4.1) reúne os valores de distorção harmônica medidos em cada faixa de corrente. As faixas apresentadas são as mesmas faixas de projeto descritas na tabela 2.3.

Tabela 4.1: Valores de THD para correntes de saída variando de 0,5 a 70 A_{rms} .

Faixa 1	I (A_{rms})	THD (%)
	70	1,4
	65	1,4
	60	1,4
	55	1,4
	50	1,6
	45	1,7
	40	1,8
Faixa 2	I (A_{rms})	THD (%)
	40	1,2
	35	1,2
	30	1,4
	25	1,7
	20	1,9
	15	2,0
Faixa 3	I (A_{rms})	THD (%)
	15	1,6

	12	1,9
	9	2,2
	5	3,9
Faixa 4	I (A_{rms})	THD (%)
	5	1,4
	4	1,5
	3	1,8
	2	2,4
Faixa 5	I (A_{rms})	THD (%)
	2	1,6
	1,5	1,7
	1,0	2,4
	0,5	4,0

A figura 4.9, apresenta graficamente os resultados da tabela 4.1.

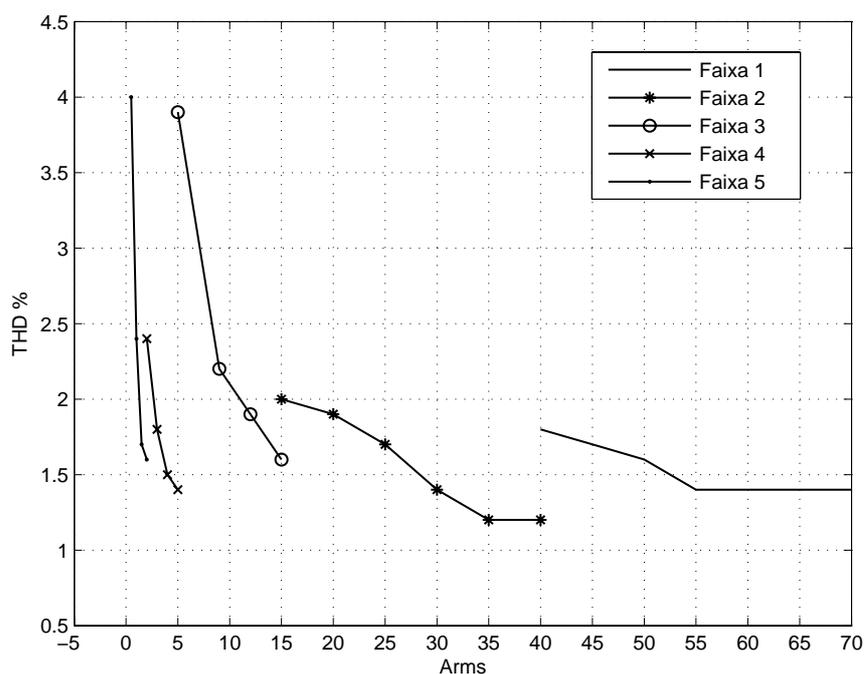


Figura 4.9: Curvas de distorção harmônica para correntes de 0,5 a $70A_{rms}$.

Da figura 4.9, a distorção harmônica total foi inferior a 2% para todas as correntes no final de cada faixa, ou seja, para índices de modulação próximos de 0,95. Da mesma forma, confirmam-se as maiores distorções harmônicas para as correntes no início de cada faixa, ou

seja, para índices de modulação próximos a 0,3 confirmando, portanto, os resultados teóricos obtidos.

4.3 Conclusões

Os resultados experimentais provenientes da operação da fonte de corrente, demonstraram a viabilidade do controle implementado para este tipo de aplicação. Das figuras apresentadas na seção 4.1, o sistema de controle se mostrou eficiente em seguir sinais de referência em 60Hz validando, dessa forma, os resultados de simulação obtidos. Ainda, verificou-se as distorções harmônicas totais das correntes de saída no início e término de cada faixa considerada. Para as faixas de 20 a 40 A_{rms} e 50 a 70 A_{rms} , a DHT não ultrapassou 1,9%.

Das curvas de distorção harmônica apresentadas na figura 4.9, observou-se que o sistema de controle não foi capaz de sintetizar correntes de saída com distorções harmônicas inferiores a 1% conforme descrito nas especificações técnicas da seção 1.1. Entretanto, comprovou-se os bons resultados obtidos em simulação para as distorções harmônicas no final de cada faixa, ou seja, para índices de modulação próximos a 0,95. Nesse caso, para todas as faixas a DHT foi inferior a 2%. Um outro resultado interessante foi o aumento significativo da distorção harmônica no início da faixa, ou seja, para índices de modulação próximos a 0,3. Dessa forma, foi possível comprovar os resultados previstos em simulação. Uma das grandes limitações para a obtenção de melhores resultados, foram as distorções harmônicas introduzidas pela saturação do núcleo do transformador devido às correntes contínuas produzidas pelo inversor. Tais distorções deverão ser melhor compensadas pelo sistema de controle e deveriam ser estudadas em maior profundidade em trabalhos futuros.

Capítulo 5

Conclusões Gerais

O objetivo desse trabalho foi o projeto e construção do protótipo de uma fonte de corrente senoidal de alto desempenho, de baixa potência, programável em amplitude e frequência e de baixa distorção harmônica para mesas de calibração de medidores de energia. A estratégia utiliza um inversor MLP alimentado por fonte de tensão e um filtro passivo de segunda ordem na saída do inversor. O método de modulação em largura de pulsos foi descrito e expressões para o cálculo das larguras dos pulsos foram determinadas. A operação do sistema em malha aberta foi apresentada bem como o projeto das faixas de corrente. Dos resultados obtidos, nota-se que a utilização de resistores adicionais manteve os índices de modulação dentro da faixa de projeto estipulada, ou seja, de 0,3 a 0,95, independentemente da corrente de saída da fonte. Ainda, com a utilização de quatro *taps* no secundário do transformador, pôde-se manter as correntes no indutor dentro de uma faixa de variação limitada obtendo-se, dessa forma, uma maior simplicidade no projeto dos circuitos analógicos de medição destas correntes, evitando-se, por exemplo, sua divisão em várias faixas e, conseqüentemente, um maior número de sensores. Da análise harmônica da tensão de saída do inversor, descrita pela equação A.12, foi possível traçar curvas de projeto para determinar a razão entre a frequência de modulação ω_0 e a frequência natural não amortecida ω_n do filtro para um dado índice de distorção harmônica desejado. Assim, foi apresentado um procedimento de projeto para o filtro LC considerando a distorção harmônica total desejada, a ondulação de corrente no indutor e a frequência de corte do filtro. Finalmente, foram apresentadas a estrutura básica de controle do inversor e o projeto do controlador digital. Os resultados de simulação obtidos,

demonstraram a viabilidade do controle por realimentação de estados, bem como do controlador em cascata.

No capítulo 3, foram apresentados os principais circuitos e dispositivos implementados para a construção do protótipo da fonte de corrente. Para os circuitos de potência, especial atenção foi dada em alguns pontos-chaves de operação do protótipo como, por exemplo, a interface e os circuitos de chaveamento dos resistores adicionais e comutação dos *taps* do transformador de isolamento. Já na seção 3.3, foram apresentados os circuitos e dispositivos de interface para o controlador digital implementado com o DSP TMS320F2812. Especial atenção foi dada ao projeto das faixas de medição das variáveis de estado do sistema, ou seja, a corrente de saída da fonte, a corrente no indutor e a tensão no capacitor do filtro LC. O projeto fornece uma visão geral dos sensores utilizados nas diversas faixas, o procedimento para cálculo dos resistores de medição, o ajuste dos ganhos programáveis e os circuitos implementados para o condicionamento dos sinais de entrada do conversor A/D.

No capítulo 4, os resultados experimentais provenientes da operação da fonte de corrente, demonstraram a viabilidade do controle em cascata para este tipo de aplicação. Das figuras apresentadas na seção 4.1, o sistema de controle se mostrou eficiente para a obtenção de sinais de referência em 60Hz validando, dessa forma, os resultados de simulação obtidos. Ainda, verificou-se as distorções harmônicas totais das correntes de saída no início e término de cada faixa considerada. Para as faixas de 20 a 40 A_{rms} e 50 a 70 A_{rms} , a DHT não ultrapassou 1,6%. Das curvas de distorção harmônica apresentadas na figura 4.9, verificou-se que o sistema de controle, não foi capaz de sintetizar correntes de saída com distorções harmônicas inferiores a 1% conforme descrito nas especificações técnicas da seção 1.1. Entretanto, pôde-se comprovar os bons resultados obtidos em simulação para as distorções harmônicas no final de cada faixa, ou seja, para índices de modulação próximos a 0,95. Nesse caso, para todas as faixas a DHT foi inferior a 2%. Um outro resultado interessante foi o aumento significativo da distorção harmônica no início da faixa, ou seja, para índices de modulação próximos a 0,3, comprovando-se assim, os resultados previstos em simulação. Uma das grandes limitações para a obtenção de melhores resultados, foram as distorções harmônicas introduzidas pela saturação do núcleo do transformador devido às correntes contínuas produzidas pelo inversor.

Tais distorções poderiam ser melhor compensadas pelo sistema de controle, justificando estudos em maior profundidade em trabalhos futuros.

5.1 Contribuições alcançadas

Dentre as principais contribuições destacam-se:

- Desenvolvimento de uma plataforma (protótipo) de estudos e testes de fontes de correntes senoidais.
- Desenvolvimento de uma forma sistemática de projeto de filtros LC na saída do inversor monofásico MLP a três níveis para esse tipo de aplicação.
- Desenvolvimento de uma forma sistemática de projeto do controlador por realimentação de estados para esse tipo de aplicação.
- Desenvolvimento de uma biblioteca de rotinas de controle de alto desempenho implementadas para serem executadas em tempo real através de processador digital de sinais, particularmente para o modelo TMS320F2812 da fabricante Texas Instruments.

5.2 Propostas de continuidade

Embora, no início, o intuito tenha sido o de obter uma fonte capaz de injetar correntes senoidais de 0,5 a 200 A_{rms} em sua saída, não foi possível colocar em operação a fonte de corrente na faixa de 70 a 200 A_{rms} . Ainda, as distorções harmônicas não foram inferiores a 1% conforme pré-estabelecido nas especificações técnicas. Durante o desenvolvimento, foram encontrados diversos problemas até então não previstos. Dentre eles destacam-se: as elevadas distorções harmônicas causadas pela saturação do núcleo do transformador de isolamento, presença de ruídos na placa de circuito impresso, separação inadequada dos planos de terra analógicos e digitais, compensação das correntes C.C. na saída do inversor. A seguir, são sugeridos os principais pontos a serem explorados em trabalhos futuros :

- Colocar em operação os controladores desenvolvidos no capítulo 2 na faixa de operação de 70 a 200 A_{rms} e investigar soluções para se obter distorções harmônicas totais abaixo de 1%.
- Estudo de alternativas de controle para compensação das correntes C.C. na saída do inversor, evitando-se, dessa forma saturações do transformador.
- Implementação das malhas de controle com realimentação de estados para todas as faixas de corrente.
- Desenvolvimento e programação de módulos de *software* para inserção e operação do conversor A/D de 16bits no sistema de controle já implementado.
- Estudo de alternativas para o *layout* das placas de circuito impresso tais como melhor: distribuição dos circuitos de potência e controle, separação adequada dos planos de terra analógicos e digitais, diminuição do número de faixas de correntes da fonte bem como o número de *taps* do transformador.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] GUBISCH, A., LUALDI, P.L., JR., MILJANIC, P.N. AND WEST, J.L. Power calibrator using sampled feedback for current and voltage. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 46, 2 (April 1997), 403-407.
- [2] VAN DER BROECK, H. AND LÜRKENS, P. Programmable AC power source. *Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on* 3 (September 1993), 255-260.
- [3] ZAJEC, P. AND NASTRAN, J. Power calibrator using switched mode voltage source. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 49, 4 (August 2000), 790-794.
- [4] TZOU, Y.-Y., OU, R.-S., JUNG, S.-L. AND CHANG, M.-Y. High-Performance programmable AC power source with low harmonic distortion using DSP-based repetitive control technique. *IEEE Transactions on Power Electronics* 12, 4 (July 1997), 715-725.
- [5] KAWAMURA, A. AND HOFT, R. G. Instantaneous feedback controlled PWM inverter with adaptive hysteresis. *IEEE Transactions on Industry Applications* 20, (July/ August 1984), 769-775.
- [6] CHA, H. -J., KIM, S. -S., KANG, M. -G. AND CHUNG, Y. -H. Real-Time digital control of PWM inverter with PI compensator for uninterruptible power supply.

- Industrial Electronics Society, 1990. IECON '90., 16th Annual Conference of IEEE 2* (November 1990), 1124-1128.
- [7] KAWAMURA, A. AND YOKOYAMA, T. Comparison of five different approaches for real time digital feedback control of PWM inverter. *Industry Applications Society Annual Meeting, 1990 Conference Record of the 1990 IEEE 2* (October 1990), 1005-1011.
- [8] HUA, C. AND HOFT, R. G. High performance deadbeat controlled PWM inverter using a current source compensator for nonlinear loads. *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE 1* (June/July 1992), 443-450.
- [9] JUNG, S.-L. AND TZOU, Y.-Y. Discrete feedforward sliding mode control of a PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis. *Power Electronics Specialists Conference, 1994. PESC '94 Record., 25th Annual IEEE 1* (June 1994), 552-559.
- [10] TZOU, Y. -Y., HO, L.-H. AND OU, R.-S. Fuzzy control of a closed-loop regulated PWM inverter under large load variations. *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON '93., International Conference on 1* (November 1993), 267-272.
- [11] JUNG, S. -L., HO, L.-H., YEH, H.-C. AND TZOU, Y.-Y. DSP-based digital control of a PWM inverter for sine wave tracking by optimal state feedback technique. *Power Electronics Specialists Conference, 1994. PESC '94 Record., 25th Annual IEEE 1* (June 1994), 546-551.
- [12] TOMIZUKA, M. AND ROSENTHAL, D. E. On the optimal digital state vector feedback controller with integral and preview actions. *Transactions ASME 101*, (June 1979), 172-178.
- [13] RYAN, M. J. AND LORENZ, R. D. A high performance sine wave inverter controller with capacitor current feedback and “Back-EMF” decoupling. *Power Electronics*

- Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE I* (June 1995), 507-513.
- [14] RYAN, M. J., BRUMSICKLE, W. E. AND LORENZ, R. D. Control topology options for single-phase UPS inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications* 33 (March/April 1997), 493-501.
- [15] GUO, W., DUAN, S., KANG, Y. AND CHEN, J. A new digital multiple feedback control strategy for single-phase voltage-source PWM inverters. *Proceedings of IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology, 2001. TENCN*. 2 (August 2001), 809-813.
- [16] MIHALACHE, L. DSP control method of single-phase inverters for UPS applications. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. Seventeenth Annual IEEE I* (March 2002), 590-596.
- [17] IGARASHI, Y., IZUMI, T., YOKOYAMA, T. AND HANEYOSHI, T. A study of instantaneous value control with voltage variation compensation for UPS inverters. *Power Conversion Conference, 2002. PCC-Osaka 2002. Proceedings of the 2* (April 2002), 653-658.
- [18] ITO, Y. AND KAWAUCHI, S. Microprocessor-based robust digital control for UPS with three-phase PWM inverter. *Power Electronics, IEEE Transactions on 10* (March 1995), 196-204.
- [19] KAI, Z., YONG, K., JIAN, X., HUI, Z. AND JIAN, C. Study on an inverter with pole assignment and repetitive control for UPS applications. *Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. PIEMC 2000. The Third International 2* (August 2000), 650-653.
- [20] LOH, P., NEWMAN, M., ZMOOD, D. AND HOLMES, D. Improved transient and steady state voltage regulation for single and three phase uninterruptable power supplies.

Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual 2 (June 2001), 498-503.

- [21] BÜHLER, H. *Réglages Echantillonnés*, vol. 1 e 2. Presses polytechniques, 1983.
- [22] FÉLIX, C. H. F. *Controle Digital de uma UPS Trifásica*. Dissertação (Mestrado), Escola de Engenharia da UFMG, Fevereiro 2003.
- [23] TEIXEIRA, JR., M. J. *Metodologia de projeto de fontes de tensão C.A. de alta qualidade*. Dissertação (Mestrado), Escola de Engenharia da UFMG, Maio 2005.
- [24] CHEN, C.-T. *Linear System Theory and Design*. Oxford University Press, 1999.
- [25] OGATA, K. *Discrete-time Control Systems*, 2nd ed. Englewood Cliffs, N.J.:Prentice-Hall, 1995.
- [26] TEXAS INSTRUMENTS (2006). *TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 Digital Signal Processors. Data Manual*. Literature Number: SPRS174N.
- [27] INTERNATIONAL RECTIFIER (1999). *Hexfet Power Mosfet - IRFZ24N Datasheet*. Literature Number: PD-91354A.
- [28] INTERNATIONAL RECTIFIER. *Power Mosfets Basics. Application Note*. Literature Number: AN-1084.
- [29] INTERNATIONAL RECTIFIER. *The Do's and Don'ts of Using MOS-Gated Transistors. Application Note*. Literature Number: AN-936.
- [30] MOTOROLA. *Introduction to Insulated Gate Bipolar Transistors. Application Note*. Literature Number: AN-1541.

- [31] LEM. *Current Transducer LA 55-P Datasheet*. Literature Number: LA 55-P.
- [32] LEM. *Isolated Current and Voltage transducers Characteristics – Applications – Calculations. 3rd Edition*. Literature Number: CH24101.
- [33] TEXAS INSTRUMENTS (2005). *High-Voltage, High Current Darlington Transistor Array - ULN2003 Datasheet*. Literature Number: SLRS054B.
- [34] LEM. *Current Transducer LA 205-S Datasheet*. Literature Number: LA 205-S.
- [35] INTERNATIONAL RECTIFIER (2004). *Current Sensing Single Channel Driver - IR2127 Datasheet*. Literature Number: PD60143-O.
- [36] INTERNATIONAL RECTIFIER (2004). *Using the Current Sensing IR2127 Gate Driver ICs. Application Note*. Literature Number: AN-1014.
- [37] TEXAS INSTRUMENTS (2004). *TMS320F28x DSP Event Manager (EV) Reference Guide*. Literature Number: SPRU065C.
- [38] TEXAS INSTRUMENTS (2004). *TMS320x281x, 280x Serial Communication Interface (SCI) Reference Guide*. Literature Number: SPRU051B.
- [39] TEXAS INSTRUMENTS (2004). *MAX232, MAX232I Dual EIA Drivers/ Receivers Datasheet*. Literature Number: SLLS074L.
- [40] ALLIANCE SEMICONDUCTOR (2004). *3.3V 64K X 16 CMOS SRAM Datasheet*. Literature Number: AS7C31026B.
- [41] TEXAS INSTRUMENTS (2006). *TMS320x281x, 280x Peripheral Reference Guide*. Literature Number: SPRU566C.

- [42] BURR-BROWN (2000). *12-Bit Quad Voltage Output Digital-to-Analog Converter. DAC7624, DAC7625 Datasheet*. Literature Number: PDS-1419C.
- [43] TEXAS INSTRUMENTS (2005). *TMS320x281x Analog-to-Digital Converter (ADC) Reference Guide*. Literature Number: SPRU060D.
- [44] BURR-BROWN (2005). *16-Bit, 2.5MSPS Analog-to-Digital Converter. ADS1602 Datasheet*. Literature Number: SBAS341B.
- [45] TEXAS INSTRUMENTS (2004). *TMS320x281x Multichannel Buffered Serial Port (McBSP) Reference Guide*. Literature Number: SPRU061B.
- [46] BURR-BROWN (1993). *Programmable Gain Instrumentation Amplifier - PGA204, PAG205 Datasheet*. Literature Number: PDS-1176A.
- [47] BURR-BROWN (2005). *High-Speed, Single-Supply, Rail-to-Rail Operational Amplifier - OPA2350 Datasheet*. Literature Number: SBOS099C.
- [48] BURR-BROWN (1998). *Precision Instrumentation Amplifier – INA114 Datasheet*. Literature Number: PDS-1142D.
- [49] TEXAS INSTRUMENTS (2002). *Code Composer Studio Development Tools v2.2 Getting Started Guide*. Literature Number: SPRU509G.
- [50] TEXAS INSTRUMENTS (2001). *Using Example Projects, Code and Scripts to jump Start Customers W/CCS 2.0*. Application Note. Literature Number: SPRA766.
- [51] FLUKE (2006). *Fluke 434/435 Three Phase Power Quality Analyzer. Guia do Usuário*. Literature Number: Fluke 434 Manual.

- [52] NANSEN S/A INSTRUMENTOS DE PRECISÃO (2006). *Precision LAB – Sistema Eletrônico de Calibração de Medidores de Energia Elétrica – Uma posição.*
www.nansen.com.br

APÊNDICE A

Análise harmônica da tensão de saída de um inversor monofásico MLP a três níveis.

Para cargas lineares, a distorção harmônica total (DHT) da tensão de saída do filtro LC depende, essencialmente, da estrutura do conversor estático utilizado, do método de modulação em largura de pulsos adotado e da razão entre a frequência de corte do filtro LC e a frequência de modulação. A figura A.1 mostra um período da tensão de saída de um inversor monofásico MLP a três níveis.

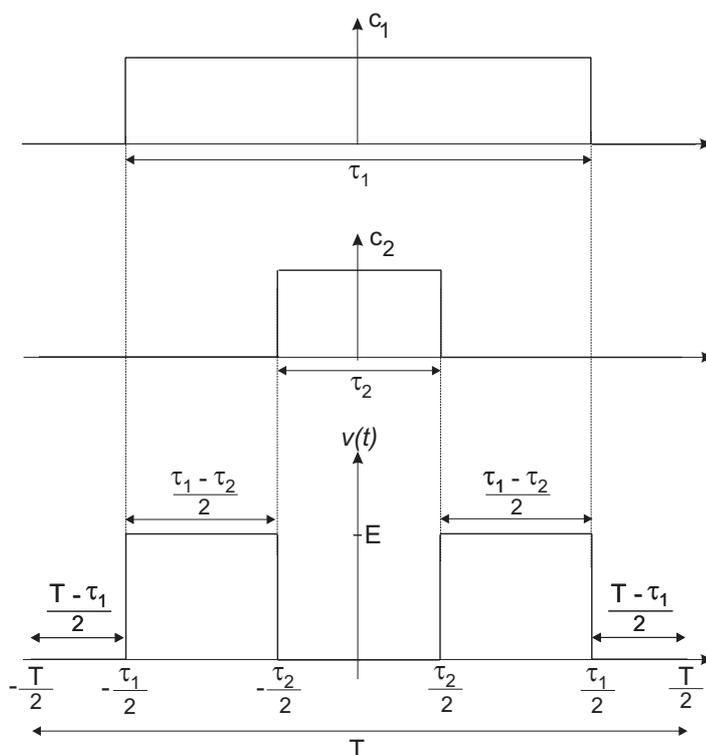


Figura A.1: Sinais de comando para MLP a três níveis e tensão de saída do inversor

A análise harmônica deste sinal periódico e sem modulação, ou seja, com τ_1 e τ_2 constantes, é dada pela série de Fourier, descrita pela equação (A.1).

$$v(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cdot \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + b_n \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \right] \quad (\text{A.1})$$

onde

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(t) \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) dt \quad (\text{A.2})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(t) \text{sen}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) dt \quad (\text{A.3})$$

A função $v(t)$ da figura A.1 é par e, logo, os coeficientes em seno são nulos, $b_n = 0$. Assim, basta calcular os coeficientes a_n .

$$\begin{aligned} a_n &= 2 \cdot \frac{2}{T} \int_{\tau_2/2}^{\tau_1/2} A \cdot \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) dt \\ &= \frac{2A}{\pi n} \cdot \left[\text{sen}\left(\frac{\pi n \tau_1}{T}\right) - \text{sen}\left(\frac{\pi n \tau_2}{T}\right) \right] \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Como (A.4) possui uma singularidade para $n = 0$, o coeficiente a_0 será calculado separadamente:

$$\begin{aligned} a_0 &= 2 \cdot \frac{2}{T} \int_{\tau_2/2}^{\tau_1/2} A dt \\ &= \frac{2A}{T} \cdot (\tau_1 - \tau_2) \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

Substituindo-se os coeficientes determinados em (A.4) e (A.5) na equação (A.1), encontra-se a função $v(t)$ dada em (A.6).

$$v(t) = \frac{A}{T}(\tau_1 - \tau_2) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2A}{\pi n} \left[\text{sen}\left(\frac{\pi n \tau_1}{T}\right) - \text{sen}\left(\frac{\pi n \tau_2}{T}\right) \right] \cdot \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \quad (\text{A.6})$$

As larguras de pulsos variáveis definidas nas expressões (2.4) e (2.5) são dadas no tempo contínuo por

$$\tau_1(t) = \frac{T}{2} + \frac{T}{2} \cdot m \cdot \cos(\omega_m t) \quad (\text{A.7})$$

$$\tau_2(t) = \frac{T}{2} - \frac{T}{2} \cdot m \cdot \cos(\omega_m t)$$

onde

m – índice de modulação, dado por $\frac{V_m}{E}$

V_m – amplitude da tensão modulante senoidal

$\omega_m = 2\pi f_m$ – frequência angular da modulante (rd/s)

f_m – frequência da modulante (Hz)

E – tensão de entrada do inversor em ponte

Incluindo agora a modulação em largura de pulso definida em (A.7) na equação (A.6) temos

$$v(t) = Em \cos(\omega_m t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2E}{\pi n} \left\{ \text{sen}\left\{ \frac{\pi n}{2} [1 + m \cdot \cos(\omega_m t)] \right\} - \text{sen}\left\{ \frac{\pi n}{2} [1 - m \cdot \cos(\omega_m t)] \right\} \right\} \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \quad (\text{A.8})$$

Desenvolvendo as somas trigonométricas e fazendo as devidas simplificações, obtemos a equação (A.9).

$$v(t) = Em \cos(\omega_m t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E}{\pi n} \operatorname{sen} \left[\frac{\pi n m}{2} \cdot \cos(\omega_m t) \right] \cos \left(\frac{\pi n}{2} \right) \cdot \cos \left(\frac{2\pi n t}{T} \right) \quad (\text{A.9})$$

O termo $\operatorname{sen}(\gamma \cdot \cos \theta)$ pode ser desenvolvido em uma série de funções de Bessel de primeira espécie como mostra a expressão (A.10).

$$\begin{aligned} \operatorname{sen}(\gamma \cdot \cos \theta) &= 2J_1(\gamma) \cos \theta - 2J_3(\gamma) \cos 3\theta + 2J_5(\gamma) \cos 5\theta - \dots \\ &= 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k-1} J_{2k-1}(\gamma) \cos[(2k-1)\theta] \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

Introduzindo a série acima na expressão (A.9), tem-se a equação (A.11)

$$\begin{aligned} v(t) &= Em \cos(\omega_m t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E}{\pi n} \left\{ \cos \frac{\pi n}{2} \cdot 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k-1} J_{2k-1} \left(\frac{\pi n m}{2} \right) \cdot \right. \\ &\quad \left. \cdot \cos[(2k-1) \cdot \omega_m t] \right\} \cos \left(\frac{2\pi n t}{T} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

Desenvolvendo o produto de cossenos da equação anterior e substituindo $\frac{2\pi}{T}$ por ω_0 , ou seja, a frequência angular da modulação em largura de pulsos, obtemos finalmente a equação desejada para a tensão de saída do inversor monofásico em ponte completa com modulação a três níveis.

$$\begin{aligned} v(t) &= E.m.\cos(\omega_m t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E}{\pi n} \cos \left(\frac{\pi n}{2} \right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k-1} J_{2k-1} \left(\frac{n m \pi}{2} \right) \cdot \\ &\quad \left\{ \cos[(2k-1)\omega_m + \omega_0 n]t + \cos[(2k-1)\omega_m - \omega_0 n]t \right\} \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

APÊNDICE B

Diagramas esquemáticos dos circuitos desenvolvidos para o protótipo da fonte de corrente senoidal.

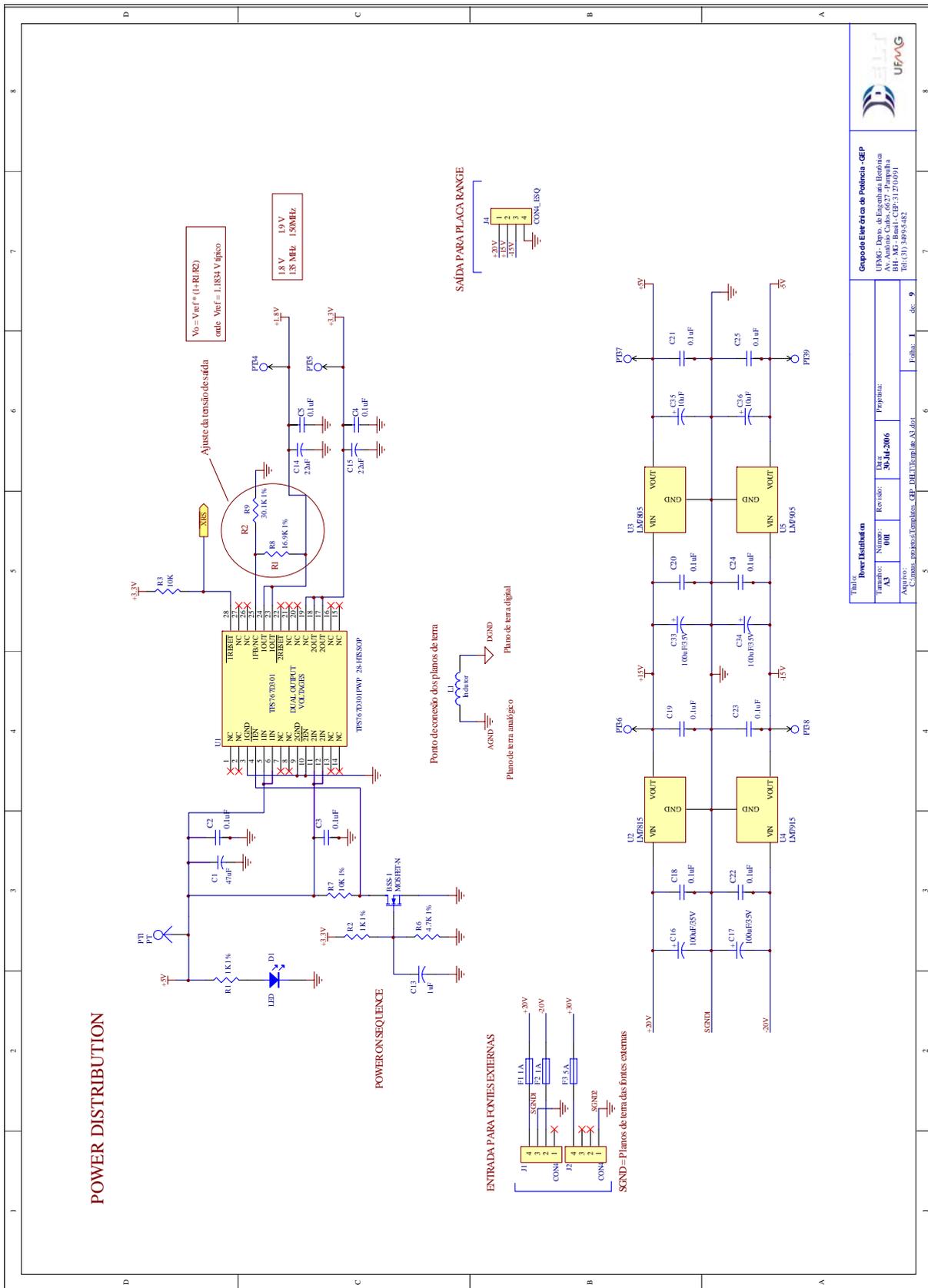
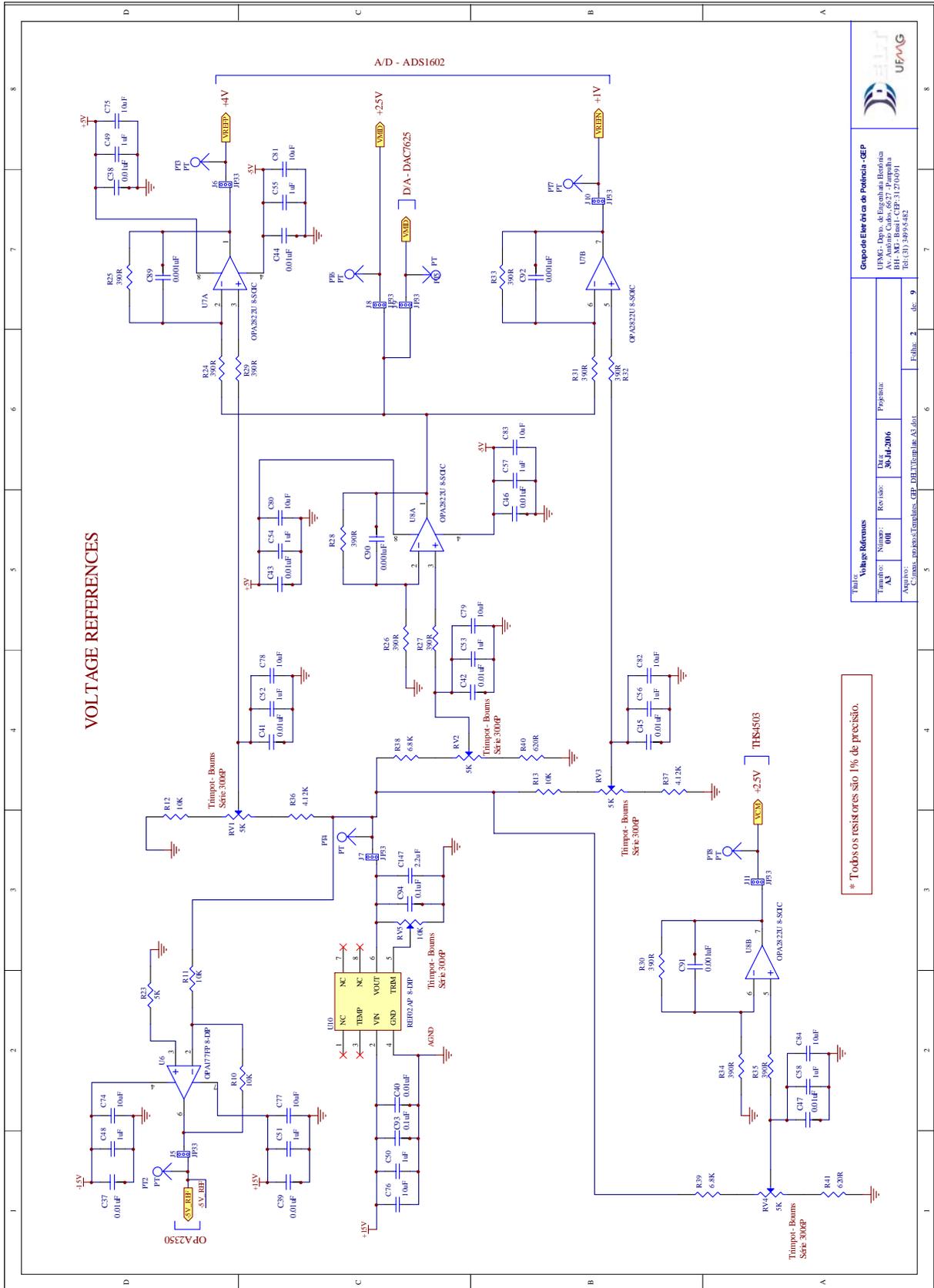


Figura B.1: Circuitos de alimentação do DSP e dos circuitos eletrônicos analógicos e digitais



Grupo Eletro de Potência - CEP UFPA - Depto. de Engenharia Eletrônica Av. Augusto Cabral, 665-7 - Pombal Belém - PA - CEP: 66071-110 Tel: (31) 34955482	
Título: Voltage References	Projeto:
Tamanho: A3	Número: 001
Assunto: Circuitos de Referência de Tensão	Rev. no: 01
Data: 30.11.2006	de: 9
Folha: 3	de: 9

Figura B.2: Circuitos para geração das tensões de referência

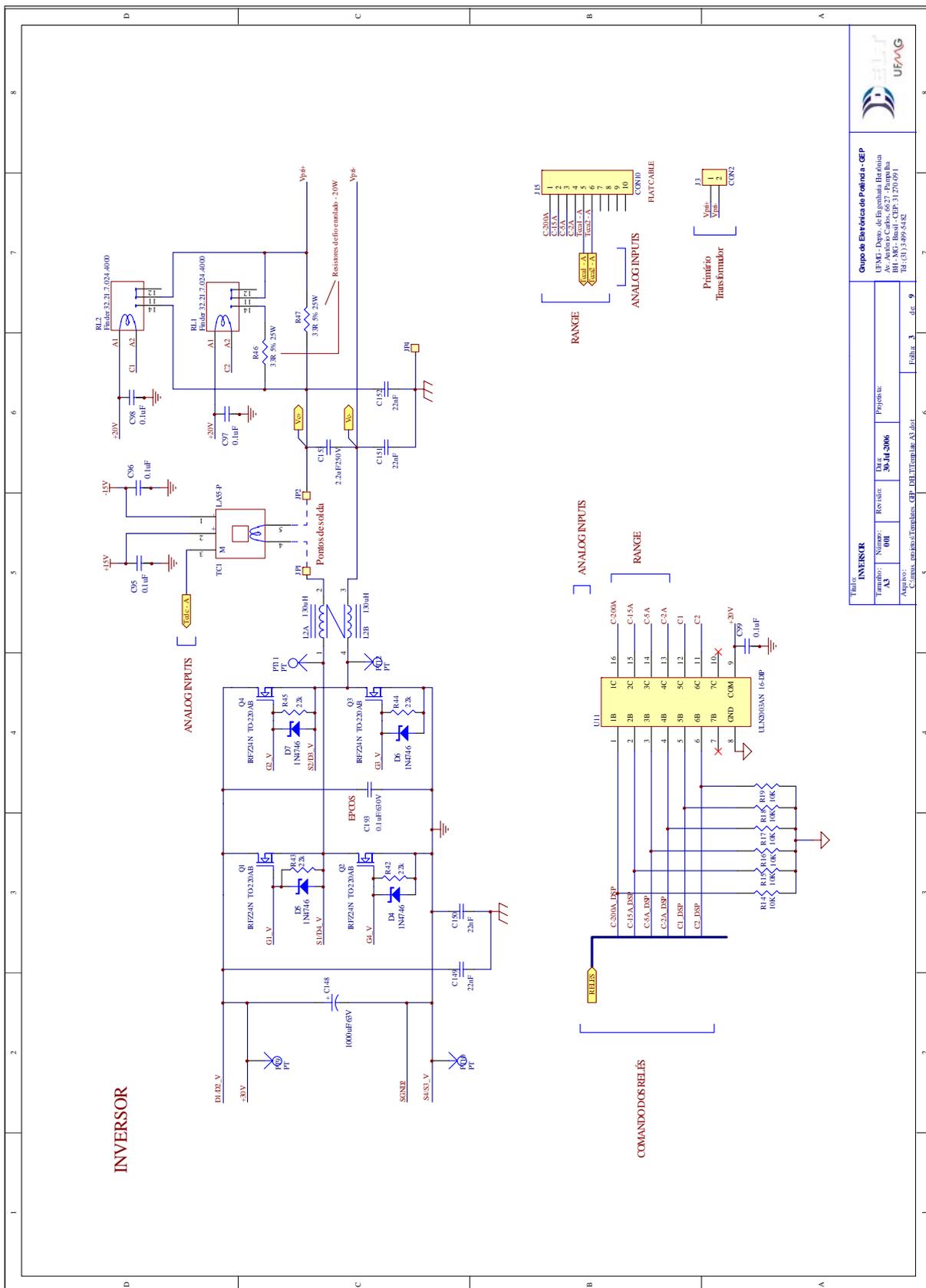


Figura B.3: Circuitos de potência, barramento C.C. e interface para controle dos relés

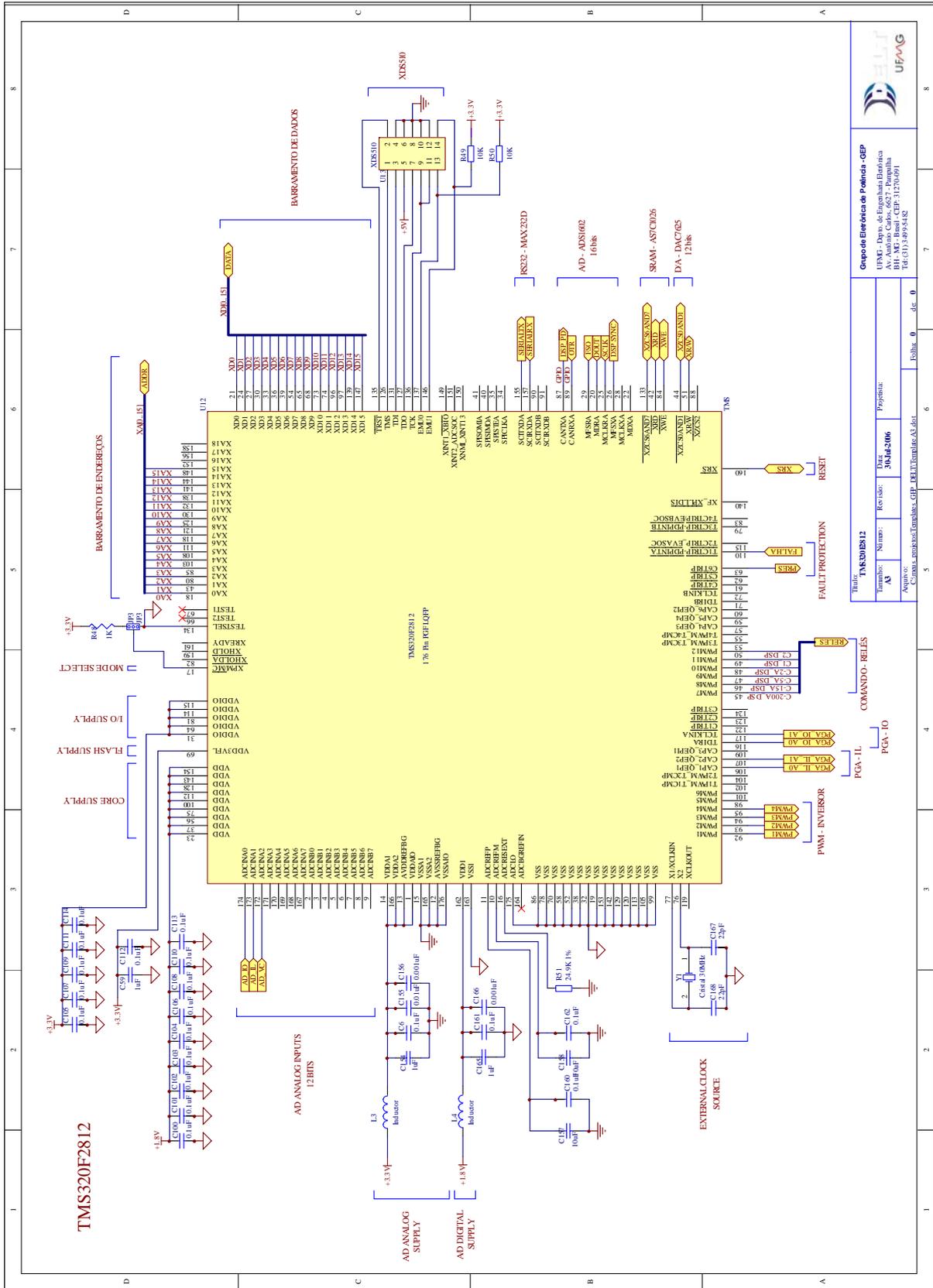


Figura B.4: Circuitos de alimentação, interface e controle do TMS320F2812

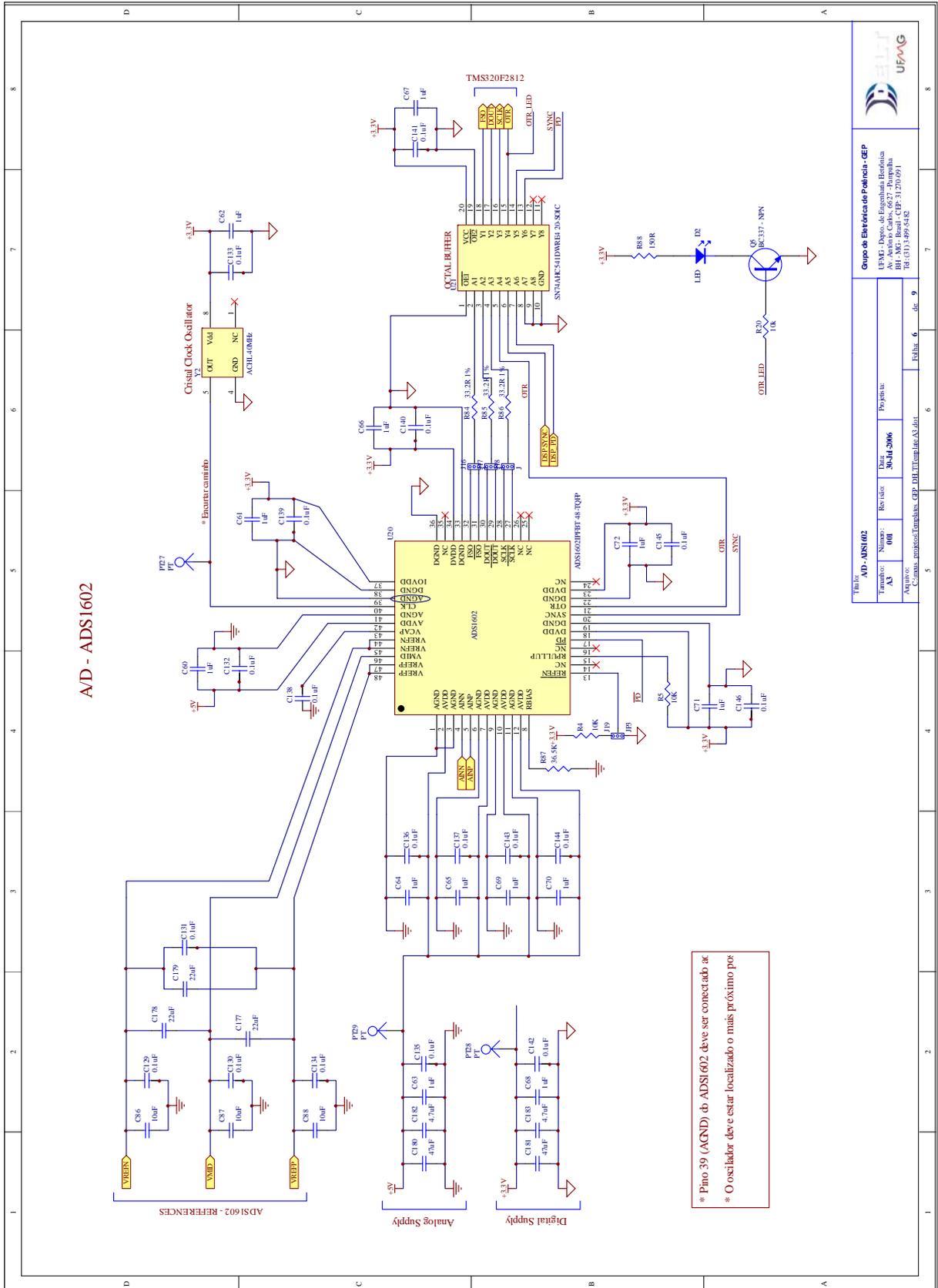


Figura B.6: Conversor A/D, 16-bits, 2,5MSPS. Circuitos de alimentação, interface e controle

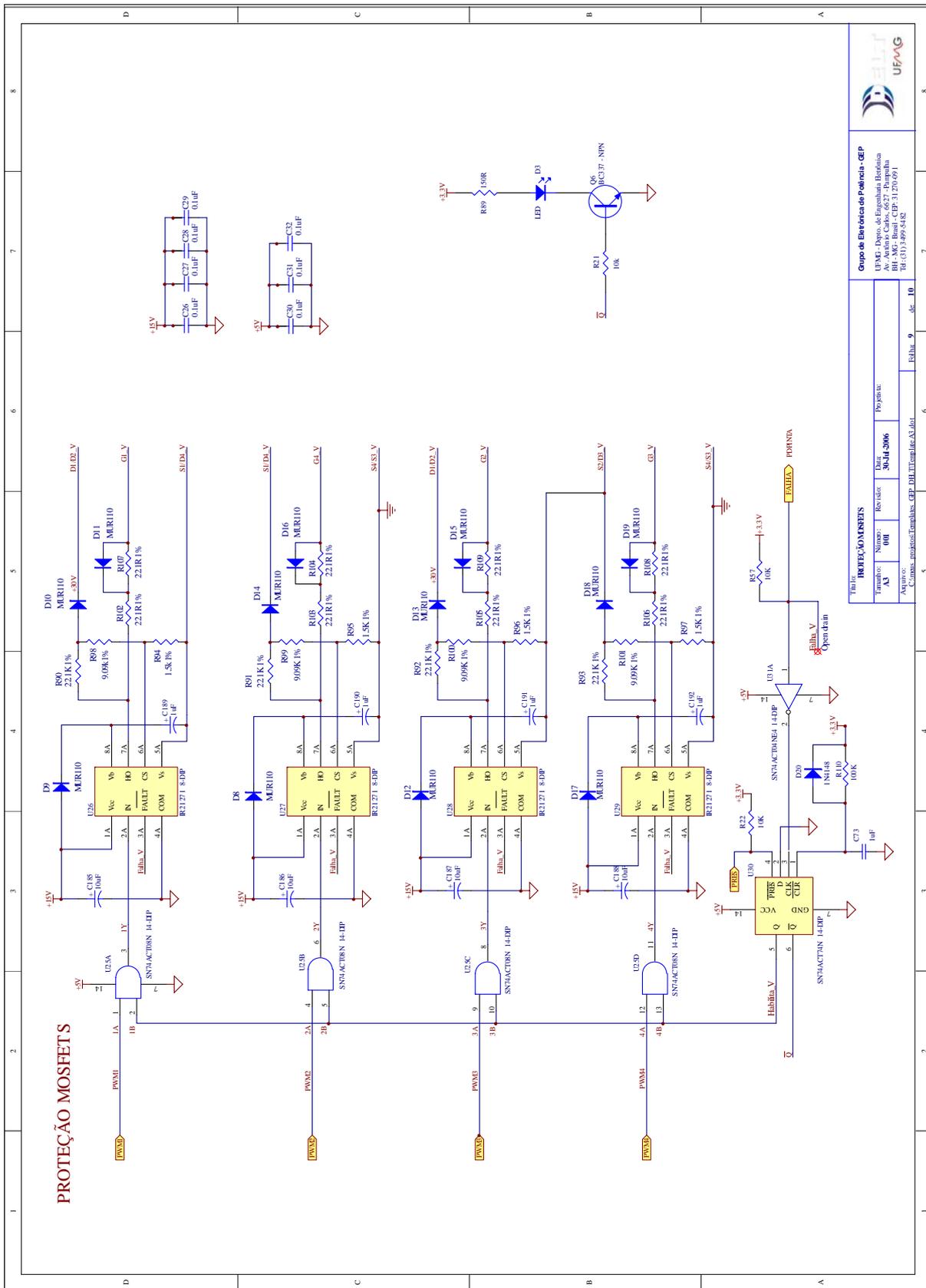


Figura B.8: Circuitos de comando (driver) e proteção dos MOSFETS

APÊNDICE C

FOTOS DO PROTÓTIPO



Figura C.1: Visão geral da montagem do protótipo.

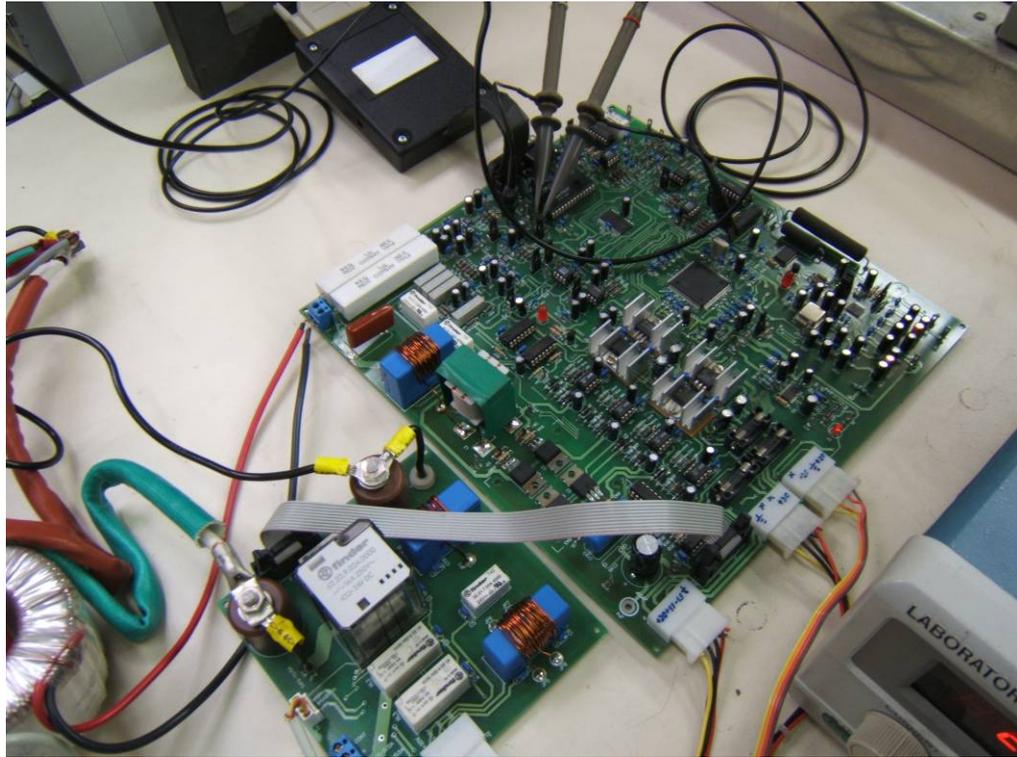


Figura C.2: Visão das placas desenvolvidas para a fonte de corrente senoidal.

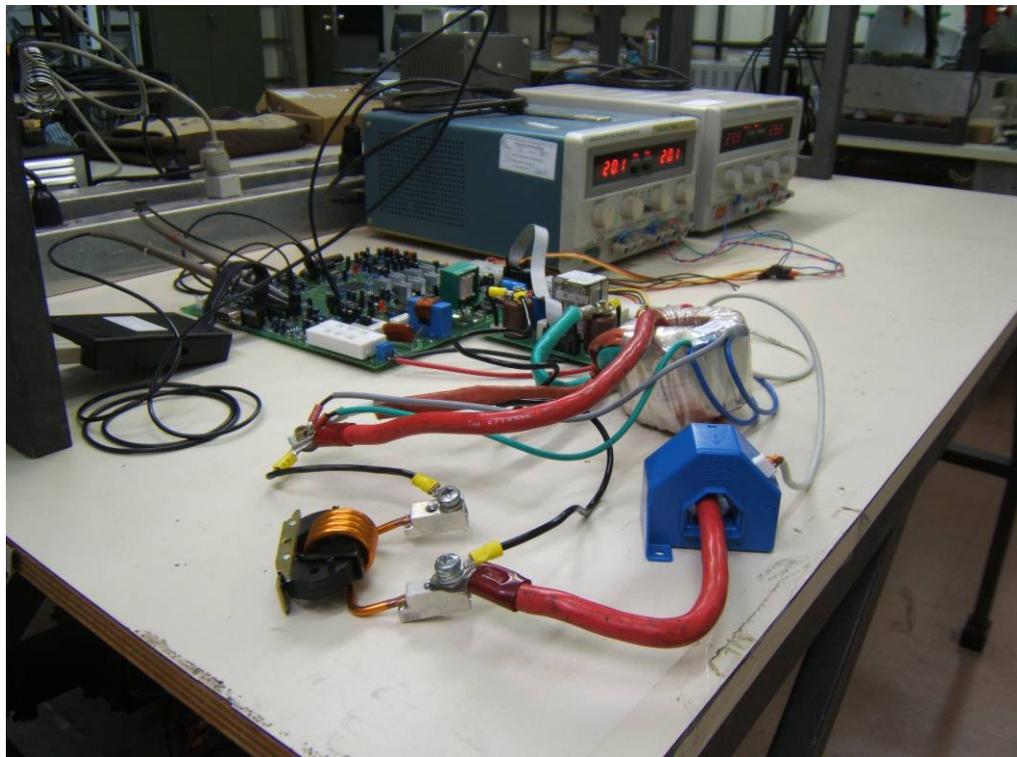


Figura C.3: Visão da carga conectada aos terminais da fonte, transformador de isolação e sensor de corrente por efeito Hall LA 205-S.