

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

Telles Brunelli Lazzarin

PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO

Florianópolis

2010

Telles Brunelli Lazzarin

PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO

Tese submetida ao Programa de
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica da Universidade
Federal de Santa Catarina para a
obtenção do Grau de Doutor em
Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Ing. Ivo
Barbi

Florianópolis

2010

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

L432p Lazzarin, Telles Brunelli
Paralelismo de inversores de tensão [tese] / Telles
Brunelli Lazzarin ; orientador, Ivo Barbi. - Florianópolis,
SC : 2010.
341 p.: il., grafs., tabs.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia elétrica. 2. Paralelismo. 3. Inversores
elétricos. 4. Estratégia de controle. I. Barbi, Ivo. II.
Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU 621.3

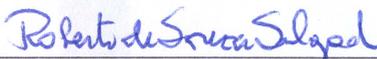
Telles Brunelli Lazzarin

PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO

‘Esta Tese foi julgada adequada para a obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

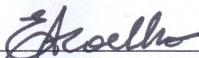


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador



Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



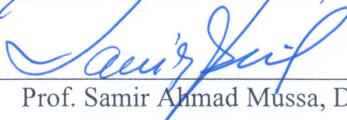
Prof. Ernane Antônio Alves Coelho, Dr.



Prof. Marcello Mezaroba, Dr.



Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. Sc.



Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.

À Helen Simone Chiaranda.

Você é a estrutura que me segura durante as dificuldades, os fracassos e as derrotas e que me empurra para as vitórias, as conquistas e o sucesso.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela saúde, força e determinação que me proporcionou neste árduo período do doutorado.

Ao meu orientador, professor Doutor Ivo Barbi, que participou ativamente dessa pesquisa. O sucesso desta Tese está diretamente relacionado ao seu conhecimento, sua disciplina, organização, liderança e a sua maneira de orientar a pesquisa. O professor Doutor Ivo Barbi é um profissional exemplar, do qual me sinto honrado por tê-lo tido como orientador.

Ao relator da Tese, professor Doutor Ernane Antônio Alves Coelho, e aos membros das bancas examinadoras de Qualificação e Tese que se dedicaram à análise deste trabalho e fizeram sugestões importantíssimas para sua conclusão.

Aos Engenheiros Guilherme Bauer, Franksley Paganini, Breno Peixoto e Rodrigo da Silva pelo esforço e dedicação na participação da pesquisa. São profissionais de excelência que alcançarão muitas conquistas em suas carreiras.

À empresa CM Comandos Lineares, pela participação técnica na pesquisa.

Aos professores, à equipe técnica e aos colegas do INEP. Além do convívio profissional, formei grandes amigos no INEP.

À Universidade Federal de Santa Catarina e ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica pela oportunidade de estudar numa universidade pública, gratuita e de excelente qualidade.

A minha família, especialmente a minha mãe, meu pai (*in memorian*) e minha irmã pelo apoio.

Em especial, a minha noiva Simone, pelo companheirismo.

E finalizo agradecendo novamente a Deus pela oportunidade de viver tudo isto!

Muito Obrigado!

*“A adversidade desperta em nós
capacidades que, em circunstâncias
favoráveis, teriam ficado adormecidas”*

Horácio

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO

Telles Brunelli Lazzarin

Junho de 2010.

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Paralelismo, Inversores de Tensão, Estratégia de Controle, UPS.

Número de páginas: 341.

RESUMO: Este documento apresenta um estudo teórico e experimental de uma estratégia de controle para a conexão em paralelo de inversores de tensão (VSI) monofásicos e trifásicos, tendo em vista a aplicação em UPS. Cada inversor que compõe o paralelismo é formado por um conversor CC-CA com filtro LC de saída. O sistema de controle de cada inversor é composto por duas malhas principais. A primeira (controle do paralelismo) utiliza a realimentação da corrente no indutor do filtro de saída para modificar a tensão de entrada deste mesmo filtro e, assim, controlar o fluxo de potência de cada um dos inversores para a carga. Adicionalmente, a segunda malha (controle de tensão) realiza o controle da tensão de saída do filtro LC, que coincide com a tensão de saída dos VSI. Devido ao fato de apenas variáveis internas serem empregadas para realizar o controle de cada inversor, tais conversores tem funcionamento independente uns dos outros. Além disso, a conexão (ou desconexão) dos inversores é feita diretamente em paralelo, sem impedância de conexão, podendo ocorrer em qualquer ponto de operação do sistema. A estratégia de controle empregada garante a divisão adequada da corrente de carga entre os inversores, além de evitar a circulação de corrente entre eles, seja em regime transitório ou permanente. A estratégia de controle foi comprovada experimentalmente no paralelismo de 3 VSI monofásicos de 5 kVA, utilizando controle analógico, e no paralelismo de 2 VSI trifásicos de 5 kVA, empregando controle digital e em base $\alpha\beta$.

Abstract of the thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

PARALLEL OPERATION OF VOLTAGE SOURCE INVERTERS

Telles Brunelli Lazzarin

June 2010.

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Parallel Operation, Voltage Source Inverter, Control Strategy, UPS

Number of pages: 341.

ABSTRACT: This work presents a theoretical and experimental study of a control strategy for a parallel operation of single-phase and three-phase voltage source inverters (VSI), to be applied to UPS. Each inverter that takes part in the parallelism is composed of a CC-AC converter with an output LC filter. The control system of each inverter consists of two main loops. The first (parallelism control) employs the feedback of the inductor current from output filter to modify the input voltage of the same filter and, therefore, to control the power flow of each inverter to the load. Additionally, the second loop (voltage control) is responsible for controlling the output voltage of the LC filter, which coincides with the output voltage of the VSI. Due to the fact that only internal variables are employed to control each inverter, such converters operate independently from each other. Furthermore, the connection (or disconnection) of inverters into parallel arrangement is done directly, without connection impedance, and it can occur at any operation point of the system. The proposed control strategy ensures the proper sharing of the load current and avoids current circulation among the inverters during transient and steady-state. The control strategy was verified experimentally in two versions: the first one demonstrates the parallel operation of three 5 kVA single-phase VSI, using an analog control, and the second one demonstrates the parallel operation of two 5 kVA three-phase VSI, employing digital control in $\alpha\beta 0$ coordinates.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Estrutura tradicional de um inversor de tensão (VSI).....	2
Figura 2.1 – (a) Gerador alimentando uma carga. (b) Fluxo de potência ativa e reativa entre duas barras.	10
Figura 2.2 – Dois inversores de tensão em paralelo alimentando uma carga.	11
Figura 2.3 – Modelo simplificado de dois inversores em paralelo alimentando uma carga.	11
Figura 2.4 – Modelo simplificado de dois inversores em paralelo sem carga.	12
Figura 2.5 – Modelo simplificado de dois inversores em paralelo alimentando uma carga considerando as resistências dos indutores.....	13
Figura 2.6 – Modelo simplificado de dois inversores em paralelo sem carga considerando as resistências dos indutores.....	14
Figura 2.7 – Variação dos termos das equações de fluxo de potência dos inversores em função da resistência dos indutores.....	16
Figura 2.8 – Correntes e potências com inversores idênticos.	17
Figura 2.9 – Correntes e potências com inversores idênticos.	19
Figura 2.10 – Correntes e potências com variação de 10% no filtro LC do inversor.....	19
Figura 2.11 – Correntes e potências com variação de 10% na tensão CC de alimentação.	19
Figura 2.12 – Correntes e potências com variação de 1% no sensor de tensão.	20
Figura 2.13 – Correntes e potências com variação de 2% na amplitude da referência de tensão.....	20
Figura 2.14 – Correntes e potências com variação de 1° grau na fase da referência de tensão.....	20
Figura 2.15 – Correntes e potências com variação de 10% nos componentes do compensador de tensão.....	21
Figura 2.16 – Correntes e potências com variação de 10% nos componentes do compensador de tensão e os inversores sem carga.	21
Figura 2.17 – Circuito de potência de dois inversores conectados em paralelo através de indutores de conexão.	24
Figura 2.18 – Diagrama de blocos do controle mestre-escravo ([34] e [38] modificado).	25
Figura 2.19 – Diagrama de blocos do controle central ([54] modificado). .	27
Figura 2.20 – Controle do paralelismo de inversores proposto em [61].	29
Figura 2.21 – Diagrama de blocos com a filosofia do controle distribuído.	29
Figura 2.22 – Curva decaimento de frequência.....	31
Figura 2.23 – Curva decaimento de tensão.	31

Figura 2.24 – Controle do paralelismo de inversores proposto em [71].	34
Figura 2.25 – Controle de potência para o paralelismo de inversores, proposto por [77].	35
Figura 2.26 – Controle do paralelismo considerando a impedância virtual proposto por [79].	36
Figura 2.27 – Diagrama de blocos do controle sem conexão.	37
Figura 3.1 – Estrutura de potência do inversor monofásico de tensão.	42
Figura 3.2 – Estrutura do controle proposta para o paralelismo dos VSI monofásicos (proposta publicada em [27], [28] e [29]).	44
Figura 3.3 – Segunda proposta de controle da corrente média do primário do transformador.	47
Figura 3.4 – Diagrama de blocos da proposta de controle do VSI.	49
Figura 3.5 – Circuito equivalente do inversor.	51
Figura 3.6 – Circuito equivalente do inversor representando o transformador.	51
Figura 3.7 – Diagrama de blocos do inversor [70].	53
Figura 3.8 – Comparação entre as simulações do circuito do inversor e da função de transferência (3.16) que descreve a corrente do indutor.	54
Figura 3.9 – Diagrama de blocos da malha de corrente do indutor L_F .	55
Figura 3.10 – Modelo do inversor para a malha de tensão.	55
Figura 3.11 – Diagrama de blocos com as malhas de tensão e corrente.	56
Figura 3.12 – Diagrama de blocos representando a FTMF da malha de corrente.	56
Figura 3.13 – Diagrama de blocos da malha de tensão.	57
Figura 3.14 – Circuito elétrico que representa a impedância virtual criada pela realimentação de corrente.	60
Figura 3.15 – Comparação entre as simulação da função de transferência da malha de tensão e do circuito do inversor.	61
Figura 3.16 – Comparação entre as simulações do inversor com controle de corrente e com uma impedância equivalente em série com o indutor.	62
Figura 3.17 – Simulações do inversor com e sem a malha de corrente, na situação com carga nominal.	63
Figura 3.18 – Simulações do inversor com e sem a malha de corrente, na situação com baixa carga.	63
Figura 3.19 – Módulo do diagrama de Bode.	64
Figura 3.20 – Fase do diagrama de Bode.	64
Figura 3.21 – Circuito equivalente do inversor para a malha de corrente média do transformador.	66
Figura 3.22 – Circuito equivalente do transformador para a corrente de magnetização.	67

Figura 3.23 – Comparação entre as simulações da função de transferência da malha de corrente média e do circuito equivalente do inversor para o nível CC.....	69
Figura 3.24 – Circuito de controle do inversor de tensão.....	70
Figura 3.25 – Diagrama de blocos do inversor.	71
Figura 3.26 – Diagrama de blocos do inversor representando a corrente do primário do transformador.	71
Figura 3.27 – Diagrama de blocos do inversor para a corrente do primário do transformador.	72
Figura 3.28 – V_o com o circuito da Figura 3.24, modelo da Figura 3.26 e modelo da Figura 3.27, para V_{ref} senoidal.	73
Figura 3.29 – I_p com o circuito da Figura 3.24, modelo da Figura 3.26 e modelo da Figura 3.27, para V_{ref} senoidal.	73
Figura 3.30 – V_o com o circuito da Figura 3.24, modelo da Figura 3.26 e modelo da Figura 3.27, para um degrau em $V_{off-set}$	74
Figura 3.31 – I_p com o circuito da Figura 3.24, modelo da Figura 3.26 e modelo da Figura 3.27, para um degrau em $V_{off-set}$	74
Figura 3.32 – Diagrama de blocos do inversor para a corrente do primário do transformador.	75
Figura 3.33 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente média do primário do transformador.	77
Figura 3.34 – Módulo do diagrama de Bode de G_{ICC} e G_{ICCs}	78
Figura 3.35 – Fase do diagrama de Bode de G_{ICC} e G_{ICCs}	78
Figura 3.36 – Simulação de G_{ICC} , G_{ICCs} e circuito elétrico no instante do degrau.....	79
Figura 3.37 – Simulação de G_{ICC} , G_{ICCs} e circuito elétrico durante todo o transitório.	79
Figura 3.38 – Diagrama de blocos da malha de controle.	80
Figura 3.39 – Circuito elétrico do compensador PID simétrico.	81
Figura 3.40 – Diagrama de blocos da malha de corrente média.....	84
Figura 3.41 – Exemplo da resposta em frequência do módulo de uma planta para a corrente média.	84
Figura 3.42 – Circuito elétrico do compensador proporcional e FPB da malha de corrente média.	85
Figura 4.1 – Representação dos circuitos de controle e potência do inversor.	90
Figura 4.2 – Circuito equivalente de potência de um inversor	91
Figura 4.3 – Circuitos de potência e controle do inversor em regime permanente na frequência ω_s	91
Figura 4.4 – Comportamento dos circuitos do inversor em regime permanente na frequência ω_s	92
Figura 4.5 – Representação dos circuitos de potência e controle de dois inversores em paralelo.....	96

Figura 4.6 – Representação, em regime permanente, dos circuitos dos dois inversores em paralelo (estudo publicado em [29]).	97
Figura 4.7 – Circuito equivalente de potência para dois inversores em paralelo.	98
Figura 4.8 – Módulo da tensão de saída com carga.	103
Figura 4.9 – Módulo das correntes I_{LF1} e I_{LF2} com carga.	103
Figura 4.10 – Módulo da tensão V_{AB} com carga.	103
Figura 4.11 – Fase da tensão V_{AB} com carga.	103
Figura 4.12 – Fluxo de potência ativa dos inversores para o barramento de conexão, com carga.	103
Figura 4.13 – Fluxo de potência reativa dos inversores para o barramento de conexão, com carga.	103
Figura 4.14 – Fluxo de potência ativa entre os inversores com carga.	104
Figura 4.15 – Fluxo de potência reativa entre os inversores com carga.	104
Figura 4.16 – Módulo da tensão de saída sem carga.	105
Figura 4.17 – Fase da tensão de saída sem carga.	105
Figura 4.18 – Módulo das correntes I_{LF1} e I_{LF2} sem carga.	106
Figura 4.19 – Fase das correntes I_{LF1} e I_{LF2} sem carga.	106
Figura 4.20 – Módulo da tensão V_{AB} sem carga.	106
Figura 4.21 – Fase da tensão V_{AB} sem carga.	106
Figura 4.22 – Fluxo de potência ativa dos inversores para o barramento o barramento de conexão.	107
Figura 4.23 – Fluxo de potência reativa dos inversores para o barramento de conexão.	107
Figura 4.24 – Fluxo de potência ativa entre os inversores.	107
Figura 4.25 – Fluxo de potência reativa entre os inversores.	107
Figura 4.26 – Módulo da tensão de saída com carga.	109
Figura 4.27 – Fase da tensão de saída com carga.	109
Figura 4.28 – Módulo das correntes I_{LF1} e I_{LF2} com carga.	109
Figura 4.29 – Fase das correntes I_{LF1} e I_{LF2} com carga.	109
Figura 4.30 – Módulo da tensão V_{AB} com carga.	109
Figura 4.31 – Fase da tensão V_{AB} com carga.	109
Figura 4.32 – Fluxo de potência ativa dos inversores para o barramento de conexão.	110
Figura 4.33 – Fluxo de potência reativa dos inversores para o barramento de conexão.	110
Figura 4.34 – Fluxo de potência ativa entre os inversores.	110
Figura 4.35 – Fluxo de potência reativa entre os inversores.	110
Figura 4.36 – Módulo da tensão de saída em função da carga.	111
Figura 4.37 – Fase da tensão de saída em função da carga.	111
Figura 4.38 – Diagrama de blocos da malha de corrente do indutor L_F .	112
Figura 5.1 – Protótipo com três inversores de tensão monofásicos em paralelo.	116

Figura 5.2 – Tensão V_0 com carga e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).....	119
Figura 5.3 – Tensão V_0 com carga e com o controle do paralelismo habilitado ($K_{IL}=0,015$).....	119
Figura 5.4 – Correntes I_{LF1} e I_{LF2} e a tensão V_0 , com carga e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).	121
Figura 5.5 – Correntes I_{LF1} e I_{LF2} e a tensão V_0 , com carga e com o controle do paralelismo habilitado ($K_{IL}=0,015$).	121
Figura 5.6 – Potências ativas fornecida pelos inversores, com carga no sistema e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).	121
Figura 5.7 – Potências ativas fornecida pelos inversores, com carga no sistema e com o controle do paralelismo habilitado ($K_{IL}=0,015$).	122
Figura 5.8 – Potências reativas fornecida pelos inversores, com carga no sistema e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).	122
Figura 5.9 – Potências reativas fornecida pelos inversores, com carga no sistema e com o controle do paralelismo habilitado ($K_{IL}=0,015$).	122
Figura 5.10 –. Sinais de controle do inversor 1 com controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).....	123
Figura 5.11 – Sinais de controle do inversor 1 com controle do paralelismo habilitado ($K_{IL}=0,015$).	123
Figura 5.12 –. Correntes I_{LF1} e I_{LF2} e a tensão V_0 , sem carga e controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).	124
Figura 5.13 – Correntes I_{LF1} e I_{LF2} e a tensão V_0 , sem carga e controle do paralelismo habilitado ($K_{IL}=0,015$).	125
Figura 5.14 –. Potências ativas fornecida pelos inversores, sem carga no sistema e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).	125
Figura 5.15 – Potências ativas fornecida pelos inversores, sem carga no sistema e com o controle do paralelismo habilitado ($K_{IL}=0,015$).	125
Figura 5.16 –. Potências reativas fornecida pelos inversores, sem carga no sistema e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).	126
Figura 5.17 – Potências reativas fornecida pelos inversores, sem carga no sistema e com o controle do paralelismo habilitado ($K_{IL}=0,015$).	126
Figura 5.18 – Tensão V_0 com carga não-linear.	128
Figura 5.19 – Correntes I_{LF1} e I_{LF2} e tensão V_0 , com carga não-linear.....	128

Figura 5.20 – Potências ativas fornecida pelos inversores com carga não-linear.....	128
Figura 5.21 – Sinais de controle do inversor 1 com carga não-linear.....	129
Figura 5.22 – Sinais de controle inversor 2 com carga não-linear.	129
Figura 5.23 – Tensão V_0 de saída com carga indutiva.	130
Figura 5.24 – Correntes I_{LF1} e I_{LF2} e tensão V_0 , com carga indutiva.	131
Figura 5.25 – Potências ativas fornecida pelos inversores com carga indutiva.....	131
Figura 5.26 – Potências reativas fornecida pelos inversores com carga indutiva.....	131
Figura 5.27 – Tensão V_0 de saída.	133
Figura 5.28 – Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} e tensão V_0 , com o sistema sem carga e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$)...	133
Figura 5.29 – Potências ativas fornecida pelos três inversores, sem carga e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).....	133
Figura 5.30 – Potências reativas fornecida pelos três inversores, sem carga e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).....	134
Figura 5.31 – Tensão V_0 de saída	135
Figura 5.32 – Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} e tensão V_0 , com o sistema sem carga e com o controle do paralelismo habilitado.	135
Figura 5.33 – Potências ativas fornecida pelos três inversores, sem carga e com o controle do paralelismo habilitado.....	135
Figura 5.34 – Potências reativas fornecida pelos três inversores, sem carga e com o controle do paralelismo habilitado.....	136
Figura 5.35 – Tensão V_0 de saída.	136
Figura 5.36 – Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} e tensão V_0 , com carga resistiva. .	137
Figura 5.37 – Potências ativas fornecida pelos três inversores, com carga resistiva.....	138
Figura 5.38 – Potências reativas fornecida pelos três inversores, com carga resistiva.....	138
Figura 5.39 – Sinais de controle do inversor 1.	138
Figura 5.40 – Sinais V_{cp} de controle dos 3 inversores.	139
Figura 5.41 – Tensão V_0 de saída.	140
Figura 5.42 – Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} e tensão V_0 , com carga não-linear.	140
Figura 5.43 – Potências ativas fornecida pelos três inversores, com carga não-linear.....	140
Figura 5.44 – Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e 3 I_{LF3} durante a conexão do inversor 1, com carga resistiva no sistema.	141
Figura 5.45 – Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e 3 I_{LF3} durante a desconexão do inversor 1, com carga não-linear no sistema.	141
Figura 5.46 – Tensão de saída V_0 durante a conexão do inversor 1, com carga resistiva no sistema.	142

Figura 5.47 – Tensão de saída V_0 durante a desconexão do inversor 1, com carga não-linear.	142
Figura 5.48 – Sinais de controle do inversor 2 durante a conexão do inversor 1, com carga resistiva no sistema.	143
Figura 5.49 – Sinais de controle inversor 2 durante a desconexão do inversor 1, com carga não-linear no sistema.	143
Figura 5.50 – Correntes I_{LF2} e I_{LF3} com dois inversores em paralelo de potências nominais diferentes, com carga resistiva.	145
Figura 5.51 – Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} com três inversores em paralelo, dois de mesma potência nominal e um de potência nominal diferente, com carga não-linear.	145
Figura 5.52 – Potência ativa fornecida pelos dois inversores em paralelo de potências nominais diferentes, com carga resistiva.	145
Figura 5.53 – Potência ativa fornecida pelos três inversores em paralelo, dois de mesma potência nominais e um de potência nominais diferente, com carga não-linear.	146
Figura 5.54 – Potência reativa fornecida pelos dois inversores em paralelo de potências nominais diferentes, com carga resistiva.	146
Figura 5.55 – Tensão de saída V_0 , tensão de controle de corrente média $V_{off-set}$ e corrente do primário do transformador I_p durante a inicialização do inversor.	147
Figura 5.56 – Diagrama elétrico do protótipo com três inversores de tensão monofásicos de 5 kVA em paralelo.	148
Figura 5.57 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} e I_{LF2} , com carga resistiva.	149
Figura 5.58 – Tensão V_0 e a corrente I_o da carga resistiva.	150
Figura 5.59 – Sinais de controle do inversor 2 com carga resistiva.	150
Figura 5.60 – Sinais de controle do inversor 2 com carga não-linear.	151
Figura 5.61 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} e I_{LF2} , com carga não-linear.	152
Figura 5.62 – Tensão V_0 e a corrente I_o da carga não-linear.	152
Figura 5.63 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} e I_{LF2} , sem carga.	153
Figura 5.64 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} e I_{LF2} , com carga indutiva (FP = 0,86 indutivo).	154
Figura 5.65 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} , com carga resistiva.	155
Figura 5.66 – Tensão V_0 e a corrente I_o da carga resistiva.	155
Figura 5.67 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} , com carga não-linear.	156
Figura 5.68 – Tensão V_0 e a corrente I_o da carga não-linear.	156
Figura 5.69 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} , com o sistema sem carga.	157
Figura 5.70 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} durante a conexão do inversor 1, com carga resistiva.	159

Figura 5.71 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} durante a desconexão do inversor 1, com carga resistiva.	159
Figura 5.72 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} durante a conexão do inversor 1, com carga não-linear.	160
Figura 5.73 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} durante a desconexão do inversor 1, com carga não-linear.	160
Figura 5.74 – Sinais de controle do inversor 2 durante desconexão do inversor 1 com carga resistiva.	161
Figura 5.75 – Sinais de controle do inversor 2 durante conexão do inversor 1 com carga não-linear.	161
Figura 5.76 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF2} e I_{LF3} com dois inversores em paralelo de potências nominais diferentes e com carga resistiva.	162
Figura 5.77 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} com três inversores em paralelo de potências nominais diferentes, com carga não-linear.	163
Figura 5.78 – Correntes em três inversores em paralelo com carga resistiva.	164
Figura 5.79 – Porcentagem de corrente em três inversores em paralelo com carga resistiva.	164
Figura 5.80 – Porcentagem de corrente em três inversores em paralelo com carga não-linear.	165
Figura 5.81 – Porcentagem de corrente em três inversores em paralelo com carga indutiva.	165
Figura 5.82 – Potência aparente nos 3 inversores em paralelo com carga resistiva.	166
Figura 5.83 – Porcentagem de potência aparente nos 3 inversores em paralelo com carga resistiva.	166
Figura 5.84 – Porcentagem de potência aparente nos 3 inversores em paralelo com carga não-linear.	166
Figura 5.85 – Porcentagem de potência aparente nos 3 inversores em paralelo com carga indutiva.	167
Figura 5.86 – Regulação de tensão para 3 inversores em paralelo.	168
Figura 5.87 – Regulação de tensão em porcentagem para 3 inversores em paralelo.	168
Figura 5.88 – THD de tensão para 2 inversores em paralelo.	169
Figura 5.89 – THD de tensão para 3 inversores em paralelo.	169
Figura 5.90 – Tensão de saída V_o , tensão de controle de corrente média $V_{off-set}$ e corrente do primário do transformador I_p durante a inicialização do inversor.	170
Figura 5.91 – Foto de um inversor do protótipo.	171
Figura 5.92 – Foto do protótipo dos três inversores em paralelo.	171

Figura 6.1 – Inversor trifásico de tensão isolado com transformador conectado em delta-estrela	174
Figura 6.2 – Circuito de potência do inversor de tensão trifásico com os sensores do sistema de controle.	177
Figura 6.3 – Diagrama de blocos do circuito de controle proposto em base $\alpha\beta 0$, para o inversor de tensão trifásico.	178
Figura 6.4 – Diagrama de blocos com a estrutura proposta do paralelismo dos inversores trifásicos de tensão.	179
Figura 6.5 – Circuito simplificado de potência do inversor de tensão trifásico.....	182
Figura 6.6 – Representação por fase da saída do inversor tensão trifásico.	184
Figura 6.7 – Comparação da resposta ao degrau entre as funções de transferências e o circuito elétrico, para as componentes ortogonais α e β das correntes dos indutores do inversor.	193
Figura 6.8 – Modelo do controle do paralelismo para as componentes ortogonais α e β	194
Figura 6.9 – Modelo do inversor por fase para a malha de tensão.	195
Figura 6.10 – Diagrama de blocos do modelo do inversor trifásico para as tensões de saída em função dos sinais de controle, em base $\alpha\beta 0$	196
Figura 6.11 – Comparação da resposta ao degrau entre as funções de transferências e o circuito elétrico, para as tensões α e β de saída do inversor.....	198
Figura 6.12 – Comparação da resposta ao degrau entre as funções de transferências e o circuito elétrico, para as tensões α e β de saída do inversor sem desacoplamento.....	199
Figura 6.13 – Diagrama de blocos das malhas de tensão do inversor trifásico, em base $\alpha\beta 0$	200
Figura 6.14 – Modelo do inversor trifásico para as correntes do primário do transformador.	201
Figura 6.15 – Circuito equivalente, por fase, da alimentação do transformador trifásico.	202
Figura 6.16 – Comparação da resposta ao degrau entre as funções de transferências e o circuito elétrico, para as correntes magnetizantes α e β do primário do transformador.	205
Figura 6.17 – Diagrama de blocos das malhas de controle da corrente média do transformador, em base $\alpha\beta 0$	206
Figura 6.18 – Diagrama do circuito de controle do inversor trifásico, fazendo o controle do paralelismo através da realimentação das correntes do primário do transformador.	208
Figura 6.19 – Circuito equivalente do inversor trifásico para as correntes de carga no primário do transformador.	209

Figura 6.20 – Comparação da resposta ao degrau entre as funções de transferências e o circuito elétrico, para as correntes α e β do primário do transformador.....	211
Figura 6.21 – Diagrama de blocos das malhas de tensão do inversor trifásico, em base $\alpha\beta 0$, com o controle do paralelismo realimentando das correntes do primário do transformador.	214
Figura 6.22 – Comparação da resposta ao degrau entre as funções de transferências e o circuito elétrico, para as tensões α e β de saída do inversor trifásico.....	216
Figura 7.1 – Diagrama do controle digital do inversor de tensão trifásico.	221
Figura 7.2 – Sistema com dois inversores trifásicos de tensão conectados em paralelo.	224
Figura 7.3 – Tensões V_R , V_S e V_T sem controle do paralelismo.	227
Figura 7.4 – Tensões V_R , V_S e V_T com controle do paralelismo.....	227
Figura 7.5 – Tensão ($V_R/20$) e as correntes I_{LFR1} e I_{LFR2} da fase R , sem controle do paralelismo.	228
Figura 7.6 – Tensão ($V_R/20$) e as correntes I_{LFR1} e I_{LFR2} da fase R , com controle do paralelismo.	228
Figura 7.7 – Potência ativa fornecida através da fase R dos inversores 1 e 2, potência da fonte CC do inversor 2, sem controle do paralelismo.	228
Figura 7.8 – Potência ativa fornecida através da fase R dos inversores 1 e 2, potência da fonte CC do inversor 2, com controle do paralelismo.	229
Figura 7.9 – Potência reativa fornecida através da fase R dos inversores 1 e 2, sem controle do paralelismo.	229
Figura 7.10 – Potência reativa fornecida através da fase R dos inversores 1 e 2, com controle do paralelismo.....	229
Figura 7.11 – Sinais de controle das componentes α e β dos dois inversores, sem controle do paralelismo.	230
Figura 7.12 – Sinais de controle das componentes α e β dos dois inversores, com o controle do paralelismo.....	230
Figura 7.13 – Detalhe nos sinais de controle da componente β dos dois inversores, sem controle do paralelismo.....	230
Figura 7.14 – Detalhe nos sinais de controle da componente β dos dois inversores, com controle do paralelismo.	231
Figura 7.15 – Tensões V_R , V_S e V_T e a corrente na carga da fase R , com carga resistiva.....	232
Figura 7.16 – Correntes nos indutores das fases R , S e T dos dois inversores, com carga resistiva.	232
Figura 7.17 – Tensão fase V_R e correntes I_{LFR1} e I_{LFR2} da fase R multiplicadas por 20.....	232

Figura 7.18 – Sinais de controle V_{cva} , V_{cpa} e V_{ia} da componente α do inversor 1.....	233
Figura 7.19 – Diagramas de fase com os sinais em $\alpha\beta$ das referências de tensão, dos controles e das tensões de saída do inversor 1.....	234
Figura 7.20 – Tensões V_R , V_S e V_T e a corrente na carga da fase R , com carga não-linear.	235
Figura 7.21 – Correntes nos indutores da fase R dos dois inversores, com carga não-linear.....	235
Figura 7.22 – Correntes nos indutores da fase T dos dois inversores.....	235
Figura 7.23 – Sinais de controle V_{cva} , V_{cpa} e V_{ia} da componente α do inversor 1.....	236
Figura 7.24 – Tensões V_R , V_S e V_T e a corrente na carga da fase R , com cargas desequilibradas.....	237
Figura 7.25 – Correntes nos indutores da fase R dos dois inversores.	237
Figura 7.26 – Correntes nos indutores da fase S dos dois inversores.....	237
Figura 7.27 – Correntes nos indutores da fase T dos dois inversores.....	238
Figura 7.28 Tensões V_R , V_S e V_T na carga durante a conexão do inversor 2 no paralelismo – sistema com carga resistiva.....	239
Figura 7.29 – Correntes nos indutores das fases R , S , e T dos dois inversores durante a conexão do inversor 2 no paralelismo.	239
Figura 7.30 Tensões V_R , V_S e V_T na carga durante a conexão do inversor 2 no paralelismo – sistema com carga não-linear.....	240
Figura 7.31 – Correntes nos indutores das fases R , S , e T dos dois inversores durante a conexão do inversor 2 no paralelismo.	240
Figura 7.32 Tensões V_R , V_S e V_T com carga resistiva.	241
Figura 7.33 – Correntes nos indutores da fase R , S , e T dos dois inversores com carga resistiva.....	241
Figura 7.34 Tensão, correntes dos indutores dos dois inversores e corrente de carga na fase R , com carga não-linear.	242
Figura 7.35 – Sinais de controle V_{cva} , V_{cpa} e V_{ia} da componente α do inversor 1.....	242
Figura 7.36 – Corrente de linha da fase C do primário do transformador, sem controle de corrente média.....	244
Figura 7.37 – Corrente de linha da fase C do primário do transformador, com controle de corrente média.	244
Figura 7.38 – Sinal do controlador de corrente média da componente α	244
Figura 7.39 – Sinal do controlador de corrente média da componente β	245
Figura 7.40 – Protótipo com dois inversores trifásicos de tensão conectados em paralelo.....	246
Figura 7.41 – Tensão da fase R , correntes da fase R nos dois inversores 1 e na carga, com ganho $K_{IL}=0.025$	247
Figura 7.42 – Tensão da fase R , correntes da fase R nos dois inversores 1 e na carga, com ganho $K_{IL}=0.075$	248

Figura 7.43 – Tensões V_R , V_S e V_T sem carga e a corrente na carga da fase R	249
Figura 7.44 – Tensão, correntes dos indutores dos dois inversores e corrente de carga na fase R , sem carga.	249
Figura 7.45 – Tensões V_R , V_S e V_T e a corrente na carga da fase R	250
Figura 7.46 – Correntes nos indutores das fases R , S e T dos dois inversores.	250
Figura 7.47 – Sinais de controle $V_{cp\alpha}$ e $V_{cp\beta}$ do inversor 1.	251
Figura 7.48 – Diagrama de fase dos sinais de controle $V_{cp\alpha}$ e $V_{cp\beta}$	251
Figura 7.49 – Tensões V_R , V_S e V_T e a corrente na carga da fase R , com carga não-linear.	252
Figura 7.50 – Correntes nos indutores das fases R , S e T dos dois inversores, com carga não-linear.	253
Figura 7.51 – Fase R – Tensão e corrente na carga (V_R e I_R) e as correntes fornecidas pelos dois inversores (I_{LFR1} e I_{LFR2}).	254
Figura 7.52 – Fase S – Tensão e corrente na carga (V_S e I_S) e as correntes fornecidas pelos dois inversores (I_{LFS1} e I_{LFS2}).	254
Figura 7.53 – Fase T – Tensão e corrente na carga (V_T e I_T) e as correntes fornecidas pelos dois inversores (I_{LFT1} e I_{LFT2}).	255
Figura 7.54 – Tensões V_R , V_S e V_T durante a conexão do inversor 1 no paralelismo – sistema sem carga.	256
Figura 7.55 – Tensões V_R , V_S , V_T na carga e a corrente da fase S fornecida pelo inversor 1 durante a sua conexão no paralelismo – sistema com carga resistiva.	256
Figura 7.56 – Tensão e corrente na carga (V_R e I_R) e as correntes fornecidas pelos dois inversores (I_{LFR1} e I_{LFR2}), com carga resistiva, durante a conexão do inversor 1 no paralelismo.	257
Figura 7.57 – Tensão e corrente na carga (V_R e I_R) e as correntes fornecidas pelos dois inversores (I_{LFR1} e I_{LFR2}), com carga não-linear, durante a conexão do inversor 1 no paralelismo.	257
Figura 7.58 – Correntes I_{LFR1} , I_{LFR2} e I_R com valores de K_{IL} diferentes e carga resistiva.	259
Figura 7.59 – Correntes I_{LFR1} , I_{LFR2} e I_R com valores de K_{IL} diferentes e carga não-linear.	259
Figura 7.60 – Tensões das fases V_R , V_S e V_T , corrente de carga na fase R , com carga resistiva.	260
Figura 7.61 – Correntes nos indutores das fases R , S , e T dos dois inversores com carga resistiva.	260
Figura 7.62 – Tensões das fases V_R , V_S e V_T , corrente de carga na fase R , com carga não-linear.	261
Figura 7.63 – Correntes nos indutores das fases R , S , e T dos dois inversores com carga não-linear.	261

Figura 7.64 – Distribuição da corrente de carga da fase R entre os dois inversores, para carga resistiva.....	262
Figura 7.65 – Distribuição da corrente de carga da fase S entre os dois inversores, para carga não-linear.....	263
Figura 7.66 – Regulação estática das tensões de fase dos inversores em paralelo com carga resistiva.....	264
Figura 7.67 – Regulação estática das tensões de fase dos inversores em paralelo com carga não-linear.....	264
Figura 7.68 – THD das tensões de fase dos inversores em paralelo com carga resistiva.....	265
Figura 7.69 – THD das tensões de fase dos inversores em paralelo com carga não-linear.....	265
Figura 7.70 – Tensão da fase R , correntes de magnetização I_{LPA} , I_{LPB} e I_{LPC} , durante a inicialização do inversor.....	267
Figura 7.71 – Foto 1 inversor.....	268
Figura 7.72 – Foto dos dois inversores em paralelo.....	268

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Dados utilizados nas simulações do Capítulo 2.....	18
Tabela 2.2 – Características das estratégias de controle do paralelismo de inversores.	39
Tabela 3.1 – Dados utilizados nas simulações da Seção 3.4.1.	54
Tabela 3.2 – Dados utilizados nas simulações da Seção 3.4.2.	61
Tabela 3.3 – Dados utilizados nas simulações da Seção 3.4.3.	68
Tabela 4.1 – Dados usados na análise em regime permanente do inversor monofásico de 5 kVA.....	101
Tabela 5.1 – Dados dos projetos dos inversores monofásicos de 5 kVA. .	117
Tabela 5.2 – Dados dos projetos dos inversores monofásicos de 2,5 kVA.	117
Tabela 6.1 – Dados utilizados nas simulações do Capítulo 6.....	192
Tabela 7.1 – Dado do projeto dos inversores trifásico de 5 kVA.....	220
Tabela 7.2 – Dados do projeto de controle do inversor trifásico de 5 kVA.	223

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Abr/Sig	Descrição
ADC	Analog-to-Digital Converter
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
FPB	Filtro Passa-Baixa
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
LC	Indutor Capacitor
P	Controlador Proporcional
PIC	Programable Interface Controller
PID	Controlador Proporcional Integral Derivador
PLL	Phase Locked Loop
PWM	Pulse Width Modulation
rms	Valor root mean square (valor quadrático médio) ou valor eficaz.
THD	Taxa de Distorção Harmônica
UPS	Uninterrupted Power Supply
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
VSI	Voltage Source Inverter

CONSTANTES MATEMÁTICAS

Constante	Valor
j	$\sqrt{-1}$
$j\omega$	Operador da Transformada de Fourier
K	Operador da Equação a Diferença
s	Operador da Transformada de Laplace
z	Operador da Transformada Z

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição	Unidade
a_{0Cv}	Constante a_0 do controlador de tensão discreto	-
A_1	Ganho 1 da planta de tensão do inversor	
a_{1CICC}	Constante a_1 do controlador de corrente média discreto	-
a_{1Cv}	Constante a_1 do controlador de tensão discreto	-
A_2	Ganho 2 da planta de tensão do inversor	
a_{2Cv}	Constante a_2 do controlador de tensão discreto	-
b_{0CICC}	Constante b_0 do controlador de corrente média discreto	-
b_{0Cv}	Constante b_0 do controlador de tensão discreto	-
b_{1CICC}	Constante b_1 do controlador de corrente média discreto	-
b_{1Cv}	Constante b_1 do controlador de tensão discreto	-
b_{2Cv}	Constante b_2 do controlador de tensão discreto	-
C_F	Capacitor do filtro LC do inversor	F
C_{FR}	Capacitor do filtro LC do inversor da fase R	F
C_{FS}	Capacitor do filtro LC do inversor da fase S	F
C_{FT}	Capacitor do filtro LC do inversor da fase T	F
C_{fz}	Capacitor do circuito elétrico do compensador de tensão C_v	F
C_i	Capacitor do circuito elétrico do compensador de tensão C_v	F
C_{i2}	Capacitor do circuito elétrico do compensador de tensão C_v	F
C_{iCC}	Controlador da malha de corrente média do primário do transformador	-
C_v	Controlador da malha de tensão	-
C_{vs}	Função de transferência simplificada do	-

	controlador C_v	
d_A	Razão cíclica do braço A do inversor	-
d_B	Razão cíclica do braço B do inversor	-
d_C	Razão cíclica do braço C do inversor	-
d_α	Razão cíclica da componente α	-
d_β	Razão cíclica da componente β	-
E	Amplitude da referência de tensão	V
E	Tensão sobre a indutância de magnetização do transformador	V
E^*	Amplitude inicial da referência de tensão	V
f_{c_iCC}	Frequência de cruzamento da malha de corrente média I_{CC}	Hz
f_{com}	Frequência de comutação dos interruptores	Hz
f_{cv}	Frequência de cruzamento da malha de tensão	Hz
f_m	Função de modulação aplicada no modulador PWM	-
f_{mA}	Função de modulação do braço A do inversor	-
f_{mB}	Função de modulação do braço B do inversor	-
f_{mC}	Função de modulação do braço C do inversor	-
f_o	Frequência de ressonância do inversor	Hz
f_{piCC}	Frequência do pólo do controlador de corrente média C_{iCC}	Hz
f_{rede}	Frequência da tensão de saída do inversor	Hz
f_s	Frequência da tensão de saída do inversor	Hz
$FTMF_i$	Função de transferência de malha fechada da corrente I_{LF} , em relação à V_{cv}	-
f_{VAB}	Frequência da tensão V_{AB} (depende do tipo de modulação)	Hz
G_i	Função de transferência do inversor para a corrente I_{LF} , em relação à V_{cp}	-
G_{iCCs}	Função de transferência simplificada de $G_{iCC}(s)$	-
G_{IL}	Função de transferência do inversor para a corrente I_{LF} , em relação à V_{AB_sec}	-

G_{ILs}	Função de transferência simplificada de $G_{IL}(s)$	-
G_m	Função de transferência do inversor para a corrente I_m , em relação à V_{AB}	-
G_v	Função de transferência do inversor para a tensão de saída, em relação à I_{LF}	-
G_{v2}	Função de transferência do inversor para a tensão de saída, em relação à V_{cv}	-
G_{vs}	Função de transferência simplificada de $G_v(s)$	-
H_1	Função de transferência auxiliar de V_{AB} em relação à V_{cv}	-
H_{1s}	Função de transferência simplificada de $H_1(s)$	-
H_2	Função de transferência auxiliar de V_{AB} em relação à V_{ref}	-
H_{2s}	Função de transferência simplificada de $H_2(s)$	-
H_p	Função de transferência do controlador do paralelismo	-
H_{v1}	Ganho 1 em dB da planta de tensão do inversor	
H_{v2}	Ganho 2 em dB da planta de tensão do inversor	
I_{CC}	Corrente contínua do primário do transformador	A
I_{CF}	Corrente do capacitor C_F	A
I_{CFx}	Corrente do capacitor C_F do inversor “x”	A
I_{LF}	Corrente no indutor L_F do filtro LC do inversor	A
I_{LFR}	Corrente do indutor L_F da fase R	A
I_{LFS}	Corrente do indutor L_F da fase S	A
I_{LFT}	Corrente do indutor L_F da fase T	A
I_{LFx}	Corrente no indutor L_F do inversor “x”	A
I_{LpA}	Corrente da linha A do primário do transformador	A
I_{LpB}	Corrente da linha B do primário do transformador	A
I_{LpC}	Corrente da linha C do primário do transformador	A
$I_{Lp\alpha}$	Componente α das correntes das linhas	A

	do primário do transformador	
$I_{Lp\beta}$	Componente β das correntes das linhas do primário do transformador	A
I_m	Corrente de magnetização do transformador	A
I_{m_ca}	Componente alternada da corrente de magnetização do transformador	A
I_{m_CC}	Componente contínua da corrente de magnetização do transformador	A
I_o	Corrente de carga	A
I_{out}	Corrente da impedância Z_{out} , que é igual à I_{LF}	A
I_p	Corrente do primário do transformador isolador	A
I_R	Corrente de carga da fase R	A
I_S	Corrente de carga da fase S	A
I_s	Corrente do secundário do transformador isolador	A
I_T	Corrente de carga da fase T	A
K_{Cv}	Ganho do controlador de tensão C_v	-
K_{Cv2}	Ganho estático do controlador de tensão C_v	-
Ke_{Gv2}	Ganho do estático da função de transferência G_{v2}	-
Ke_{H2s}	Ganho estático da função de transferência H_{2s}	-
K_I	Ganho da realimentação de corrente no circuito de potência do inversor	-
K_{iCC}	Ganho do controlador de corrente média C_{iCC}	-
K_{iCC_dB}	Ganho em dB do controlador de corrente média C_{iCC}	-
K_{IL}	Ganho da realimentação da corrente I_{LF}	Ω
K_{ILx}	Ganho K_{IL} do inversor “x”	-
$K_{IL\alpha}$	Ganho da realimentação da corrente $I_{LF\alpha}$	Ω
$K_{IL\beta}$	Ganho da realimentação da corrente $I_{LF\beta}$	Ω
K_{inv}	Ganho estático do inversor	-
K_{invp}	Ganho do inversor sem o transformador, entre o sinal V_{cp} e a tensão V_{AB} .	-
K_{invx}	Ganho K_{inv} do inversor “x”	-

k_ϕ	Constante de defasagem	-
K_p	Constante de decaimento da frequência da tensão de saída do inversor	-
K_q	Constante de decaimento do módulo da tensão de saída do inversor	-
K_v	Ganho do sensor de tensão	-
K_{vx}	Ganho K_v do inversor “x”	-
L_d	Indutância de dispersão dos enrolamentos do transformador	H
L_F	Indutor do filtro LC do inversor	H
L_{FR}	Indutor do filtro LC do inversor da fase R	H
L_{FS}	Indutor do filtro LC do inversor da fase S	H
L_{FT}	Indutor do filtro LC do inversor da fase T	H
L_m	Indutância de magnetização do transformador	H
n	Relação de transformação do transformador isolador	-
n_{prim}	Número de espiras do primário do transformador	-
P	Potência ativa processada pelo inversor	W
p_{iCC}	Frequência do pólo do controlador de corrente média C_{iCC}	rad/s
p_v	Frequência do pólo do controlador de tensão C_v	rad/s
P_x	Potência ativa processada pelo inversor “x”	W
P_{xy}	Fluxo de potência ativa de “x” para “y”	W
Q	Potência reativa processada pelo inversor	VAr
Q_x	Potência reativa processada pelo inversor “x”	VA
Q_{xy}	Fluxo de potência reativa de “x” para “y”	VAr
r_d	Resistência dos enrolamentos do transformador	Ω
R_d	Resistência dos enrolamentos do transformador	Ω
R_{fz}	Resistor do circuito elétrico compensador de tensão C_v	Ω
R_I	Ganho do controlador implementado da malha de corrente instantânea.	Ω
R_{I1}	Resistor do circuito elétrico	Ω

	compensador de tensão C_v		
R_{i2}	Resistor do circuito elétrico compensador de tensão C_v	Ω	
R_{ip}	Resistor do circuito elétrico compensador de tensão C_v	Ω	
R_{iz}	Resistor do circuito elétrico compensador de tensão C_v	Ω	
R_{LFx}	Resistência do indutor L_F do inversor “x”	Ω	
R_o	Impedância de carga resistiva	Ω	
T_a	Período de amostragem		
T_{IL}	Ganho do transdutor usado na medição de I_{LF}	-	
T_{ILF}	Ganho do transdutor usado na medição das correntes de fase do inversor	-	
T_{ILp}	Ganho do transdutor usado na medição de I_{Lp}	-	
T_V	Ganho do transdutor usado na medição da tensão de saída do inversor	-	
V	Módulo da tensão de saída do inversor	V	
$V'_{cp\alpha}$	Tensão na saída do controlador do paralelismo da componente α desacoplada	V	
$V'_{cp\beta}$	Tensão na saída do controlador do paralelismo da componente β desacoplada	V	
V'_α	Componente α desacoplada das tensões de saída do inversor	V	
V'_β	Componente β desacoplada das tensões de saída do inversor	V	
V_0	Tensão na saída do inversor de tensão	V	
V_{0m}	Tensão V_0 medida	V	
V_A	Tensão de saída do inversor no braço A	V	
V_{AB}	Tensão diferencial na saída do inversor entre os braços A e B	V	
V_{AB_ca}	Componente alternada da tensão V_{AB}	V	
V_{AB_s}	Tensão da fase R no secundário do transformador	V	
V_{AB_sec}	Tensão no secundário do transformador isolador	V	
V_{ABmed}	Tensão quase instantânea de V_{AB}	V	
V_{ABmed_sec}	Tensão quase instantânea do secundário do transformador	V	
V_{ABx}	Tensão V_{AB} do inversor “x”	V	

V_B	Tensão de saída do inversor no braço B	V
V_{BC}	Tensão diferencial na saída do inversor entre os braços B e C	V
V_{BC_s}	Tensão da fase S no secundário do transformador	V
V_C	Tensão de saída do inversor no braço C	V
V_{CA}	Tensão diferencial na saída do inversor entre os braços C e A	V
V_{CA_s}	Tensão da fase T no secundário do transformador	V
V_{cc}	Tensão contínua de alimentação do inversor	V
V_{cp}	Tensão na saída do controlador do paralelismo	V
$V_{cp\alpha}$	Tensão na saída do controlador do paralelismo da componente α	V
$V_{cp\beta}$	Tensão na saída do controlador do paralelismo da componente β	V
V_{cv}	Tensão na saída do controlador de tensão	V
$V_{cv\alpha}$	Tensão na saída do controlador de tensão da componente α	V
$V_{cv\beta}$	Tensão na saída do controlador de tensão da componente β	V
V_i	Sinal da realimentação da corrente I_{LF}	V
$V_{i\alpha}$	Sinal da realimentação da componente α das correntes dos indutores L_F	V
$V_{i\beta}$	Sinal da realimentação da componente β das correntes dos indutores L_F	V
V_{LF}	Tensão do indutor L_F	V
$V_{off-set}$	Tensão na saída do controlador de corrente média	V
$V_{off-set_\alpha}$	Tensão na saída do controlador de corrente média da componente α	V
$V_{off-set_\beta}$	Tensão na saída do controlador de corrente média da componente β	V
V_p	Tensão de pico da portadora triangular do modulador PWM	V
V_R	Tensão de saída do inversor na fase R	V
V_{ref}	Tensão de referência da malha de tensão	V
V_{ref1}	Tensão de referência da malha de tensão da fase R	V

V_{ref2}	Tensão de referência da malha de tensão da fase S	V
V_{ref3}	Tensão de referência da malha de tensão da fase T	V
$V_{ref\alpha}$	Componente α das tensões de referências	V
$V_{ref\alpha_2}$	Tensão de referência da malha de tensão da componente α	V
$V_{ref\beta}$	Componente β das tensões de referências	V
$V_{ref\beta_2}$	Tensão de referência da malha de tensão da componente β	V
V_S	Tensão de saída do inversor na fase S	V
V_T	Tensão de saída do inversor na fase T	V
V_x	Componente fundamental da tensão V_{AB} do inversor “x”	V
V_α	Componente α das tensões de saída do inversor	V
V_β	Componente β das tensões de saída do inversor	V
X_L	Impedância do indutor	Ω
X_{LFx}	Impedância do indutor L_F do inversor “x”	Ω
Z_D	Impedância virtual de saída	-
Z_{LFx}	Impedância do indutor L_F do inversor “x” na frequência f_s	Ω
Z_o	Impedância da carga	Ω
Z_{out}	Impedância equivalente de carga, considerando os capacitores dos inversores	Ω
z_{v1}	Frequência do zero 1 do controlador de tensão C_v	rad/s
z_{v2}	Frequência do zero 2 do controlador de tensão C_v	rad/s
Z_{vx}	Impedância do controlador C_v do inversor “x” na frequência f_s	Ω
\tilde{P}	Variação de potência ativa durante transitórios	W
$\xi_{K_{IL}}$	Amortecimento de $G_{v2}(s)$ devido ao ganho K_{IL}	-
ξ_{R_o}	Amortecimento de $G_{v2}(s)$ devido à carga R_o	-
Φ	Fluxo magnético do transformador	T

\emptyset	Defasagem aplicada da referência de tensão	°
$\Delta\emptyset$	Defasagem introduzida na referência de tensão	°
ε_v	Erro da tensão de saída em relação à tensão de referência	V
θ	Defasagem entre a tensão V_{AB} e V_0	°
θ_{xy}	Ângulo entre as tensões “y” e “x”	°
φ	Defasagem entre a corrente I_{LF} e V_0	°
ω	Frequência angular da tensão de saída do inversor	rad/s
Ω^*	Frequência angular inicial da referência de tensão	rad/s
Ω_0	Frequência angular inicial da tensão de saída do inversor	rad/s
ω_n	Frequência natural de ressonância de $G_{v2}(s)$	rad/s
ω_s	Frequência da tensão de saída do inversor	rad/s

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO GERAL.....	1
1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO	1
1.2. OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DA TESE	4
1.3. ORGANIZAÇÃO DA TESE	8
1.4. CONCLUSÃO.....	8
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	9
2.1. INTRODUÇÃO	9
2.2. ANÁLISE DA CONEXÃO DE INVERSORES DE TENSÃO EM PARALELO 9	
2.2.1. <i>Análise Matemática da Conexão de Inversores de Tensão em Paralelo</i>	10
2.2.2. <i>Ilustração do Problema da Conexão de Inversores de Tensão em Paralelo</i>	17
2.3. TÉCNICAS DE CONTROLE DE PARALELISMO DE INVERSORES TENSÃO	22
2.4. PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO COM INDUTORES DE CONEXÃO	22
2.5. PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO COM CONEXÃO NO CONTROLE.....	24
2.5.1. <i>Controle Mestre-Escravo</i>	24
2.5.2. <i>Controle Central</i>	25
2.5.3. <i>Controle Distribuído</i>	26
2.6. PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO SEM CONEXÃO NO CONTROLE.....	30
2.7. CONCLUSÃO.....	38
3. ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA O PARALELISMO DE INVERSORES MONOFÁSICOS DE TENSÃO	41
3.1. INTRODUÇÃO	41
3.2. INVERSORES MONOFÁSICOS DE TENSÃO.....	41
3.3. PROPOSTA DE CONTROLE PARA O PARALELISMO DE INVERSORES MONOFÁSICOS DE TENSÃO	41
3.3.1. <i>Estratégia de Controle da Tensão de Saída do Inversor de Tensão</i>	45
3.3.2. <i>Estratégia de Controle da Corrente Média no Primário do Transformador</i>	45
3.3.3. <i>Estratégia de Controle do Paralelismo Baseada na Realimentação da Corrente Instantânea do Indutor</i>	47
3.4. MODELO MATEMÁTICO DO INVERSOR MONOFÁSICO DE TENSÃO..	48

3.4.1. <i>Modelo Matemático do Inversor para a Malha de Corrente</i>	48
3.4.2. <i>Modelo Matemático do Inversor para a Malha de Tensão</i>	55
3.4.3. <i>Modelo Matemático do Inversor para a Malha da Corrente Média do Transformador</i>	65
3.5. METODOLOGIA DE PROJETO	79
3.5.1. <i>Metodologia de Projeto do Compensador de Tensão</i>	79
3.5.2. <i>Metodologia de Projeto do Compensador de Corrente Média</i>	83
3.6. CONCLUSÃO	87
4. ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE DOS INVERSORES MONOFÁSICOS CONECTADOS EM PARALELO	89
4.1. INTRODUÇÃO	89
4.2. MODELO EM REGIME PERMANENTE DE UM INVERSOR	90
4.3. MODELO EM REGIME PERMANENTE DE DOIS INVERSORES LIGADOS EM PARALELO	95
4.4. ESTUDO DO PARALELISMO DE DOIS INVERSORES EM FUNÇÃO DO GANHO DA MALHA DE CORRENTE INSTANTÂNEA.	101
4.4.1. <i>Inversores Idênticos com Carga</i>	102
4.4.2. <i>Inversores com Variações Paramétricas e sem Carga</i>	104
4.4.3. <i>Inversores com Variações Paramétricas e com Carga</i>	108
4.5. METODOLOGIA DE PROJETO DO CONTROLADOR DO PARALELISMO	111
4.6. CONCLUSÃO	113
5. PROJETO, SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO PARALELISMO DE INVERSORES MONOFÁSICOS	115
5.1. INTRODUÇÃO	115
5.2. PROJETO	115
5.3. RESULTADO DE SIMULAÇÕES	117
5.3.1. <i>Teste 1 – Comprovação da Estratégia de Controle com Dois Inversores de 5 kVA em Paralelo – Sistema sem Carga e com Carga Resistiva</i>	118
5.3.2. <i>Teste 2 – Paralelismo de Dois Inversores de 5 kVA com Carga Não-Linear</i>	126
5.3.3. <i>Teste 3 – Paralelismo de Dois Inversores de 5 kVA com Carga Indutiva</i>	129
5.3.4. <i>Teste 4 – Comprovação da Estratégia de Controle com Três Inversores de 5 kVA em Paralelo e Sistema sem Carga</i>	132
5.3.5. <i>Teste 5 – Paralelismo de Três Inversores de 5 kVA com Carga Resistiva</i>	136

5.3.6. Teste 6 – Paralelismo de Três Inversores de 5 kVA com Carga Não-Linear.....	139
5.3.7. Teste 7 – Resposta Dinâmica do Sistema.....	139
5.3.8. Teste 8 – Paralelismo de Inversores de Potências Nominais Diferentes.....	143
5.3.9. Teste 9 – Controle da Corrente Média no Primário do Transformador.....	146
5.4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	147
5.4.1. Teste 1– Dois Inversores Conectados em Paralelo com Carga Resistiva.....	149
5.4.2. Teste 2– Dois Inversores Conectados em Paralelo com Carga Não-Linear.....	151
5.4.3. Teste 3– Dois Inversores Conectados em Paralelo sem Carga.....	151
5.4.4. Teste 4– Dois Inversores Conectados em Paralelo com Carga Indutiva.....	153
5.4.5. Teste 5 – Três Inversores Conectados em Paralelo com Carga Resistiva.....	153
5.4.6. Teste 6 – Três Inversores Conectados em Paralelo com Carga Não-Linear.....	154
5.4.7. Teste 7 – Três Inversores Conectados em Paralelo sem Carga.....	157
5.4.8. Teste 8 – Resposta Dinâmica dos Três Inversores Conectados em Paralelo.....	157
5.4.9. Teste 9 – Paralelismo de Inversores de Potências Nominais Diferentes.....	162
5.4.10. Teste 10 – Distribuição de Corrente entre os Inversores.....	163
5.4.11. Teste 11 – Distribuição de Potência Aparente entre os Inversores.....	164
5.4.12. Teste 12 – Regulação Estática da Tensão de Saída.....	167
5.4.13. Teste 13 – Taxa de Distorção Harmônica da Tensão de Saída.....	167
5.4.14. Teste 14 – Controle de corrente média do primário do transformador.....	169
5.4.15. Fotos dos Protótipos.....	170
5.5. CONCLUSÃO.....	172

6. ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA O PARALELISMO DE INVERSORES TRIFÁSICOS DE TENSÃO..... 173

6.1. INTRODUÇÃO.....	173
6.2. INVERSOR TRIFÁSICO DE TENSÃO ISOLADO COM TRANSFORMADOR DE BAIXA FREQUÊNCIA CONECTADO EM DELTA-ESTRELA.....	173

6.3. PROPOSTA DE CONTROLE PARA O PARALELISMO DE INVERSORES TRIFÁSICOS DE TENSÃO.....	175
6.3.1. <i>Estratégia de Controle das Tensões de Saída do Inversor Trifásico</i>	179
6.3.2. <i>Estratégia de Controle da Corrente Média no Primário do Transformador Trifásico</i>	180
6.3.3. <i>Estratégia de Controle do Paralelismo através da Realimentação das Correntes Instantâneas dos Indutores</i>	180
6.4. MODELOS MATEMÁTICOS DO INVERSOR DE TENSÃO TRIFÁSICO .	181
6.4.1. <i>Modelo Matemático do Inversor Trifásico para a Malha de Corrente Instantânea do Indutor</i>	181
6.4.2. <i>Modelo Matemático do Inversor Trifásico para a Malha de Tensão</i>	194
6.4.3. <i>Modelo Matemático do Inversor Trifásico para a Corrente Média do Transformador</i>	200
6.5. IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE DO PARALELISMO ATRAVÉS DA REALIMENTAÇÃO DAS CORRENTES DO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR.	206
6.5.1. <i>Modelo matemático do Inversor para a Corrente de Carga no Primário do Transformador</i>	207
6.5.2. <i>Modelo Matemático do Inversor para as Tensões de Saída em Função das Correntes de Carga no Primário do Transformador</i>	211
6.6. METODOLOGIA DE PROJETO DOS COMPENSADORES.....	215
6.7. ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE DOS INVERSORES TRIFÁSICOS CONECTADOS EM PARALELO	216
6.8. CONCLUSÃO	217
7. PROJETO, SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO PARALELISMO DE INVERSORES TRIFÁSICOS DE TENSÃO.....	219
7.1. INTRODUÇÃO	219
7.2. PROJETO.....	219
7.2.1. <i>Projeto Circuito de Potência</i>	219
7.2.2. <i>Projeto de Controle</i>	220
7.3. RESULTADOS DE SIMULAÇÕES	223
7.3.1. <i>Teste 1 – Comprovação da Estratégia de Controle do Paralelismo – Sistema sem Carga</i>	225
7.3.2. <i>Teste 2 – Sistema com Carga Resistiva</i>	231
7.3.3. <i>Teste 3 – Sistema com Carga Não-Linear</i>	233
7.3.4. <i>Teste 4 – Sistema com Carga Desequilibrada</i>	236
7.3.5. <i>Teste 5 – Resposta Dinâmica do Sistema</i>	238

7.3.6. <i>Teste 6 – Controle do Paralelismo Realimentando as Correntes do Primário do Transformador</i>	240
7.3.7. <i>Teste 7 – Controle da Corrente Média no Primário do Transformador</i>	243
7.4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS	245
7.4.1. <i>Teste 1 – Estudo da Técnica de Controle do Paralelismo</i>	245
7.4.2. <i>Teste 2 – Sistema sem Carga</i>	248
7.4.3. <i>Teste 3 – Sistema com Carga Resistiva</i>	249
7.4.4. <i>Teste 4 – Sistema com Carga Não-Linear</i>	251
7.4.5. <i>Teste 5 – Sistema com Carga Desequilibrada</i>	252
7.4.6. <i>Teste 6 – Resposta Dinâmica do Sistema</i>	254
7.4.7. <i>Teste 7 – Inversores de Potência Nominais Diferentes</i>	258
7.4.8. <i>Teste 8 – Controle do Paralelismo Realimentando as Correntes do Primário do Transformador</i>	258
7.4.9. <i>Teste 9 – Distribuição de Correntes entre os Inversores</i> ..	262
7.4.10. <i>Teste 10 – Qualidade da Tensão de Saída do Paralelismo</i>	262
7.4.11. <i>Teste 11 – Controle de Corrente Média no Primário do Transformador</i>	266
7.4.12. <i>Fotos do Protótipo</i>	267
7.5. CONCLUSÕES	269
8. CONCLUSÕES GERAIS	271
8.1. CONCLUSÕES GERAIS DA TESE.....	271
8.2. RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	273
9. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	275
10. APÊNDICES	287
A. PLANILHA DE PROJETO DO INVERSOR DE TENSÃO.....	287
B. PLANILHA DE ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE DOS INVERSORES EM PARALELO.....	303
C. ESQUEMAS ELÉTRICO DOS CIRCUITOS DE POTÊNCIA E CONTROLE DO INVERSOR MONOFÁSICO DE TENSÃO.....	317
D. CIRCUITO DE SIMULAÇÃO DO PARALELISMO DOS INVERSORES MONOFÁSICOS DE TENSÃO.....	323
E. ESQUEMAS ELÉTRICOS DOS CIRCUITOS DE POTÊNCIA E CONTROLE DO INVERSOR TRIFÁSICO DE TENSÃO.....	327
F. CONTROLE DIGITAL DO INVERSOR TRIFÁSICO DE TENSÃO.....	337

1. INTRODUÇÃO GERAL

1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO

Nos últimos anos, a Eletrônica de Potência vem contribuindo no desenvolvimento de novas tecnologias para o processamento de energia. Está se tornando uma questão comum ter a energia elétrica disponível numa forma e convertê-la em outra para utilizá-la. Como exemplos disto, podem ser citados as fontes renováveis e os bancos de baterias, que disponibilizam tensões em níveis e formas diferentes da rede elétrica, os equipamentos eletroeletrônicos, que usam tensões em níveis e formas diferentes da disponível pela rede elétrica, o acionamento de máquinas, o qual modifica a tensão da rede elétrica (amplitude e frequência) para controlar a máquina e, por fim, os sistemas elétricos, na transmissão de energia em CC e na conversão de frequência. Estas e em outras aplicações atuais, a Eletrônica de Potência está presente com os conversores CA-CC (retificadores), CC-CC (choppers), CC-CA (inversores) e CA-CA (gradadores ou conversores direto de frequência) para processar a energia de maneira adequada, otimizada e segura.

Neste contexto, os conversores CC-CA, também denominados de inversores, são estruturas que alimentam cargas com correntes alternadas (CA) a partir de uma fonte de corrente contínua (CC). A amplitude e frequência da corrente e da tensão alternada disponibilizada na saída dos inversores é definida pelo controle da estrutura. Há aplicações em que a variação de tensão e frequência é interessante, como em acionamentos de motores e em fontes de corrente alternada. Em outras, como em UPS (*Uninterrupted Power Supply*), sistemas conectados a rede elétrica e redes isoladas, é mais interessante obter uma tensão senoidal com amplitude e frequência fixas, porém, com uma regulação criteriosa, que pode ser obtida através dos conversores CC-CA controlados em tensão, denominados na literatura de inversor de tensão (VSI – *Voltage Source Inverter*).

Um inversor de tensão tradicional é formado por um conversor CC-CA, uma estratégia de modulação, um filtro de saída e um sistema de controle, como mostrado na Figura 1.1. As duas estruturas clássicas

usadas no conversor CC-CA são as meia-ponte (*half-bridge*) e ponte completa (*full-bridge*). A modulação mais utilizada é a PWM (*Pulse Width Modulation*) de dois ou três níveis. O conversor CC-CA usando uma modulação PWM pode ser denominado de inversor PWM. Geralmente, o filtro de saída do inversor de tensão é do tipo LC (indutor e capacitor). Por fim, o sistema de controle é formado pela referência de tensão, controlador e a realimentação da tensão regulada. A saída regulada do inversor de tensão é a tensão após o filtro LC, denominada na Figura 1.1 de V_0 . Especificamente para este trabalho, outra tensão importante desta estrutura é a tensão na saída do inversor PWM, também denominada de tensão de entrada do filtro LC, que na Figura 1.1 é sinalizada como V_{AB} . No texto essa tensão será constantemente citada.

Inversor de Tensão (VSI)

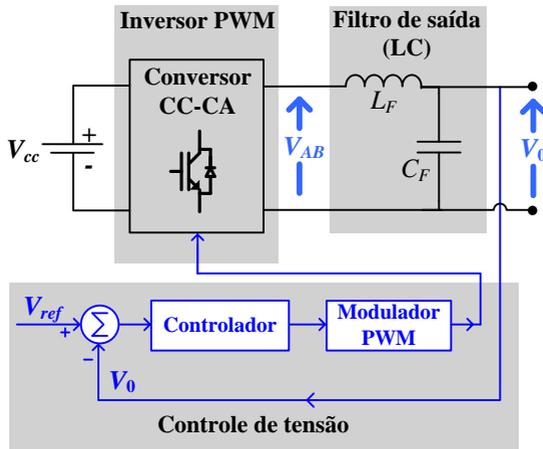


Figura 1.1 – Estrutura tradicional de um inversor de tensão (VSI).

Ao revisar as estratégias de controle dos inversores de tensão, tem-se que as primeiras estratégias regulavam o valor eficaz da tensão de saída, com o objetivo de garantir uma regulação estática adequada. Na literatura, o valor eficaz (valor quadrático médio) de uma variável também é denominado de valor *rms* (*root mean square*). O controle dos inversores que regula o valor eficaz (*rms*) da tensão de saída funciona adequadamente com cargas lineares e é estudado em [1]. Com o surgimento das cargas não-lineares, foram necessárias novas estratégias para melhorar a THD (Taxa de Distorção Harmônica) da tensão CA do inversor. Assim, surgiram as estratégias que utilizam variáveis de valores médios quase instantâneos [2], que são baseadas em realimentar

variáveis instantâneas do inversor. Estas estratégias também são denominadas na literatura de controle instantâneo. Os primeiros trabalhos com controle instantâneo realimentavam duas variáveis (*multi loop controller*), a tensão de saída e uma corrente, que pode ser a do capacitor [3]–[6] ou a do indutor [7]–[8] do filtro LC. Nestas estruturas, a malha de tensão é responsável em regular a tensão de saída e a malha de corrente em melhorar a resposta dinâmica e garantir a estabilidade da planta. Em [9] e [10] é explorado uma solução interessante com o controle instantâneo, que realimenta somente uma variável, a tensão de saída. Seu controle é linear e baseado num compensador do tipo PID. Para melhorar a eficácia do controle instantâneo que realimenta somente a tensão de saída, podem ser adicionados controladores auxiliares em paralelo com o controlador principal. Estes compensadores auxiliares são geralmente controladores repetitivos [11], proporcional ressonante [12] ou de correção de harmônicos [12]. Além disto, com o advento do controle digital, estratégias de controle por variáveis de estado, controle preditivo (*dead-beat control*), controle repetitivo, controle por modos deslizantes e controle adaptativo também são aplicadas em inversores de tensão, todas com bons resultados, mas com a desvantagem da complexidade de implementação [13]–[20].

O estágio de saída de uma UPS é formado por um inversor de tensão. As UPS's geralmente alimentam cargas críticas e sensíveis, que podem ser lineares ou não-lineares e que exigem uma tensão com uma regulação estática adequada e uma baixa THD. Assim, é interessante que nesta aplicação, os inversores de tensão utilizem um controle eficaz como o controle instantâneo. Além disto, uma UPS precisa oferecer uma tensão com alta confiabilidade à carga. Esta confiabilidade pode ser estruturada com UPS's em paralelo. Tal configuração permite obter sistemas redundantes, que mantêm a carga alimentada mesmo com o desligamento de uma UPS, e também obter sistemas que dividem a potência de carga, que é uma opção atraente para grandes potências e o aumento da potência instalada. Entretanto, para oferecer estas características, as UPS's precisam ser modulares e totalmente independentes umas das outras.

Ao se conectar UPS's em paralelo, está se conectando os seus inversores de tensão em paralelo e, o paralelismo de inversores de tensão exige uma estratégia de controle apropriada que garanta: a distribuição adequada da potência da carga entre os inversores; a estabilidade do sistema; a conexão e a desconexão do inversor em qualquer situação de carga (operação também conhecida como *hot-swap*); e que evite a circulação de corrente entre os inversores. A

implementação de uma técnica de controle para essa aplicação se torna mais complexa quando se evita ou se elimina a comunicação entre os inversores em busca de redundância e modularidade. Sem comunicação, os inversores não possuem informações da carga e do ponto de operação dos outras UPS's.

O estudo de técnicas de controle para o paralelismo de inversores de tensão iniciou-se com os alguns trabalhos pioneiros como [21], [34], [46], [57] e [68] e, se estende até os dias atuais, com os últimos trabalhos publicados em [22]–[24]. Em todos estes anos de pesquisas, há uma busca constante por estratégias de controle que garantam a operação adequada dos inversores em paralelo e, ao mesmo tempo, tornem os inversores independentes um dos outros. Isto mantendo um controle eficaz da tensão da carga e a confiabilidade do sistema. Neste contexto, percebe-se que ainda não há uma estratégia de controle consolidada, para o paralelismo de inversores de tensão, que atenda todas as exigências citadas.

As vantagens do paralelismo de inversores de tensão trouxeram o interesse da indústria em utilizar esta estrutura em UPS, inclusive no Brasil [25]–[26]. O interesse industrial é um indicativo da importância desse tema e um incentivo a novas pesquisas, além de aumentar a exigência em termos de confiabilidade, robustez, normas e custos.

Dentro deste panorama, este trabalho de doutorado estuda uma estratégia de controle para o paralelismo de inversores monofásicos e trifásicos de tensão, aplicados a UPS. A oportunidade de poder contribuir com o conhecimento científico através do estudo aprofundado desta estrutura, propondo uma estratégia de controle, metodologias de análise e metodologias de projeto para o paralelismo de inversores de tensão são as grandes motivações para esta pesquisa. Aliado a isto, a oportunidade de poder gerar conhecimento científico e desenvolver tecnologia para a indústria nacional também motiva ainda mais o trabalho.

1.2. OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DA TESE

A definição de uma estratégia de controle para o paralelismo de inversores depende dos objetivos, da aplicação e das características exigidas. Portanto, inicia-se o estudo da Tese definindo as características pretendidas da estratégia de controle, que são:

- Garantir a divisão adequada da corrente ou da potência de carga entre os inversores;
- Evitar a circulação de corrente entre os conversores.

Além disto, a estratégia de controle deve ser elaborada de maneira a criar uma estrutura com os inversores em paralelo com as seguintes características:

- Os inversores deverão ser independentes uns dos outros, ou seja, uma unidade deverá operar em paralelo sem conhecer quantos e qual ponto de operação dos outros inversores e, ainda, conectar ou desconectar do sistema (hot-swap) sem provocar distúrbios na tensão de carga;
- Cada conversor terá seu controlador responsável pelo funcionamento em paralelo (controle descentralizado);
- Os inversores deverão ser controlados em tensão, com controladores individuais;
- Não deverá existir elemento passivo (indutor) entre o inversor e o barramento de conexão, garantindo uma tensão regulada na carga;
- O sistema terá que alimentar cargas lineares e não-lineares;
- O sistema funcionará em paralelo em toda faixa de operação;
- Os inversores deverão apresentar tensões de saída com regulação estática e THD dentro de níveis adequados.

Sendo um dos objetivos que os inversores sejam independentes uns dos outros, torna-se necessário definir o que é independência. Para este trabalho, um inversor é independente quando ele é capaz de operar no paralelismo sem conhecer o número e o ponto de operação dos outros inversores do sistema, ou seja, as unidades não devem enviar ou receber qualquer informação sobre a sua contribuição no fornecimento da potência de carga. Além disto, o inversor tem que ser capaz de conectar ou desconectar do paralelismo em qualquer situação. Portanto, estas manobras precisam ser feitas sem comunicar as outras unidades e sem causar distúrbios na tensão de carga. Neste conceito, o inversor nunca saberá quantas unidades está no paralelismo, qual a contribuição de cada uma na potência de carga e quando novos conversores entrarão ou sairão do sistema.

Neste contexto, a proposta geral desta Tese é contribuir com um estudo sobre o paralelismo de inversores de tensão. O objetivo principal é propor uma nova técnica de controle para o paralelismo de inversores de tensão. Esta técnica deve funcionar em sistemas monofásicos e trifásicos e atender todas as características descritas à cima. Ao apresentar a estratégia de controle, têm-se como objetivos específicos desenvolver o estudo teórico da proposta de controle, definir os modelos matemáticos do inversor para as malhas de controle, obter uma metodologia para estudar o paralelismo dos inversores e, por fim,

apresentar uma metodologia de projeto para os compensadores dos inversores conectados em paralelo.

A estratégia proposta na Tese é estruturada a partir de duas condições: a primeira é que exista uma referência de tensão comum a todos os inversores; e a outra é que os inversores sejam todos controlados em tensão e com controle instantâneo. A referência de tensão comum a todos os conversores não caracteriza uma comunicação e, portanto, uma dependência. Isto porque, o fluxo de dados é apenas num sentido, do barramento da referência de tensão para o inversor. Após ler a referência de tensão, o inversor está apto a operar em paralelo, independente das condições de carga e do número de conversores no sistema. É importante salientar que, para operar em paralelo os inversores das UPS precisam sincronizar suas referências de tensão através de alguma estratégia. Usualmente, isto é feito por um barramento comum, ou sinal de sincronismo, ou pela rede elétrica, ou ainda, pela própria tensão na carga. Essas são formas bem dominadas na literatura para fazer o sincronismo e que podem ser usadas para suprir a condição de referência de tensão igual a todos os inversores. Assim, todos os inversores recebem a mesma referência de tensão e utilizam-na no controle instantâneo da tensão de saída. A partir destas condições, o controle do paralelismo realimenta a corrente do inversor (corrente do indutor) e modifica a tensão de saída do inversor PWM, que é a tensão de entrada do filtro LC, para controlar o fluxo de potência entre o conversor CC-CA e a carga, ou seja, entre a entrada e a saída do filtro LC. Basicamente, a estratégia utiliza o princípio das curvas de decaimento, modificando a tensão na entrada do filtro LC em função da corrente do indutor, para controlar a operação em paralelo dos inversores.

O sistema de controle proposto na Tese para cada inversor é composto por três malhas de controle. Duas são as já citadas, a de tensão e a do paralelismo. Além destas, há uma terceira malha que é responsável em evitar a saturação do transformador isolador usado no inversor. Esta malha será posteriormente apresentada e justificada. O que é necessário enfatizar é que, o inversor de tensão possui três malhas de controle que utilizam somente variáveis internas do conversor para operar adequadamente, inclusive a malha de controle do paralelismo

Desta forma, as principais inovações da estratégia de controle proposta são:

- O controle do paralelismo atuando na tensão de saída do inversor PWM (tensão de entrada do filtro LC). Assim, a

tensão de saída do inversor de tensão (tensão de saída do filtro LC) é regulada somente pela malha de tensão.

- O controle do paralelismo utilizando somente a realimentação da corrente instantânea do indutor (uma variável interna), com o objetivo de modificar a tensão de entrada do filtro LC e, como consequência, controlar o fluxo de potência do inversor.

Baseada nestes dois princípios, a estratégia de controle apresenta as seguintes vantagens:

- O controle do paralelismo é baseado em variáveis instantâneas, o que oferece uma resposta dinâmica adequada aos inversores e garante a qualidade da tensão da carga;
- O controle do paralelismo utiliza somente variáveis internas, o que torna os inversores estruturas independentes. A partir da leitura da referência de tensão eles estão aptos a operar em paralelo, não precisando de informações das outras unidades;
- O controle do paralelismo não modifica a referência de tensão como é feito em técnicas tradicionais. Isto garante que todos os inversores busquem disponibilizar tensões iguais nas suas saídas. Assim, é possível fazer a conexão dos inversores em paralelo sem usar impedâncias de conexão e, portanto, garante-se que a tensão controlada da saída dos inversores seja aplicada diretamente na carga;
- A simplicidade de implementação da estratégia, pois o controle do paralelismo é uma simples realimentação de corrente, que pode ser projetado por circuitos analógicos ou processador numérico.

Neste contexto, a principal contribuição científica da Tese é a estrutura de controle para o paralelismo de inversores monofásicos e trifásicos de tensão. Associado à proposta da estratégia de controle, a Tese contribui com o seu estudo teórico e seu procedimento de projeto. Além disto, também é apresentada uma nova metodologia para analisar os inversores em paralelo, na qual se baseia no comportamento do sistema em regime permanente. Por fim, outra contribuição da Tese é o desenvolvimento tecnológico da estratégia de controle para a aplicação em UPS, com o objetivo de oferecer uma opção para a indústria brasileira.

1.3. ORGANIZAÇÃO DA TESE

O trabalho está dividido em oito capítulos, que abordam o paralelismo de inversores monofásicos e trifásicos de tensão. Inicialmente, tem-se este capítulo 1 que apresenta uma introdução e contextualização da Tese. Em seguida, tem-se o capítulo 2 que faz uma revisão bibliográfica das principais técnicas de controle encontradas na literatura.

Após o capítulo 2, o trabalho de Tese é dividido em duas partes. A primeira, com o estudo do paralelismo de inversores monofásicos de tensão e, a segunda, com o paralelismo de inversores trifásicos de tensão.

O paralelismo de inversores monofásicos de tensão é estudado nos capítulos 3, 4 e 5, com objetivo de validar a estratégia de controle. O capítulo 3 apresenta a estratégia de controle e o seu estudo teórico. No capítulo 4 é proposta uma metodologia para análise dos inversores em paralelo em regime permanente. Por fim, no capítulo 5 são mostrados resultados de simulação e experimentais que validam a estratégia de controle. Os estudos do paralelismo de inversores monofásicos de tensão apresentados nestes três capítulos foram publicados em [27], [28] e [29].

O paralelismo de inversores trifásicos de tensão é explorado nos capítulos 6 e 7, com o objetivo de expandir a aplicação da estratégia de controle para esses inversores. Adicionalmente, o sistema de controle dos inversores trifásicos é realizado em base $\alpha\beta 0$. Assim, o capítulo 6 apresenta o estudo teórico da estratégia de controle e o capítulo 7 comprova com resultados de simulação e experimentais.

Por fim, no capítulo 8 são apresentadas as conclusões desta Tese.

1.4. CONCLUSÃO

Este capítulo apresenta uma introdução sobre o paralelismo de inversores de tensão, iniciando nos inversores de tensão e finalizando no seu paralelismo aplicado em UPS. A intenção do texto é contextualizar o assunto estudado no trabalho. Além disto, são apresentados no capítulo os objetivos e as contribuições da Tese, com o propósito de situar a Tese no meio científico e tecnológico. Por fim, o texto mostra a estrutura do trabalho, com objetivo de oferecer ao leitor uma visualização de toda a Tese.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1. INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica sobre o paralelismo de inversores de tensão. Inicialmente, estuda-se o problema da conexão em paralelo de inversores de tensão através de uma análise teórica e de algumas simulações. Em seguida, é feita uma revisão bibliográfica dos trabalhos publicados sobre o assunto, na qual são apresentadas as principais técnicas de controle aplicadas no paralelismo de inversores de tensão.

2.2. ANÁLISE DA CONEXÃO DE INVERSORES DE TENSÃO EM PARALELO

Os inversores de tensão são conversores com característica de saída de fonte de tensão. Segundo a teoria de circuitos elétricos, a conexão de fontes de tensão ideais em paralelo somente é possível quando elas possuem frequência, fase e amplitude idênticas [30]. Mesmo os inversores sendo fontes de tensão não ideais, esses princípios também devem ser respeitados para que o sistema funcione corretamente. A conexão em paralelo de inversores com frequência, fase ou amplitude diferentes provoca a circulação de correntes indesejadas no circuito, limitadas apenas pelas impedâncias internas das fontes não ideais. Como os inversores com controle instantâneo são projetados para terem baixa impedância de saída, tem-se uma situação que favorece a circulação e/ou desequilíbrio de correntes entre inversores ao conectá-los em paralelo. Isso tem como conseqüências: desequilíbrio de potência processada; absorção de potência ativa e reativa por um dos inversores (situação na qual ele opera como retificador e se torna carga dos outros inversores); instabilidade no sistema; acionamento de proteções; e, até mesmo, a destruição do equipamento.

A questão é que, mesmo projetando inversores de tensão iguais, é impossível obter tensões idênticas nas suas saídas, pois as próprias variações paramétricas dos componentes fazem com que as tensões de

saída sejam diferentes. Ainda que, estas diferenças sejam muito pequenas, elas já são suficientes para causar desequilíbrios indesejados entre os conversores. Sendo assim, o paralelismo de inversores não funciona naturalmente em paralelo de maneira adequada e, por isso, exige uma estratégia de controle responsável em garantir a sua operação.

Para compreender esse sistema, a seguir é apresentada uma breve análise do funcionamento do paralelismo de inversores de tensão.

2.2.1. Análise Matemática da Conexão de Inversores de Tensão em Paralelo

Para entender o princípio do funcionamento de inversores operando em paralelo é realizada a seguir uma breve análise matemática.

Inicialmente, é relevante rever alguns princípios básicos de sistema de potência que serão utilizados nesta seção. A Figura 2.1 (a) mostra uma fonte de tensão alternada (gerador) alimentando uma carga através de uma linha de transmissão representada por uma indutância (modelo que desconsidera as perdas). O circuito equivalente do sistema da Figura 2.1 (a) é apresentado na Figura 2.1 (b), na qual a barra 0 possui característica de barra infinita. O fluxo de potência entre gerador e carga é definido em (2.1) e (2.2). Essas equações, tradicionais no estudo de sistemas de potência, demonstram que os fluxos de potência ativa e reativa fornecidos pelo gerador dependem do módulo das tensões V_1 e V_0 , do seno e cosseno do ângulo entre as tensões (entre as barras) e, por fim, da indutância L da linha. Geralmente, o ângulo entre as barras é pequeno e, assim, tem-se que o fluxo de potência ativa depende predominantemente do ângulo e o fluxo de potência reativa depende predominantemente do módulo das tensões [32] (isto é válido para o modelo da linha sem perdas).

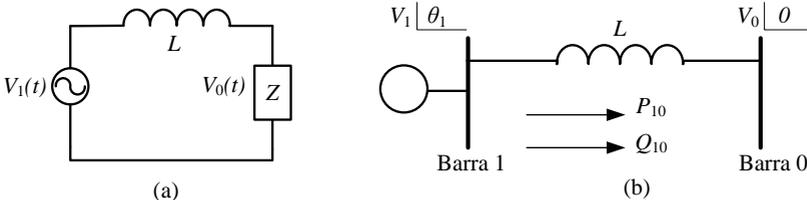


Figura 2.1 – (a) Gerador alimentando uma carga. (b) Fluxo de potência ativa e reativa entre duas barras.

$$P_{10} = \frac{V_1 \cdot V_0 \cdot \text{sen } \theta_1}{X_L} \quad (2.1)$$

$$Q_{10} = \frac{V_0 \cdot [V_1 \cdot \cos \theta_1 - V_0]}{X_L} \quad (2.2)$$

A análise do paralelismo de inversores de tensão também pode ser realizada através do fluxo de potência entre os conversores e a carga. Nos inversores de tensão, a tensão na saída do inversor PWM (tensão de entrada do filtro LC) é composta por componentes na frequência fundamental da tensão de saída V_0 , nas frequências de comutação e múltiplas. Ao se desprezar as componentes de alta frequência (frequência de comutação e múltiplas), pode-se representar o inversor PWM por uma fonte de tensão. Assim, dois inversores conectados em paralelo, como mostrado na Figura 2.2, podem ser descritos pelo circuito simplificado da Figura 2.3.

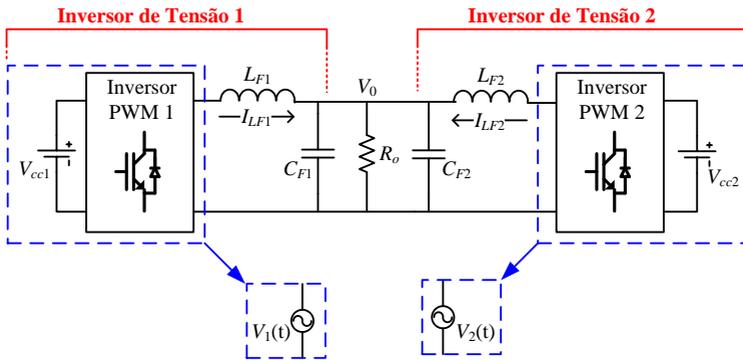


Figura 2.2 – Dois inversores de tensão em paralelo alimentando uma carga.

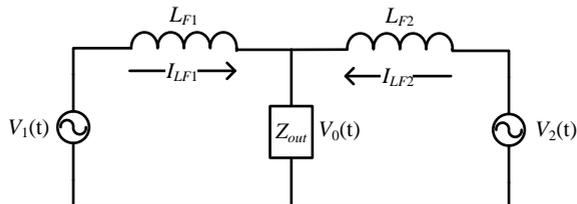


Figura 2.3 – Modelo simplificado de dois inversores em paralelo alimentando uma carga.

Os capacitores C_F dos filtros LC e a carga R_0 da Figura 2.2 são substituídos por uma impedância equivalente Z_{out} no circuito da Figura

2.3. Assim, a indutância entre o modelo simplificado do inversor PWM (uma fonte de tensão) e a impedância de carga (Z_{out}) na Figura 2.3 é a indutância do filtro LC (L_F). A tensão controlada de saída dos inversores de tensão, denominadas de V_0 , é considerada nesta análise a tensão de referência do sistema (ângulo de referência). Ao escrever as equações do fluxo de potência dos inversores PWM para a carga, têm-se as equações (2.3), (2.4), (2.5) e (2.6). Com base nestas equações, percebe-se que, uma maneira adequada de controlar a distribuição de carga nos inversores conectados em paralelo é atuando nas tensões V_1 e V_2 , ou seja, nas tensões de entrada dos filtros LC de cada inversor. Desta maneira, pode ser ter um controle do paralelismo que atue nas tensões da saída do inversor PWM (tensões de entrada do filtro LC) e um controle de tensão responsável em regular a saída V_0 dos inversores de tensão.

$$P_{10} = \frac{V_1 \cdot V_0 \cdot \text{sen } \theta_1}{X_{LF1}} \quad (2.3)$$

$$Q_{10} = \frac{V_0 \cdot [V_1 \cdot \cos \theta_1 - V_0]}{X_{LF1}} \quad (2.4)$$

$$P_{20} = \frac{V_2 \cdot V_0 \cdot \text{sen } \theta_2}{X_{LF2}} \quad (2.5)$$

$$Q_{20} = \frac{V_0 \cdot [V_2 \cdot \cos \theta_2 - V_0]}{X_{LF2}} \quad (2.6)$$

Para estudar o circuito da Figura 2.3 sem carga faz-se $R_0 \rightarrow \infty$ e despreza-se a impedância do capacitor na frequência fundamental. Assim, é possível eliminar o termo Z_{out} . Com essas considerações, o circuito da Figura 2.3 na situação sem carga é representado na Figura 2.4.

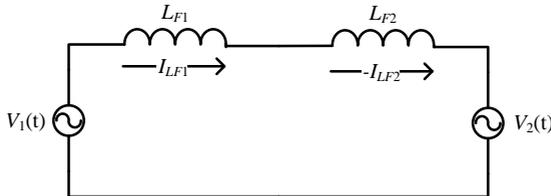


Figura 2.4 – Modelo simplificado de dois inversores em paralelo sem carga.

Escrevendo as equações de fluxo de potência entre os inversores 1 e 2 da Figura 2.4, obtêm-se as equações (2.7) e (2.8). Essas demonstram que pode haver fluxo de potência entre os inversores

conectados em paralelo. Além disto, elas também mostram que a análise do comportamento dos inversores em paralelo é similar ao de geradores conectados por uma linha de transmissão.

$$P_{12} = \frac{V_1 \cdot V_2 \cdot \text{sen } \theta_1 - \theta_2}{X_{LF1} + X_{LF2}} \quad (2.7)$$

$$Q_{12} = \frac{V_2 \cdot [V_1 \cdot \cos \theta_1 - \theta_2 - V_2]}{X_{LF1} + X_{LF2}} \quad (2.8)$$

Através das equações (2.7) e (2.8) é possível afirmar que, se as fases e os módulos das tensões V_1 e V_2 forem iguais, não há circulação de potência ativa e reativa entre os inversores. Esta afirmação também é válida para o sistema com carga. Além disto, se V_1 e V_2 forem iguais, é possível afirmar através das equações (2.3), (2.4), (2.5) e (2.6) que, ao aplicar uma carga no sistema, o equilíbrio das potências fornecidas através dos inversores à carga dependerá somente dos valores das indutâncias dos filtros LC (L_F).

Um fator relevante nas equações (2.3) a (2.8) é que elas consideram a impedância do indutor L_F como sendo puramente indutiva (desprezando as perdas). Isso é válido quando a resistência é muito menor que a reatância do indutor. No caso de inversores, isso nem sempre é verdadeiro. As Figura 2.5 e Figura 2.6 mostram o modelo simplificado de dois inversores em paralelo considerando as resistências dos indutores L_{F1} e L_{F2} , nas situações com e sem carga, respectivamente.

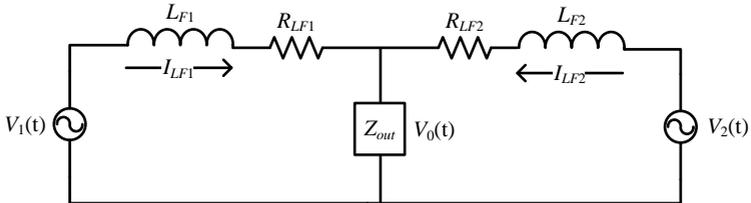


Figura 2.5 – Modelo simplificado de dois inversores em paralelo alimentando uma carga considerando as resistências dos indutores.

Escrevendo as equações de fluxo de potência da Figura 2.5, tem-se:

$$P_{10} = \left\{ \begin{array}{l} [V_1 \cdot V_0 \cdot \text{sen } \theta_1] \cdot \left(\frac{X_{LF1}}{X_{LF1}^2 + R_{LF1}^2} \right) + \\ [-V_0^2 + V_1 \cdot V_0 \cdot \cos \theta_1] \cdot \left(\frac{R_{L1}}{X_{LF1}^2 + R_{LF1}^2} \right) \end{array} \right\} \quad (2.9)$$

$$Q_{10} = \left\{ \begin{array}{l} \left[-V_0^2 + V_1 \cdot V_0 \cdot \cos \theta_1 \right] \cdot \left(\frac{X_{LF1}}{X_{LF1}^2 + R_{LF1}^2} \right) + \\ \left[V_1 \cdot V_0 \cdot \sin \theta_1 \right] \cdot \left(\frac{R_{LF1}}{X_{LF1}^2 + R_{LF1}^2} \right) \end{array} \right\} \quad (2.10)$$

$$P_{20} = \left\{ \begin{array}{l} \left[V_2 \cdot V_0 \cdot \sin \theta_2 \right] \cdot \left(\frac{X_{LF2}}{X_{LF2}^2 + R_{LF2}^2} \right) + \\ \left[-V_0^2 + V_2 \cdot V_0 \cdot \cos \theta_2 \right] \cdot \left(\frac{R_{LF2}}{X_{LF2}^2 + R_{LF2}^2} \right) \end{array} \right\} \quad (2.11)$$

$$Q_{20} = \left\{ \begin{array}{l} \left[-V_0^2 + V_2 \cdot V_0 \cdot \cos \theta_2 \right] \cdot \left(\frac{X_{LF2}}{X_{LF2}^2 + R_{LF2}^2} \right) + \\ \left[V_2 \cdot V_0 \cdot \sin \theta_2 \right] \cdot \left(\frac{R_{LF2}}{X_{LF2}^2 + R_{LF2}^2} \right) \end{array} \right\} \quad (2.12)$$

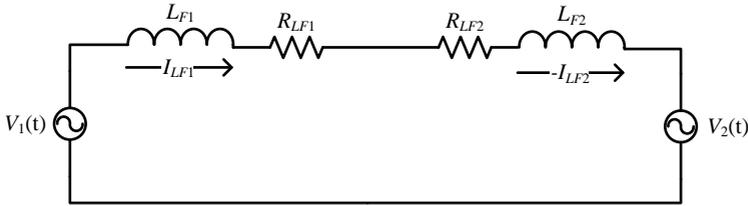


Figura 2.6 – Modelo simplificado de dois inversores em paralelo sem carga considerando as resistências dos indutores.

Escrevendo as equações de fluxo de potência do inversor 1 para o inversor 2 da Figura 2.6, têm-se:

$$P_{12} = \left\{ \begin{array}{l} \left[V_1 \cdot V_2 \cdot \sin \theta_{12} \right] \cdot \left(\frac{X_{LF}}{X_{LF}^2 + R_{LF}^2} \right) + \\ \left[-V_2^2 + V_2 \cdot V_1 \cdot \cos \theta_{12} \right] \cdot \left(\frac{R_{LF}}{X_{LF}^2 + R_{LF}^2} \right) \end{array} \right\} \quad (2.13)$$

$$Q_{12} = \left\{ \begin{array}{l} \left[-V_2^2 + V_2 \cdot V_1 \cdot \cos \theta_{12} \right] \cdot \left(\frac{X_{LF}}{X_{LF}^2 + R_{LF}^2} \right) + \\ \left[V_1 \cdot V_2 \cdot \sin \theta_{12} \right] \cdot \left(\frac{R_{LF}}{X_{LF}^2 + R_{LF}^2} \right) \end{array} \right\} \quad (2.14)$$

Os valores de θ_{12} , R_{LF} e X_{LF} de (2.13) e (2.14) são definidos em (2.15), (2.16) e (2.17).

$$\theta_{12} = \theta_1 - \theta_2 \quad (2.15)$$

$$X_{LF} = X_{LF1} + X_{LF2} \quad (2.16)$$

$$R_{LF} = R_{LF1} + R_{LF2} \quad (2.17)$$

As equações de fluxo de potência de (2.9) até (2.14) consideram a resistência dos indutores. Ao fazer os termos R_{LF1} , R_{LF2} e R_{LF} de (2.9) até (2.14) nulos, obtêm-se as mesmas expressões de (2.3) a (2.8). A análise das equações de (2.9) a (2.14) mostra uma segunda parcela no cálculo dos fluxos, quando comparadas com as expressões de (2.3) a (2.8), que representa um acoplamento entre o fluxo de potência ativa com os módulos das tensões e o fluxo de potência reativa com os ângulos das tensões. Este acoplamento depende da relação entre a resistência e a reatância da impedância do indutor do filtro LC dos inversores. Esta impedância é representada nas equações de (2.9) a (2.14) através dos termos $\frac{X_{LF}}{X_{LF}^2 + R_{LF}^2}$ e $\frac{R_{LF}}{X_{LF}^2 + R_{LF}^2}$. Ao

considerar a resistência do indutor, uma parcela do fluxo de potência ativa se torna dependente dos módulos das tensões, enquanto uma parcela do fluxo de potência reativa passa a depender do ângulo entre as tensões. O termo responsável por essa influência é $\frac{R_{LF}}{X_{LF}^2 + R_{LF}^2}$. A

Figura 2.7 mostra o comportamento desses termos em função do aumento de R_{LF} . A “Curva A” representa o termo $\frac{X_{LF}}{X_{LF}^2 + R_{LF}^2}$ e a

“Curva B”, o termo $\frac{R_{LF}}{X_{LF}^2 + R_{LF}^2}$. Ambas são traçadas em relação à

ΔR_{LF} , que representa o valor de R_{LF} em relação à X_{LF} . Todos os valores estão normalizados.

Analisando a Figura 2.7, quando o valor de R_{LF} é nulo ($\Delta R_{LF}=0$), o valor da impedância na “Curva A” é igual à $\frac{1}{X_{LF}}$ e na “Curva B”,

igual a zero, que representa a situação na qual as resistências dos indutores são desprezadas. Com o aumento relativo de R_{LF} em relação à X_{LF} ($\Delta R_{LF}>0$), a parcela da “Curva B” torna-se significativa, com mesma magnitude, podendo ser igual ou até maior que a “Curva A”. Isto mostra que em determinadas situações a resistência do indutor L_F pode influenciar o fluxo de potência dos inversores, podendo até mesmo,

tornar o fluxo de potência ativa dependente dos módulos e o fluxo de potência reativa dependente dos ângulos das tensões dos inversores. Esta situação é causada por uma impedância predominantemente resistiva no indutor L_F dos inversores, o que inviabilizaria o uso e as simplificações das expressões de (2.3) a (2.8) no controle do fluxo de potência dos inversores.

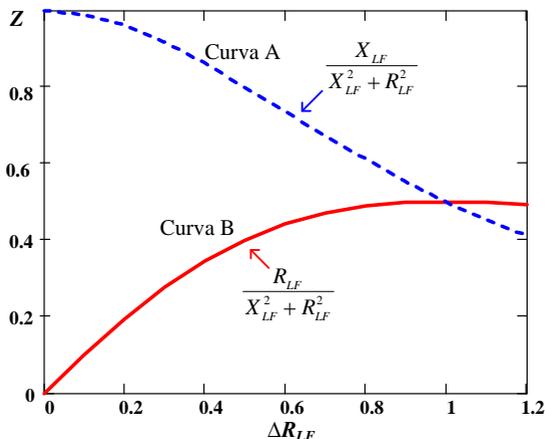


Figura 2.7 – Variação dos termos das equações de fluxo de potência dos inversores em função da resistência dos indutores.

A questão anterior é importante, pois nos últimos anos os projetos otimizados do filtro LC dos inversores, como apresentados em [10] e [31], estão usando valores de indutores pequenos, na faixa de centenas de microhenry, com o objetivo de garantir baixa THD da tensão de saída com cargas não-lineares. Nesses casos, o valor da resistência do indutor pode se tornar significativo. É importante salientar que, até poucos anos, a maioria dos projetos de inversores usavam controle de tensão por valores eficazes e, geralmente, o valor da indutância do filtro LC era na ordem de milihenry (4 a 8 mH). Nesta faixa, a relação entre resistência e reatância do indutor é pequena e é válida a simplificação de desprezar a resistência. Mas com indutores menores deve-se analisar a relação antes de fazer qualquer simplificação.

Diante desta análise, um controle de distribuição da potência de carga entre os inversores conectados em paralelo, que monitore a potência ativa e atue no ângulo para corrigi-la, pode provocar uma alteração indesejada na potência reativa. O mesmo princípio é válido para um controle de potência reativa que atue no módulo das tensões.

Isso resultará em erros no controle e na distribuição de potência entre os inversores.

2.2.2. Ilustração do Problema da Conexão de Inversores de Tensão em Paralelo

A conexão em paralelo de inversores de tensão exige cuidados, pois pequenas diferenças entre as tensões de saída (ponto de conexão) são suficientes para provocar grandes desequilíbrios. Como estes conversores são construídos e controlados por componentes que possuem variações paramétricas, atrasos na transmissão de sinais de comando, tempos de comutação diferentes e erros numéricos (no caso de implementação digital), é impossível obter tensões idênticas na saída dos inversores.

Para verificar a sensibilidade desta configuração, foram simulados dois inversores monofásicos de tensão conectados em paralelo, como ilustrado na Figura 2.8. Os inversores são iguais, controlados em tensão e seus dados estão apresentados na Tabela 2.1. A Figura 2.8 mostra que os dois inversores possuem malhas de tensão independentes, implementadas com variáveis de valores médios quase instantâneos (controle instantâneo) [10], [31]. Os controladores de tensão C_V são um PID, definido em (2.18). As referências senoidais das duas malhas de tensão estão sincronizadas e possuem o mesmo módulo. Este estudo não usa estratégias específicas para o controle do paralelismo, pois o objetivo é observar a sensibilidade do sistema.

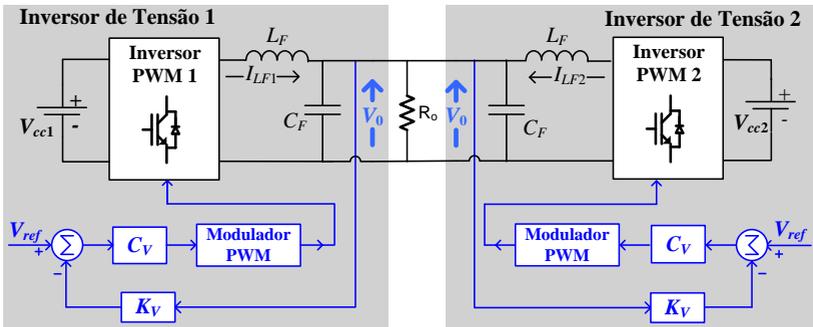


Figura 2.8 – Correntes e potências com inversores idênticos.

$$C_V(s) = K_{Cv} \cdot \frac{s + z_{v1} \cdot s + z_{v2}}{s \cdot s + p_{v1}} \quad (2.18)$$

Tabela 2.1 – Dados utilizados nas simulações do Capítulo 2.

$C_F = 36 \mu\text{F}$	$p_{v1} = 34050 \text{ Hz}$	$V_0 = 220 \text{ V rms}$
$L_F = 1100 \mu\text{H}$	$z_{v1} = 888 \text{ Hz}$	$f_s = 60 \text{ Hz}$
$n = 1:1,63$	$z_{v2} = 328 \text{ Hz}$	$f_{com} = 10 \text{ kHz}$
$V_{cc} = 300 \text{ V}$	$K_{Cv} = 14,7$	$V_{ref} = 5 \text{ V de pico}$
$K_V = 0,016$	$V_p = 2,5 \text{ V}$	-

Na Figura 2.9 até a Figura 2.16 são apresentados resultados de simulações dos dois inversores operando em paralelo. São simuladas, isoladamente, variações nos seguintes parâmetros entre os dois inversores: tensão contínua de alimentação, filtro LC, sensor de tensão, referência de tensão e componentes do compensador. As simulações apresentadas nas Figura 2.9 a Figura 2.15 são com carga resistiva, enquanto a simulação mostrada na Figura 2.16 é com o sistema sem carga. Todas as figuras mostram as potências ativas e reativas fornecidas e as correntes dos indutores dos dois inversores.

A Figura 2.9 apresenta os resultados com os dois inversores idênticos e, conseqüentemente, as correntes e as potências são iguais, provando que em um sistema ideal consegue-se obter equilíbrio. Entretanto, uma diferença de 10% entre os componentes do filtro LC já provoca um pequeno desequilíbrio nas correntes e nas potências, como mostrado na Figura 2.10. A potência reativa negativa no inversor 1 indica que ele está absorvendo potência reativa do inversor 2 e entregando a sua fonte CC.

Ao avaliar as situações com uma diferença de 10% entre as fontes CC de alimentação dos inversores e de 1% no ganho do sensor de tensão, nota-se que elas provocam desequilíbrios maiores em relação ao caso anterior, como pode ser visto nas Figura 2.11 e Figura 2.12. Nesses dois casos é visível a defasagem entre as correntes, desequilíbrio de potência ativa e absorção de potência reativa pelo inversor 1 na Figura 2.11 e pelo inversor 2 na Figura 2.12.

As Figura 2.13 e Figura 2.14 mostram os resultados com variações na amplitude e na fase da tensão de referência, respectivamente. Além da defasagem entre as correntes e do desequilíbrio significativo de potência ilustrado nas figuras, no caso da Figura 2.13, o inversor 2 está com potência ativa negativa (P_2), o que indica que ele está operando como retificador e está absorvendo potência ativa do inversor 1 (o conversor tornou-se carga no sistema).

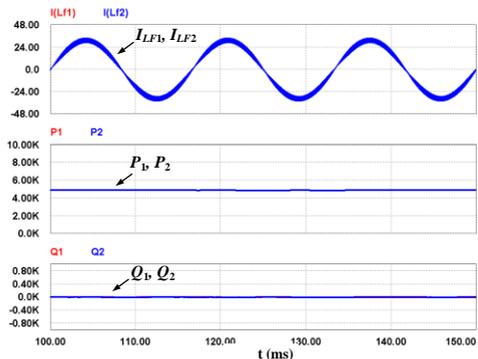


Figura 2.9 – Correntes e potências com inversores idênticos.

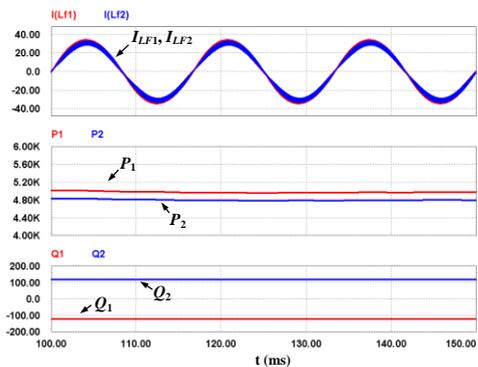


Figura 2.10 – Correntes e potências com variação de 10% no filtro LC do inversor.

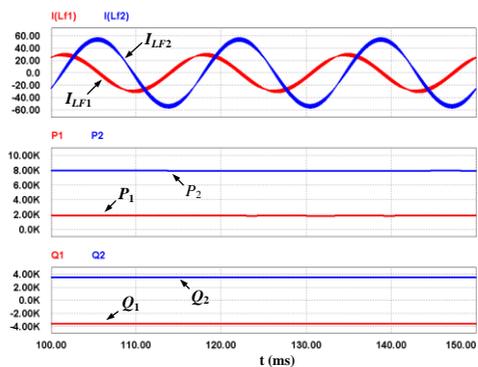


Figura 2.11 – Correntes e potências com variação de 10% na tensão CC de alimentação.

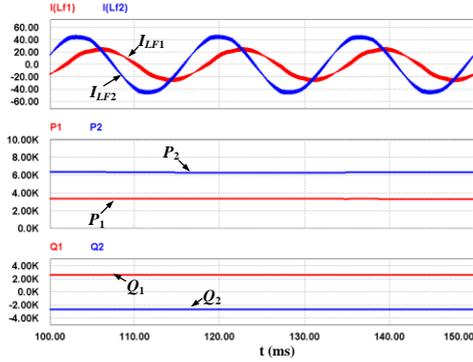


Figura 2.12 – Correntes e potências com variação de 1% no sensor de tensão.

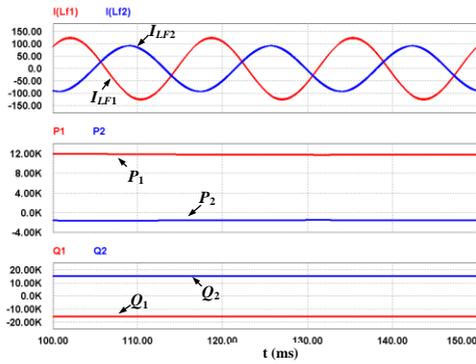


Figura 2.13 – Correntes e potências com variação de 2% na amplitude da referência de tensão.

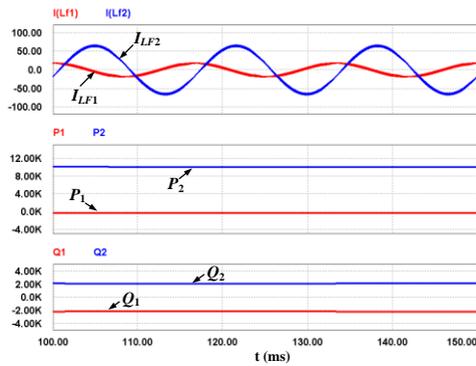


Figura 2.14 – Correntes e potências com variação de 1º grau na fase da referência de tensão.

A Figura 2.15 ilustra as correntes e as potências dos inversores com carga resistiva, para uma variação de 10% entre os valores dos componentes do compensador de tensão. Também houve defasagem nas correntes, absorção de 12 kVAr pelo inversor 2 e desequilíbrio de potência ativa (o inversor 1 está fornecendo toda a potência ativa da carga).

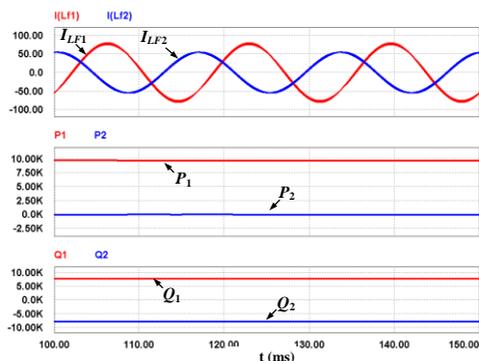


Figura 2.15 – Correntes e potências com variação de 10% nos componentes do compensador de tensão.

Os resultados da Figura 2.16 são para a situação do sistema sem carga. Nota-se a defasagem de 180° graus nas correntes e que toda potência ativa fornecida pelo inversor 1 está sendo toda absorvida pelo inversor 2 (4 kW), que opera como retificador.

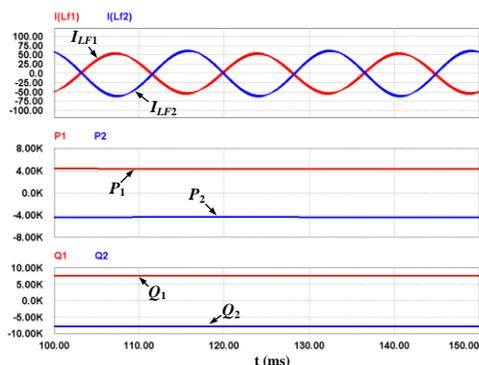


Figura 2.16 – Correntes e potências com variação de 10% nos componentes do compensador de tensão e os inversores sem carga.

Ao analisar as correntes e as potências das Figura 2.15 e Figura 2.16, percebe-se que o ponto de operação mais crítico do sistema é sem

carga. Isto porque, as diferenças entre os inversores são refletidas em circulação de correntes indesejadas e, conseqüentemente, existência de fluxo de potência ativa e reativa entre os conversores.

As variações paramétricas simuladas são situações existentes no projeto físico dos inversores devido às tolerâncias e à tecnologia dos componentes. Por isso, é impossível obter dois inversores de tensão idênticos para conectá-los em paralelo, como no caso da Figura 2.9. Portanto, é necessário haver uma estratégia de controle específica para a operação em paralelo dos inversores que garanta o funcionamento adequado e a robustez dessa configuração.

Esse breve estudo indica que o controle do paralelismo de inversores deve buscar os seguintes objetivos:

- Evitar a circulação de corrente entre os inversores, principalmente a parcela referente ao fluxo de potência ativa;
- Garantir a distribuição adequada da corrente de carga entre os inversores.

2.3. TÉCNICAS DE CONTROLE DE PARALELISMO DE INVERSORES TENSÃO

Na literatura, principalmente nos últimos 20 anos, é possível encontrar muitos trabalhos com propostas de controle ativo para o paralelismo de inversores de tensão, que podem ser classificadas em duas categorias: controle com conexão e controle sem conexão entre os inversores. As estratégias com comunicação (conexão) são subdivididas em controle mestre-escravo, controle centralizado e controle distribuído. As propostas sem comunicação são baseadas no princípio das quedas de tensão e de frequência em função das potências ativa e reativa.

Apesar dos vários trabalhos publicados na área, não existe uma estratégia de controle consolidada como sendo a melhor para o controle do paralelismo de inversores de tensão. Além disso, dependendo da aplicação e das especificações, uma ou outra estratégia de controle pode se mostrar mais atraente. A seguir será apresentado um resumo do princípio de funcionamento das principais técnicas de controle que servirão de base para esta tese.

2.4. PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO COM INDUTORES DE CONEXÃO

A conexão dos inversores em paralelo através de uma indutância é uma solução simples que ainda é utilizada na indústria. Neste meio é comum usar o termo reatância para o indutor de conexão. Essa técnica

surgiu com os primeiros inversores de tensão que alimentavam somente cargas lineares e eram controlados por valor eficaz, também conhecido como valor *rms* (*root mean square*). Usando a tensão da rede elétrica como referência, todos os inversores deveriam ter tensões teoricamente iguais, mas as variações paramétricas e as diferenças de controle fazem com que as tensões de saída dos inversores sejam diferentes. Ao usar um indutor na saída de cada inversor para fazer a conexão em paralelo, as diferenças de tensões entre os inversores ficam aplicadas sobre a reatância. A corrente circulante e a distribuição de carga depende do valor da indutância e esta depende das variações aceitas no projeto. Quanto maior o valor da reatância, mais robusto é o sistema. Para definir o valor da impedância é considerada a queda de tensão, a eficiência do paralelismo, a potência consumida e a impedância para os harmônicos de corrente. Geralmente, utilizam-se valores de reatância entre 10% e 25% da potência nominal do inversor [21].

A Figura 2.17 ilustra dois inversores conectados em paralelo por meio dos indutores de conexão (L_{Cx}). O problema dessa estrutura é que ela não controla a tensão de carga V_o , pois as malhas de controle de tensão de cada inversor controlam as tensões V_{o1} e V_{o2} . Quanto maior o valor do indutor de conexão (o que é melhor para o paralelismo), maior a queda de tensão sobre ele em função da corrente de carga, conseqüentemente, menor a tensão no barramento de saída. Para cargas não-lineares, além do problema de regulação estática, tem-se a questão da distorção harmônica da tensão de barramento. Mesmo com o controle instantâneo da tensão de saída nos inversores, não se tem ação para compensar a distorção causada pela corrente no indutor de conexão, que é expressiva e aumenta a THD da tensão na carga. Além dessas desvantagens, o indutor de conexão é mais um elemento passivo no circuito, de alto custo e peso considerável.

Em [33] é apresentado um estudo acoplando os indutores de conexão com o objetivo de diminuir seu tamanho e melhorar a qualidade da tensão de saída. Segundo o autor, foram obtidos melhores resultados em relação ao caso sem o acoplamento. No entanto, esta estratégia é limitada, pois o acoplamento com mais de 3 indutores possui limitações tecnológicas.

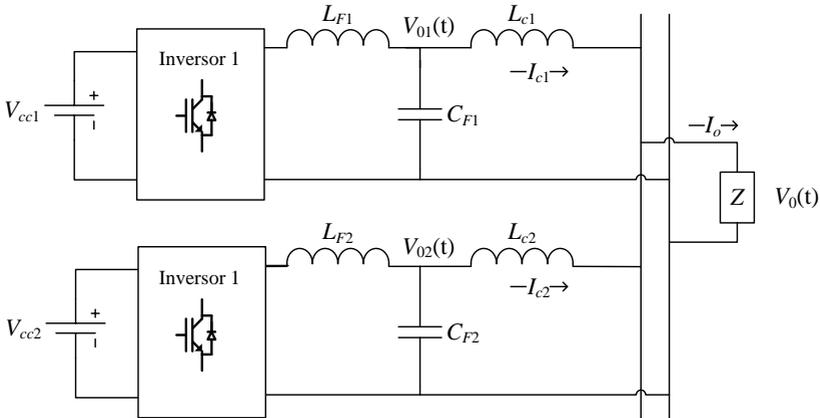


Figura 2.17 – Circuito de potência de dois inversores conectados em paralelo através de indutores de conexão.

2.5. PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO COM CONEXÃO NO CONTROLE

Na literatura as principais técnicas de paralelismo com conexão entre os controles dos inversores são classificadas em três categorias [21] [35] [45] [46]:

- Controle mestre-escravo;
- Controle central;
- Controle distribuído.

2.5.1. Controle Mestre-Escravo

O princípio da técnica de controle mestre-escravo (*master-slave*) [34]–[41] consiste em definir uma unidade principal, denominada de mestre, que opera como inversor de tensão. Esse inversor é responsável por controlar a tensão de saída e enviar a referência de corrente para todas as outras unidades (escravos) que operam como inversores de corrente.

As vantagens dessa técnica são: a simplicidade e a eficiência do controle para a divisão de correntes entre os inversores, pois os escravos operam no modo corrente seguindo a sua referência; e a facilidade de expansão do número de conversores em paralelo, pois novos módulos escravos podem ser adicionados com o aumento da demanda. As desvantagens são: a não redundância do sistema, pois uma falha na unidade mestre pode parar todo o sistema; a necessidade de um

barramento de comunicação entre os inversores; uma resposta dinâmica inferior durante transitórios em relação às outras técnicas, pois uma resposta dos módulos escravos depende da dinâmica do mestre (operação em cascata); e a estabilidade do sistema depender do número de inversores escravos conectados ao sistema [35] [36]. Trabalhos publicados de [34] a [41] buscaram melhorar algumas das desvantagens deste sistema, principalmente com objetivo de obter uma redundância maior na estrutura mestre-escravo.

A Figura 2.18 apresenta uma configuração clássica do controle mestre-escravo, baseada em [34] e [38]. O inversor mestre controla a tensão de saída, sinalizando ser o mestre e impondo as referências de corrente e de tensão para todos os inversores escravos através de barramento de comunicação comum a todas as unidades.

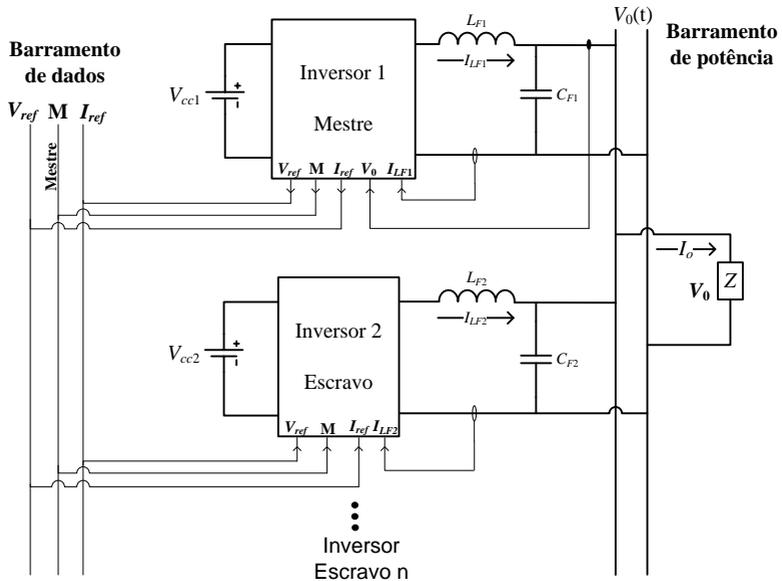


Figura 2.18 – Digrama de blocos do controle mestre-escravo ([34] e [38] modificado).

2.5.2. Controle Central

O método controle central (*central mode control*) [42]–[53] baseia-se no princípio da centralização do controle do paralelismo. A partir dos requisitos de carga, o controle determina a corrente ou a potência a ser fornecida pelos demais inversores. Há duas configurações

básicas: na primeira, todo o controle é centralizado, enviando aos inversores os pulsos de comando [42]–[44] (este sistema é usado, principalmente, em acionamentos de motores); na segunda, apenas o controle do paralelismo é centralizado, enviando para os inversores o desvio de corrente ou potência que é usado pelo controle local de cada unidade na busca do equilíbrio de corrente (ou potência). Nesta configuração, o controle central também transmite a referência de tensão para sincronizar todos os inversores. No controle do paralelismo pelo desvio de corrente a atuação é feita numa malha de corrente em cascata com a malha de tensão. No controle pelo desvio de potência a atuação é na fase e na amplitude da referência de tensão recebida por cada inversor [21] [40].

Nessa estratégia as unidades são controladas de maneira idêntica, obtendo um maior grau de redundância. O controle central pode adicionar ou retirar um inversor do conjunto em paralelo conforme a necessidade, sem alterar o funcionamento dos outros. A resposta dinâmica a perturbações de carga é melhor do que a estratégia mestre-escravo, pois todas as unidades recebem, simultaneamente, as ações de controle. As desvantagens da proposta são: a centralização do controle, a necessidade de um barramento de comunicação entre os inversores e a medição da corrente de carga (utilizada em alguns casos). A falha em um desses itens pode desligar o sistema, o que prejudica o seu grau de redundância.

A Figura 2.19 mostra um exemplo da estrutura com controle central baseado em [54], em que a unidade de controle gera as referências de tensão e de correntes, transmitindo-as para os controles individuais de cada inversor. Com a centralização das informações de corrente e tensão processadas por cada inversor é possível usar várias estratégias de controle buscando um equilíbrio de corrente ou potência entre todos os conversores.

2.5.3. Controle Distribuído

As técnicas até aqui mencionadas não apresentam uma redundância verdadeira. Falhas no inversor mestre, no controle central ou no barramento de comunicação causam o mau funcionamento ou até o desligamento dos inversores. Uma opção para aumentar a redundância do sistema apresentada na literatura é o método de controle distribuído (*distributed logic control*) [54]–[61]. Esta técnica surgiu como uma evolução do controle central e é baseada nas técnicas de controle distribuído para conversor CC-CC [47].

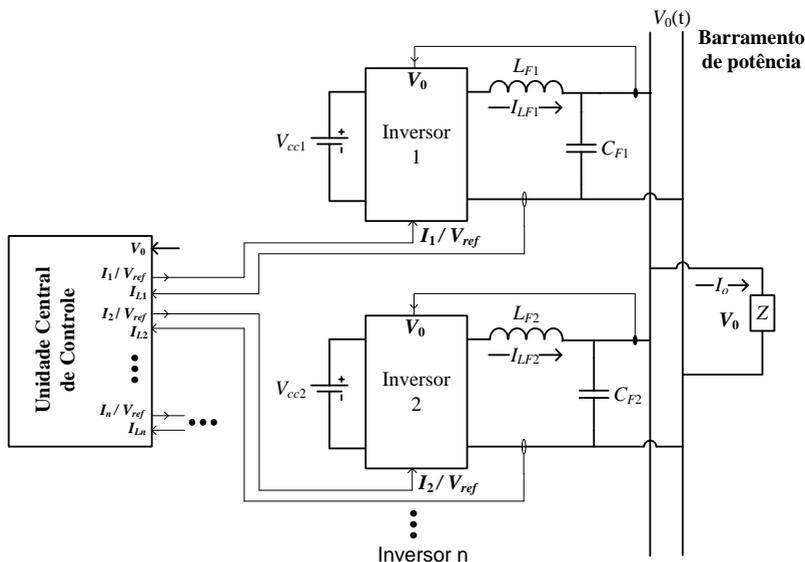


Figura 2.19 – Diagrama de blocos do controle central ([54] modificado).

O controle distribuído é uma estratégia com comunicação, no qual cada unidade recebe e transmite informações a um barramento de dados. Através deste meio de comunicação, o inversor envia dados do seu ponto de operação e recebe dados do ponto de operação dos outros conversores. Essas informações são usadas por um controle interno do inversor, responsável em garantir a divisão adequada da corrente ou potência de carga entre conversores [55]. Nesta arquitetura, todos os inversores possuem seu próprio sistema de controle, são controlados em tensão e classificados em um mesmo nível hierárquico. A independência entre os inversores faz com que a falha ou desligamento de um não prejudique o funcionamento dos demais e isto, aumenta o grau de redundância da técnica em relação às anteriores. As desvantagens dessa estratégia é o número de informações trocadas entre os conversores e a dependência com o barramento de dados para funcionar adequadamente. Esta última é o fator que limita a sua redundância.

O controle distribuído pode ser subdividido em duas categorias [56]: método de controle pelo desvio de potência [57] [58] e método de controle de corrente [59] [60]. O primeiro método é baseado na variação do ângulo e da amplitude da referência de tensão de cada inversor em função das suas potências ativa e reativa, respectivamente, buscando o equilíbrio de potências entre os conversores. Este é um método que exige um grande esforço computacional para ser implementado. O

segundo método é baseado na medição e no controle das correntes dos inversores com o objetivo de obter uma divisão adequada da corrente de carga [55].

Com a evolução da técnica, novas propostas surgiram com o objetivo de reduzir o número de informações ou de conexões elétricas entre os inversores. Kawabata [21] e Oshima [57] apresentam um controle distribuído, em que cada inversor transmite a sua corrente e recebe as correntes processadas pelas outras unidades. Cada controle calcula os desvios de corrente, de potência ativa e de potência reativa. Um controle de desvio de potência atua alterando a amplitude e a frequência da tensão de saída, buscando o seu equilíbrio. Todos os inversores são controlados por uma malha de tensão. Nos dois sistemas, o sincronismo é obtido por um sinal externo de um PLL (*phase-locked loop*). Em [54], o autor usa uma estratégia idêntica a de [21] e [57], mas, ao invés de transmitir e receber informações das correntes, ele transmite e recebe as informações das potências ativa e reativa.

Um controle distribuído usando a técnica de corrente sem controlador de corrente é apresentado em [61]. Nesse trabalho, o controle distribuído possui duas conexões que ligam circuitos elétricos analógicos entre os inversores. Uma conexão é usada para gerar a referência de tensão e a outra, a referência de corrente. Cada unidade participa para gerar as referências, lê os resultados e depois os utiliza em suas malhas de controle. Os dois sinais são gerados pela média das correntes de saída e tensão de referência dos inversores, em que cada um participa igualmente e de forma independente nesse circuito distribuído. O erro entre as correntes de referência e do inversor é calculado e seu valor é utilizado para subtrair do erro da malha de tensão. Segundo [61], este controle é suficiente para garantir o compartilhamento da corrente de carga. Assim, cada inversor é controlado somente por sua malha de tensão, por valores médios quase instantâneos. A Figura 2.20 exemplifica esta lei de controle.

Uma estrutura básica da técnica de controle distribuído é mostrada na Figura 2.21. Para a operação independente, sincronizada e com a distribuição adequada da corrente de carga, é necessário que os inversores troquem informações como: frequência, fase e amplitude da referência de tensão para o controle da tensão de saída; e corrente ou potência para o controle do paralelismo. Este último item é o que diferencia vários trabalhos: alguns transmitem a corrente (ou potência) total de carga, outros, as correntes (potências) individuais de cada inversor, ou o desvio de corrente (potência), ou ainda, o valor de referência de corrente (potência) que é a média das correntes (potências)

de todos os inversores. A Figura 2.21 ilustra a troca de informações de frequência, corrente e tensão de referência de todos os inversores em paralelo. A desconexão de uma unidade não altera o funcionamento da estrutura, mas o rompimento dos cabos do barramento de dados, sim.

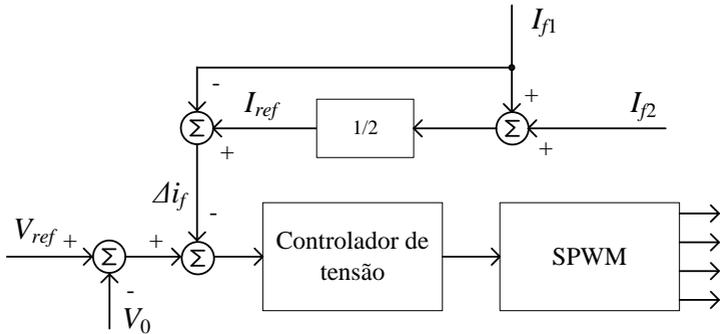


Figura 2.20 – Controle do paralelismo de inversores proposto em [61].

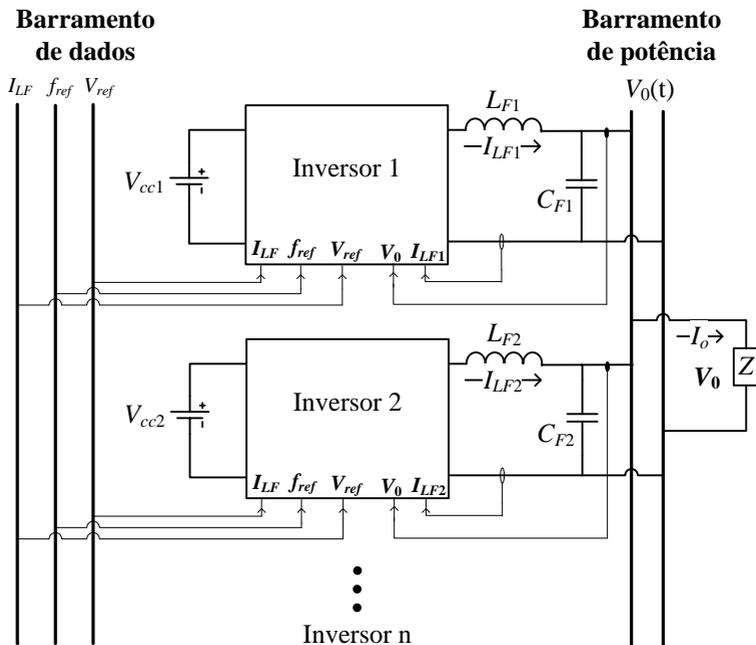


Figura 2.21 – Diagrama de blocos com a filosofia do controle distribuído.

2.6. PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO SEM CONEXÃO NO CONTROLE

A estratégia de controle do paralelismo sem comunicação entre os inversores é conhecida na literatura como *Wireless Independent Control, Frequency and Voltage Droop, No Control Interconnections* ou *Without Control Interconnections* [68]–[102]. Esta estratégia baseia-se no fluxo de potência entre inversor e barramento de conexão, usando os princípios do fluxo de potência entre duas barras.

Sem comunicação entre os módulos, a estratégia utiliza as curvas de decaimento de frequência (*droop frequency*) e de amplitude (*droop voltage*) da tensão de saída para fazer o controle da potência fornecida pelo inversor ao barramento de conexão. Por isso, o controle sem comunicação também é denominado de controle por curvas de decaimento. Estas curvas são demonstradas nas Figura 2.22 e Figura 2.23 e elas obedecem à lei de controle descrita em (2.19) e (2.20). A curva de decaimento da Figura 2.22 relaciona a queda da frequência da tensão de saída em função da potência ativa processada pelo inversor. Já a curva da Figura 2.23 relaciona a amplitude da tensão com a potência reativa do inversor.

Basicamente, o controle do paralelismo de cada inversor calcula as potências ativa e reativa fornecida por ele e, utilizando as curvas de decaimento, define as variações da amplitude e da frequência da tensão de saída. Estas variações serão proporcionais aos valores de potência processada. Para alterar a tensão de saída, o controle do paralelismo modifica a referência de tensão. Assim, o controle altera o ângulo da referência de tensão para controlar potência ativa e a amplitude da referência de tensão para controlar potência reativa. A Figura 2.24 mostra um diagrama de blocos desta estratégia de controle.

O funcionamento do controle sem conexão é baseado no ajuste das constantes K_p e K_q , que definem a inclinação das curvas de decaimento da Figura 2.22 e da Figura 2.23. Esta inclinação é responsável pela resposta dinâmica e pelos desvios, em regime permanente, da distribuição de potência entre os inversores. Além disto, as constantes K_p e K_q também definem os desvios, em função do aumento da carga dos inversores, da amplitude (ΔV_0) e da frequência ($\Delta \omega_0$) da tensão de saída em relação aos valores nominais V_0 e ω_0 .

A Figura 2.22 mostra um exemplo do funcionamento do controle de potência ativa. Inicialmente, um inversor está fornecendo uma potência ativa P_1 à carga e, depois passa a fornecer uma potência ativa P_2 . Conseqüentemente, o controle do paralelismo diminui a frequência

deste inversor de ω_1 para ω_2 , com o objetivo de reduzir a potência ativa fornecida por ele. Isso acontece em todos os inversores que estão conectados em paralelo e eles encontram um ponto de operação sobre a curva de decaimento, que garante o equilíbrio entre as potências fornecidas por todos eles. O mesmo acontece com a potência reativa na Figura 2.23. O novo ponto de operação (P_2 , Q_2) é obtido com uma tensão de saída no inversor com frequência ω_2 e amplitude V_2 . Portanto, a cada novo ponto de operação, o sistema apresenta novos desvios de frequência e amplitude da tensão de saída em relação aos valores nominais (ω_0 e V_0).

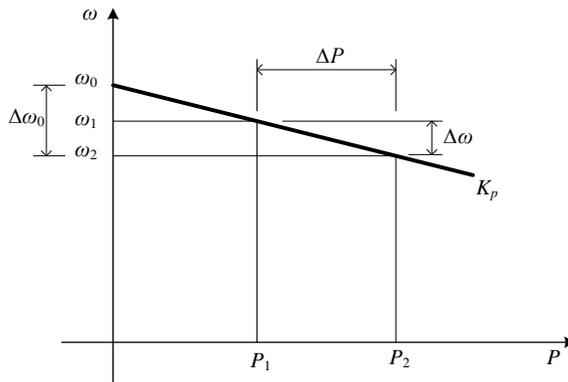


Figura 2.22 – Curva decaimento de frequência.

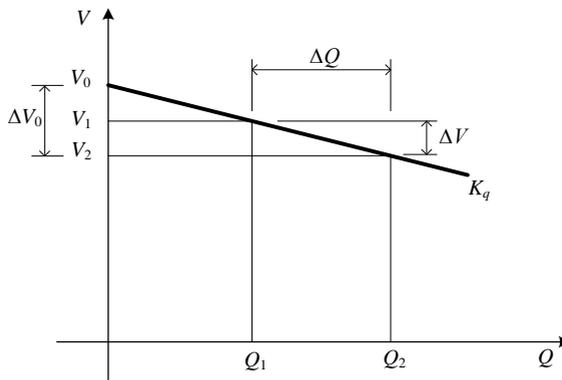


Figura 2.23 – Curva decaimento de tensão.

$$\omega = \omega_0 - K_p \cdot P \quad (2.19)$$

$$V = V_0 - K_q \cdot Q \quad (2.20)$$

O controle do paralelismo de inversores utilizando as curvas de decaimento é aplicado tanto nos sistemas conectados à rede elétrica como nos isolados.

Na opção de sistemas conectados a rede elétrica, a rede proporciona a característica de barra infinita no ponto de conexão, impondo amplitude e a frequência da tensão. Nessa configuração, o controle do paralelismo do inversor continua atuando nos valores nominais da referência de tensão (ω_0 e V_0) através das curvas de decaimento. Ele ajusta a referência de tensão (módulo e frequência) em função do fluxo de potência ativa e reativa do inversor e, conseqüentemente, proporciona o equilíbrio entre as potências processadas nos conversores conectados em paralelo. É importante salientar que, as referências de tensão dos inversores são alteradas pelo controle do paralelismo e por isso serão diferentes entre si, mas a tensão de saída no ponto de conexão será sempre igual para todos inversores. Nesta configuração as vantagens são que o módulo, a frequência e a fase da tensão do barramento de conexão são mantidos pela rede elétrica e o sistema é mais robusto em termos de estabilidade.

Nos casos de sistemas isolados, como UPS, não se tem a característica de barra infinita no barramento de conexão. Portanto, as alterações feitas na referência de tensão do inversor pelo controle do paralelismo provocam mudanças na amplitude, fase e frequência da tensão do barramento de conexão. Em regime permanente, as tensões de saída de todos os inversores no ponto de conexão serão iguais. Mas, esta apresentará desvios de frequência, fase e módulo em relação aos valores nominais especificados (ω_0 e V_0). Isso causa dois inconvenientes, o primeiro é o problema de estabilidade e o segundo é que a frequência, a fase e o módulo da tensão do barramento de conexão alteram com o aumento da carga. A estabilidade do sistema fica mais frágil, pois o barramento de conexão não é mais uma barra infinita e as ações dos controles dos inversores alteraram características da tensão na carga. Portanto, um conversor pode interferir com mais facilidade no funcionamento dos outros e, assim, a operação errada de um pode causar a instabilidade na tensão do barramento, desligando todo o sistema. Essa característica exige maiores cuidados com a estabilidade dos inversores conectados em paralelo. A outra questão é que, em UPS geralmente se deseja sincronizar a tensão da carga com a rede elétrica. Isso usualmente é feito através de um *PLL*, responsável em sincronizar a frequência e a fase da tensão do inversor com a rede elétrica. Mas, ao usar a técnica de controle do paralelismo através das curvas de decaimento, o aumento da carga provoca um desvio da frequência ou na fase da tensão de saída em

relação ao valor nominal (ω_0). Ou seja, o uso de um simples *PLL* não consegue manter a tensão de saída em fase com a rede elétrica. Por isso, é necessária uma estratégia mais elaborada, que manipule a própria curva de decaimento dos inversores, com o objetivo de trazer o ponto de operação com carga para ω_0 e assim, eliminar o desvio de frequência (ou fase) da tensão do barramento de conexão com a rede elétrica.

Um dos trabalhos pioneiros no controle do paralelismo de inversores sem conexão é apresentado por Chandorkar em [68] e [69]. Em [68] é estudado o paralelismo de inversores trifásicos isolados, considerando o barramento comum de conexão como uma barra infinita, os conceitos de máquinas elétricas para calcular as potências dos inversores e a teoria das curvas de decaimento para controlar o fluxo de potência de cada inversor. Em [69], o autor conclui que o paralelismo de inversores isolados é diferente do paralelismo de geradores, pois a impedância de saída é pequena e o barramento composto pelos inversores não pode ser considerado uma barra de potência infinita.

Tuladhar, em [70] a [74], aplica a técnica de paralelismo sem conexão a inversores monofásicos. A Figura 2.24 mostra a metodologia de controle, na qual o autor desenvolve uma maneira de calcular a potência ativa, reativa e de distorção para o inversor monofásico. As suas contribuições residem em dois aspectos: o primeiro é o algoritmo para o cálculo das potências ativa (P), reativa (Q) e de distorção (D) para o sistema, em que a potência D representa a parcela da potência devido à circulação de harmônicos de corrente com cargas não-lineares; o segundo é a utilização da potência de distorção (D) no controle de distribuição de potência dos inversores. Nesse sistema, cada inversor possui quatro malhas de controle: a malha de controle de equilíbrio de potência, com uma dinâmica lenta, que usa as medidas de potências médias (ativa e reativa) e o princípio das curvas de decaimento para gerar a referência de tensão; a malha de tensão, responsável em regular a tensão de saída dos inversores; a malha de corrente interna com objetivo de melhorar a estabilidade da malha de tensão; e por fim, a malha de controle da potência de distorção, que atua provocando uma atenuação no ganho da malha de tensão em função da potência de distorção. Segundo o autor, esta última malha provoca um aumento da distorção da tensão de saída.

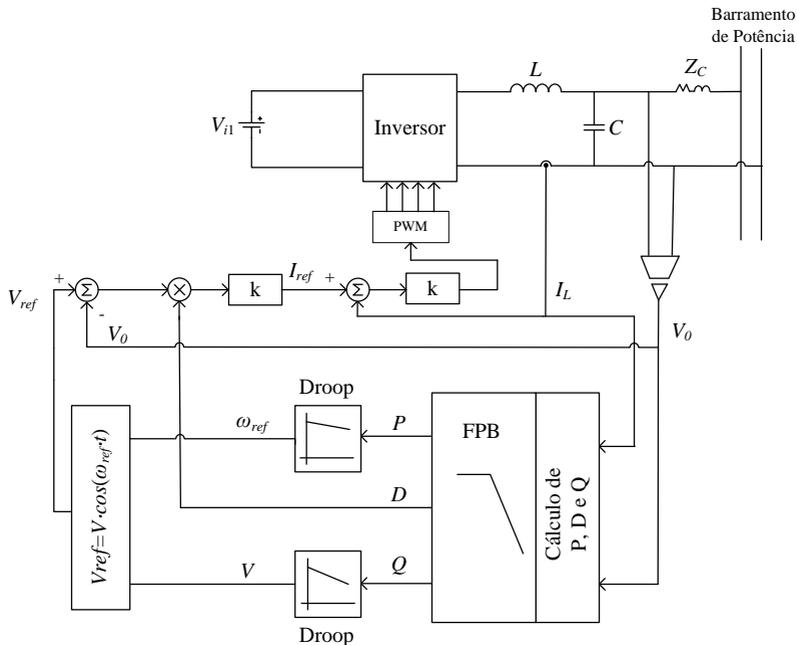


Figura 2.24 – Controle do paralelismo de inversores proposto em [71].

Os trabalhos de Guerrero, de [75] a [81], buscam aperfeiçoar a técnica das curvas de decaimento. Na evolução de seus estudos, o autor sincroniza a tensão de saída dos inversores com a rede elétrica e melhora tanto a divisão de potência para cargas não-lineares quanto à resposta transitória das malhas de potência. Em [76], [77] e [78] o autor adiciona termos às equações das curvas de decaimento para melhorar a resposta dinâmica das malhas de potência. Para isso, os trabalhos [76] e [77] usam as equações (2.21) e (2.22). No caso do trabalho [77], a equação (2.22) é utilizada para o controle de potência reativa e as equações (2.23) e (2.24) para o controle de potência ativa. Os termos adicionados às expressões com ação integradora e derivativa atuam no controle de potência durante transitórios. Em regime permanente, as expressões (2.21) e (2.22) apresentam o mesmo comportamento das equações (2.19) e (2.20). Em [77], a potência ativa, em regime permanente, não apresenta o desvio na frequência de referência como mostrado na equação (2.23). Neste caso, o controle faz a repartição de potência ativa entre os módulos atuando somente nas perturbações. Isso garante que a frequência do inversor não diminua com o aumento da potência ativa processada, conforme a equação (2.19). O sincronismo da tensão de

saída com a rede elétrica é obtido com uma malha externa responsável em compensar a diferença entre as fases e que atua no termo $\Delta\Phi$ da equação (2.23) [77]. O diagrama de blocos de controle proposto em [77] é reproduzido na Figura 2.25.

$$\phi = -m \int_{-\infty}^{\infty} P d\tau - m_p P - m_d \frac{dP}{dt} \quad (2.21)$$

$$E = E^* - nQ - n_d \frac{dQ}{dt} \quad (2.22)$$

$$\omega = \omega^* - m \tilde{P} - m_d \frac{d\tilde{P}}{dt} - k_\phi \Delta\phi \quad (2.23)$$

$$\tilde{P} = \frac{\tau^{-1}s}{(s + \tau^{-1})(s + \omega_c)} P \quad (2.24)$$

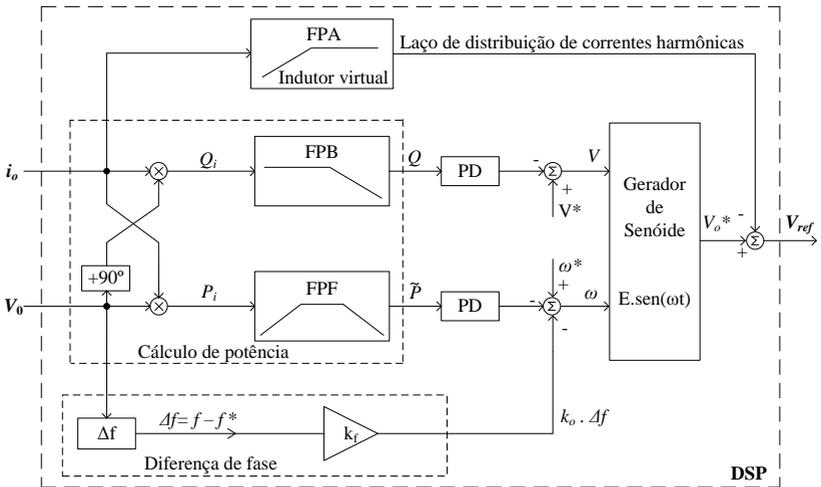


Figura 2.25 – Controle de potência para o paralelismo de inversores, proposto por [77].

Os trabalhos de Coelho, de [82] a [84], contribuem com uma metodologia de análise de estabilidade para pequenos sinais em um número arbitrário de inversores conectados em paralelo, utilizando técnicas de controle moderno e baseada em variáveis de estado. O controle de distribuição da potência de carga é baseado nas curvas de decaimento apresentadas nas Figura 2.22 e Figura 2.23. Em [85], [86] e [87] Coelho apresenta um estudo aplicando sua técnica no paralelismo de inversores de tensão conectados a rede elétrica. Nos três trabalhos o autor adiciona elementos no cálculo da potência ativa, parecidos com os

termos da expressão (2.21), que melhoram a estabilidade e a resposta dinâmica dos inversores. Em [85] é apresentado um estudo através do seu modelo de pequenos sinais e, em [86] e [87], uma estratégia usando a técnica de algoritmo genético, ambos com o objetivo de definir os melhores ajustes dos coeficientes dos controladores do fluxo de potência ativa e reativa. Andrade em [88] baseou-se nos trabalhos [71], [75], [76], [77] e [82] e apresentou uma proposta para eliminar o desvio de frequência (ou fase) entre a tensão de saída dos inversores e a rede elétrica para a técnica das curvas de decaimento.

Com objetivo de diminuir o impacto provocado pela diferença da impedância de saída dos inversores no controle, e conseqüentemente melhorar a eficiência da distribuição das potências entre os módulos, o estudo desenvolvido em [75] introduz uma impedância virtual na saída do inversor através do controle. Isto consiste em emular um comportamento de um indutor, diminuindo o valor da tensão de saída proporcionalmente à derivada da corrente de saída, conforme ilustrado na Figura 2.26. O efeito é o mesmo obtido na seção 2.4 com indutores físicos reais. Um problema encontrado nessa abordagem, e apresentado em [75], é o aumento significativo da THD na tensão de saída com cargas não-lineares. Em [76] a [79], ao invés de derivar a corrente de saída, o autor propõe um filtro passa-alta em [76], [77] e [78] com ação derivativa na frequência fundamental e um filtro adaptativo em [79] com coeficientes em função da potência reativa. O objetivo é atribuir, para a impedância virtual, um comportamento indutivo na frequência fundamental e resistivo para os harmônicos de corrente, eliminando a sua influência na THD de tensão. A equação (2.25) apresenta o princípio da lei de controle da impedância virtual.

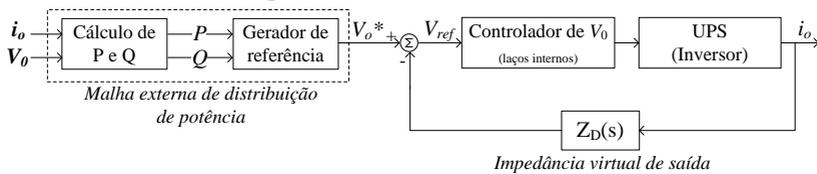


Figura 2.26 – Controle do paralelismo considerando a impedância virtual proposto por [79].

$$v_{ref} = v_o^* - Z_D(s) \cdot i_o \quad (2.25)$$

A técnica de controle usando as curvas de decaimento de tensão e de frequência não usa de comunicação alguma entre os módulos. Isso torna os inversores independentes um dos outros e permite criar

sistemas totalmente redundantes e modulares. Entretanto, devem-se ter cuidados com a dinâmica [89], estabilidade do sistema [56] e pequenos desequilíbrios entre os inversores. A dinâmica desta estratégia de controle é restrita pelo cálculo das potências médias. Essa limitação é mais crítica para os inversores monofásicos, nos quais o cálculo das potências exige o uso de filtros passa-baixa (FPB) para obter os valores médios, que geralmente é na ordem de 6 Hz. Além disto, a implementação desta estratégia é a mais complexa das técnicas estudadas [55], pois para implementar as curvas de decaimento e o cálculo das potências é necessário o uso de processadores numéricos.

A Figura 2.27 apresenta um esquema simplificado do método de controle sem interconexão, usando controle das curvas de decaimento. Nota-se que, diferentemente das outras técnicas, não há nenhuma comunicação entre os inversores.

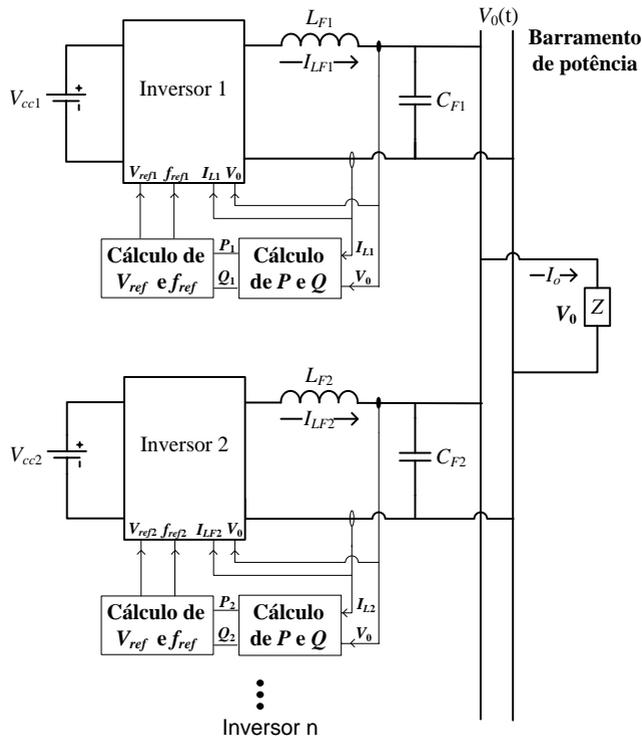


Figura 2.27 – Diagrama de blocos do controle sem conexão.

2.7. CONCLUSÃO

A revisão bibliográfica mostrou que o paralelismo de inversores de tensão é uma estrutura pouco robusta. Pequenas variações nos valores dos componentes causam um desequilíbrio significativo nas correntes e nas potências dos inversores. Por isso, a associação em paralelo de inversores de tensão necessita de um controle apropriado.

Uma opção simples para implementar o paralelismo de inversores é colocando impedâncias entre a saída do inversor e o barramento de conexão, denominada de técnica passiva. A partir de inversores controlados em tensão, sincronizados entre si, pode-se conectá-los em paralelo sem um controle específico para o paralelismo, pois as diferenças entre as tensões dos inversores são aplicadas sobre as indutâncias de conexão. Esses elementos são responsáveis em garantir o funcionamento e a distribuição de carga do paralelismo. A vantagem desta técnica é a simplicidade. Já as desvantagens são: a tensão na carga não é mais controlada, tendo problemas de regulação estática e de THD; e o aumento do custo e do peso do inversor devido à indutância de conexão.

As outras opções estudadas nesse capítulo usam estratégias de controle para garantir a operação em paralelo dos inversores. A Tabela 2.2 apresenta um resumo das quatro estratégias estudadas, em que três são com conexão e uma sem conexão entre os controles. A comunicação entre os inversores facilita a implementação e melhora o desempenho do controle do paralelismo, mas torna-os dependentes um dos outros, o que dificulta a construção de sistemas redundantes. Além disto, dependendo da estratégia, a complexidade do sistema de controle, a resposta dinâmica e as dificuldades para sincronizar com a rede elétrica (no caso de sistemas isolados) são diferentes.

Analisando a Tabela 2.2 podem ser obtidas algumas conclusões. Os controles Mestre-escravo e Central apresentam uma eficiente divisão da corrente de carga entre os inversores, mas não se obtém uma redundância verdadeira, pois a falha do inversor mestre ou na unidade central pode desligar todo o sistema. O controle Distribuído preserva a eficiência do controle do paralelismo com comunicação e aumenta o grau de redundância em relação às técnicas anteriores, pois os inversores são todos iguais, controlados em tensão, com o mesmo nível hierárquico. A desvantagem desta estratégia é que ela também depende da comunicação entre os inversores para fazer o controle do paralelismo. Uma falha neste barramento de comunicação pode prejudicar, ou até mesmo, desligar o sistema. A estratégia de controle através das curvas

de decaimento é a única em que os inversores são totalmente independentes, o que permite obter sistemas com alto nível de redundância. As suas desvantagens são: a complexidade de implementação; a resposta dinâmica com desempenho inferior; em regime permanente a divisão da potência de carga entre os conversores apresenta um erro maior; e a dificuldade do sincronismo da tensão de saída do paralelismo com a rede elétrica (em sistemas isolados).

Tabela 2.2 – Características das estratégias de controle do paralelismo de inversores.

Características	Tipo de Estrutura de Controle			
	Mestre/ Escravo	Central	Distribuído	Curvas de Decaimento
Conexão entre os controles dos inversores	<i>Sim</i>	<i>Sim</i>	<i>Sim</i>	<i>Não</i>
Grau de redundância	<i>Baixo</i>	<i>Baixo</i>	<i>Médio</i>	<i>Alto</i>
Eficiência do controle no paralelismo	<i>Alto</i>	<i>Alto</i>	<i>Alto</i>	<i>Médio</i>
Paralelismo feito através do controle de:	<i>Corrente</i>	<i>Corrente ou potência</i>	<i>Corrente ou potência</i>	<i>Potência</i>
Grau da complexidade do controle	<i>Médio</i>	<i>Baixo</i>	<i>Médio</i>	<i>Alto</i>
Resposta da Dinâmica do Paralelismo	<i>Baixa</i>	<i>Média</i>	<i>Média</i>	<i>Baixa</i>
Desvio de frequência com aumento da carga	<i>Não</i>	<i>Não</i>	<i>Não</i>	<i>Sim</i>

Diante deste contexto, percebe-se que, ainda, não há uma estratégia de controle consolidada para o paralelismo de inversores de tensão e, dependendo da aplicação e dos objetivos, uma ou outra estratégia de controle pode se tornar mais atraente.

Em UPS, o paralelismo de inversores é utilizado para o aumento da capacidade instalada e para criar sistemas redundantes. Em ambos os casos, busca-se inversores modulares, independentes, que possam ser

conectados ou desconectados do paralelismo sem desligar a carga. Além disto, precisa-se de um eficiente controle do paralelismo, para não haver desequilíbrios entre os conversores e, em muitos casos, também se precisa do sincronismo com a rede elétrica. Sendo assim, os controles Distribuído e Curvas de Decaimento (*Droop*) apontam como os mais adequados. Mas, observa-se que ambos possuem vantagens e desvantagens e, ainda, há necessidade de novas estratégias que atendam todas as exigências desta aplicação.

3. ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA O PARALELISMO DE INVERSORES MONOFÁSICOS DE TENSÃO

3.1. INTRODUÇÃO

A estratégia de controle proposta para o paralelismo de inversores de tensão pode ser aplicada tanto nos inversores monofásicos, quanto nos trifásicos. Este capítulo aborda o estudo da topologia monofásica, com intuito de explorar os princípios da técnica. A seguir é apresentada a estrutura de potência dos inversores, a conexão em paralelo, a proposta de controle do paralelismo, o estudo analítico da estratégia e a metodologia de projeto dos compensadores responsáveis pela operação isolada dos inversores. Já a metodologia de projeto dos compensadores responsáveis pelo paralelismo será abordada no capítulo 4, pois exige uma análise do sistema com todos os inversores em paralelo.

3.2. INVERSORES MONOFÁSICOS DE TENSÃO

A Figura 3.1 mostra a estrutura do inversor monofásico de tensão utilizada neste estudo. O inversor da figura é uma ponte completa, com filtro LC e com isolamento galvânica feita através de um transformador de baixa frequência. Esse tipo de estrutura é muito utilizado em UPS monofásicas no mercado brasileiro. Na Figura 3.1, a tensão na saída do inversor PWM é denominada de V_{AB} e a tensão de saída do inversor de tensão (inversor PWM+filtro LC) é denominada de V_0 . O transformador é utilizado para isolar a estrutura, adequar e elevar os níveis de tensão. A posição do transformador é estratégica para aproveitar a indutância de dispersão no filtro LC e minimizar a potência processada por ele. Por fim, a fonte de tensão CC do inversor pode ser construída através de um banco de baterias ou de um retificador de onda completa com filtro capacitivo, alimentado através da rede elétrica.

3.3. PROPOSTA DE CONTROLE PARA O PARALELISMO DE INVERSORES MONOFÁSICOS DE TENSÃO

O objetivo do trabalho é propor um sistema de controle que permita conectar em paralelo “N” inversores iguais ao da Figura 3.1. O

uso do paralelismo de inversores em UPS geralmente tem a finalidade de ampliar a potência instalada (capacidade) e/ou aumentar a redundância do sistema. Para os dois casos, deseja-se que as novas UPS sejam conectadas no paralelismo sem desligar a carga. Por isso, os inversores devem possuir a competência de conectar, desconectar, ligar ou desligar do sistema, sem provocar distúrbios na tensão aplicada na carga. Além disto, o sistema de controle precisa garantir a operação adequada em paralelo, dividir a corrente de carga entre os inversores e evitar a circulação indesejada de correntes. Portanto, busca-se uma estratégia de controle que atenda todas estes requisitos.

Sendo um dos objetivos que os inversores sejam independentes uns dos outros, torna-se prudente repetir a definição de independência usada neste trabalho já descrita na seção 1.2 (página 4). Um inversor é independente quando ele é capaz de operar no paralelismo sem conhecer o número e o ponto de operação dos outros inversores do sistema, ou seja, as unidades não devem enviar ou receber qualquer informação sobre a sua contribuição no fornecimento da potência de carga. Além disto, o inversor tem que ser capaz de conectar ou desconectar do paralelismo em qualquer situação. Portanto, estas manobras precisam ser feitas sem comunicar as outras unidades e sem causar distúrbios na tensão de carga. Neste conceito, o inversor independente nunca saberá quantas unidades está no paralelismo, qual a contribuição de cada uma na potência de carga e quando outros conversores entrarão ou sairão do sistema.

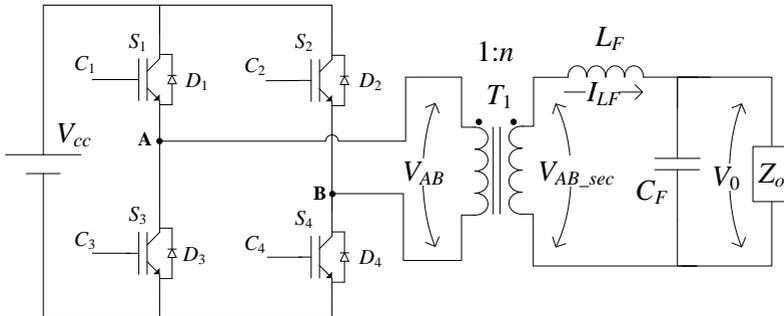


Figura 3.1 – Estrutura de potência do inversor monofásico de tensão.

Neste contexto, a Figura 3.2 apresenta a configuração proposta para o paralelismo dos inversores [27] [28] [29]. A figura mostra que a partir de uma referência de tensão comum, todos os inversores trabalham em paralelo. O controle que está sendo proposto não precisa enviar e receber dados do ponto de operação dos inversores, como nas

estratégias de controle distribuído. Na estrutura proposta, os inversores precisam somente receber o sinal de referência de tensão e, a partir disto, eles estão aptos a ser conectado em paralelo. Durante a sua permanência no sistema, eles não precisam conhecer o número e o ponto de operação dos outros inversores, pois sua estratégia de controle do paralelismo usa somente informações internas do inversor. Além disto, eles podem desconectar do paralelismo em qualquer instante sem comunicar as outras unidades. Estas características tornam os inversores independentes uns dos outros.

A referência de tensão comum a todos os inversores pode ser implementada através de um barramento que disponibiliza o sinal a todos os inversores. A geração e a transmissão deste sinal pode ter redundância e funcionar mesmo durante as faltas da rede elétrica. Em UPS, gerar esta referência de tensão é fácil e simples, pois os inversores estão próximos. Pode-se usar a própria rede elétrica como referência de tensão ou utilizar outras técnicas bem consolidadas de geração de referência, das quais geralmente utilizam um *PLL* que sincroniza a referência com o sistema elétrico e mantém a na falta da rede elétrica. Precisa-se frisar que os inversores somente lêem essa informação, não existe troca de dados entre eles. Entretanto, a presença desta condição (referência de tensão igual para todos os inversores) não permite classificar a estratégia proposta como um controle sem conexão e por isso, ele está sendo classificada como uma evolução do controle distribuído.

Adicionalmente, todos os inversores na estratégia da Figura 3.2 possuem seu próprio sistema de controle, são controlados em tensão e estão todos no mesmo nível hierárquico. Além disto, não existe impedância de conexão entre o inversor e o barramento comum, o que garante uma tensão regulada na carga e diminui custos da UPS. Um inversor e o seu sistema de controle são denominados de módulo, em menção ao projeto modular dos conversores. Os módulos são aptos a operar isolados ou em paralelo com outras unidades.

As características descritas à cima são todas proporcionadas pela técnica de controle proposta neste trabalho. Esta estratégia, que está sendo apresentada no módulo 1 da Figura 3.2, é composta por três malhas de controle:

- Controle de tensão;
- Controle de saturação do transformador isolador;
- Controle do paralelismo.

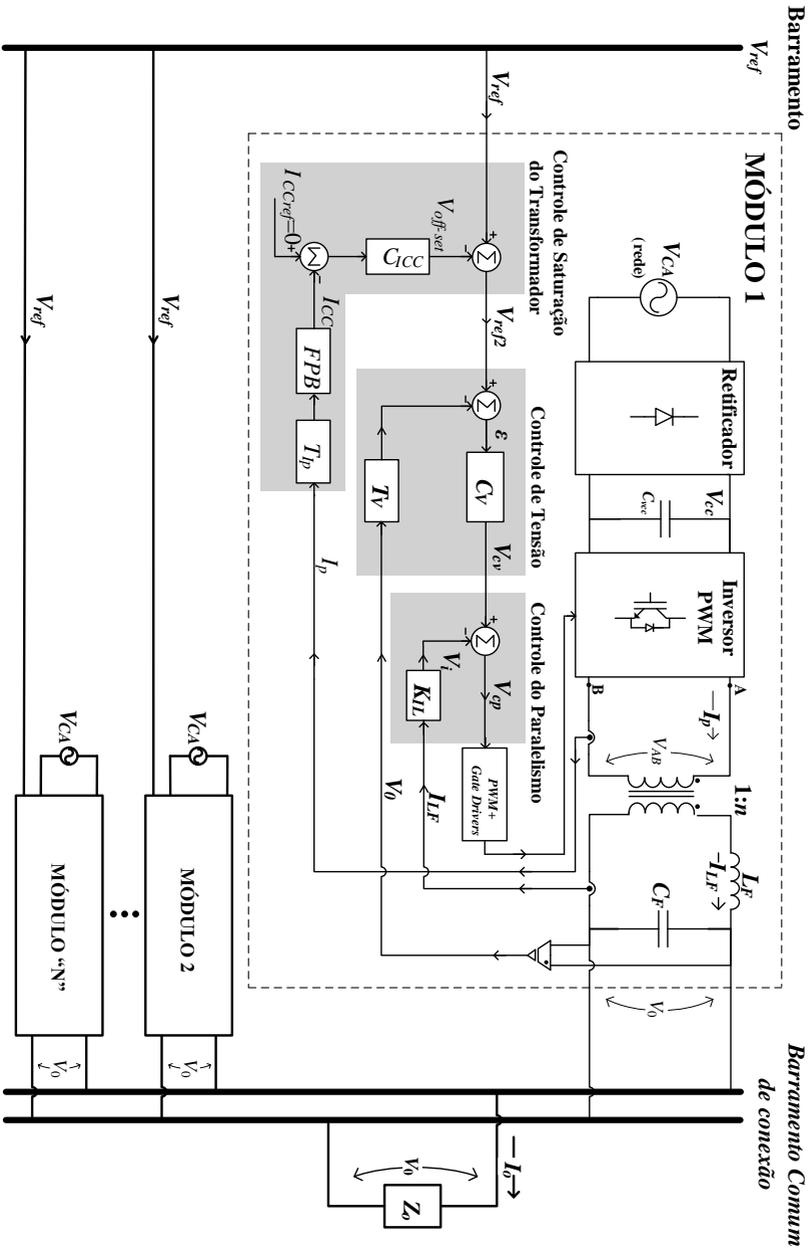


Figura 3.2 – Estrutura do controle proposta para o paralelismo dos VSI monofásicos (proposta publicada em [27], [28] e [29]).

Todos os módulos da Figura 3.2 são iguais, por isso somente o módulo 1 apresenta detalhes da estrutura. Os módulos são independentes um dos outros, o que permite estudar a estratégia de controle analisando um inversor. Portanto, a seguir serão examinadas as três malhas que formam a estratégia de controle do inversor, com o objetivo verificar seus princípios e funções.

3.3.1. Estratégia de Controle da Tensão de Saída do Inversor de Tensão

O inversor com característica de fonte de tensão possui uma malha de controle responsável por regular a tensão de saída do inversor de tensão (V_0). O controle de tensão que está sendo proposto é mostrado no módulo 1 da Figura 3.2. No diagrama, o controle basicamente lê os sinais de referência de tensão V_{ref} e de realimentação da tensão de saída V_0 , calcula o erro ε e o sinal de erro de tensão compensado V_{cv} . Sendo este último, o resultado de saída do controle, que tem a função de regular adequadamente V_0 com o inversor funcionando isolado ou em paralelo.

O controle de tensão proposto é do tipo instantâneo, realimentando a tensão de saída do inversor de tensão. Esta estratégia obtém uma regulação estática adequada, uma baixa THD na tensão controlada, mesmo com cargas não-lineares, e uma boa estabilidade. Assim, não é necessário realimentar a corrente do capacitor ou a do indutor para melhorar esses tópicos. Por fim, o controle instantâneo de tensão é importantíssimo na estratégia de controle do paralelismo, pois ele responde com uma dinâmica adequada e pode-se utilizar a sua referência de tensão senoidal para sincronizar todas as tensões de saída dos inversores. Isso permite conectar os inversores em paralelo sem nenhuma impedância de conexão.

3.3.2. Estratégia de Controle da Corrente Média no Primário do Transformador

O transformador isolador usado no circuito de potência do inversor exige cuidados, visando evitar a circulação de corrente contínua por ele. O fluxo magnético contínuo no núcleo do transformador, provocado pela corrente CC, pode aproximá-lo do seu ponto de saturação. Esta corrente contínua é causada por níveis de tensão contínua aplicada pelo inversor PWM no primário do transformador. Essa tensão é gerada pelas diferenças nos sinais de comando, diferenças nas comutações dos interruptores e pelo controlador de tensão. Destes

citados, o maior causador do nível CC na saída do inversor PWM (ponto de conexão do primário do transformador) é o controlador de tensão. Isto porque, ele, que tem ação integradora, pode ter um pequeno valor contínuo no sinal de erro devido erros de medição. Este sinal contínuo no erro aplicado no controlador é integrado, causando uma resposta em rampa no sinal de erro compensador, podendo até saturar o controlador de tensão. Esse sinal em rampa é aplicado no modulador PWM e, conseqüentemente, é aplicado pelo inversor PWM no primário do transformador. O problema é que esta tensão não é compensada pela malha de tensão, pois o seu sensor está localizado no secundário do transformador.

Para resolver este inconveniente, propõe-se uma malha de controle com objetivo de eliminar qualquer nível contínuo de tensão na saída do inversor PWM e, conseqüentemente, evitar a saturação do transformador. Há duas variáveis que podem ser monitoradas por este controle: a tensão CC ou a corrente CC do primário do transformador. Foi optado em monitorar a corrente pelas seguintes vantagens em relação à tensão: o nível de corrente (CA e CC) a ser medido é menor; a componente de alta frequência causada pela modulação é menor; a relação entre o valor CC e o CA é melhor, promovendo menor erro de medição; e durante a saturação do transformador a corrente cresce exponencialmente, o que facilita a percepção do sistema de controle.

Desta forma, a malha de controle de saturação do transformador, mostrada no módulo 1 da Figura 3.2, mede a corrente I_p do primário do transformador T_1 , filtra-a com FPB para extrair somente o valor contínuo da corrente, calcula o erro em relação à referência nula e calcula o erro compensado, denominado de $V_{off-set}$. A saída da malha de corrente média, $V_{off-set}$, é adicionada à referência de tensão senoidal V_{ref} . O valor CC de $V_{off-set}$, que é adicionado à referência de tensão, é responsável em eliminar o valor da tensão contínua no primário do transformador.

Outra estratégia que, poderia ser utilizada para eliminar somente a tensão contínua introduzida pelo compensador de tensão, é mostrada na Figura 3.3. Esta consiste em monitorar o sinal modulante V_{cp} e atuar de maneira a eliminar o seu nível de tensão contínua. A diferença dessa proposta é que ela não precisa medir a corrente do primário do transformador, mas, conseqüentemente, não corrige níveis de tensão contínua introduzido pelos sinais de comando e comutação dos interruptores. Os controles de tensão e do paralelismo continuam iguais ao mostrado na Figura 3.2.

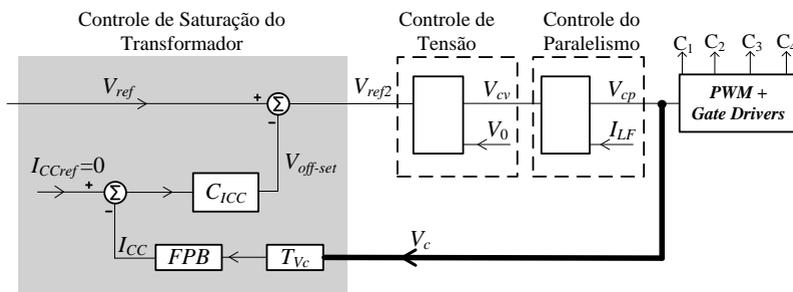


Figura 3.3 – Segunda proposta de controle da corrente média do primário do transformador.

3.3.3. Estratégia de Controle do Paralelismo Baseada na Realimentação da Corrente Instantânea do Indutor

A operação em paralelo dos inversores da Figura 3.2 necessita de uma estratégia de controle que garanta: a distribuição adequada da potência da carga; uma resposta dinâmica apropriada; a estabilidade do sistema; a conexão ou desconexão do inversor no paralelismo em qualquer situação de carga, operação conhecida como *hot-swap*; o funcionamento do sistema sem carga; e por fim, que evite a circulação de corrente entre os inversores. A técnica de controle torna-se mais complexa ao se eliminar a troca de informações entre os inversores, com objetivo de melhorar a redundância do sistema.

Buscando atender esses requisitos, propõe-se uma estratégia de controle para o paralelismo inversores baseada na realimentação da corrente do indutor do filtro LC. Esta estratégia é mostrada no módulo 1 da Figura 3.2 e possui os seguintes princípios:

- O controle altera a tensão de saída do inversor PWM (V_{AB}), com objetivo de regular o fluxo de potência entre inversor e barramento de conexão;
- O controle é feito com variáveis de valores médios quase instantâneos (controle instantâneo), para ter uma resposta dinâmica apropriada;
- A estratégia utiliza somente informações internas do inversor para fazer o controle do paralelismo. Neste caso, usa-se a corrente do indutor I_{LF} .
- O controle do paralelismo não altera a referência de tensão e, conseqüentemente, a tensão de saída do inversor de tensão V_0 . Isso garante o sincronismo entre as tensões de saída dos inversores em toda faixa de operação e, principalmente, que

os inversores sejam conectados em paralelo sem impedâncias de conexão.

O controle do paralelismo através da realimentação da corrente do indutor L_F , mostrado no módulo 1 da Figura 3.2, é colocado em cascata com o controle de tensão. O sinal da realimentação de corrente, V_i , é subtraído do sinal de erro compensado da malha de tensão V_{cv} e, o resultado desta operação é o sinal V_{cp} , que é aplicado diretamente no modulador PWM. Como a tensão V_{AB} do inversor é proporcional à tensão aplicada no modulador PWM, o sinal da realimentação de corrente V_i atua diretamente na tensão V_{AB} do inversor.

O uso da corrente instantânea I_{LF} no controle do paralelismo proporciona uma dinâmica rápida para alterar a tensão V_{AB} e responder adequadamente durante transitórios do sistema. Em regime permanente, o sinal V_i altera a tensão V_{AB} de maneira a garantir a divisão adequada da corrente de carga entre os inversores conectados em paralelo.

Portanto, o controle do paralelismo utiliza somente informações internas do inversor, que neste caso é a corrente I_{LF} . O controle não precisa conhecer as correntes dos outros inversores, ou a corrente de carga e quantos inversores estão operando em paralelo.

A posição da malha de corrente no módulo 1 da Figura 3.2, responsável pelo controle do paralelismo, mostra que ela é uma malha interna a de tensão. Assim, os parâmetros do controle de corrente devem ser considerados no modelo e no projeto da malha de tensão.

3.4. MODELO MATEMÁTICO DO INVERSOR MONOFÁSICO DE TENSÃO

O conjunto das três malhas de controle, apresentadas módulo 1 da Figura 3.2, forma a estrutura de controle do inversor de tensão monofásico. Todos os inversores da Figura 3.2 possuem este sistema de controle. Portanto, o estudo da estratégia de controle será realizado analisando um inversor.

A Figura 3.4 apresenta novamente a estratégia de controle proposta. A seguir, são desenvolvidos modelos matemáticos do inversor para as três malhas de controle. Estes modelos serão utilizados para analisar a estratégia e projetar adequadamente os compensadores.

3.4.1. Modelo Matemático do Inversor para a Malha de Corrente

Nesta seção é apresentado o desenvolvimento analítico para encontrar o modelo matemático do inversor, que represente a corrente do indutor I_L em função do sinal modulante V_{cp} .

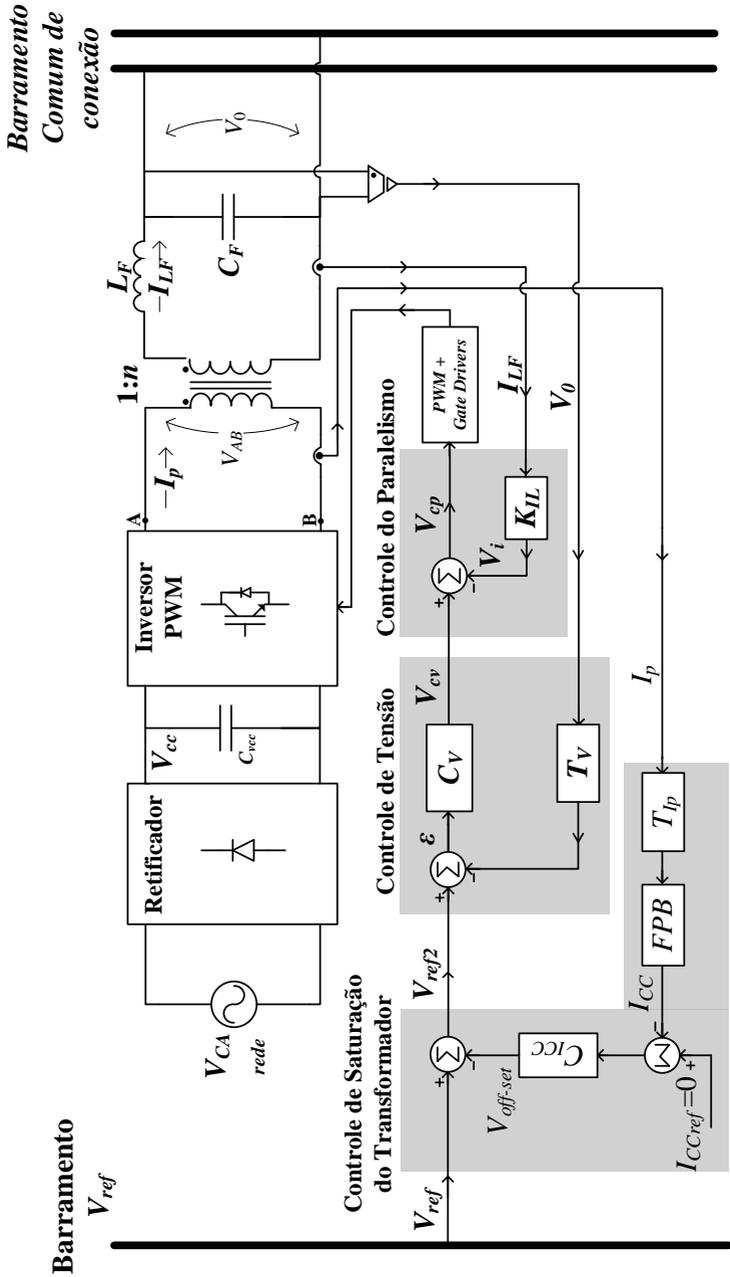


Figura 3.4 – Diagrama de blocos da proposta de controle do VSI.

No circuito do inversor mostrado na Figura 3.4, o sinal V_{cp} é aplicado no modulador PWM para gerar os pulsos de comando dos interruptores do inversor. Assim, a tensão V_{AB} pode ser equacionada em função do sinal modulante V_{cp} [10]. Usando uma modulação PWM senoidal de três níveis [107] e analisando a forma de onda da tensão V_{AB} é possível escrever a tensão média quase instantânea [2], V_{ABmed} , através da equação (3.1) [10],

$$V_{ABmed}(t) = f_m(t) \cdot V_{cc} \quad (3.1)$$

onde $f_m(t)$ é a função de modulação aplicada no modulador PWM, e;
 V_{cc} é a tensão contínua de alimentação do inversor.

A função de modulação f_m é definida pelas características do sinal modulante e do modulador PWM. A função de transferência que representa o comportamento do modulador é definida na equação (3.2), onde V_p representa a tensão de pico da portadora e V_{cp} representa o sinal modulante aplicado na entrada do modulador. Em malha fechada, V_{cp} corresponde à saída do controlador.

$$f_m(s) = \frac{V_{cp}(s)}{V_p} \quad (3.2)$$

A equação (3.1) mostra que, a tensão média quase instantânea V_{AB} é definida pela função de modulação f_m multiplicada pelo ganho estático do inversor PWM. Este último, se desprezados o tempo morto e as perdas, é igual ao valor da tensão contínua de alimentação do inversor (V_{cc}). Usando (3.1) é possível equacionar a tensão de entrada do filtro LC do inversor (V_{ABmed_sec}) em (3.3), que depende da função de modulação, do valor da tensão de entrada do inversor e da relação de transformação do transformador denominada de n .

$$V_{ABmed_sec}(t) = f_m(t) \cdot V_{cc} \cdot n \quad (3.3)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (3.3) e considerando a tensão de entrada V_{cc} constante, determina-se a função de transferência entre a tensão de entrada do filtro e a função de modulação, definida na equação (3.4).

$$\frac{V_{ABmed_sec}(s)}{f_m(s)} = V_{cc} \cdot n \quad (3.4)$$

Baseado em (3.4), é possível representar na Figura 3.5 um circuito equivalente do inversor da Figura 3.4, em que o inversor PWM é substituído por uma fonte de tensão controlada.

Usando (3.1) e (3.3), é possível representar o transformador T_1 no circuito equivalente da Figura 3.5. O novo circuito equivalente é

apresentado na Figura 3.6, no qual a tensão V_{AB} é controlada pela função de modulação $f_m(t)$, definida em (3.2). Esse modelo despreza as componentes da tensão V_{AB} na frequência de comutação e/ou múltiplas.

Ao analisar o circuito da Figura 3.6, define-se a corrente do primário do transformador em (3.5),

$$I_p(t) = I_m(t) + \frac{I_s(t)}{n} \quad (3.5)$$

onde I_p é a corrente instantânea do primário;

I_m é a corrente instantânea de magnetização, e;

I_s é a corrente instantânea do secundário.

A corrente do secundário do transformador I_s , também denominada de corrente do indutor L_F (I_{LF}), é composta pela soma das correntes I_{CF} do capacitor C_F e I_o da carga, como demonstrado em (3.6).

$$I_s(t) = I_{LF}(t) = I_{CF}(t) + I_o(t) \quad (3.6)$$

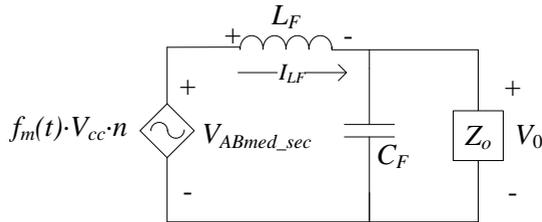


Figura 3.5 – Circuito equivalente do inversor.

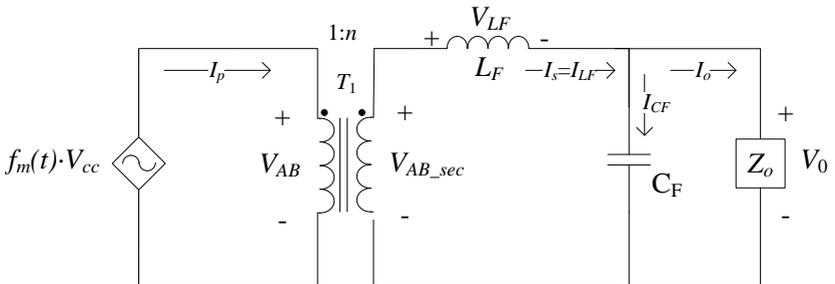


Figura 3.6 – Circuito equivalente do inversor representando o transformador.

A corrente I_{CF} no capacitor C_F , a corrente I_o na carga Z_o e a tensão V_{LF} do indutor L_F são definidas em (3.7), (3.8) e (3.9), respectivamente.

$$I_{CF}(t) = \frac{C_F \cdot dV_o(t)}{dt} \quad (3.7)$$

$$I_o(s) = \frac{V_o(t)}{Z_o} \quad (3.8)$$

$$V_{LF}(t) = \frac{L_F \cdot dI_{LF}(t)}{dt} \quad (3.9)$$

Ao escrever a equação da lei de kirchhoff (lei das malhas) do circuito da Figura 3.6, tem-se (3.10).

$$V_{AB_sec}(t) = V_{LF}(t) + V_o(t) \quad (3.10)$$

Substituindo-se (3.8) e (3.9) em (3.10), obtém-se (3.11).

$$V_{AB_sec}(t) = \frac{L_F \cdot dI_{LF}(t)}{dt} + I_o(s) \cdot Z_o \quad (3.11)$$

Entretanto, a corrente de carga I_o é definida através de (3.6). Substituindo-a em (3.11), tem-se (3.12).

$$V_{AB_sec}(t) = \frac{L_F \cdot dI_{LF}(t)}{dt} + I_{CF}(t) + I_{LF}(t) \cdot Z_o \quad (3.12)$$

Aplicando-se em (3.12) a definição da corrente do capacitor de (3.7), obtém-se (3.13).

$$V_{AB_sec}(t) = \frac{L_F \cdot dI_{LF}(t)}{dt} + \frac{C_F \cdot Z_o \cdot dV_o(t)}{dt} + I_{LF}(t) \cdot Z_o \quad (3.13)$$

Determinando-se a tensão V_o através de (3.9) e (3.10), e substituindo-a em (3.13), determina-se (3.14). Esta equação descreve a corrente I_{LF} em função da tensão V_{AB_sec} .

$$\frac{1}{Z_o} \cdot V_{AB_sec}(t) + C_F \cdot \frac{dV_{AB_sec}(t)}{dt} = L_F \cdot C_F \cdot \frac{d^2 I_{LF}(t)}{dt} + \frac{L_F}{Z_o} \cdot \frac{dI_{LF}(t)}{dt} + I_{LF}(t) \quad (3.14)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (3.14), tem-se (3.15).

$$\frac{I_{LF}(s)}{V_{AB_sec}(s)} = \frac{\left(s \cdot C_F + \frac{1}{Z_o} \right)}{s^2 \cdot L_F \cdot C_F + s \left(\frac{L_F}{Z_o} \right) + 1} \quad (3.15)$$

Por fim, substituindo-se (3.2) e (3.4) em (3.15), determina-se a função de transferência G_i em (3.16), que define a corrente do indutor I_{LF} em função do sinal modulante V_{cp} .

$$\frac{I_s(s)}{V_{cp}(s)} = \frac{I_{LF}(s)}{V_{cp}(s)} = G_i(s) = \frac{\left(s \cdot C_F + \frac{1}{Z_o} \right)}{s^2 \cdot L_F \cdot C_F + s \left(\frac{L_F}{Z_o} \right) + 1} \cdot \left(\frac{V_{cc} \cdot n}{V_p} \right) \quad (3.16)$$

A relação entre as variáveis das equações de (3.1) a (3.16) é representada pelo diagrama de blocos convencional do inversor da Figura 3.7 [70]. Este é o modelo da planta do inversor que permite visualizar a conexão entre as suas variáveis, principalmente, entre sinal de controle V_{cp} , corrente do indutor I_{LF} e tensão de saída V_0 . Essas são as variáveis usadas no controle proposto e são constantemente citadas e analisadas.

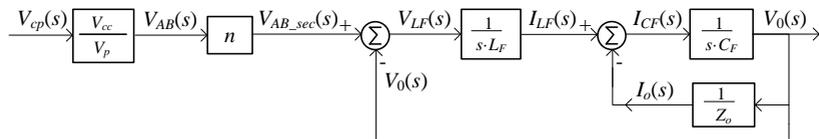


Figura 3.7 – Diagrama de blocos do inversor [70].

A função de transferência de (3.16) foi simulada em conjunto com o circuito do inversor da Figura 3.4, com intuito de validar o modelo matemático. Os parâmetros usados na simulação são apresentados na Tabela 3.1. Foi aplicado um degrau no sinal de V_{cp} e as respostas das correntes no indutor do inversor e da função de transferência são mostradas na Figura 3.8. Nesta figura, a resposta do inversor possui uma ondulação de corrente na frequência de comutação, que é esperada devido à modulação PWM. Esta componente não é representada pela função de transferência, ou seja, não aparece na resposta do modelo mostrada na Figura 3.8. Entretanto, ao analisar a resposta da função de transferência da malha de corrente em relação ao circuito do inversor, desprezando-se a ondulação em alta frequência, conclui-se que elas são idênticas. Portanto, o modelo representa corretamente o valor médio em um período de comutação da corrente no indutor L_F do inversor e, assim, os resultados da Figura 3.8 validam a função transferência de (3.16).

Continuando a análise do comportamento das correntes da Figura 3.8, verifica-se que elas possuem uma resposta dinâmica rápida, com tempos de subida e acomodação de aproximadamente 0,8 ms e 2 ms, respectivamente. Isto mostra que numa situação de degrau de carga, ou conexão de um inversor (*hot-swap*) as correntes dos inversores em paralelo respondem com uma dinâmica parecida com estes tempos. Um controle adequado para esse sistema precisa responder dinamicamente a estas variações. Essa característica justifica o uso de um controle baseado em variáveis de valores médios quase instantâneos para o paralelismo de inversores. Um controle baseado em valores de potência média responderia no mínimo com uma constante de tempo próxima de

um período da rede (16,67 ms), que é o tempo necessário para calcular os valores médios em um ciclo das variáveis.

A função de transferência de (3.16) e a estrutura do controle do paralelismo apresentada na Figura 3.4 são usadas para definir o diagrama de blocos da Figura 3.9, que representa a malha fechada da corrente do indutor do inversor. Neste diagrama, a variável G_i representa a planta do inversor para a malha de corrente. Já o ganho da realimentação da corrente do indutor, denominado de K_{IL} , constitui o controlador do paralelismo proposto neste trabalho. A maneira como o controle do paralelismo atua será abordado na próxima seção, após definir o modelo do inversor para o controle de tensão.

Tabela 3.1 – Dados utilizados nas simulações da Seção 3.4.1.

$C_F=36 \mu\text{F}$	$n = 1,63$
$L_F= 1100 \mu\text{H}$	$V_p=2,5 \text{ V}$
$V_{cc}=300 \text{ V}$	$Z_o= 10 \Omega$ (carga nominal)

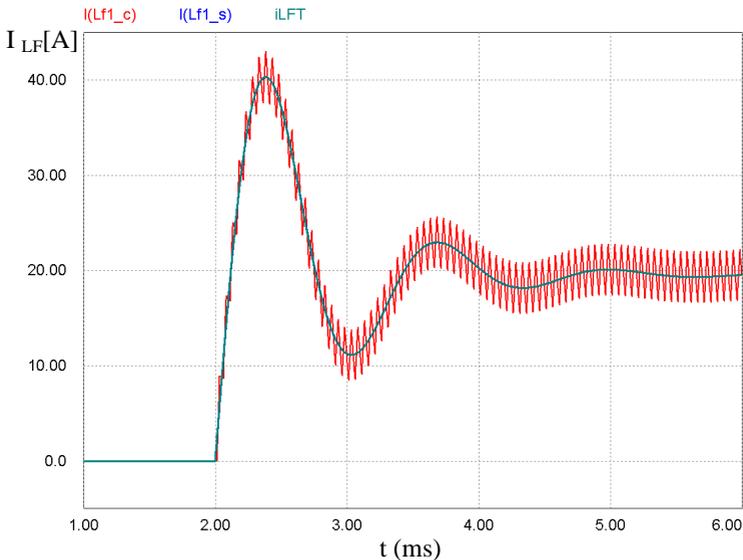


Figura 3.8 – Comparação entre as simulações do circuito do inversor e da função de transferência (3.16) que descreve a corrente do indutor.

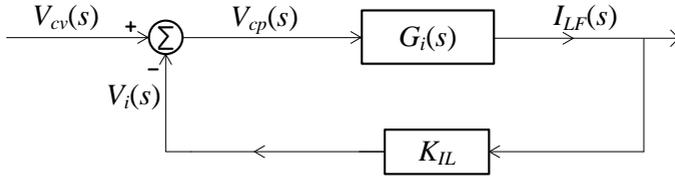


Figura 3.9 – Diagrama de blocos da malha de corrente do indutor L_F .

3.4.2. Modelo Matemático do Inversor para a Malha de Tensão

A seguir é desenvolvido um modelo matemático do inversor para a tensão de saída, considerando-se a malha de realimentação da corrente do indutor L_F . Assim, a presença de malha de corrente permite representar o inversor como uma fonte de corrente, como ilustrado na Figura 3.10. É importante frisar que as malhas citadas de corrente e de tensão são desenvolvidas através de variáveis quase instantâneas.

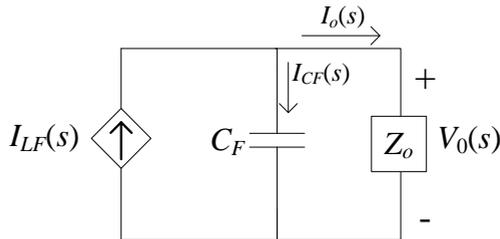


Figura 3.10 – Modelo do inversor para a malha de tensão.

Analisando-se o circuito da Figura 3.10, encontra-se a função de transferência da tensão de saída em função da corrente do indutor, definida em (3.17).

$$\frac{V_0(s)}{I_{LF}(s)} = G_v(s) = \frac{1}{s \cdot C_F + 1/Z_o} \quad (3.17)$$

A Figura 3.11 apresenta o diagrama de blocos da malha de tensão em conjunto com a malha de corrente do indutor, na qual as funções G_i e G_v constituem a planta do inversor mostrada na Figura 3.7. Portanto, têm-se neste diagrama os blocos G_i que representa a planta do inversor para a malha de corrente, G_v que representa a função de transferência da planta de tensão em função da corrente do indutor I_{LF} , K_{IL} que constitui o controlador do paralelismo, C_v que é o compensador de tensão e, por fim, o ganho do sensor de tensão denominado de K_v .

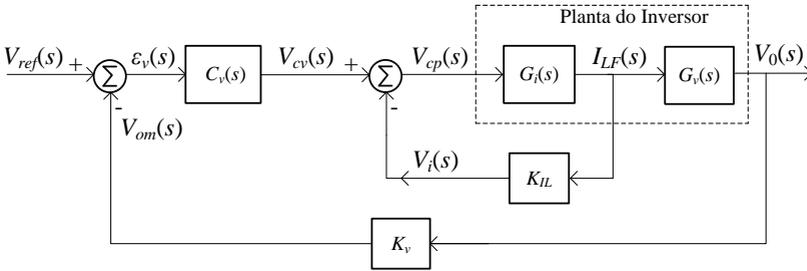


Figura 3.11 – Diagrama de blocos com as malhas de tensão e corrente.

O controle de corrente pode ser escrito por sua função de transferência de malha fechada ($FTMF_i$), definida em (3.18).

$$\frac{I_{LF}(s)}{V_{cv}(s)} = FTMF_i(s) = \frac{\left(s \cdot C_F + \frac{1}{Z_o} \right)}{s^2 \cdot L_F \cdot C_F + s \left[\frac{L_F}{Z_o} + K_{IL} \cdot C_F \cdot \left(\frac{V_{cc} \cdot n}{V_p} \right) \right] + \left[1 + \frac{K_{IL}}{Z_o} \cdot \left(\frac{V_{cc} \cdot n}{V_p} \right) \right]} \cdot \left(\frac{V_{cc} \cdot n}{V_p} \right) \quad (3.18)$$

Ao se representar o controle de corrente em malha fechada através de uma única função de transferência, pode-se simplificar o diagrama da Figura 3.11 pelo da Figura 3.12. Esta simplificação é representada pelo bloco $FTMF_i$, que está descrito na função de transferência em (3.18).

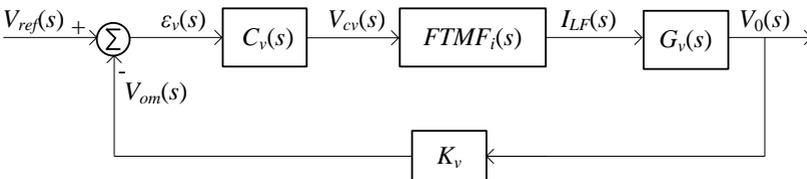


Figura 3.12 – Diagrama de blocos representando a FTMF da malha de corrente.

Definindo-se em (3.19) a função de transferência $G_{v2}(s)$, obtém-se uma função de transferência que representa o inversor para a malha de tensão, na qual considera o controle de corrente, ou seja, o controle do paralelismo. Além disto, é possível utilizar a definição de (3.19) para simplificar o diagrama de blocos da Figura 3.12 pelo diagrama da Figura 3.13.

$$G_{v2}(s) = FTMF_i(s) \cdot G_v(s) \quad (3.19)$$

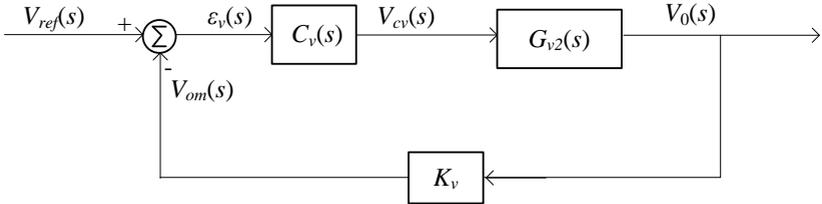


Figura 3.13 – Diagrama de blocos da malha de tensão.

Substituindo-se (3.17) e (3.18) em (3.19), obtém-se em (3.20) a função de transferência $G_{v2}(s)$ em termos de seus parâmetros. A expressão (3.20) descreve matematicamente a tensão de saída V_0 em função do sinal de controle de tensão V_{cv} . Portanto, é apresentado em (3.20) o modelo matemático proposto que representa o inversor para a malha de tensão. Salienta-se que este modelo considera a malha de corrente (controle do paralelismo) em malha fechada e como sendo uma malha interna ao seu modelo.

$$\frac{V_0(s)}{V_{cv}(s)} = G_{v2}(s) =$$

$$\frac{1}{s^2 \cdot L_F \cdot C_F + s \cdot \left[\frac{L_F}{Z_o} + K_{IL} \cdot C_F \cdot \left(\frac{V_{cc} \cdot n}{V_p} \right) \right] + \left[1 + \frac{K_{IL}}{Z_o} \cdot \left(\frac{V_{cc} \cdot n}{V_p} \right) \right]} \cdot \left(\frac{V_{cc} \cdot n}{V_p} \right) \quad (3.20)$$

A influência da malha de corrente na função de transferência da malha de tensão é expressa na (3.20) através do ganho K_{IL} . Este ganho está presente no polinômio dos pólos da planta. Assim, o ajuste do compensador K_{IL} da malha de corrente modifica a posição dos pólos, conseqüentemente, as respostas dinâmica e estática da malha de tensão. A seguir é analisada a influência da realimentação de corrente do indutor L_F na planta do inversor para a malha de tensão.

Inicialmente, define-se o ganho do inversor K_{inv} em (3.21) e a carga Z_o como sendo resistiva em (3.22). Substituindo-se (3.21) e (3.22) em (3.20), tem-se (3.23).

$$K_{inv} = \frac{V_{cc} \cdot n}{V_p} \quad (3.21)$$

$$Z_o = R_o \quad (3.22)$$

$$\frac{V_0(s)}{V_{cv}(s)} = G_{v2}(s) = \frac{K_{inv}}{s^2 \cdot L_F \cdot C_F + s \cdot \left(\frac{L_F}{R_o} + K_{IL} \cdot C_F \cdot K_{inv} \right) + \left(1 + \frac{K_{IL}}{R_o} \cdot K_{inv} \right)} \quad (3.23)$$

Se a realimentação de corrente for desabilitada, que consiste em fazer a variável K_{IL} de (3.23) igual a zero, obtém-se a função de transferência clássica da malha de tensão, escrita em (3.24).

$$\frac{V_0(s)}{V_{cv}(s)} = G_{v2}(s) \Big|_{K_{IL}=0} = \frac{K_{inv}}{s^2 \cdot L_F \cdot C_F + s \cdot \frac{L_F}{R_o} + 1} \quad (3.24)$$

O cálculo do ganho estático de (3.23) é definido em (3.25) e denominado de Ke_{Gv2} . Se o inversor estiver sem carga, o ganho estático da planta de tensão é igual ao ganho do caso sem realimentação de corrente (equação (3.24)). Com o aumento da carga, o ganho estático do inversor diminui em função do ajuste do ganho K_{IL} e da carga do inversor.

$$Ke_{Gv2} = \frac{K_{inv}}{1 + \frac{K_{IL}}{R_o} \cdot K_{inv}} \quad (3.25)$$

A análise da resposta dinâmica de (3.23) é feita para o sistema com e sem carga.

No caso do sistema sem carga ($R_o \rightarrow \infty$) a função de transferência de (3.23) pode ser simplificada, obtendo-se a equação (3.26). O amortecimento e a frequência natural de (3.26) são definidos em (3.27) e (3.28), respectivamente. As equações (3.27) e (3.28) comprovam que, com o sistema sem carga, a realimentação de corrente não altera a frequência natural e adiciona amortecimento à planta de tensão. Esta característica é muito importante para a resposta dinâmica do inversor, pois no caso sem realimentação de corrente a planta de tensão não possui amortecimento com o sistema sem carga.

$$\frac{V_0(s)}{V_{cv}(s)} = G_{v2}(s) = K_{inv} \cdot \frac{1}{s^2 \cdot L_F \cdot C_F + s \cdot K_{IL} \cdot C_F \cdot K_{inv} + 1} \quad (3.26)$$

$$\xi_{K_{IL}} = K_{IL} \cdot K_{inv} \cdot C_F \quad (3.27)$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_F \cdot C_F}} \quad (3.28)$$

A análise da resposta dinâmica de (3.23), considerando-se a presença de carga, é realizada por analogia. Inicialmente, no caso sem realimentação de corrente da função de transferência (3.24), o aumento da carga (diminuição de R_o) introduz amortecimento à planta de tensão em função do termo L_F/R_o do polinômio dos pólos da planta de (3.24). O amortecimento de (3.24) em função da carga é representado na equação (3.29). Para o caso da planta de tensão com realimentação de corrente definida em (3.23), o aumento da carga deve provocar um aumento do seu amortecimento igual ao caso sem realimentação de corrente, pois o termo L_F/R_o , responsável pelo aumento do amortecimento em função da carga em (3.24), também está presente no polinômio dos pólos de (3.23).

Com a análise apresentada da resposta dinâmica de (3.23) sem e com carga, pode-se concluir que, o amortecimento total da planta de tensão com realimentação de corrente é proporcional ao amortecimento introduzido pelo termo (3.27), que é constante e independe do nível de carga, somado ao termo de (3.29), que é em função da carga. Ou seja, a planta já possui um determinado amortecimento sem carga, determinado em função do ganho K_{IL} em (3.27), e ele aumenta com o acréscimo do nível de carga, conforme a expressão (3.29).

$$\xi_{R_o} = \frac{L_F}{R_o} \quad (3.29)$$

As definições de (3.25), (3.27), (3.28) e (3.29) provam que a realimentação de corrente do indutor altera a resposta estática e dinâmica do inversor em relação à tensão de saída. O ganho da realimentação de corrente provoca aumento do amortecimento, diminui o ganho estático com o aumento da carga e não altera significativamente a frequência natural da planta do inversor.

Através das definições de (3.1), (3.2), (3.3) e (3.21) é possível escrever a tensão V_{AB} na equação (3.30) em função do sinal V_{cv} e do ganho estático do inversor K_{inv} . Nessa definição é desprezada a componente em alta frequência de V_{AB} causada pela modulação PWM. Substituindo-se (3.30) em (3.23), obtém-se a função de transferência da tensão V_o em função da tensão V_{AB} do inversor em (3.31).

$$V_{AB} = V_{cv} \cdot K_{inv} \quad (3.30)$$

$$\frac{V_o(s)}{V_{AB}(s)} = \frac{1}{s^2 \cdot L_F \cdot C_F + s \cdot \left(\frac{L_F}{R_o} + K_{IL} \cdot K_{inv} \cdot C_F \right) + \left(1 + \frac{K_{IL} \cdot K_{inv}}{R_o} \right)} \quad (3.31)$$

Para compreender o efeito da realimentação de corrente no controle de tensão do inversor, fez-se uma analogia com o circuito elétrico apresentado na Figura 3.14. A análise deste circuito elétrico permite escrever a função de transferência da sua tensão de saída V_o em função da tensão V_{AB} em (3.32). Definindo-se o ganho K_I em (3.33) e substituindo-o em (3.32), têm-se as funções de transferências (3.31) e (3.32) idênticas. Essa igualdade demonstra que a realimentação de corrente se comporta como uma impedância virtual em série com o indutor L_F do inversor, como exemplificado na Figura 3.14. Esta impedância virtual criada é puramente resistiva, pois K_{IL} é apenas um ganho. A analogia da realimentação de corrente com um resistor em série com o indutor L_F ajuda a compreender o aumento do amortecimento e diminuição do ganho estático, em função da carga, na planta de tensão estudada anteriormente. O conceito de impedância virtual é explorado na literatura de [75] a [90], os quais os autores adicionam elementos no controle que emulam impedâncias no circuito de potência, com o objetivo de melhorar o controle do paralelismo. Nesses trabalhos, a impedância virtual criada é posicionada na saída do inversor entre a carga e o filtro LC.

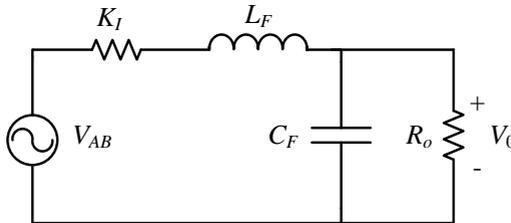


Figura 3.14 – Circuito elétrico que representa a impedância virtual criada pela realimentação de corrente.

$$\frac{V_o(s)}{V_{AB}(s)} = \frac{1}{s^2 \cdot L_F \cdot C_F + s \cdot \left(\frac{L_F}{R_o} + K_I \cdot C_F \right) + \left(1 + \frac{K_I}{R_o} \right)} \quad (3.32)$$

$$K_I = K_{inv} \cdot K_{IL} \quad (3.33)$$

Para validar o modelo da malha de tensão foi realizada uma simulação com o circuito elétrico do inversor e com a função de transferência da equação (3.20). Foi aplicado um degrau na referência de tensão e, observada a tensão de saída do inversor e a resposta da função de transferência. Nesta simulação considerou-se o sistema com carga. Ambos os resultados são mostrados na Figura 3.15, na qual nota-se que as respostas são idênticas, pois as duas curvas estão sobrepostas,

demonstrando que a função de transferência da equação (3.20) representa corretamente a tensão de saída do inversor. Este modelo considera o controle da corrente do indutor funcionando em malha fechada. Os parâmetros usados nas simulações desta seção são os definidos na Tabela 3.2.

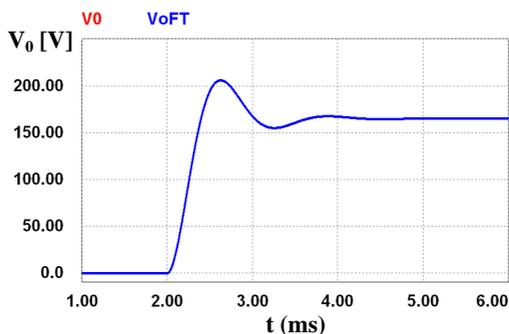


Figura 3.15 – Comparação entre a simulação da função de transferência da malha de tensão e do circuito do inversor.

Tabela 3.2 – Dados utilizados nas simulações da Seção 3.4.2.

$C_F=36 \mu\text{F}$	$n = 1,63$	$K_{IL}= 0,0937 \Omega$
$L_F= 1100 \mu\text{H}$	$V_p=2,5 \text{ V}$	$K_f= 18,33 \Omega$
$V_{cc}=300 \text{ V}$	$Z_o= 10 \Omega$ (carga nominal)	$K_{inv}= 195,6$

Foi estudado através das expressões (3.31) e (3.32) que a ação da malha de realimentação de corrente pode ser interpretada como uma resistência virtual, em série com o indutor L_F no circuito de potência do inversor. Para comprovar esta analogia, foi aplicado um degrau na tensão de referência do circuito elétrico do inversor com a malha de corrente e no circuito elétrico do inversor sem a malha de corrente, mas com um resistor em série com o indutor, de valor definido pela equação (3.33). Foi considerado o sistema com carga. O comportamento da tensão de saída nos dois circuitos é apresentado na Figura 3.16 e são idênticas, pois as duas curvas estão sobrepostas. Este resultado mostra que no inversor controlado em tensão, a realimentação de corrente realmente se comporta como uma resistência virtual em série com o indutor L_F .

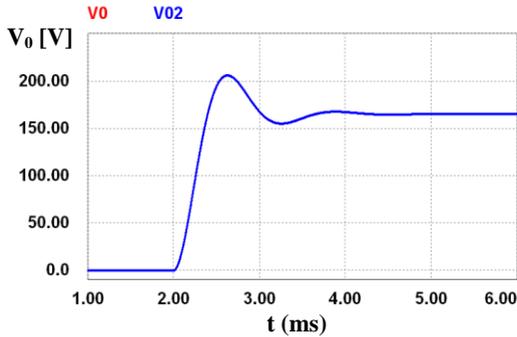


Figura 3.16 – Comparação entre as simulações do inversor com controle de corrente e com uma impedância equivalente em série com o indutor.

Com o objetivo de verificar a influência da realimentação da corrente do indutor na resposta dinâmica e estática do inversor de tensão, foram simuladas mais algumas situações com o circuito elétrico e com a equação (3.20). Inicialmente, a Figura 3.17 apresenta o resultado da tensão de saída do inversor obtida para um degrau na tensão de referência em dois casos: o primeiro, com a malha de corrente do indutor habilitada ($K_{IL}=0,01$) e, o segundo, com a malha de corrente desabilitada ($K_{IL}=0$). Em ambos os casos, o sistema está com carga ($R_o=10 \Omega$). Ao analisar a Figura 3.17, nota-se que a presença da malha de corrente altera a resposta do circuito. Na simulação com a malha de corrente, a resposta transitória possui um sobressinal e o tempo de acomodação menor. Isso são características do aumento do amortecimento do sistema. Além disto, em regime permanente, a situação com a realimentação de corrente habilitada apresentou uma diminuição no ganho estático do inversor.

Ao refazer as simulações anteriores, mas neste caso considerando-se uma carga muito pequena ($R_o=100 \Omega$), tem-se a tensão de saída apresentada na Figura 3.18. Ao comparar os resultados das simulações sem e com a realimentação de corrente na Figura 3.18, nota-se que no caso sem o controle de corrente ($K_{IL}=0$), o circuito tem um sobressinal e um tempo de acomodação muito maior em relação à simulação com a malha de corrente habilitada ($K_{IL}=0,01$). Porém, os valores em regime permanente da tensão de saída foram semelhantes nos dois casos, demonstrando que, em situações com pouca carga, o controle do paralelismo praticamente não altera o ganho estático do inversor.

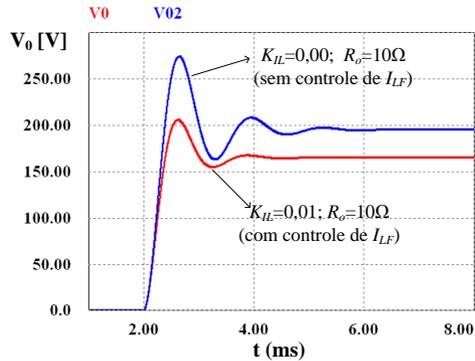


Figura 3.17 – Simulações do inversor com e sem a malha de corrente, na situação com carga nominal.

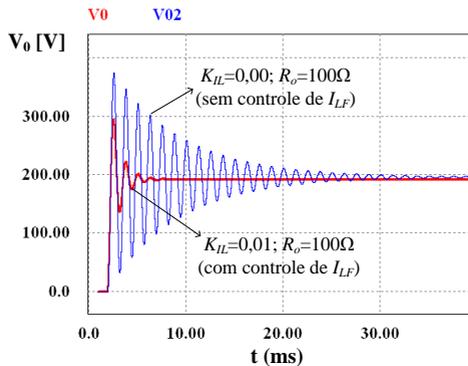


Figura 3.18 – Simulações do inversor com e sem a malha de corrente, na situação com baixa carga.

Usando a função de transferência de (3.20), foi construído o diagrama de Bode para as mesmas quatro situações simuladas e apresentadas na Figura 3.17 e na Figura 3.18. Ao analisar os módulos do diagrama de Bode na Figura 3.19, observa-se que na situação com pouca carga ($R_o=100\ \Omega$), representada pelas Curvas A e C, a realimentação de corrente habilitada ($K_{IL}=0.01$) na Curva C reduziu o ganho do inversor na frequência de ressonância. Ao comparar as resposta com carga nominal ($R_o=10\ \Omega$) nas Curvas B e D, a Curva B do inversor com a realimentação de corrente ($K_{IL}=0.01$) também apresentou um maior amortecimento na frequência de ressonância e, além disto, um decréscimo do ganho em baixa frequência (faixa plana do diagrama de Bode). Ao verificar as fases do diagrama de Bode na Figura 3.20 para as

quatro situações, percebe-se que a realimentação de corrente também altera a resposta de fase, tornando a sua transição de 0° para -180° na frequência de ressonância mais suave. Isto é comprovado ao comparar a Curva A com a Curva C (ambos os casos com baixa carga). Nota-se que o diagrama de fase das duas curvas diminui de 0° para -180° , porém a Curva C atinge o -180° numa frequência maior em relação à Curva A. Essa situação aumenta a margem de fase do controle para frequências de cruzamento maiores que a frequência de ressonância do inversor (situação usual) e, assim, melhora a estabilidade do inversor.

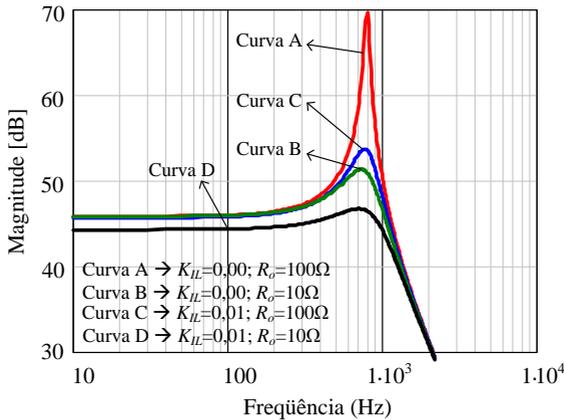


Figura 3.19 – Módulo do diagrama de Bode.

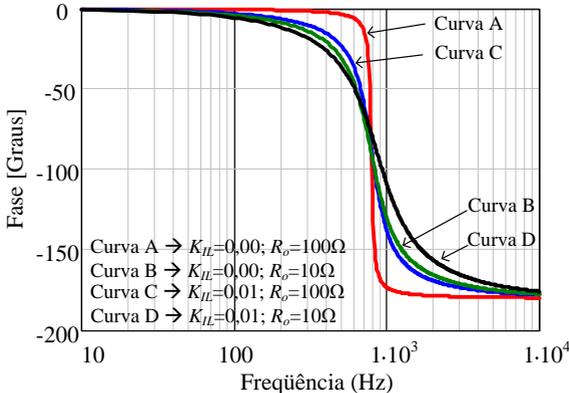


Figura 3.20 – Fase do diagrama de Bode.

A análise desenvolvida do comportamento do inversor no domínio do tempo, na Figura 3.17 e na Figura 3.18, e no domínio da frequência, na Figura 3.19 e Figura 3.20, comprovaram os estudos

teóricos sobre a influência da realimentação da corrente do indutor no funcionamento do inversor de tensão. Ficou evidente que esta malha adiciona amortecimento independentemente da carga e diminui ganho estático em função da carga na planta do inversor.

As características introduzidas no VSI com a malha de realimentação da corrente são importantíssimas em termos do controle do paralelismo. O aumento do amortecimento do inversor permite a conexão de novos inversores no paralelismo, em qualquer nível de carga (*hot-swap*), com pequenos transitórios na tensão de saída. A diminuição do ganho estático do inversor proporcionalmente ao acréscimo da carga garante a distribuição correta da corrente de carga entre os inversores em regime permanente. Por exemplo: em uma situação com dois ou mais inversores em paralelo, se houver um desequilíbrio de corrente entre eles, o inversor que está fornecendo a maior corrente tem a maior redução do ganho estático e, como consequência, a corrente fornecida por ele decresce. Assim, os inversores encontram um ponto de operação de acordo com o ajuste do ganho da realimentação de corrente, que garante o equilíbrio de corrente entre os conversores. Além disto, o ajuste correto do ganho de realimentação da corrente do indutor permite conectar inversores de potências diferentes em paralelo, garantindo a divisão proporcional da corrente de carga entre os inversores. Outro ponto relevante é que, o controle do paralelismo através da corrente instantânea do indutor, oferece uma resposta dinâmica rápida e amortecida aos transitórios do sistema, o que assegura o funcionamento adequado do paralelismo de VSI.

3.4.3. Modelo Matemático do Inversor para a Malha da Corrente Média do Transformador

A seguir é desenvolvido um modelo matemático do inversor para a malha de corrente média no primário do transformador isolador. A estratégia de controle é por valores médios das variáveis.

O modelo do inversor para a malha de corrente média é obtido analisando o circuito equivalente em “ L ” [112] do transformador, mostrado na Figura 3.21. Neste modelo os parâmetros estão referidos ao primário, as resistências dos enrolamentos são representadas por um parâmetro localizado, a permeabilidade do núcleo é constante e não são consideradas as perdas relativas a capacitâncias parasitas nos enrolamentos. Na Figura 3.21, a fonte CC, V_{AB_CC} , representa a componente contínua e a fonte CA, V_{AB_ca} , representa a componente alternada da tensão V_{AB} do inversor.

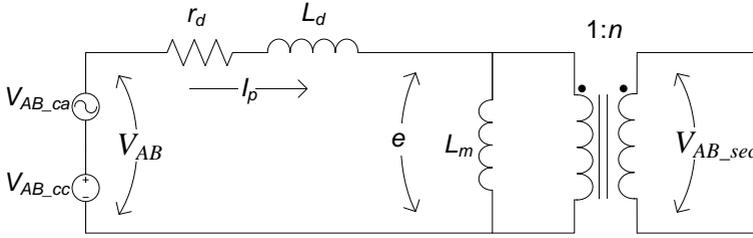


Figura 3.21 – Circuito equivalente do inversor para a malha de corrente média do transformador.

Os parâmetros do circuito da Figura 3.21 são:

r_d : resistência dos enrolamentos do transformador;

L_d : indutância de dispersão dos enrolamentos do transformador, e;

L_m : indutância de magnetização do transformador.

As expressões (3.34) e (3.35) descrevem a equação da malha do circuito Figura 3.21:

$$V_{AB}(t) = r_d \cdot I_p(t) + L_d \cdot \frac{dI_p(t)}{dt} + e(t) \quad (3.34)$$

$$V_{AB_ca}(t) + V_{AB_cc}(t) = r_d \cdot I_p(t) + L_d \cdot \frac{dI_p}{dt} + e(t) \quad (3.35)$$

Como, em regime permanente, a tensão média nos elementos indutivos é nula, toda a componente contínua de V_{AB} da Figura 3.21 é aplicada sobre a resistência do enrolamento (r_d), gerando uma corrente contínua proporcional, conforme descrito em (3.36). Essa resistência geralmente é muito pequena, ou seja, uma pequena tensão contínua em V_{AB} provoca uma corrente contínua de valor significativo no primário do transformador.

$$I_{cc} = \frac{V_{AB_cc}}{r_d} \quad (3.36)$$

A componente contínua de corrente que circula pelo transformador gera uma componente contínua no fluxo magnético, aproximando o fluxo magnético total do núcleo da região de saturação. A equação (3.37) demonstra como o fluxo magnético do transformador depende diretamente da sua corrente,

$$\Phi(t) = \frac{n_{prim} \cdot I_p(t)}{\mathfrak{R}} \quad (3.37)$$

onde Φ é o fluxo magnético;

n_{prim} é o número de espiras do primário do transformador;

I_p é a corrente do primário do transformador, e;
 \mathfrak{R} é a relutância magnética do transformador.

Nos projetos de transformadores é admitido um valor de fluxo magnético contínuo sem levá-lo à região de saturação e, este valor, depende da relutância do caminho magnético, número de espiras do primário e da densidade de fluxo magnético. Entretanto, deseja-se tornar a margem tão pequena quanto possível para diminuir o tamanho do núcleo e, portanto, é necessário ter cuidados para que a componente contínua de corrente não sature o transformador.

A corrente do primário do transformador I_p , definida em (3.38), é composta pelas correntes de magnetização I_m e de carga I_s refletida para o primário. A corrente I_m , definida em (3.39), é composta pelas componentes alternada, necessária para magnetizar o transformador, e contínua, gerada pela tensão contínua aplicada sobre a resistência do enrolamento primário do transformador.

$$I_p(t) = I_m(t) + \frac{I_s(t)}{n} \quad (3.38)$$

$$I_m(t) = I_{m_cc}(t) + I_{m_ac}(t) \quad (3.39)$$

Com (3.39) e a análise da Figura 3.21, representa-se o circuito equivalente para a corrente de magnetização do transformador na Figura 3.22. A equação das malhas deste circuito é escrita na equação (3.40).

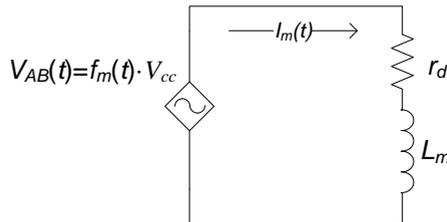


Figura 3.22 – Circuito equivalente do transformador para a corrente de magnetização.

$$V_{AB}(t) = r_d \cdot I_m(t) + L_m \cdot \frac{dI_m(t)}{dt} \quad (3.40)$$

Manipulando (3.40) e aplicando a transformada de Laplace, tem-se (3.41).

$$\frac{I_m(s)}{V_{AB}(s)} = \frac{1}{s \cdot L_m + r_d} \quad (3.41)$$

Substituindo-se (3.1) e (3.2) em (3.41), obtém-se a equação (3.42), que descreve o modelo matemático do inversor para a corrente de

magnetização (componente alternada e contínua) em função do sinal de controle.

$$\frac{I_m(s)}{V_{cp}(s)} = \frac{1}{s \cdot L_m + r_d} \cdot \frac{V_{cc}}{V_p} \quad (3.42)$$

Para o controle por valores médios, a expressão (3.42) representa a função de transferência do inversor para a corrente média do transformador, em função do sinal de controle.

A corrente de magnetização, definida em (3.39), possui uma parcela contínua e uma alternada. Como a parcela contínua pode causar a saturação indesejada do transformador, propõe-se uma malha de controle para eliminá-la. Não é possível medir diretamente a corrente I_m no transformador. Como a corrente do primário, definida em (3.38), é composta pelas correntes de magnetização e a de carga, e a corrente de carga não apresenta nível contínuo, ao se mensurar a componente contínua da corrente do primário, indiretamente mede-se a componente contínua da corrente I_m . Assim, o controle proposto para a corrente média do transformador, mede o valor médio da corrente do primário, que é a parcela contínua da corrente de magnetização e atua introduzindo um nível médio no controle de tensão.

A função de transferência da equação (3.42) foi validada através de simulações, comparando os resultados da função de transferência com os do circuito equivalente do inversor. Os parâmetros usados na simulação são apresentados na Tabela 3.3. Foram aplicados degraus em V_{cp} (sinal de controle) como demonstrando na Figura 3.23 (b). Os valores da Figura 3.23 (b) estão multiplicados pelo ganho do inversor, assim o seu valor corresponde diretamente ao nível de tensão contínua aplicada no transformador. A corrente I_m , medida no circuito elétrico e calculada pela função de transferência, é apresentada na Figura 3.23 (a). Ambas as respostas estão sobrepostas mostrando que a função de transferência reproduziu o comportamento do circuito. A resposta dinâmica desta corrente é lenta, pois a sua constante de tempo depende da indutância de magnetização do transformador (L_m), que geralmente é um valor na ordem de centenas de milihenry.

Tabela 3.3 – Dados utilizados nas simulações da Seção 3.4.3.

$C_F = 36 \mu\text{F}$	$V_p = 2,5 \text{ V}$	$L_m = 1100 \mu\text{H}$
$L_F = 1100 \mu\text{H}$	$Z_o = 10 \Omega$ (carga nominal)	$L_d = 70 \mu\text{H}$
$n = 1,63$	$K_{IL} = 0,0937 \Omega$	$r_d = 0,05 \Omega$
$V_{cc} = 300 \text{ V}$	$K_I = 18,33 \Omega$	$K_{inv} = 195,6$

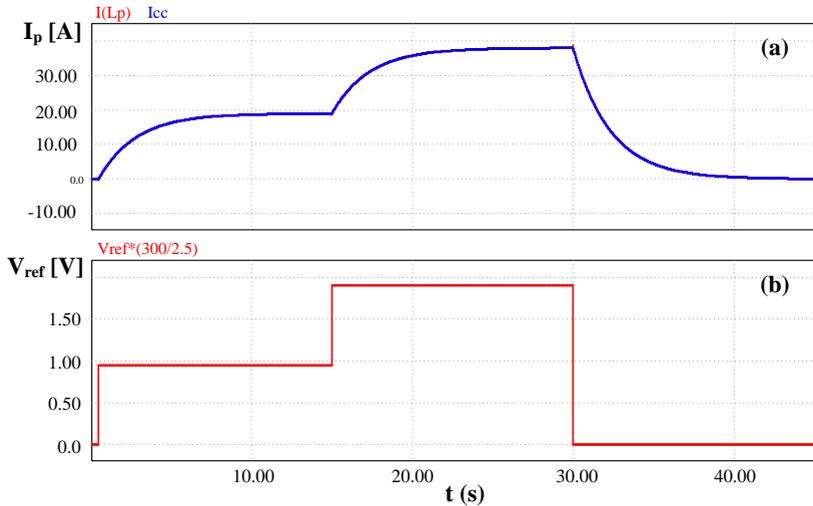


Figura 3.23 – Comparação entre as simulações da função de transferência da malha de corrente média e do circuito equivalente do inversor para o nível CC.

A malha de controle do valor médio da corrente do transformador, mostrada na seção 3.3.2, monitora a corrente do primário do transformador e atua adicionando um nível contínuo na tensão de referência da malha de tensão, como indicado na Figura 3.24. As outras duas malhas de controle do inversor estão em cascata com o controle de corrente média. Portanto, é necessário conhecer a influência das malhas de tensão e corrente instantâneas no controle da corrente média do transformador, para projetar corretamente o seu controlador.

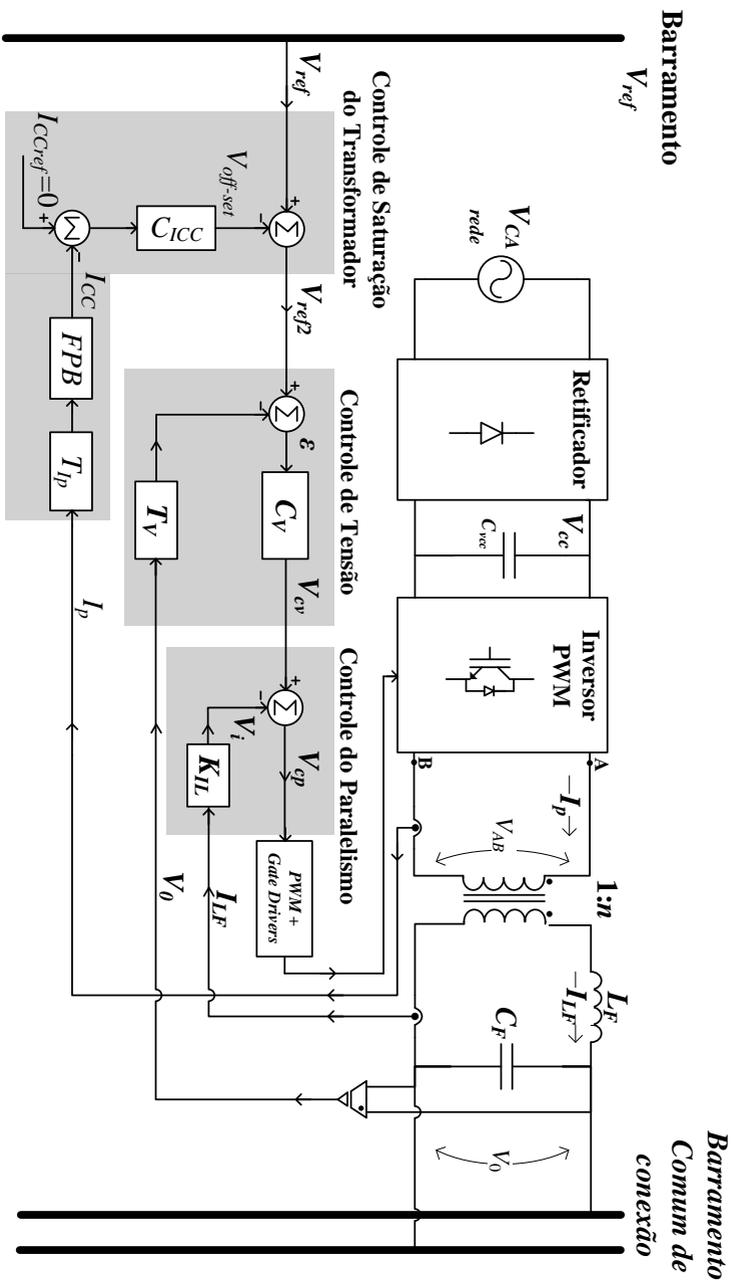


Figura 3.24 – Circuito de controle do inversor de tensão.

A equação (3.42) descreve a corrente de magnetização em função do sinal aplicado no modulador PWM. Precisa-se encontrar um modelo que, represente a corrente contínua de magnetização em função da tensão contínua somada na referência de tensão ($V_{off-set}$).

A Figura 3.25 mostra o diagrama de blocos do modelo matemático do inversor da Figura 3.24, baseado nas seções 3.4.1 e 3.4.2. Nota-se que, o diagrama considera as malhas de controle de tensão, de corrente e descreve V_0 em função de V_{ref} .

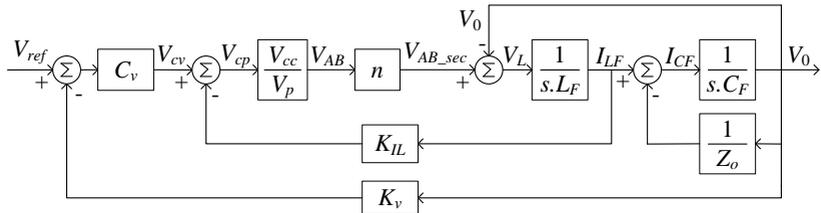


Figura 3.25 – Diagrama de blocos do inversor.

Baseado em (3.38) e (3.42), é possível representar a corrente do primário do transformador no diagrama da Figura 3.25, como apresentado na Figura 3.26. Nesta figura, também é mostrada a tensão contínua ($V_{off-set}$), a qual representa a ação de controle da malha de corrente média (sinal de erro compensado) que é somada à referência senoidal de tensão.

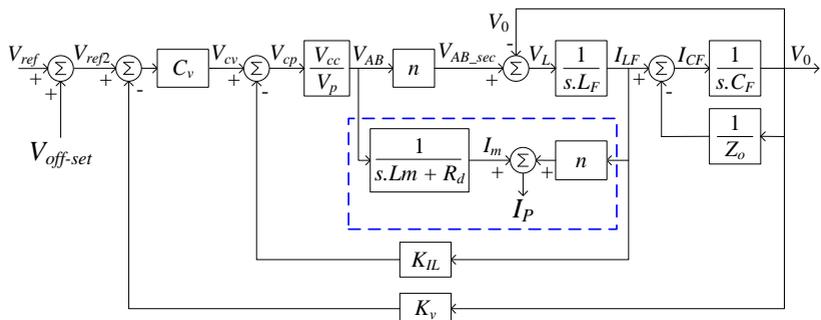


Figura 3.26 – Diagrama de blocos do inversor representando a corrente do primário do transformador.

Com a análise do diagrama da Figura 3.26, define-se as seguintes funções de transferências do inversor: da corrente I_{LF} em função da tensão V_{AB} do inversor refletida para o secundário do transformador (V_{AB_sec}) em (3.43), denominada de G_{IL} ; e da tensão V_0 em função de I_{LF} em (3.44), denominada de G_v .

$$G_{IL}(s) = \frac{I_{LF}}{V_{AB_sec}} = \frac{s \cdot C_F + \frac{1}{R_o}}{s^2 \cdot C_F \cdot L_F + s \cdot \frac{L_F}{R_o} + 1} \quad (3.43)$$

$$G_v(s) = \frac{V_0}{I_{LF}} = \frac{1}{s \cdot C_F + \frac{1}{R_o}} \quad (3.44)$$

A equação (3.41) define a corrente de magnetização em função da tensão V_{AB} . Esta equação é reproduzida em (3.45), no qual foi denominada de G_m .

$$G_m(s) = \frac{I_m(s)}{V_{AB}(s)} = \frac{1}{s \cdot L_m + r_d} \quad (3.45)$$

O ganho do inversor da Figura 3.24 sem o transformador, entre o sinal V_{cp} e a tensão V_{AB} , é mostrado na Figura 3.26 e definido em (3.46).

$$K_{invp} = \frac{V_{cc}}{V_p} \quad (3.46)$$

Manipulando o diagrama da Figura 3.26 e utilizando as definições de (3.43), (3.44), (3.45) e (3.46), encontra-se o diagrama de blocos da Figura 3.27. Este representa a corrente do primário do transformador do inversor em relação à tensão de referência. Este modelo considera a carga e as malhas de tensão e corrente instantâneas.

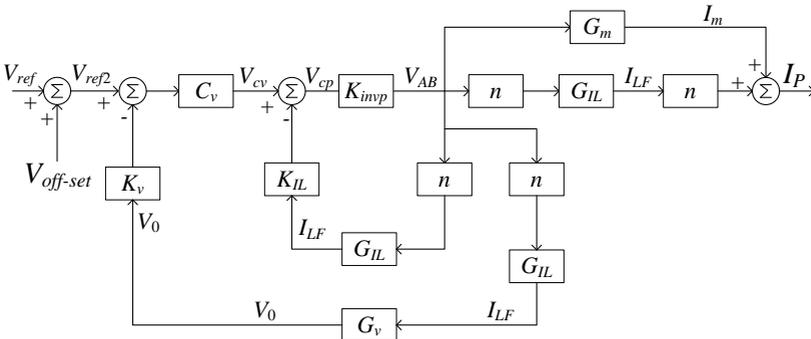


Figura 3.27 – Diagrama de blocos do inversor para a corrente do primário do transformador.

Os modelos da Figura 3.26 e Figura 3.27 foram simulados em conjunto com o circuito elétrico da Figura 3.24, com objetivo de validá-los. Novamente, foram usados nas simulações os parâmetros definidos na Tabela 3.3. A Figura 3.28 mostra a tensão de saída do inversor (V_0) e

a Figura 3.29 apresenta a corrente do primário do transformador, ambas obtidas pelo circuito elétrico, modelo da Figura 3.26 e modelo da Figura 3.27. Nesta simulação foi usada uma referência senoidal em V_{ref} , na qual foi aplicada um aumento de 100% no instante de 20 ms. Nota-se que os modelos representam corretamente o circuito elétrico, pois as três curvas estão sobrepostas umas as outras, como observado nas tensões V_o da Figura 3.28 e nas correntes I_p da Figura 3.29.

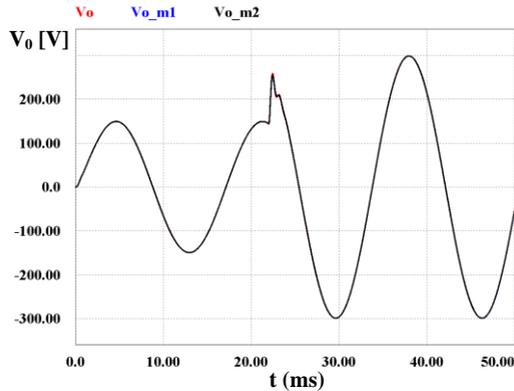


Figura 3.28 – V_o com o circuito da Figura 3.24, modelo da Figura 3.26 e modelo da Figura 3.27, para V_{ref} senoidal.

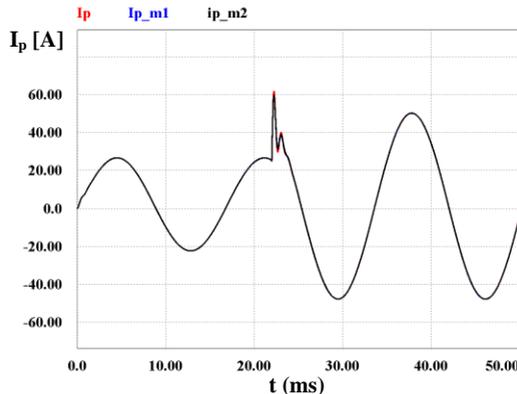


Figura 3.29 – I_p com o circuito da Figura 3.24, modelo da Figura 3.26 e modelo da Figura 3.27, para V_{ref} senoidal.

Em outra simulação, foi aplicado um degrau de 0,1 V na tensão $V_{off-set}$. A Figura 3.30 e a Figura 3.31 ilustram a resposta transitória e em regime permanentes da tensão de saída V_o e da corrente I_p do inversor,

respectivamente. As duas variáveis são obtidas através do circuito elétrico, do modelo da Figura 3.26 e do modelo da Figura 3.27. As respostas dos modelos correspondem corretamente à resposta do circuito elétrico.

Os resultados das simulações apresentados da Figura 3.28 até a Figura 3.31 validam os modelos da Figura 3.25, Figura 3.26 e Figura 3.27.

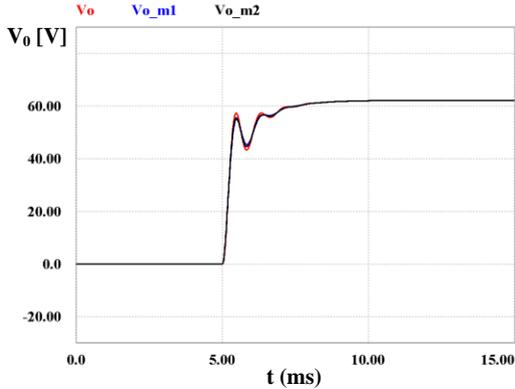


Figura 3.30 – V_o com o circuito da Figura 3.24, modelo da Figura 3.26 e modelo da Figura 3.27, para um degrau em $V_{off-set}$.

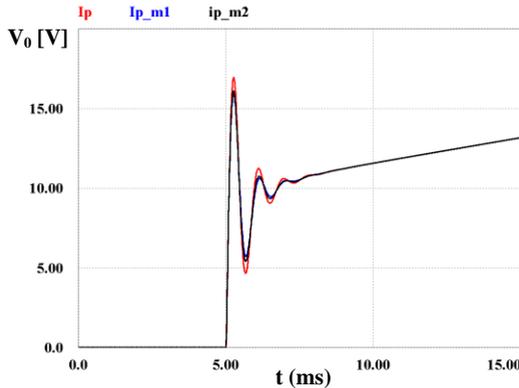


Figura 3.31 – I_p com o circuito da Figura 3.24, modelo da Figura 3.26 e modelo da Figura 3.27, para um degrau em $V_{off-set}$.

Fazendo manipulações de blocos no diagrama da Figura 3.27 é possível definir a função de transferência de laço fechado entre V_{AB} e V_{cv} em (3.47), denominada de função auxiliar 1 (H_I). Usando H_I , também é

possível definir a função de transferência de laço fechado entre V_{AB} e V_{ref2} , obtendo-se a função auxiliar 2 (H_2) em (3.48).

A malha de corrente média ilustrada na Figura 3.24, lê a corrente do primário do transformador e aplica este sinal em um filtro passa-baixa. Pelas expressões (3.38) e (3.39), a corrente do primário é composta pelas correntes alternada do secundário refletida ao primário, alternada de magnetização e contínua de magnetização. O sinal de saída do FPB da Figura 3.24 contém somente a componente contínua de magnetização. Nesta estrutura, o controle de corrente média não monitora e não atua nas componentes alternadas da corrente do primário. Portanto, no modelo da Figura 3.27, pode-se desprezar o ramo com as funções de transferência que representam a corrente I_{LF} refletida ao primário e considerar a referência de tensão como uma perturbação. Com estas considerações se define em (3.49) a função de transferência da corrente de magnetização (I_m) em relação à componente contínua introduzida da tensão de referência ($V_{off-set}$), denominada de G_{ICC} . Este modelo é representado na Figura 3.32.

$$H_1(s) = \frac{V_{AB}(s)}{V_{cv}(s)} = \frac{K_{invp}}{1 + K_{invp} \cdot K_{IL} \cdot n \cdot G_{IL}(s)} \quad (3.47)$$

$$H_2(s) = \frac{V_{AB}(s)}{V_{ref2}(s)} = \frac{C_v(s) \cdot H_1(s)}{1 + C_v(s) \cdot H_1(s) \cdot n \cdot G_{IL}(s) \cdot G_v(s) \cdot K_v} \quad (3.48)$$

$$G_{ICC}(s) = \frac{I_m}{V_{off-set}} = H_2(s) \cdot G_m(s) \quad (3.49)$$

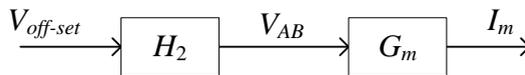


Figura 3.32 – Diagrama de blocos do inversor para a corrente do primário do transformador.

A função de transferência H_2 é composta por ganhos, pólos e zeros decorrentes dos modelos da planta de corrente, da planta de tensão e do compensador de tensão. O controlador de tensão é do tipo PID (proporcional integral derivador) e possui dois zeros e dois pólos, sendo um posicionado sobre a origem para obter a ação integradora. Com exceção do pólo integrador do compensador de tensão C_v , todos os outros pólos e zeros de H_2 estão numa frequência alta em relação à frequência de cruzamento desejada para a malha de corrente média. Estes pólos e zeros não influenciam a resposta dinâmica do sistema e,

portanto, podem ser desprezados e é possível simplificar a função de transferência H_2 .

Para iniciar o cálculo da função simplificada de H_2 , deve-se aplicar $s=0$ para os pólos e zeros de “alta freqüência” de C_v , determinando a função de transferência simplificada C_{vs} do controlador de tensão em (3.50).

$$C_{vs}(s) = K_{Cv} \cdot \frac{(0 + z_{v1}) \cdot (0 + z_{v2})}{s \cdot (0 + p_v)} = \frac{K_{Cv} \cdot z_{v1} \cdot z_{v2}}{s \cdot p_v} = \frac{K_{Cv2}}{s} \quad (3.50)$$

Faz-se o mesmo procedimento para as funções de transferências (3.43) e (3.44), encontrando as funções de transferências simplificadas das plantas de corrente G_{ILs} e de tensão G_{vs} em (3.51) e (3.52), respectivamente.

$$G_{ILs}(s) = \frac{0 \cdot C_F + \frac{1}{R_o}}{0^2 \cdot C_F \cdot L_F + 0 \cdot \frac{L_F}{R_o} + 1} = \frac{1}{R_o} \quad (3.51)$$

$$G_{vs}(s) = \frac{1}{0 \cdot C_F + \frac{1}{R_o}} = R_o \quad (3.52)$$

Aplicando (3.51) na definição de H_I em (3.47), determina-se a função H_I simplificada (H_{Is}) em (3.53).

$$H_{Is}(s) = \frac{K_{inv}}{1 + K_{inv} \cdot K_{IL} \cdot n \cdot \frac{1}{R_o}} = \frac{K_{inv} \cdot R_o}{R_o + K_{inv} \cdot K_{IL} \cdot n} \quad (3.53)$$

Substituindo-se as expressões (3.50), (3.51), (3.52) e (3.53) na definição de H_2 em (3.48), encontra-se a função simplificada de H_2 (H_{2s}) em (3.54).

$$H_{2s}(s) = \frac{K_{Cv2} \cdot K_{inv} \cdot R_o}{s \cdot R_o + K_{inv} \cdot K_{IL} \cdot n + K_{Cv2} \cdot K_{inv} \cdot R_o \cdot n \cdot K_v} \quad (3.54)$$

A expressão H_{2s} representa a função de transferência de laço fechado simplificada entre V_{AB} e V_{ref} . Ela é uma função de primeira ordem com característica de filtro passa-baixa. Uma análise dos seus parâmetros permite considerar que a posição do seu pólo sempre estará numa freqüência alta em relação à dinâmica da malha de corrente média, por isso, pode-se desprezá-lo. Assim, o ganho estático de H_{2s} definido em (3.55), e denominado de K_{eH2s} , pode ser usado na função de transferência do inversor para a malha de corrente média, definida em

(3.49), no lugar de H_2 . Usando estas simplificações, define-se a função de transferência da malha de corrente média simplificada, G_{ICCs} , em (3.56).

Substituindo-se (3.45) e (3.55) em (3.56), obtém-se em (3.57) o modelo do inversor para a corrente média do transformador, em relação à tensão contínua na referência de tensão.

$$K_{eH2s} = \frac{1}{n \cdot K_v} \quad (3.55)$$

$$G_{ICCs}(s) = \frac{I_m}{V_{off-set}} = K_{eH2s}(s) \cdot G_m(s) \quad (3.56)$$

$$G_{ICCs}(s) = \frac{I_m}{V_{off-set}} = \frac{1}{n \cdot K_v} \cdot \frac{1}{s \cdot L_m + r_d} \quad (3.57)$$

Com a função de transferência de (3.57) e com o circuito de controle proposto para a corrente média apresentado na Figura 3.24, obtém-se o diagrama de blocos da malha de corrente média no primário do transformador, mostrado na Figura 3.33. Nota-se que o sinal de referência de tensão (V_{ref}) é uma perturbação ao modelo da corrente média.

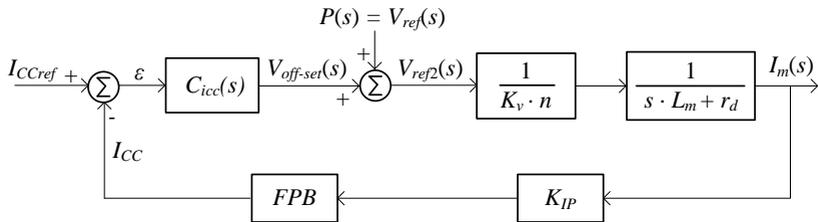


Figura 3.33 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente média do primário do transformador.

Para validar o modelo matemático simplificado da corrente média do transformador, em relação ao modelo completo do inversor, foram traçadas as respostas em frequência de ambos usando as funções de transferência (3.49) e (3.57). A primeira equação é do modelo completo e a segunda é do modelo simplificado do sistema. Os dados utilizados nas equações estão na Tabela 3.3. O módulo de ambas as funções de transferência apresentam resposta similar, como ilustrado na Figura 3.34. A fase dos dois modelos, mostradas na Figura 3.35, possui resposta em frequência idêntica até aproximadamente 50 Hz, depois há uma pequena diferença, que se torna maior com o aumento da frequência. Isto acontece pela influência do pólo da função de

transferência de H_{2s} , que foi desprezado no modelo simplificado. Como a resposta dinâmica da malha de corrente média será abaixo desta frequência, esta pequena diferença não invalida a metodologia. Portanto, os resultados comprovam o modelo simplificado da malha de corrente média proposto.

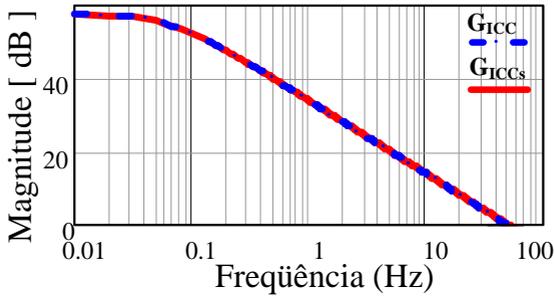


Figura 3.34 – Módulo do diagrama de Bode de G_{ICC} e G_{ICCs} .

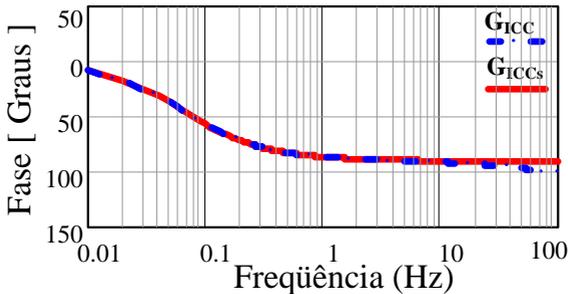


Figura 3.35 – Fase do diagrama de Bode de G_{ICC} e G_{ICCs} .

Para validar o modelo simplificado e completo do inversor para a corrente média do transformador, simulou-se o modelo matemático apresentado no diagrama de blocos da Figura 3.26, com as funções de transferência (3.49) e (3.57). Foi aplicado um degrau de amplitude 0,1 V na tensão $V_{off-set}$ em $t=5$ ms. O instante do degrau com as respostas iniciais da corrente de magnetização do modelo matemático do inversor da Figura 3.26, do modelo completo de (3.49) e do modelo simplificado de (3.57) para a corrente média, são mostrados na Figura 3.36. Todo o transitório das correntes é apresentado na Figura 3.37. As respostas visualizadas nas duas figuras demonstram que os modelos encontrados representam corretamente o circuito elétrico, validando as funções de transferência (3.49) e (3.57). Assim, pode-se usar o modelo simplificado do inversor para a corrente média, apresentado em (3.57), no projeto do controlador de corrente média C_{ICC} .

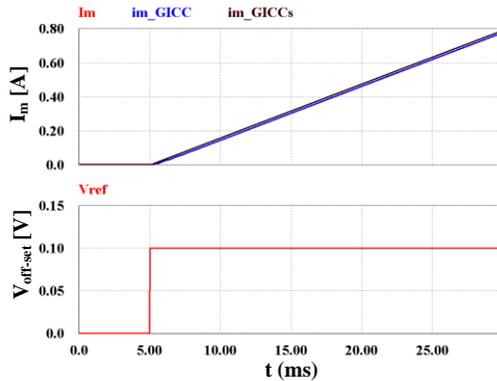


Figura 3.36 – Simulação de G_{ICC} , G_{ICCs} e circuito elétrico no instante do degrau.

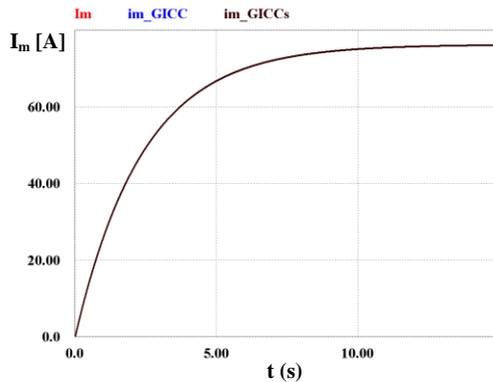


Figura 3.37 – Simulação de G_{ICC} , G_{ICCs} e circuito elétrico durante todo o transitório.

3.5. METODOLOGIA DE PROJETO

A seguir é apresentada a metodologia de projeto para o ajuste dos controladores das malhas de tensão e corrente média. O controlador de corrente responsável pelo controle do paralelismo será estudado no capítulo 4, através da análise dos inversores operando em paralelo.

3.5.1. Metodologia de Projeto do Compensador de Tensão

A metodologia para o projeto do controlador da malha de tensão (C_v) é apresentada nesta seção. A Figura 3.38 mostra um diagrama de blocos desta malha.

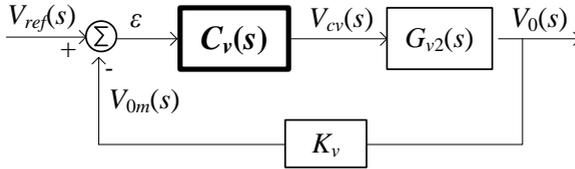


Figura 3.38 – Diagrama de blocos da malha de controle.

A planta $G_{v2}(s)$ é definida na equação (3.20) e apresenta uma resposta dinâmica de um sistema de segunda ordem. Para o primeiro projeto do controlador $C_v(s)$, considera-se o sistema sem carga ($Z_o \rightarrow \infty$) e o ganho da realimentação de corrente nulo ($K_{IL}=0$), que são as piores situações para a estabilidade do sistema. A equação (3.58) apresenta a função de transferência da planta para estas condições. A equação (3.59) define a frequência de ressonância, local em que estão alocados os dois pólos da planta do inversor. A abordagem clássica para controlar este tipo de planta, projeta o controlador para que o sistema compensado tenha características de um integrador com um determinado ganho, obtendo erro nulo na saída a um degrau de entrada, resposta dinâmica adequada, estabilidade e atenuação na frequência de comutação. O projeto de $C_v(s)$ deve ser otimizado em uma segunda iteração, considerando o ganho K_{IL} do controlador do paralelismo.

$$\frac{V_o(s)}{V_{cv}(s)} = G_{v2}(s) \Bigg|_{\substack{Z_o \rightarrow \infty \\ K_{IL}=0}} = \frac{1}{s^2 \cdot L_F \cdot C_F + 1} \cdot \frac{V_{cc} \cdot n}{V_p} \quad (3.58)$$

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_F \cdot C_F}} \quad (3.59)$$

O compensador C_v , responsável pelo controle instantâneo da tensão, é do tipo PID e é implementado através do circuito analógico da Figura 3.39. Este circuito, além de implementar a função de transferência do controlador PID, também executa a subtração do sinal de referência V_{ref} do sinal proveniente do sensor de tensão V_{0m} . O sensor de tensão possui um ganho K_v e pode ser implementado com um divisor resistivo ou um sensor isolado.

O controlador do tipo PID, apresentado na Figura 3.39, tem sua função de transferência mostrada nas equações (3.60) e (3.63). Este controlador possui dois pólos, um na origem e outro em p_v , dois zeros, z_{vI} e z_{vI} e o ganho K_{Cv} . O pólo na origem garante a característica integradora ao sistema. Os dois zeros do compensador são dispostos próximos da frequência de ressonância do filtro, como definido em (3.61), o objetivo deste ajuste é diminuir o efeito do duplo pólo da

planta. Os dois zeros também são alocados de maneira a obter a margem de fase especificada para a função de transferência de malha aberta (FTMA) do sistema. O pólo p_v é ajustado segundo (3.62). Ele é usado para garantir a implementação física do circuito, pois não se pode ter o número de zeros maior do que o número de pólos. O ganho do compensador K_{Cv} é ajustado para atender a especificação da frequência de cruzamento (f_{cv}) da função de transferência de malha aberta. Esta frequência é definida com o objetivo de obter o controle adequado da tensão, principalmente com cargas não-lineares, e é ajustada no máximo em um quarto da frequência da tensão V_{AB} . Na frequência de cruzamento escolhida, o ganho da função de transferência de malha aberta do sistema deve ser de 0 dB. Sendo assim, o ganho do compensador é determinado para atender essa especificação, fazendo seu valor igual, mas em sinal oposto ao ganho da planta na frequência de cruzamento. Por fim, antes de finalizar o projeto, deve-se analisar se a margem de fase especificada foi atendida. Esta metodologia de projeto é descrita com detalhes em [10], [31] e [103].

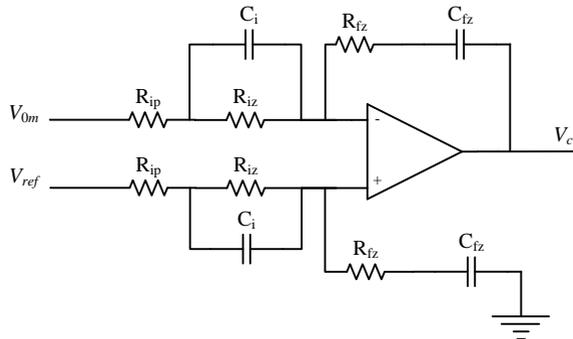


Figura 3.39 – Circuito elétrico do compensador PID simétrico.

$$C_v(s) = K_{Cv} \cdot \frac{(s + z_{v1}) \cdot (s + z_{v2})}{s \cdot (s + p_v)} \quad (3.60)$$

$$z_{v1} = z_{v2} = \frac{1}{\sqrt{L_F \cdot C_F}} \quad (3.61)$$

$$p_v \cong \frac{40}{\sqrt{L_F \cdot C_F}} \quad (3.62)$$

A função de transferência do circuito da Figura 3.39 é representada na equação (3.63) em função de seus componentes. A seguir é descrito o procedimento para definir os valores apropriados destes componentes, baseado em [103].

Inicialmente, define-se a posição dos dois zeros do compensador usando (3.61), a posição do segundo pólo através de (3.62) e a frequência de cruzamento através de (3.64). A frequência da tensão V_{AB} (f_{VAB}), usada em (3.62), depende do tipo de modulação. Neste trabalho será adotada uma modulação de três níveis, na qual a frequência de V_{AB} é duas vezes a frequência de comutação (f_{com}).

No cálculo dos componentes do controlador de tensão, primeiramente, arbitra-se um valor inicial para o resistor R_{iz} , e usando as equações (3.65) define-se o valor de C_i .

$$\frac{V_{cv}(s)}{V_{ref}(s) - V_{0m}(s)} = C_v(s) = \frac{1 + R_{iz} \cdot C_i \cdot s \quad 1 + R_{fz} \cdot C_{fz} \cdot s}{\left[C_{fz} \cdot s \cdot R_{ip} + R_{iz} \cdot \left(1 + C_i \cdot s \cdot \frac{R_{ip} \cdot R_{iz}}{R_{iz} + R_{ip}} \right) \right]} \quad (3.63)$$

$$f_{cv} \leq \frac{f_{VAB}}{4} \quad (3.64)$$

$$C_i = \frac{1}{2 \cdot R_{iz} \cdot z_v} \quad (3.65)$$

Depois, para encontrar o valor de R_{ip} com a expressão (3.66), precisa-se definir o ganho K_{Cv} , em (3.67), calcular H_{v2} em (3.68), H_{v1} em (3.69), A_2 em (3.70) e A_1 em (3.71). O ganho K_{Cv} é o valor de ganho que o compensador adiciona ao sistema na frequência de cruzamento, ou seja, é o ganho em dB da planta na frequência de cruzamento multiplicado por (-1).

$$R_{ip} = R_{iz} \cdot \frac{A_1}{A_2 - A_1} \quad (3.66)$$

O ganho do controlador K_{Cv} através de (3.67).

$$K_{Cv} = -20 \cdot \log |G_{v2}(f_{cv}) \cdot K_v| \quad (3.67)$$

Onde f_{cv} é a frequência de cruzamento especificada da malha de tensão.

O ganho H_{v2} é definido em (3.68).

$$H_{v2} = K_{Cv} - 20 \cdot \log \left(\left| \frac{j \cdot f_{cv} + f_{z1} \cdot j \cdot f_{cv} + f_{z2}}{j \cdot f_{cv} \cdot j \cdot f_{cv} + f_{pv}} \right| \right) \quad (3.68)$$

Onde, f_{z1} , f_{z2} e f_{pv} são as frequências do pólo p_v , dos zeros z_{v1} e z_{v2} , respectivamente.

O ganho H_{v1} é definido em (3.68).

$$H_{v1} = H_{v2} - 20 \cdot \log \left(\frac{f_{pv}}{f_{zv1}} \right) \quad (3.69)$$

O ganho A_2 é determinado em (3.70).

$$A_2 = 10^{\frac{H_2}{20}} \quad (3.70)$$

O ganho A_1 é determinado em (3.71).

$$A_1 = 10^{\frac{H_1}{20}} \quad (3.71)$$

Com os valores do resistor R_{ip} e do ganho A_2 , encontrados através das equações (3.66) e (3.70), respectivamente, e usando a definição de (3.72), obtém-se o valor de R_{fz} .

$$R_{fz} = R_{ip} \cdot A_2 \quad (3.72)$$

Por fim, C_{fz} é definido pela relação da equação (3.73):

$$C_{fz} = C_i \cdot \frac{R_{iz}}{R_{fz}} \quad (3.73)$$

Seguindo o procedimento descrito, é possível projetar o compensador da malha de tensão do inversor. Deve-se verificar se a margem de fase e a frequência de cruzamento da função de transferência de malha aberta do sistema atende a especificação. Caso não atenda, deve-se alterar o ganho e as posições dos zeros. Esta metodologia clássica apresenta bons resultados no controle da tensão de saída dos inversores com cargas lineares e não-lineares.

Após ter definido o ganho K_{IL} , deve-se verificar se o projeto do controlador de tensão continua atendendo às especificações considerando o ganho K_{IL} . Além disto, nessa segunda etapa, pode-se otimizar o projeto do controlador.

3.5.2. Metodologia de Projeto do Compensador de Corrente Média

A metodologia para o projeto do compensador de corrente média (C_{icc}) é abordada nesta seção, utilizando o modelo matemático desenvolvido no item 3.4.3. Na Figura 3.40 é reproduzido o diagrama de blocos da malha de corrente média da Figura 3.33, e na equação (3.74), é reescrita a função de transferência do modelo da planta da equação (3.57). Com essas informações é possível determinar o tipo e o projeto do compensador.

Ao analisar os valores práticos da indutância magnetizante e da resistência do enrolamento primário, pode-se concluir que a posição do pólo da planta estará sempre em uma frequência muito baixa, dando uma

característica integradora à planta na faixa de frequência de operação do conversor. A Figura 3.41 mostra um exemplo da resposta em frequência do módulo de uma planta para a malha de corrente média, em que o pólo está aproximadamente em 0,02 Hz.

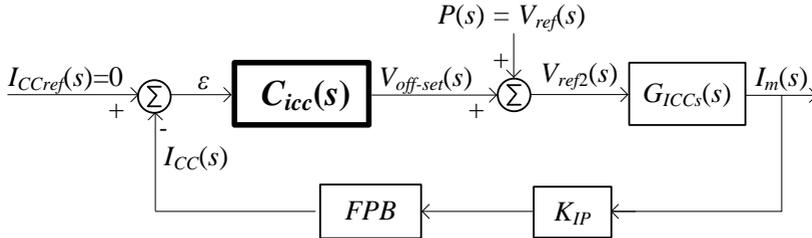


Figura 3.40 – Diagrama de blocos da malha de corrente média.

$$\frac{I_m(s)}{V_{off-set}(s)} = G_{ICCs}(s) = \frac{1}{n \cdot K_v} \cdot \frac{1}{s \cdot L_m + r_d} \quad (3.74)$$

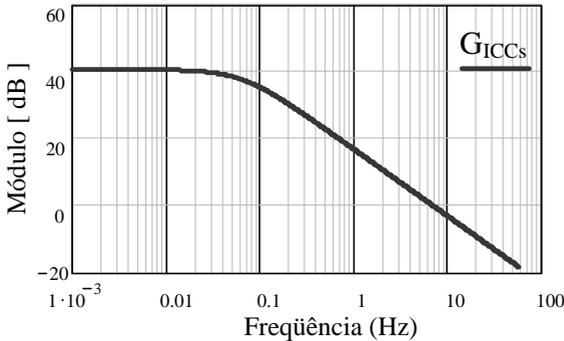


Figura 3.41 – Exemplo da resposta em frequência do módulo de uma planta para a corrente média.

Aproveitando as características da planta, optou-se pelo uso de um controlador do tipo Proporcional. Com este tipo de controlador é possível regular corretamente a corrente CC do primário do transformador, com uma dinâmica adequada e um pequeno erro estático que não prejudica o funcionamento do circuito. Além disto, o controlador proporcional apresenta vantagens relacionadas à estabilidade e assegura uma resposta de primeira ordem ao sistema em malha fechada.

É importante salientar que a malha de corrente média usa um filtro passa-baixa na medição do valor CC. Este filtro possui uma frequência de corte baixa, pois ele precisa eliminar a componente

alternada em 60 Hz da corrente. Assim, não se consegue desacoplar totalmente a dinâmica do filtro e da malha de controle. Por isso, evita-se usar um controlador que adicione mais pólos no sistema, o que poderia causar respostas no sistema em malha fechada com características de segunda, ou até mesmo, de terceira ordem. Como os transitórios das variáveis do primário do transformador também são refletidos para as variáveis do secundário, um comportamento com essas características poderia até prejudicar o funcionamento do inversor no paralelismo.

O controlador tipo proporcional e o filtro passa-baixa são definidos juntos pela função de transferência de (3.75). O circuito para implementar (3.75) é apresentado na Figura 3.42. Adicionalmente, este circuito também calcula o erro, através da subtração do sinal de referência (I_{CCref}) do sinal medido de corrente média (V_{Ip}). Neste caso, o sinal de referência é zero, pois o objetivo é obter corrente contínua nula. O sensor da corrente do primário do transformador (I_p) é isolado.

$$C_{icc} = K_{icc} \cdot \frac{1}{s + p_{icc}} \quad (3.75)$$

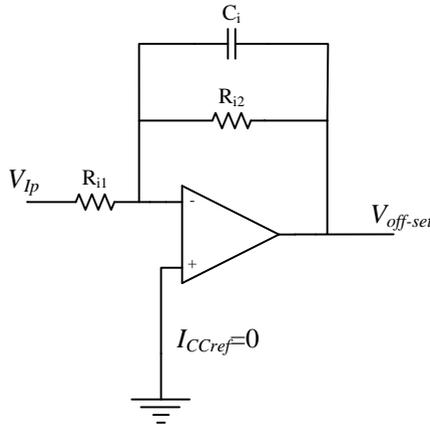


Figura 3.42 – Circuito elétrico do compensador proporcional e FPB da malha de corrente média.

A equação (3.76) descreve a função de transferência do controlador da Figura 3.42. O ganho e o pólo do compensador são definidos nas equações (3.77) e (3.78), respectivamente. Deve-se ajustar o ganho do compensador em função da resposta dinâmica e da estabilidade do sistema, e o pólo em função da atenuação da componente alternada da corrente em 60 Hz. Propõem-se as seguintes recomendações:

- Colocar o pólo do compensador numa frequência aproximadamente 10 vezes menor que a frequência da rede (f_s), para atenuar as componentes alternadas da corrente;
- Colocar a frequência de cruzamento (f_{c_iCC}) no mínimo 5 vezes menor que a frequência do pólo, garantindo a característica de compensador proporcional, eliminando a influência do pólo na resposta dinâmica do sistema.
- Determinar o ganho da planta na frequência de cruzamento desejada. Esse valor em dB, multiplicado por -1 é o ganho que o compensador deve adicionar ao sistema para obter a frequência de cruzamento desejada. Assim, utiliza-se ele para definir o ganho do compensador.

$$C_{icc}(s) = \frac{R_{i2}}{R_{i1}} \cdot \left(\frac{1}{s \cdot R_{i2} \cdot C_{i2} + 1} \right) \quad (3.76)$$

$$K_{icc} = \frac{R_{i2}}{R_{i1}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{picc} \quad (3.77)$$

$$f_{picc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{i2} \cdot C_{i2}} \quad (3.78)$$

A seguir é descrito o procedimento para determinar os componentes do controlador.

Arbitra-se um valor para R_{i2} .

Sendo a frequência do pólo definida em (3.79).

$$f_{picc} = \frac{f_s}{10} \quad (3.79)$$

A frequência de cruzamento (f_{c_iCC}) escolhida para a malha de corrente média deve atender a condição indicada em (3.80), ou seja, menor que 5 vezes a frequência de (3.79).

$$f_{c_iCC} \leq \frac{f_{picc}}{5} \quad (3.80)$$

Tem-se através de (3.81) o valor do capacitor C_{i2} .

$$C_{i2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{i2} \cdot f_{picc}} \quad (3.81)$$

Define-se o ganho, em dB, desejado pelo compensador em (3.82), utilizando-se a frequência de cruzamento escolhida e o modelo da planta de corrente média definida em (3.74). A equação (3.82) calcula o ganho

da planta e o ganho adicionado pelo pólo do controlador, na frequência de cruzamento desejada, ambos multiplicados por -1. Com (3.83), calcula-se o valor real do ganho e utiliza-o em (3.84) para encontrar R_{i1} .

$$K_{icc_dB} = -20 \cdot \log |G_{icc} f_{c_icc} \cdot K_{ip}| - 20 \cdot \log \left(\left| \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{c_icc} + 2 \cdot \pi \cdot f_{picc}} \right| \right) \quad (3.82)$$

$$K_{icc} = 10^{\frac{K_{icc_dB}}{20}} \quad (3.83)$$

$$R_{i1} = \frac{R_{i2}}{K_{icc}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{picc} \quad (3.84)$$

3.6. CONCLUSÃO

Este capítulo propõe uma estratégia de controle para o paralelismo de VSI monofásicos. Durante o texto é apresentada a estratégia de controle do inversor, que é composta por três malhas controles: de tensão; do paralelismo; e da corrente média do transformador. Assim, é realizado um estudo teórico do controle, são desenvolvidos os modelos matemáticos do inversor e, por fim, são determinados os procedimentos de projeto dos compensadores de tensão e de corrente média do transformador. Já o projeto do controlador do paralelismo será abordado no próximo capítulo.

A estratégia de controle proposta para o VSI o torna apto a operar em paralelo. Com esta estrutura de controle os inversores operam em paralelo sem troca de informação, característica que os torna independentes uns dos outros. Adicionalmente, a estratégia de controle permite a conexão dos inversores no sistema em qualquer ponto de operação e o paralelismo de “N” inversores.

O controle do paralelismo proposto é baseado nos seguintes princípios básicos: o controle atua na tensão de saída do inversor PWM (tensão de entrada do filtro LC); o controle é feito através de variáveis de valores médios quase instantâneas; e, por fim, a estratégia usa somente variáveis internas do inversor. Além disto, a estratégia é formulada considerando o controle instantâneo da tensão de saída dos inversores de tensão e que as referências de tensões de todos os conversores sejam iguais. Com estes princípios, desenvolveu-se o controle do paralelismo que, utiliza a realimentação da corrente do

indutor para atuar na tensão de entrada do filtro LC do inversor e, assim, controlar a contribuição de corrente dele no paralelismo.

O estudo teórico da estratégia mostra que a realimentação da corrente do indutor altera as características do VSI, aumentando o amortecimento e a diminuindo o ganho estático com o aumento da carga. As características introduzidas ao inversor de tensão são responsáveis pelo controle do paralelismo. A diminuição do ganho estático do inversor de tensão proporcionalmente ao acréscimo da carga garante a distribuição correta da corrente de carga entre os inversores em regime permanente. O aumento do amortecimento permite a conexão de novos inversores de tensão no paralelismo, em qualquer nível de carga (*hot-swap*), com pequenos transitórios na tensão de saída. O controle do paralelismo através da corrente instantânea do indutor oferece uma resposta dinâmica rápida aos transitórios do sistema, o que assegura o funcionamento adequado da estrutura.

A realimentação da corrente do indutor apresenta características do controle de curvas de decaimento. Entretanto, nesse caso há duas particularidades: a curva de decaimento altera a tensão de entrada do filtro LC em função da corrente do indutor e a curva de decaimento é realizada com variáveis de valores médios quase instantâneos. Como consequência, o controle proposto comporta-se como uma resistência virtual, em série com o indutor do filtro LC, com objetivo de garantir o funcionamento adequado do paralelismo dos inversores. Entretanto, a resistência virtual criada através do controle está localizada em série com o indutor, o que deixa a tensão do capacitor sendo aplicada diretamente na carga. Isso é importantíssimo, pois oferece condições ao controle de tensão de manter a qualidade da tensão na carga.

4. ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE DOS INVERSORES MONOFÁSICOS CONECTADOS EM PARALELO

4.1. INTRODUÇÃO

O estudo do paralelismo de inversores é uma atividade complexa, pois envolve muitas variáveis e malhas de controle, que aumentam com o acréscimo do número de inversores no sistema. Este problema pode ser dividido no estudo da resposta dinâmica e estática, do conjunto formando pelos inversores conectados em paralelo. A estratégia de controle apresentada no capítulo 3 projeta o inversor para ser uma estrutura independente no paralelismo. Assim, o comportamento dinâmico do inversor diante de perturbações no paralelismo, causadas por degrau de carga, degrau de referência ou de conexão, desconexão e mau funcionamento de outros inversores, é o mesmo diante de perturbações dele isolado. Portanto, o estudo da resposta dinâmica do sistema é realizado sobre o inversor isolado neste trabalho, usando as informações do capítulo 3. Entretanto, a resposta em regime permanente depende das características dos inversores em paralelo, pois são as diferenças entre os conversores, causadas principalmente pelas variações paramétricas dos componentes, que definem o comportamento das variáveis do sistema. Nesse contexto, este trabalho propõe uma metodologia de análise, em regime permanente, dos inversores conectados em paralelo. O uso dessa metodologia permite estudar a influência das variáveis na distribuição da corrente de carga entre os inversores, e principalmente, definir o valor adequado do controlador do paralelismo (ganho da realimentação de corrente).

A seguir, é desenvolvida essa metodologia e, durante o texto, ela é aplicada nas análises de um inversor isolado e de dois inversores conectados em paralelo. Depois, ela é utilizada no estudo do paralelismo de inversores e no projeto dos seus controladores. A metodologia proposta para esta análise foi publicada em [29].

4.2. MODELO EM REGIME PERMANENTE DE UM INVERSOR

O procedimento matemático para encontrar o modelo em regime permanente de um inversor em malha fechada é apresentado a seguir.

A Figura 4.1 apresenta um diagrama do funcionamento de um inversor, relacionando os circuitos de controle e de potência. O sistema de controle é formado por duas malhas que utilizam variáveis de valores médios quase instantâneos, a de tensão e a de corrente. O circuito de potência do inversor é composto por uma fonte de tensão controlada, que representa o inversor PWM, o filtro LC e a carga. A fonte de tensão controlada $V_{AB}(V_{cp})$ do circuito de potência é definida em função do sinal de saída do circuito de controle V_{cp} , que é o sinal aplicado na entrada do modulador PWM. A fonte de tensão controlada $V_{AB}(V_{cp})$ representa a conexão entre os sinais de controle e o circuito de potência da Figura 4.1. Este diagrama permite visualizar e escrever as equações das variáveis de controle e de potência do inversor em malha fechada. No circuito de potência, o transdutor de corrente T_{ILF} disponibiliza um sinal de tensão proporcional à corrente e essa característica é modelada lhe atribuído a unidade de resistência.

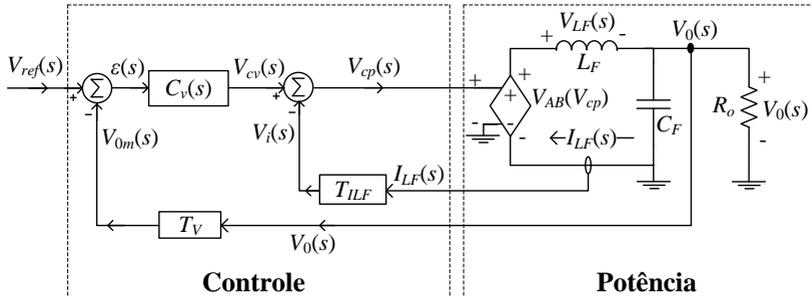


Figura 4.1 – Representação dos circuitos de controle e potência do inversor.

A tensão da fonte controlada $V_{AB}(V_{cp})$ é definida na equação (4.1), em função do sinal de controle e do ganho estático do inversor. Este último é definido em (4.2).

$$V_{AB}(s) = K_{inv} \cdot V_{cp}(s) \tag{4.1}$$

$$K_{inv} = \frac{V_{ce} \cdot n}{V_p} \tag{4.2}$$

Na expressão (4.3) define-se a impedância de saída equivalente do circuito de potência do inversor da Figura 4.1, como sendo o paralelo de C_F e R_o . A Figura 4.2 mostra o circuito equivalente de potência do inversor representando a impedância equivalente de saída.

$$Z_{out}(s) = \frac{\left(\frac{1}{s \cdot C_F}\right) \cdot R_o}{\left(\frac{1}{s \cdot C_F}\right) + R_o} \quad (4.3)$$

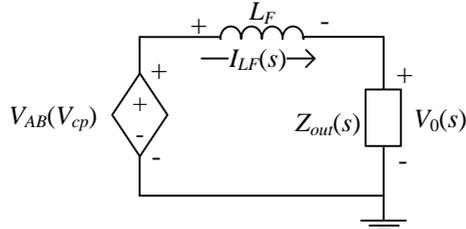


Figura 4.2 – Circuito equivalente de potência de um inversor .

A análise em regime permanente é feita fazendo,

$$s = j \cdot \omega \quad (4.4)$$

e

$$\omega = \omega_s \quad (4.5)$$

sendo,

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s \quad (4.6)$$

onde f_s é a frequência fundamental da tensão V_0 , na qual se deseja analisar o circuito em regime permanente.

Os circuitos de controle e potência do inversor da Figura 4.1 são representados em regime permanente, na frequência ω_s , na Figura 4.3. Essa representação usa as definições de (4.4), (4.5) e (4.6).

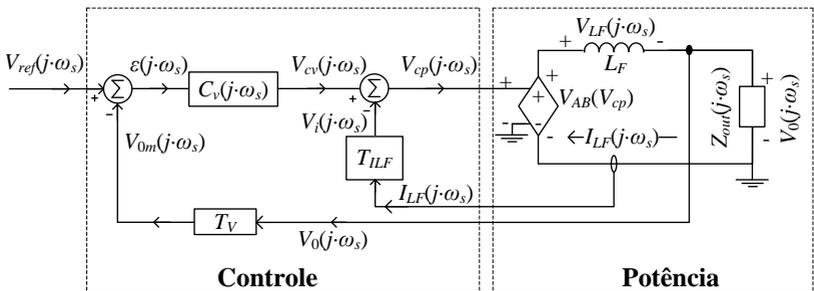


Figura 4.3 – Circuitos de potência e controle do inversor em regime permanente na frequência ω_s .

Os compensadores e os transdutores em regime permanente são substituídos por seus ganhos na frequência f_s . Já os elementos passivos do circuito de potência (indutor, capacitor e carga) são substituídos por suas impedâncias na frequência f_s . A exceção é a realimentação da

corrente do indutor T_{ILF} , que é representado por uma impedância K_{IL} e não por um ganho. Isso, devido às características do transdutor do circuito de potência, que transforma o sinal de corrente I_{LF} em um sinal de tensão. Assim, fazendo as substituições descritas no diagrama da Figura 4.3, obtém-se o diagrama da Figura 4.4.

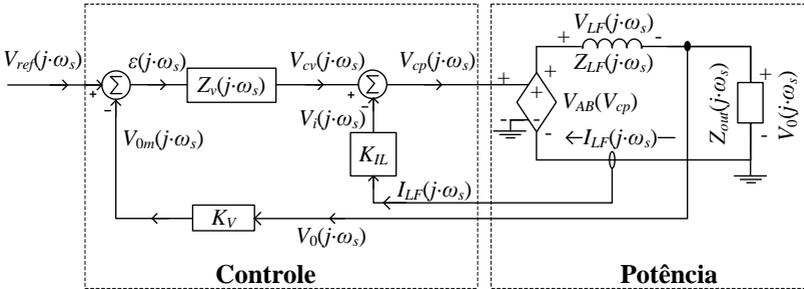


Figura 4.4 – Comportamento dos circuitos do inversor em regime permanente na frequência ω_s .

Os parâmetros da Figura 4.4 são:

$Z_v(j\omega_s)$: ganho em regime permanente do compensador de tensão;

$Z_{LF}(j\omega_s)$: impedância em regime permanente do indutor L_F ;

K_{IL} : impedância da realimentação de corrente em regime permanente;

K_v : ganho do sensor de tensão em regime permanente.

A análise da Figura 4.4 permite definir as seguintes expressões: o erro da malha de tensão em (4.7); o sinal da tensão de saída medido em (4.8); o sinal de erro compensado da malha de tensão em (4.9); o sinal de erro compensado da malha de corrente em (4.10); e, por fim, a tensão V_{AB} do inversor em função do sinal de controle V_{cp} e do ganho do inversor K_{inv} em (4.11). Destaca-se que (4.10) descreve a lei de controle do paralelismo, definida nessa equação para o regime permanente.

$$\varepsilon(j\omega_s) = V_{ref}(j\omega_s) - V_{0m}(j\omega_s) \quad (4.7)$$

$$V_{0m}(j\omega_s) = V_0(j\omega_s) \cdot K_v \quad (4.8)$$

$$V_{cv}(j\omega_s) = \varepsilon(j\omega_s) \cdot Z_v(j\omega_s) \quad (4.9)$$

$$V_{cp}(j\omega_s) = V_{cv}(j\omega_s) - K_{IL} \cdot I_{LF}(j\omega_s) \quad (4.10)$$

$$V_{AB}(j\omega_s) = V_{cp}(j\omega_s) \cdot K_{inv} \quad (4.11)$$

Substituindo-se (4.8) em (4.7), obtém-se (4.12).

$$\varepsilon(j\omega_s) = V_{ref}(j\omega_s) - V_0(j\omega_s) \cdot K_v \quad (4.12)$$

Aplicando-se (4.12) em (4.9), tem-se (4.13).

$$V_{cv}(j\omega_s) = V_{ref}(j\omega_s) - V_0(j\omega_s) \cdot K_v \cdot Z_v(j\omega_s) \quad (4.13)$$

Com (4.13) e (4.10), determina-se (4.14).

$$V_{cp}(j\omega_s) = V_{ref}(j\omega_s) - V_0(j\omega_s) \cdot K_v \cdot Z_v(j\omega_s) - K_{IL} \cdot I_{LF}(j\omega_s) \quad (4.14)$$

Finalmente, substituindo-se (4.14) em (4.11), encontra-se (4.15), que descreve a tensão V_{AB} através das equações de controle do inversor.

$$V_{AB}(j\omega_s) = \left[V_{ref}(j\omega_s) - V_0(j\omega_s) \cdot K_v \cdot Z_v(j\omega_s) - K_{IL} \cdot I_{LF}(j\omega_s) \right] \cdot k_{inv} \quad (4.15)$$

Definindo a equação da lei de kirchhoff (lei das malhas) do circuito de potência da Figura 4.2, tem-se (4.16).

$$-V_{AB}(s) + V_{LF}(s) + V_0(s) = 0 \quad (4.16)$$

A equação (4.16) é escrita para o regime permanente em (4.17). Esta última é manipulada e reescrita em (4.18).

$$-V_{AB}(j\omega_s) + V_{LF}(j\omega_s) + V_0(j\omega_s) = 0 \quad (4.17)$$

$$V_0(j\omega_s) = V_{AB}(j\omega_s) - V_{LF}(j\omega_s) \quad (4.18)$$

Substituindo-se (4.18) em (4.15), encontra-se (4.19).

$$V_{AB}(j\omega_s) = \left\{ \left[\begin{array}{l} V_{ref}(j\omega_s) - V_{AB}(j\omega_s) - V_{LF}(j\omega_s) \cdot K_v \\ -K_{IL} \cdot I_{LF}(j\omega_s) \end{array} \right] \cdot Z_v(j\omega_s) \right\} \cdot K_{inv} \quad (4.19)$$

Manipulando a equação (4.19) obtém-se (4.20).

$$V_{AB}(j\omega_s) = \left[\begin{array}{l} \left(\frac{K_{inv} \cdot Z_v(j\omega_s)}{1 + K_{inv} \cdot K_v \cdot Z_v(j\omega_s)} \right) \\ \left(V_{ref}(j\omega_s) + K_v \cdot V_{LF}(j\omega_s) - \frac{K_{IL}}{Z_v(j\omega_s)} \cdot I_{LF}(j\omega_s) \right) \end{array} \right] \quad (4.20)$$

Em regime permanente, a tensão (V_{LF}) e a impedância (Z_{LF}) do indutor L_F são definidas em (4.21) e em (4.22), respectivamente.

$$V_{LF}(j\omega_s) = Z_{LF}(j\omega_s) \cdot I_{LF}(j\omega_s) \quad (4.21)$$

$$Z_{LF}(j\omega_s) = j\omega_s \cdot L_F = j2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_F \quad (4.22)$$

Ao aplicar (4.21) em (4.20), determina-se (4.23). Esta equação descreve a tensão V_{AB} do inversor em função dos parâmetros do controle, da impedância do indutor e da corrente de saída do inversor.

$$V_{AB}(j\omega_s) = \left[\begin{array}{c} \left(\frac{K_{inv} \cdot Z_v(j\omega_s)}{1 + K_{inv} \cdot K_v \cdot Z_v(j\omega_s)} \right) \\ \left(V_{ref}(j\omega_s) + K_v \cdot Z_{LF}(j\omega_s) \cdot I_{LF}(j\omega_s) - \frac{K_{IL}}{Z_v(j\omega_s)} \cdot I_{LF}(j\omega_s) \right) \end{array} \right] \quad (4.23)$$

A análise dos circuitos das Figura 4.1 e Figura 4.2 permite definir a corrente de saída do inversor (I_{LF}) em (4.24) e em (4.25),

$$I_{LF}(j\omega_s) = I_{out}(j\omega_s) \quad (4.24)$$

$$I_{LF}(j\omega_s) = I_o(j\omega_s) + I_{CF}(j\omega_s) \quad (4.25)$$

onde $I_o(j\omega_s)$ é a corrente de carga em regime permanente, e;

$I_{CF}(j\omega_s)$ é a corrente devido à impedância do capacitor C_F em regime permanente.

A equação (4.17) é redefinida em (4.26), mas em função das impedâncias e das correntes do circuito de potência.

$$V_{AB}(j\omega_s) = Z_{LF}(j\omega_s) \cdot I_{LF}(j\omega_s) + Z_{out}(j\omega_s) \cdot I_{LF}(j\omega_s) \quad (4.26)$$

Com as equações (4.23) e (4.26), é possível escrever a corrente I_{LF} em função dos parâmetros dos circuitos de potência, de controle e da referência de tensão, como mostrado na equação (4.27). Esse resultado é muito importante, pois define a corrente do indutor, em regime permanente, para qualquer situação de carga, variação paramétrica e ajuste de compensadores. Com o valor da corrente I_{LF} , pode-se calcular a tensão V_{AB} com o uso das equações (4.23) ou (4.26), as outras tensões e as outras correntes do circuito de potência, além de todos dos sinais do circuito de controle.

$$I_{LF}(j\omega_s) = \frac{V_{ref}(j\omega_s) \cdot \left[\frac{K_{inv} \cdot Z_v(j\omega_s)}{1 + K_{inv} \cdot K_v \cdot Z_v(j\omega_s)} \right]}{\left[Z_{out}(j\omega_s) + Z_{LF}(j\omega_s) \cdot \left(1 - \frac{K_v \cdot K_{inv} \cdot Z_v(j\omega_s)}{1 + K_{inv} \cdot K_v \cdot Z_v(j\omega_s)} \right) + \left(\frac{K_{inv} \cdot Z_v(j\omega_s)}{1 + K_{inv} \cdot K_v \cdot Z_v(j\omega_s)} \right) \cdot \left(\frac{K_{IL}}{Z_v(j\omega_s)} \right) \right]} \quad (4.27)$$

4.3. MODELO EM REGIME PERMANENTE DE DOIS INVERSORES LIGADOS EM PARALELO

A análise em regime permanente de dois inversores em paralelo segue o mesmo procedimento descrito na seção 4.2. A Figura 4.5 ilustra os circuitos de controle e potência dos dois inversores. Nota-se que os terminais de saída dos dois inversores, que disponibilizam a tensão V_o , são diretamente conectadas em paralelo para alimentar a carga. Além disto, os controles são independentes e usam o sinal comum de referência de tensão. Em regime permanente, o circuito da Figura 4.5 pode ser representado pelo circuito da Figura 4.6 [29]. A impedância $Z_{out}(j\omega_s)$ da Figura 4.6 é definida em (4.28) e representa a impedância equivalente dos dois capacitores C_{F1} e C_{F2} , e da carga R_o da Figura 4.5.

$$Z_{out}(s) = \frac{\left(\frac{1}{s} \cdot C_{F1} + C_{F2} \right) \cdot R_o}{\left(\frac{1}{s} \cdot C_{F1} + C_{F2} \right) + R_o} \quad (4.28)$$

Comparado o diagrama de blocos da Figura 4.6 com o diagrama de blocos de um inversor da Figura 4.4, percebe-se que independente do número de inversores em paralelo, o procedimento para escrever as tensões V_{AB} dos inversores em função das equações de controle é o mesmo da seção 4.2, pois a análise é realizada nas malhas internas dos conversores. Portanto, através da análise da Figura 4.6 e da metodologia descrita na seção 4.2, são definidas nas equações (4.29) e (4.30) as tensões V_{AB1} e V_{AB2} dos dois inversores. A variável V_{ref} , que representa o sinal de referência de tensão, é a mesma nas duas expressões. Os índices 1 e 2 das equações referem-se aos inversores um e dois, respectivamente.

$$V_{AB1}(j\omega_s) = \left[\begin{array}{l} \left(\frac{K_{inv1} \cdot Z_{v1}(j\omega_s)}{1 + K_{inv1} \cdot K_{v1} \cdot Z_{v1}(j\omega_s)} \right) \cdot \\ \left(V_{ref}(j\omega_s) + K_{v1} \cdot Z_{LF1}(j\omega_s) \cdot I_{LF1}(j\omega_s) - \right. \\ \left. \frac{K_{IL1}}{Z_{v1}(j\omega_s)} \cdot I_{LF1}(j\omega_s) \right) \end{array} \right] \quad (4.29)$$

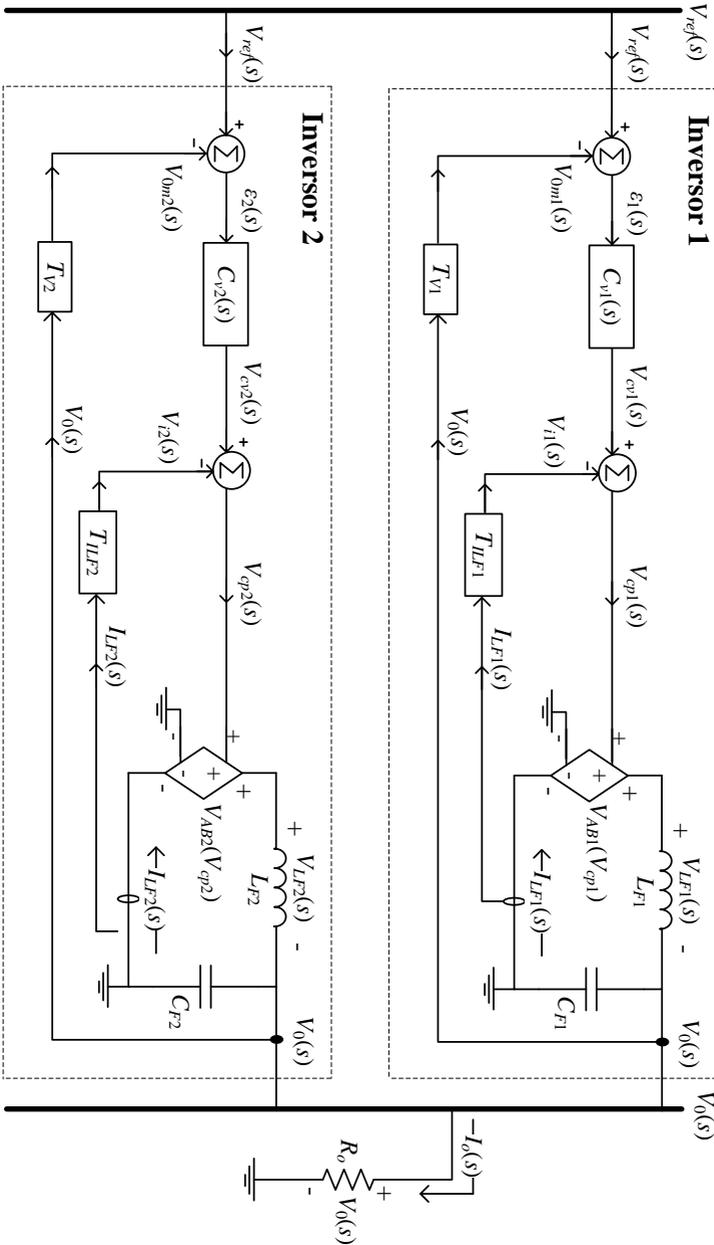


Figura 4.5 – Representação dos circuitos de potência e controle de dois inversores em paralelo.

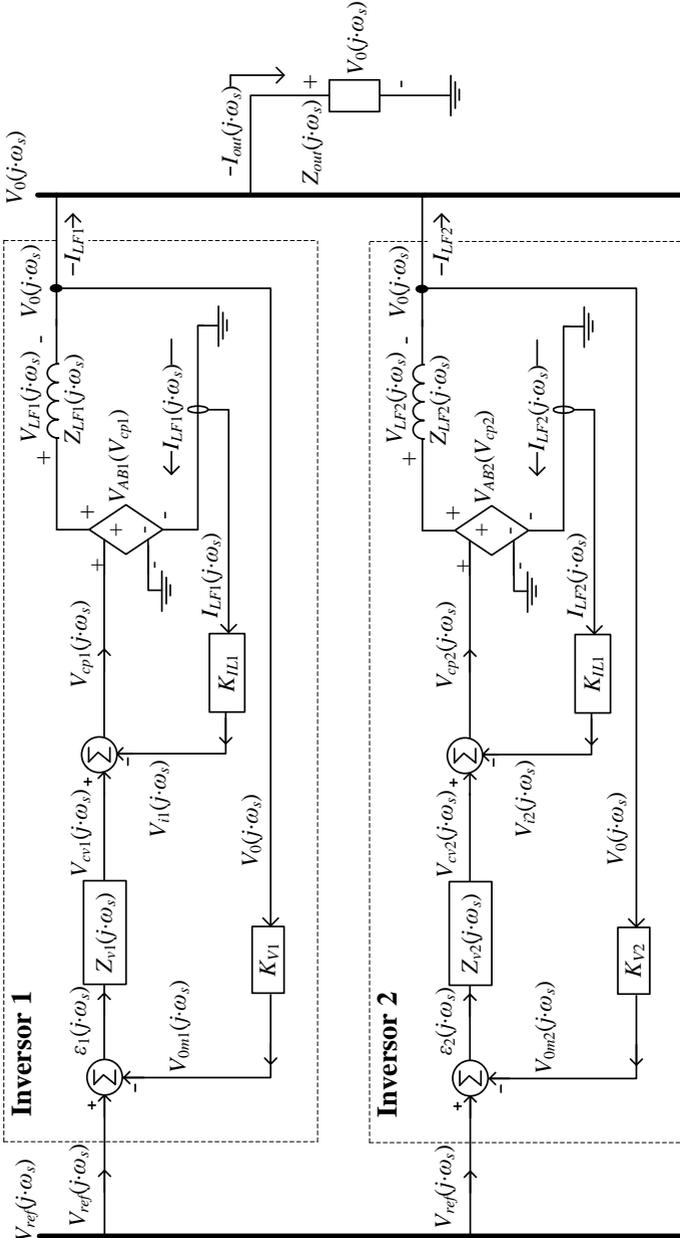


Figura 4.6 – Representação, em regime permanente, dos circuitos dos dois inversores em paralelo (estudo publicado em [29]).

$$V_{AB2}(j\omega_s) = \left[\begin{array}{l} \left(\frac{K_{inv2} \cdot Z_{v2}(j\omega_s)}{1 + K_{inv2} \cdot K_{v2} \cdot Z_{v2}(j\omega_s)} \right) \cdot \\ \left(V_{ref}(j\omega_s) + K_{v2} \cdot Z_{LF2}(j\omega_s) \cdot I_{LF2}(j\omega_s) - \right. \\ \left. \frac{K_{IL2}}{Z_{v2}(j\omega_s)} \cdot I_{LF2}(j\omega_s) \right) \end{array} \right] \quad (4.30)$$

Redesenhando apenas o circuito de potência da Figura 4.6, tem-se o circuito da Figura 4.7.

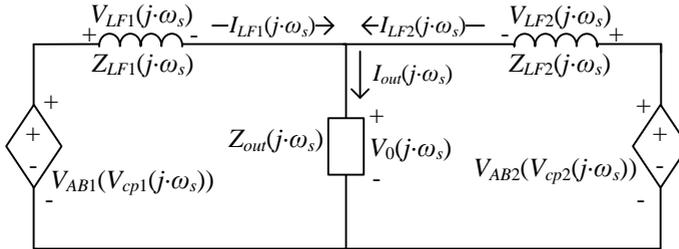


Figura 4.7 – Circuito equivalente de potência para dois inversores em paralelo.

Nas equações (4.31) e (4.32) são determinadas as leis das malhas, em $j\omega_s$, do circuito da Figura 4.7. A variável comum ao circuito de potência dos dois inversores é a tensão V_0 (tensão no ponto de conexão).

$$V_{AB1}(j\omega_s) = Z_{LF1}(j\omega_s) \cdot I_{LF1}(j\omega_s) + Z_{out}(j\omega_s) \cdot I_{out}(j\omega_s) \quad (4.31)$$

$$V_{AB2}(j\omega_s) = Z_{LF2}(j\omega_s) \cdot I_{LF2}(j\omega_s) + Z_{out}(j\omega_s) \cdot I_{out}(j\omega_s) \quad (4.32)$$

A equação das somas das correntes do nó do circuito da Figura 4.7 é definida em (4.33).

$$I_{out}(j\omega_s) = I_{LF1}(j\omega_s) + I_{LF2}(j\omega_s) \quad (4.33)$$

Substituindo (4.33) em (4.31) e em (4.32), e fazendo algumas manipulações, é encontrado (4.34) e (4.35).

$$V_{AB1}(j\omega_s) = I_{LF1}(j\omega_s) \cdot Z_{LF1}(j\omega_s) + Z_{out}(j\omega_s) \cdot I_{LF1}(j\omega_s) + I_{LF2}(j\omega_s) \cdot Z_{out}(j\omega_s) \quad (4.34)$$

$$V_{AB2}(j\omega_s) = I_{LF1}(j\omega_s) \cdot Z_{out}(j\omega_s) + I_{LF2}(j\omega_s) \cdot Z_{LF2}(j\omega_s) + Z_{out}(j\omega_s) \cdot I_{LF2}(j\omega_s) \quad (4.35)$$

As equações (4.29) e (4.30) descrevem as tensões V_{AB} dos inversores 1 e 2 em função das equações de controle e as equações (4.34) e (4.35) descrevem estas tensões em função do circuito elétrico.

Substituindo (4.29) em (4.34) e (4.30) em (4.35), e manipulando as duas novas equações de maneira a isolar as incógnitas I_{L1} e I_{L2} , é obtido (4.36) e (4.37).

$$\left[\left(\frac{K_{inv1} \cdot Z_{v1}(j\omega_s)}{1 + K_{inv1} \cdot K_{v1} \cdot Z_{v1}(j\omega_s)} \right) \cdot V_{ref}(j\omega_s) \right] =$$

$$\left\{ I_{LF1}(j\omega_s) \cdot \left[Z_{out}(j\omega_s) + Z_{LF1}(j\omega_s) \cdot \left(1 - \frac{K_{v1} \cdot K_{inv1} \cdot Z_{v1}(j\omega_s)}{1 + K_{inv1} \cdot K_{v1} \cdot Z_{v1}(j\omega_s)} \right) + \right. \right.$$

$$\left. \left. \left(\frac{K_{inv1} \cdot Z_{v1}(j\omega_s)}{1 + K_{inv1} \cdot K_{v1} \cdot Z_{v1}(j\omega_s)} \right) \cdot \left(\frac{K_{IL1}}{Z_{v1}(j\omega_s)} \right) \right] + I_{LF2}(j\omega_s) \cdot (Z_{out}(j\omega_s)) \right\}$$

(4.36)

$$\left[\left(\frac{K_{inv2} \cdot Z_{v2}(j\omega_s)}{1 + K_{inv2} \cdot K_{v2} \cdot Z_{v2}(j\omega_s)} \right) \cdot V_{ref}(j\omega_s) \right] =$$

$$\left\{ I_{LF1}(j\omega_s) \cdot (Z_{out}(j\omega_s)) + \right.$$

$$\left. I_{LF2}(j\omega_s) \cdot \left[Z_{out}(j\omega_s) + Z_{LF2}(j\omega_s) \cdot \left(1 - \frac{K_{v2} \cdot K_{inv2} \cdot Z_{v2}(j\omega_s)}{1 + K_{inv2} \cdot K_{v2} \cdot Z_{v2}(j\omega_s)} \right) + \right. \right.$$

$$\left. \left. \left(\frac{K_{inv2} \cdot Z_{v2}(j\omega_s)}{1 + K_{inv2} \cdot K_{v2} \cdot Z_{v2}(j\omega_s)} \right) \cdot \left(\frac{K_{IL2}}{Z_{v2}(j\omega_s)} \right) \right] \right\}$$

(4.37)

As expressões (4.36) e (4.37) são linearmente independentes, assim pode-se montar um sistema linear de duas incógnitas e duas equações, que é facilmente resolvido. A seguir são criadas as variáveis auxiliares em (4.38), (4.39), (4.40), (4.41), (4.42) e (4.43) para simplificar a manipulação das equações (4.36) e (4.37).

$$A_{aux} = \left(\frac{K_{inv1} \cdot Z_{v1}(j\omega_s)}{1 + K_{inv1} \cdot K_{v1} \cdot Z_{v1}(j\omega_s)} \right) \cdot V_{ref}(j\omega_s) \quad (4.38)$$

$$B_{aux} = \left[Z_{out}(j\omega_s) + Z_{LF1}(j\omega_s) \cdot \left(1 - \frac{K_{v1} \cdot K_{inv1} \cdot Z_{v1}(j\omega_s)}{1 + K_{inv1} \cdot K_{v1} \cdot Z_{v1}(j\omega_s)} \right) + \right.$$

$$\left. \left(\frac{K_{inv1} \cdot Z_{v1}(j\omega_s)}{1 + K_{inv1} \cdot K_{v1} \cdot Z_{v1}(j\omega_s)} \right) \cdot \left(\frac{K_{IL1}}{Z_{v1}(j\omega_s)} \right) \right] \quad (4.39)$$

$$C_{aux} = Z_{out}(j\omega_s) \quad (4.40)$$

$$D_{aux} = \left(\frac{K_{inv2} \cdot Z_{v2}(j\omega_s)}{1 + K_{inv2} \cdot K_{v2} \cdot Z_{v2}(j\omega_s)} \right) \cdot V_{ref}(j\omega_s) \quad (4.41)$$

$$E_{aux} = Z_{out}(j\omega_s) \quad (4.42)$$

$$F_{aux} = \left[\begin{array}{l} Z_{out}(j\omega_s) + Z_{LF2}(j\omega_s) \cdot \left(1 - \frac{K_{v2} \cdot K_{inv2} \cdot Z_{v2}(j\omega_s)}{1 + K_{inv2} \cdot K_{v2} \cdot Z_{v2}(j\omega_s)} \right) + \\ \left(\frac{K_{inv2} \cdot Z_{v2}(j\omega_s)}{1 + K_{inv2} \cdot K_{v2} \cdot Z_{v2}(j\omega_s)} \right) \cdot \left(\frac{K_{IL2}}{Z_{v2}(j\omega_s)} \right) \end{array} \right] \quad (4.43)$$

As variáveis definidas nas equações de (4.38) até (4.43) são constantes na análise em regime permanente. Substituindo-as nas expressões (4.36) e (4.37), têm-se (4.44) e (4.45).

$$A_{aux} = I_{LF1}(j\omega_s) \cdot B_{aux} + I_{LF2}(j\omega_s) \cdot C_{aux} \quad (4.44)$$

$$D_{aux} = I_{LF1}(j\omega_s) \cdot E_{aux} + I_{LF2}(j\omega_s) \cdot F_{aux} \quad (4.45)$$

A solução do sistema linear formado pelas equações (4.44) e (4.45) é apresentada em (4.46) e (4.47).

$$I_{LF1}(j\omega_s) = \frac{A_{aux} \cdot F_{aux} - C_{aux} \cdot D_{aux}}{B_{aux} \cdot F_{aux} - E_{aux} \cdot C_{aux}} \quad (4.46)$$

$$I_{LF2}(j\omega_s) = \frac{B_{aux} \cdot D_{aux} - E_{aux} \cdot A_{aux}}{F_{aux} \cdot B_{aux} - E_{aux} \cdot C_{aux}} \quad (4.47)$$

Substituindo-se as variáveis auxiliares definidas nas equações de (4.38) a (4.43) nas expressões (4.46) e (4.47), determinam-se as correntes I_{LF1} e I_{LF2} . Conhecendo-se essas incógnitas é possível encontrar todas as outras variáveis do circuito (V_0 , V_{AB} , V_{cv} , V_{cp} , I_o , I_{out} , etc).

As expressões definidas nesta seção permitem estudar o paralelismo de inversores. Pode-se investigar a sensibilidade do sistema, analisar a distribuição de potência, circulação de potência e equilíbrio de corrente entre os inversores diante de variações paramétricas nos componentes, variações de carga, alterações nos controladores, compensadores diferentes, indutores diferentes, etc. Outro objetivo é usar as expressões para verificar a influência da realimentação da corrente do indutor L_F no controle do paralelismo e definir valores adequados para os compensadores K_{IL} .

4.4. ESTUDO DO PARALELISMO DE DOIS INVERSORES EM FUNÇÃO DO GANHO DA MALHA DE CORRENTE INSTANTÂNEA.

O modelo matemático da seção 4.3 permite analisar o comportamento de dois inversores em paralelo sob quaisquer condições. A seguir são apresentadas algumas análises realizadas com essa metodologia com os objetivos de verificar a influência das variações paramétricas no equilíbrio das correntes e das potências, estudar a contribuição da malha de corrente no controle do paralelismo e definir o ajuste adequado do controlador do paralelismo.

Os parâmetros dos dois inversores usados na análise em regime permanente são apresentados na Tabela 4.1. Esses são calculados no capítulo 5 no projeto de um inversor monofásico de 5 kVA.

Tabela 4.1 – Dados usados na análise em regime permanente do inversor monofásico de 5 kVA.

$f_s = 60 \text{ Hz}$	$K_{inv1}=K_{inv2}= 195,6$	$C_F = 36 \text{ } \mu\text{F}$
$V_{ref} = 5 \text{ V}$	$K_{v1}=K_{v2}= 0,016$	$L_F = 1100 \text{ } \mu\text{H}$
$V_{cc} = 300 \text{ V}$	$T_{IL1} = T_{IL2} = 0,075$	$R_o = 10 \text{ } \Omega$
$n = 1:1,63$	$Z_{v1} = Z_{v2} = 0,52 - j2,07$	$Z_{out} = 9,3 - j2,5 \text{ } \Omega$
$V_p = 2,5 \text{ V}$	$Z_{LF1} = Z_{LF2} = j0,415 \text{ } \Omega$	$R_f = 0 \text{ até } 0,6 \text{ } \Omega$

O ganho K_{IL} da realimentação da corrente do indutor é composto pelos ganhos do sensor, usado para medir a corrente I_{LF} , e do controlador proporcional do paralelismo. Assim, define-se K_{IL} em (4.48) como sendo o ganho total da realimentação de corrente,

$$K_{IL} = T_{IL} \cdot R_I \quad (4.48)$$

onde T_{IL} é o ganho do transdutor usado na medição de I_{LF} , e;
 R_I é o ganho do controlador proporcional implementado.

O ganho T_{IL} do sensor de corrente é um valor fixo. Assim, a variação de K_{IL} é realizada através de R_I . Desta forma, é o valor de R_I que é usado no controlador proporcional do paralelismo. Por isto, nos gráficos a seguir as variáveis estarão em função de R_I .

O estudo apresentado nesta seção considera o ângulo de referência sincronizado ao sinal de referência de tensão V_{ref} , que é a variável comum a todos os inversores. Ou seja, todos os ângulos apresentados a seguir são defasagens em relação ao ângulo do sinal senoidal da referência de tensão.

4.4.1. Inversores Idênticos com Carga

Os gráficos da Figura 4.8 até a Figura 4.15 mostram a tensão de saída, as correntes dos indutores L_F , as tensões V_{AB} , os fluxos de potência dos inversores para a carga e entre os inversores, em função do aumento do ganho da malha de corrente (R_I). Os ângulos dessas variáveis são defasagens em relação ao ângulo da referência de tensão.

Os resultados mostram que a presença da malha de corrente diminui V_0 em função do ganho R_I , como visto na Figura 4.8. Como consequência, isso provoca uma diminuição da potência fornecida à carga. A diminuição da tensão V_0 ocorre porque a malha fechada de tensão possui apenas um integrador na malha direta. Este integrador é inserido pelo compensador *PID* de tensão escolhido. É importante salientar que, o controle por valores médios quase instantâneos utiliza uma referência de tensão senoidal no controle de tensão. A malha de tensão, com um integrador na malha direta, tem a capacidade de seguir uma referência senoidal com erro, ou seja, não garante erro nulo em regime permanente. O erro de segmento da malha de tensão é definido em função do ganho estático da planta do inversor. Como a realimentação da corrente do indutor diminui o ganho estático, conseqüentemente, ela aumenta o erro da malha de tensão ao seguimento da referência senoidal. Essa é a causa das variações no módulo e na fase da tensão de saída em função do aumento de R_I . Essa característica pode ser modificada alterando a estrutura do compensador de tensão, mas este não é o foco deste estudo.

Ao analisar as correntes I_{LF1} e I_{LF2} na Figura 4.9, observa-se que elas são iguais nos dois inversores. O módulo e a fase das tensões V_{AB} dos dois inversores, mostrados na Figura 4.10 e Figura 4.11, respectivamente, também são iguais. Como visto na seção 2.2.1, sendo as tensões de entrada do filtro LC (V_{AB}) dos inversores iguais, os fluxos de potência ativa e reativa deles para a carga também serão iguais, além disso, os fluxos de potência entre os inversores serão nulos. Isso é comprovado na Figura 4.12, na Figura 4.13, na Figura 4.14 e na Figura 4.15, nas quais são apresentados os fluxos de potência ativa e reativa dos inversores para a carga e entre os inversores. Nos gráficos de fluxo de potência o índice “0” indica a carga, o índice “1” o inversor 1 e o índice “2” o inversor 2. Por exemplo, P_{10} indica o fluxo de potência ativa do inversor 1 para a carga.

Os resultados mostram equilíbrio nas correntes e nas potências para quaisquer valores do ganho R_I , indicando que sistemas com

inversores idênticos são naturalmente equilibrados. Entretanto, é tecnologicamente impossível construir dois inversores idênticos.

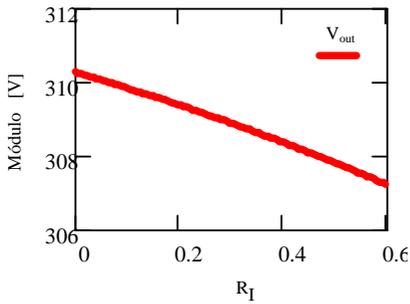


Figura 4.8 – Módulo da tensão de saída com carga.

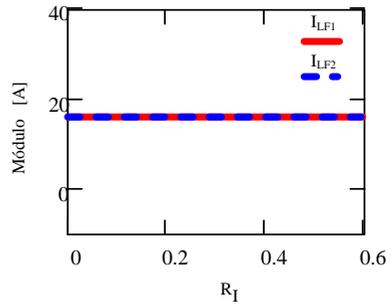


Figura 4.9 – Módulo das correntes I_{LF1} e I_{LF2} com carga.

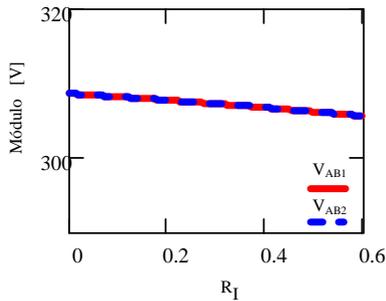


Figura 4.10 – Módulo da tensão V_{AB} com carga.

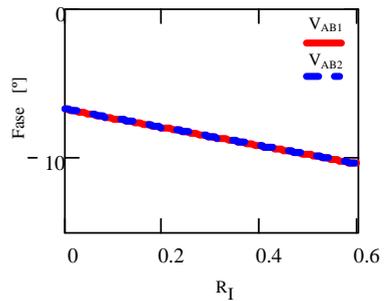


Figura 4.11 – Fase da tensão V_{AB} com carga.

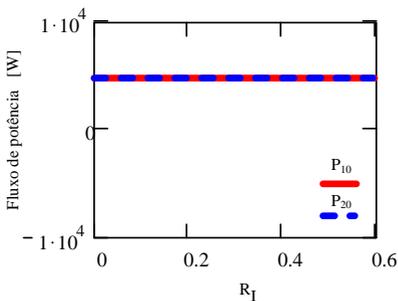


Figura 4.12 – Fluxo de potência ativa dos inversores para o barramento de conexão, com carga.

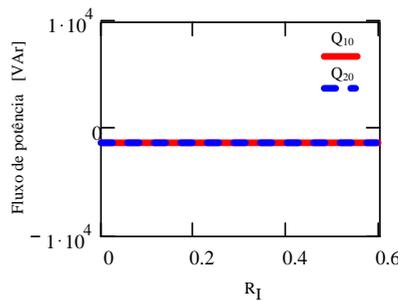


Figura 4.13 – Fluxo de potência reativa dos inversores para o barramento de conexão, com carga.

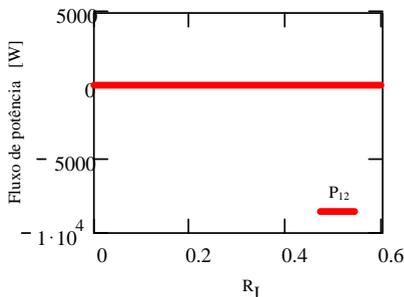


Figura 4.14 – Fluxo de potência ativa entre os inversores com carga .

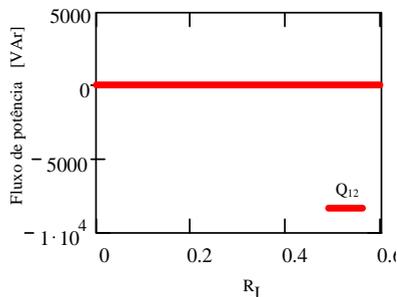


Figura 4.15 – Fluxo de potência reativa entre os inversores com carga.

4.4.2. Inversores com Variações Paramétricas e sem Carga

Esta seção analisa os resultados dos dois inversores em paralelo, com o sistema sem carga ($R_o \rightarrow \infty$), considerando uma variação paramétrica de 1% entre os sensores e entre os controladores da malha de tensão dos inversores. Escolheu-se fazer as variações paramétricas nestes elementos, devido à maior sensibilidade do paralelismo a eles. Além disto, o valor de 1% foi definido analisando as tolerâncias dos elementos que compõe os sensores e os controladores, como resistores, circuitos integrados, sensores de efeito *hall*, processador, etc. De todos os componentes, o resistor é o que apresenta a maior tolerância e ela é, geralmente, de 1%. Portanto, são os resistores que causam as maiores diferenças paramétricas entre os inversores e entende-se que, ao analisar uma variação de 1% nos sensores e controladores, está se estudando um dos piores casos do paralelismo destes dois inversores. Há resistores com uma precisão maior (0,1%), mas o custo benefício e os mais usuais são os de 1%.

O comportamento das principais variáveis dos inversores em função do ganho da malha de corrente instantânea R_I são mostrados da Figura 4.16 até a Figura 4.25. Novamente, nos gráficos de fluxo de potência o índice “0” indica a carga e os índices “1” e “2” os inversores.

Ao analisar os resultados, nota-se que o aumento do ganho R_I provoca uma alteração no módulo e na fase da tensão de saída, apresentados na Figura 4.16 e na Figura 4.17, respectivamente. Com valores de R_I pequeno, há uma circulação expressiva de corrente entre os inversores. Nesta situação, um inversor opera com alto nível de carga e o outro como retificador (carga). O alto nível de carga provoca

alterações no módulo (queda) e na fase (defasagem) da tensão de saída V_0 , demonstrados nos gráficos da Figura 4.16 e da Figura 4.17. Isto porque, o inversor operando como retificador absorve potências ativa e reativa do outro inversor. Com o aumento do valor de R_I , a circulação de corrente entre os inversores é eliminada e, conseqüentemente, os inversores operam sem carga. Assim, a queda e a defasagem da tensão V_0 diminuem como demonstrado nos gráficos da Figura 4.16 e da Figura 4.17. É importante salientar que, o aumento do valor de R_I pode provocar uma diminuição do ganho estático do inversor de tensão e aumentar o erro da malha de tensão ao seguimento a referência senoidal. Tal comportamento provocaria novamente uma diminuição do módulo e uma alteração na fase de V_0 com o aumento de R_I , como ocorreu no item anterior. Entretanto, isto não ocorre neste caso, pois como estudado na seção 3.4.2, a diminuição do ganho estático do inversor causado pela realimentação de corrente é proporcional ao nível de carga. Portanto, ao se eliminar a circulação de corrente entre os inversores, estes operam sem carga e, conseqüentemente, o aumento do ganho R_I influencia pouco o ganho estático do inversor. Isto é válido para o sistema sem carga.

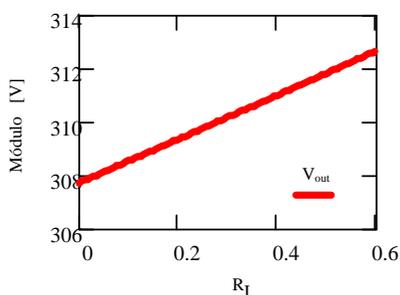


Figura 4.16 – Módulo da tensão de saída sem carga.

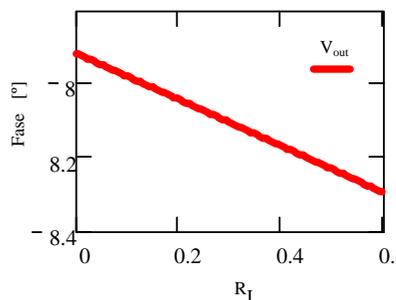


Figura 4.17 – Fase da tensão de saída sem carga.

Ao analisar as Figura 4.18 e Figura 4.19, comprova-se a existência de uma expressiva corrente circulando entre os inversores com valor pequeno de R_I , como citado anteriormente. Através da fase das correntes na Figura 4.19, conclui-se que o inversor 1 (I_{LF1}) fornece a corrente ao inversor 2 (I_{LF2}). Com o valor de R_I muito pequeno, situação em que não há ação do controle do paralelismo, o inversor 2 comporta-se como retificador (carga). Com o aumento do ganho R_I , a corrente que circula entre os inversores é praticamente eliminada. O comportamento, dos módulos na Figura 4.18 e das fases na Figura 4.19, das correntes dos dois inversores em função do ganho R_I , comprova que o controle do

paralelismo evita a circulação de correntes entre os inversores. Portanto, como consequência, a estratégia garante a operação do paralelismo sem carga.

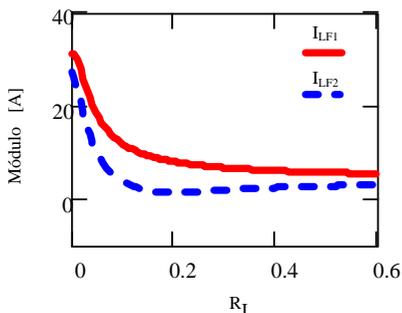


Figura 4.18 – Módulo das correntes I_{LF1} e I_{LF2} sem carga.

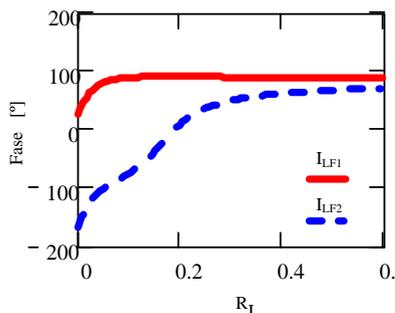


Figura 4.19 – Fase das correntes I_{LF1} e I_{LF2} sem carga.

As tensões V_{AB} dos dois inversores estão com módulos e fases diferentes com ganho de R_I baixos, como mostrado nas Figura 4.20 e Figura 4.21. Nota-se que os módulos das tensões V_{AB} , apresentados na Figura 4.20, precisam de um R_I maior do que as fases, mostradas na Figura 4.21, para se equilibrarem. Essa característica é interessante, pois o fluxo de potência ativa é fortemente dependente da fase da tensão V_{AB} , e se elas forem muito próximas dificilmente haverá fluxo de potência ativa entre os inversores, que é o desejado.

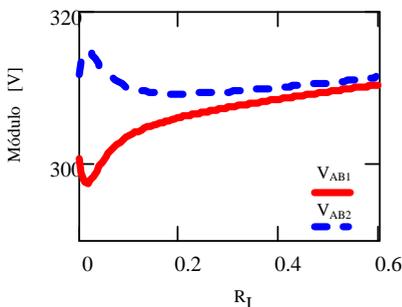


Figura 4.20 – Módulo da tensão V_{AB} sem carga.

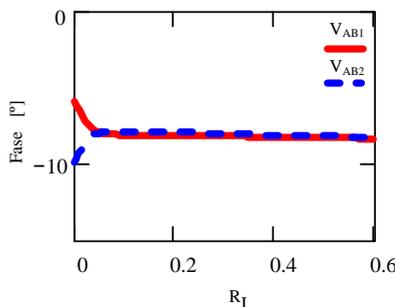


Figura 4.21 – Fase da tensão V_{AB} sem carga.

Em termos de potência, a Figura 4.22 e a Figura 4.23 apresentam os fluxos de potência dos inversores para o barramento de saída da tensão V_o . Como o sistema está sem carga, toda potência fornecida por um inversor está sendo absorvida pelo filtro LC e pelo outro inversor.

Com valores baixos de R_I há um desequilíbrio e os fluxos estão com sinais contrários, indicando que o inversor 1 está fornecendo potência ativa e absorvendo potência reativa do inversor 2. A absorção de potência ativa (fluxo negativo) de um inversor indica que ele está operando como retificador. Além disso, a potência ativa absorvida é entregue à fonte CC do inversor, que na maioria das aplicações é construída por retificadores unidirecionais e não suportam esta operação (regeneração). Entretanto, as figuras demonstram que, com o aumento do ganho R_I , aumenta a atuação do controle do paralelismo e os fluxos de potência ativa se anulam e os de potência reativa se equilibram.

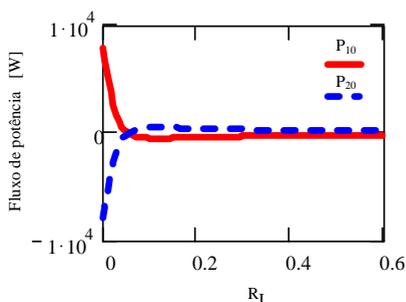


Figura 4.22 – Fluxo de potência ativa dos inversores para o barramento de conexão.

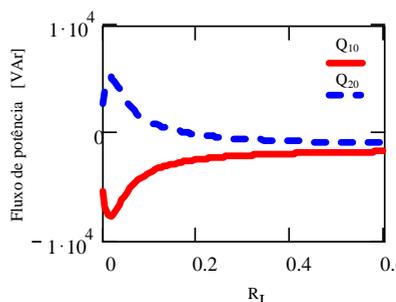


Figura 4.23 – Fluxo de potência reativa dos inversores para o barramento de conexão.

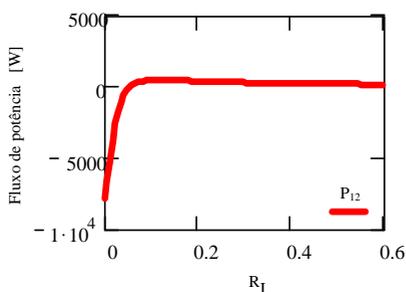


Figura 4.24 – Fluxo de potência ativa entre os inversores.

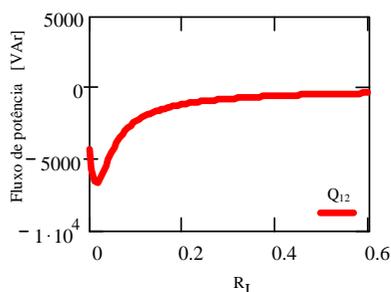


Figura 4.25 – Fluxo de potência reativa entre os inversores.

Comparando as fases das tensões V_{AB} da Figura 4.21 e os fluxos de potência ativa da Figura 4.22 e da Figura 4.24 percebe-se uma semelhança nas curvas. Com aumento de R_I as fases das tensões V_{AB} tornam-se iguais e eliminam o fluxo de potência ativa entre os inversores. Ao comparar os módulos das tensões V_{AB} da Figura 4.20 com o fluxo de potência reativa da Figura 4.23 e da Figura 4.25,

também é visível que o equilíbrio nos valores dos módulos reflete-se no equilíbrio do fluxo de potência reativa.

Os estudos desta seção mostraram a sensibilidade do paralelismo de inversores, no qual uma pequena variação paramétrica provoca o funcionamento inadequado do sistema. Também ficou evidente que o ajuste correto do controle do paralelismo (ganho R_I da realimentação da corrente do indutor) evita a circulação de correntes entre os inversores e garante a operação sem carga dos inversores em paralelo.

4.4.3. Inversores com Variações Paramétricas e com Carga

Nesse caso foram consideradas as condições do item anterior, mas aplicando-se uma carga resistiva de 5 kW no barramento de saída dos inversores ($R_o = 10 \Omega$). Os gráficos da Figura 4.26 até a Figura 4.35 apresentam a resposta do sistema. Novamente, os ângulos dessas variáveis são defasagens em relação ao ângulo da referência de tensão. Ao analisar nas figuras a situação de R_I pequeno, em que a atuação de malha de corrente é pouco significativa, têm-se grandes desequilíbrios de correntes e fluxo de potência. Como no caso anterior, o aumento do ganho da malha de corrente proporciona um equilíbrio nas correntes, nas potências e elimina o fluxo de potência entre os inversores.

O aumento do ganho R_I provoca uma pequena alteração do módulo e na fase da tensão de saída, como demonstra a Figura 4.26 e a Figura 4.27. Nesse caso e na seção 4.4.1, essa variação é praticamente linear em função de R_I e possui a mesma causa, que é o aumento do erro da malha de tensão ao seguimento de uma referência senoidal.

Inicialmente, com valores de R_I pequeno, as correntes estão desequilibradas como mostrado nos gráficos do módulo na Figura 4.28 e da fase na Figura 4.29. Nota-se que a fase da corrente I_{LF2} é negativa, indicando que este inversor está absorvendo potência do sistema. Com o aumento de R_I as correntes se equilibram.

Analisando-se as tensões V_{AB} , em que os módulos estão na Figura 4.30 e as fases na Figura 4.31, percebe-se que elas também buscam ter módulos e fases iguais, com o aumento do ganho R_I . Como consequência o fluxo de potência ativa e reativa dos inversores para a carga se equilibram, como visto na Figura 4.32 e na Figura 4.33, e o fluxo de potência entre os inversores se anula, como mostrado na Figura 4.34 e na Figura 4.35. Novamente as curvas de fluxo de potência ativa da Figura 4.32 e da Figura 4.34 são fortemente vinculadas com as fases das tensões V_{AB} da Figura 4.31. Assim como as curvas do fluxo de

potência reativa são fortemente vinculadas ao comportamento dos módulos das tensões V_{AB} da Figura 4.30.

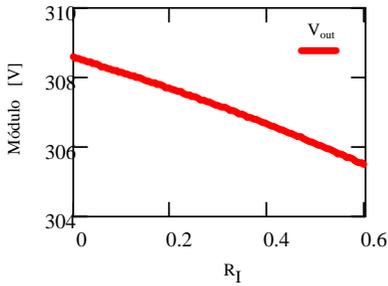


Figura 4.26 – Módulo da tensão de saída com carga.

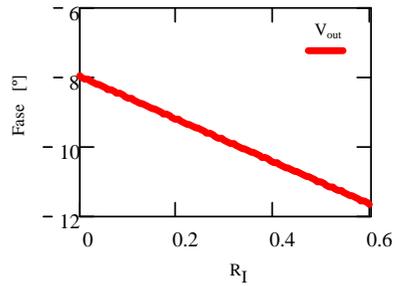


Figura 4.27 – Fase da tensão de saída com carga.

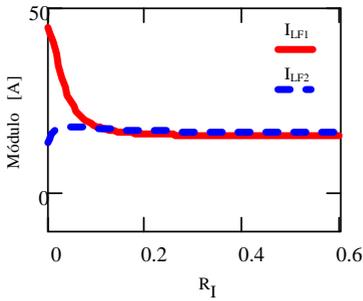


Figura 4.28 – Módulo das correntes I_{LF1} e I_{LF2} com carga.

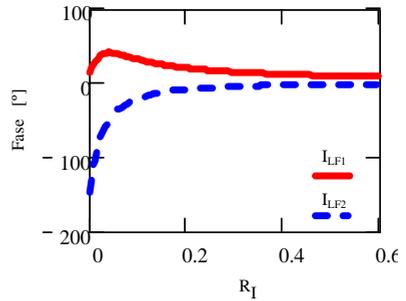


Figura 4.29 – Fase das correntes I_{LF1} e I_{LF2} com carga.

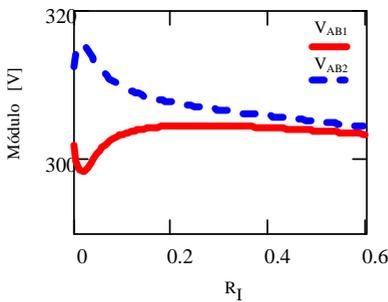


Figura 4.30 – Módulo da tensão V_{AB} com carga.

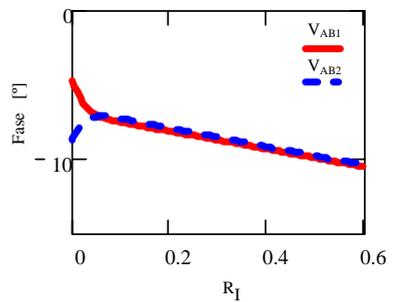


Figura 4.31 – Fase da tensão V_{AB} com carga.

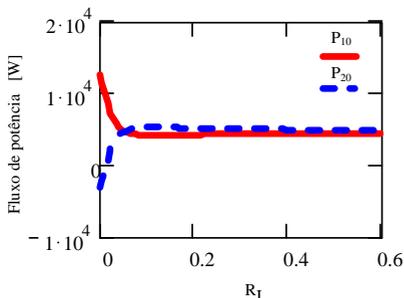


Figura 4.32 – Fluxo de potência ativa dos inversores para o barramento de conexão.

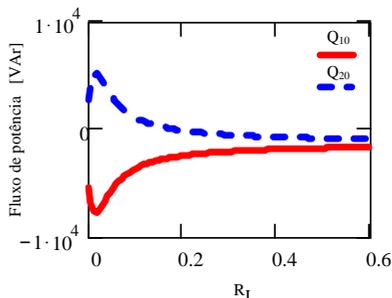


Figura 4.33 – Fluxo de potência reativa dos inversores para o barramento de conexão.

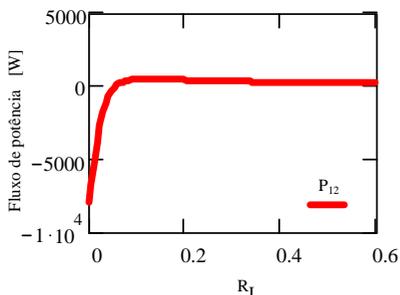


Figura 4.34 – Fluxo de potência ativa entre os inversores.

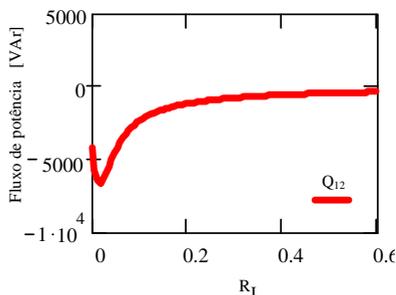


Figura 4.35 – Fluxo de potência reativa entre os inversores.

Os resultados apresentados da Figura 4.26 até a Figura 4.35 demonstram que, com um valor correto de R_I , o controle do paralelismo é eficiente na divisão adequada da corrente de carga entre os inversores.

A análise em regime permanente mostrou-se uma ferramenta matemática que permite estudar a sensibilidade do paralelismo aos parâmetros dos inversores e escolher o ganho adequado para a realimentação de corrente (R_I). Assim, nos dados analisados, um ganho de R_I maior que 0,2 garante o equilíbrio de corrente entre os inversores.

Foi verificado no caso com carga, que a realimentação da corrente do indutor provoca alterações no módulo e na fase da tensão de saída. Por isso, ao escolher o ganho R_I deve-se buscar um compromisso entre o controle adequado do paralelismo e a regulação da tensão de saída. Assim, escolhido um ganho R_I igual a 0,2, é examinado na Figura 4.36 o comportamento do módulo da tensão de saída dos dois inversores em paralelo, com a carga variando de 0 a 100% de carga (5 kW). Nota-se que entre 80 e 100% de carga a tensão diminui mais expressivamente

e, em 100%, tem-se uma queda de 4 volts, que representa uma regulação estática de 99%. A Figura 4.37 mostra a fase da tensão de saída e ela também possui uma variação de aproximadamente 2 graus entre 0 e 100% de carga. Estes 2 graus representam uma variação de 0,56% ou $93\mu\text{s}$ para 60 Hz. Essas variações são admissíveis no sistema, validando a escolha do valor de R_I . A causa destas alterações na tensão de saída já foi estudada neste capítulo e a solução seria alterar o compensador de tensão, que não é o foco do trabalho. Os gráficos da Figura 4.36 e da Figura 4.37 também consideram as mesmas variações paramétricas utilizadas no início desta seção.

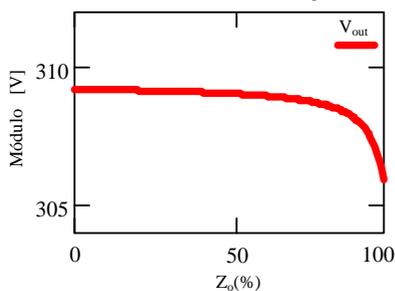


Figura 4.36 – Módulo da tensão de saída em função da carga.

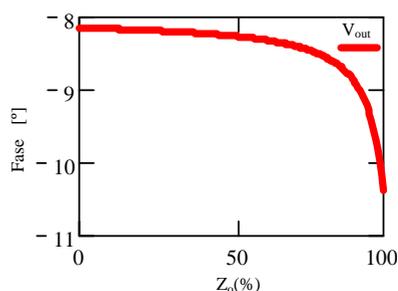


Figura 4.37 – Fase da tensão de saída em função da carga.

4.5. METODOLOGIA DE PROJETO DO CONTROLADOR DO PARALELISMO

O diagrama de blocos da Figura 4.38 apresenta o controle do paralelismo realizado através da malha de corrente, que é colocada em cascata com o controle de tensão. O projeto do compensador da malha de controle do paralelismo consiste em definir o ganho da realimentação da corrente do indutor L_F . Este ganho, denominado de K_{IL} , é composto pelos ganhos do sensor (T_{IL}), usado para medir a corrente I_{LF} , e do controlador proporcional (R_I) implementado. O ganho K_{IL} foi definido em (4.48) e é reproduzido em (4.49). O ganho T_{IL} é fixo, pois depende do sensor de corrente escolhido. Assim, o ajuste de K_{IL} é realizado através da variação do ganho R_I .

$$K_{IL} = T_{IL} \cdot R_I \quad (4.49)$$

Segundo a proposta apresentada nas seções 4.2, 4.3 e 4.4, a análise em regime permanente é a maneira adequada de estudar o paralelismo de inversores. Para definir o ganho K_{IL} deve-se aplicar a metodologia de análise em regime permanente no sistema com “N”

inversores em paralelo. Usando o modelo matemático dos inversores em paralelo, devem ser feitas avaliações com variações paramétricas e situações diferentes de cargas, verificando os desequilíbrios de correntes, de fluxo de potência e variações da tensão de saída em função do valor do ganho R_I . Diante desta análise, define-se o ganho que garanta a divisão adequada da corrente de carga e que evite a circulação de corrente entre as unidades do sistema.

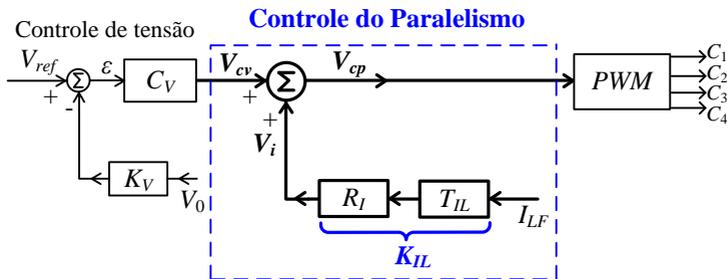


Figura 4.38 – Diagrama de blocos da malha de corrente do indutor L_f .

A seguir é proposto um procedimento para o projeto do controlador do paralelismo R_I :

1. Entrar com os dados do inversor na planilha “Análise do Paralelismo de Inversores em Regime Permanente” do Apêndice B, inclusive os valores dos componentes do compensador de tensão, definidos na planilha “Projeto de Inversores de Tensão” do Apêndice A.
2. Obter as variações paramétricas dos sensores, componentes dos compensadores, tensão barramento, filtro LC e outros componentes relevantes e, depois, analisar as suas influências no paralelismo dos inversores.
3. Fazer K_{IL} igual a zero e analisar na planilha “Análise do Paralelismo de Inversores em Regime Permanente” o desequilíbrio e a circulação de corrente entre os inversores com e sem carga;
4. Através da planilha “Análise do Paralelismo de Inversores em Regime Permanente” fazer um estudo aumentando o valor do ganho K_{IL} de zero até um determinado valor, que garanta o equilíbrio desejado de correntes;
5. Escolher o valor adequado de K_{IL} .

4.6. CONCLUSÃO

O capítulo abordou uma metodologia para o estudo dos inversores em paralelo baseada na análise em regime permanente. O modelo matemático proposto para o estudo dos inversores em paralelo considera as características do circuito elétrico de potência e as equações de controle. Este modelo matemático tornou-se uma ferramenta que permite avaliar variações paramétricas, sensibilidade do sistema, alterações nos circuitos, situações diferentes de cargas, as correntes, as tensões e o fluxo de potência nos inversores conectados em paralelo. Além disto, permite projetar adequadamente o controlador do paralelismo.

A análise em regime permanente foi aplicada no estudo da estratégia de controle proposta para o paralelismo de inversores. Os resultados teóricos comprovaram a eficácia da técnica, garantindo a distribuição adequada da corrente de carga entre os inversores e evitando a circulação indesejada de correntes no circuito. A análise em regime permanente mostrou o controle do paralelismo alterando a tensão V_{AB} do inversor (tensão de entrada do filtro LC) para controlar a corrente fornecida à carga e, conseqüentemente, regular o fluxo de potência entre inversor e barramento de conexão.

As expressões definidas nesta seção também demonstraram que o controle do paralelismo, através de corrente, regula indiretamente o fluxo de potência do inversor, independente da relação entre resistência e reatância do indutor do filtro LC do inversor. Isto se torna uma vantagem em relação ao controle de potência, que dependendo da relação entre resistência e reatância, é necessária modelar a influência da resistência nas equações do controle de potência e, isto, altera a forma e dificulta ainda mais a implementação da técnica.

5. PROJETO, SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO PARALELISMO DE INVERSORES MONOFÁSICOS

5.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados projetos, simulações e resultados experimentais de dois e três inversores monofásicos conectados em paralelo, com os objetivos de comprovar o estudo teórico e validar a técnica proposta para o controle do paralelismo de inversores monofásicos. Além disto, os estudos de simulação e de implementação são fundamentais para explorar com detalhes os conceitos, as vantagens, as desvantagens, as dificuldades e a viabilidade de aplicação da teoria abordada no texto.

O capítulo é dividido em três subseções: projeto, simulações e experimentação. A seguir, estes tópicos serão explorados.

5.2. PROJETO

Com base no estudo teórico do capítulo 3 foi construída uma planilha no software MathCad [109] para o projeto do inversor de tensão monofásico e ela é apresentada no Apêndice A. Com ela é possível determinar os componentes de potência, os controladores de tensão e corrente média do inversor.

Para a análise da operação em paralelo dos inversores e o projeto do controlador do paralelismo foi desenvolvida outra planilha, baseada no capítulo 4, também no software MathCad e mostrada no Apêndice B.

Usando essas duas ferramentas foram projetados quatro inversores monofásicos, sendo três iguais com potência nominal de 5 kVA e um com a potência nominal de 2,5 kVA. A estrutura usada nas simulações e na construção do protótipo possui três inversores em paralelo, com duas configurações diferentes, uma com três inversores iguais de potência nominal de 5 kVA, outra com dois inversores de 5 kVA e um de 2,5 kVA. Nessas duas configurações são realizados testes com dois e três inversores operando em paralelo. Todos os testes

consideram um sistema redundante $N+1$. Sendo assim, a carga máxima suprida na estrutura com 2 inversores iguais é de 5 kVA e a carga máxima suprida na estrutura com três inversores iguais é de 10 kVA. A Figura 5.1 apresenta a estrutura com três inversores em paralelo. Cada inversor de tensão da figura possui um retificador monofásico com filtro capacitivo alimentado através da rede elétrica, um inversor em ponte completa, um transformador de baixa frequência, um filtro LC e o sistema de controle proposto. Na construção do retificador e do inversor em ponte completa foi utilizado um módulo SKS 50B6U+B2CI10V6 da Semikron [110]. Na implementação do circuito de controle do inversor foram empregados circuitos analógicos. Já o modulador PWM foi feito digitalmente por um microcontrolador PIC18F2331 [111]. As tensões da rede elétrica e da tensão de saída dos inversores são de 220 V *rms*, com uma frequência de 60 Hz. Os diagramas elétricos dos circuitos de potência e controle estão no Apêndice C.

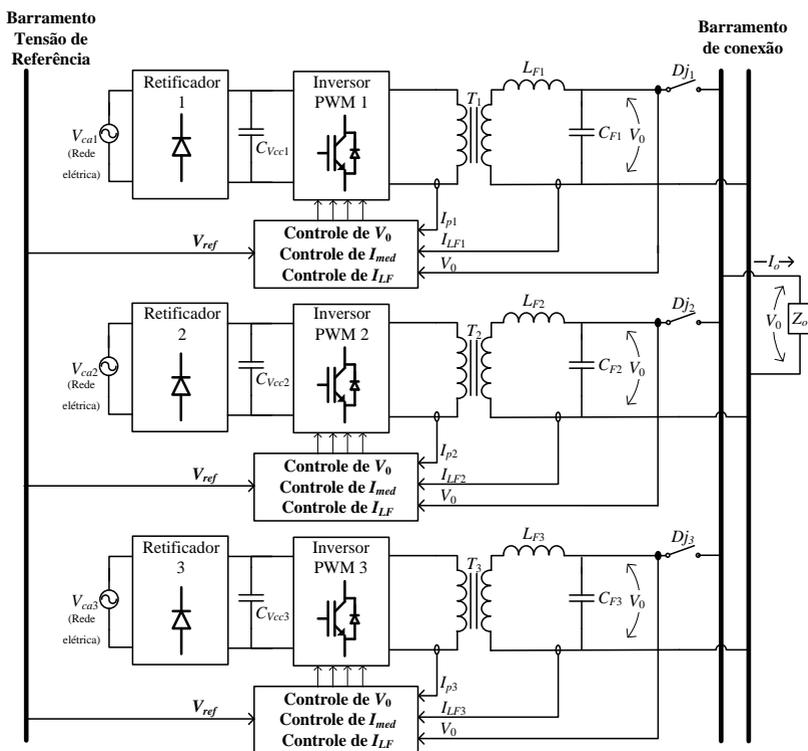


Figura 5.1 – Protótipo com três inversores de tensão monofásicos em paralelo.

A Tabela 5.1 apresenta os principais dados do projeto do inversor de 5 kVA e a Tabela 5.2 os dados do conversor de 2,5 kVA. Nas duas tabelas, os dados do transformador e do filtro LC são referenciados ao lado secundário do transformador. Além disso, a especificação de L_F refere-se ao valor total da indutância do filtro, assim deve-se descontar a contribuição da indutância de dispersão para determinar a indutância externa a ser adicionada no filtro LC. Adicionalmente, outros detalhes e procedimentos de projeto são apresentados nas planilhas dos Apêndices A e B.

Tabela 5.1 – Dados dos projetos dos inversores monofásicos de 5 kVA.

$C_F=36 \mu\text{F}$	$K_{vI}=0,016$	$p_{iCC}=6 \text{ Hz}$
$L_F=1100 \mu\text{H}$	$p_{vI}=34050 \text{ Hz}$	$K_{CiCC}=0,12$
$n=1:1,63$	$z_{vI}=888 \text{ Hz}$	$T_{IP}=0,045 \Omega$
$\Delta I_{LF}=20\%$	$z_{v2}=328 \text{ Hz}$	$f_{rede}=60 \text{ Hz}$
$\Delta V_0=0,5\%$	$K_{Cv}=14,7$	$f_s=60 \text{ Hz}$
$C_{retif}=4080 \mu\text{F}$	$R_f=0,2 \Omega / K_{IL}=0,015 \Omega$	$f_{com}=10 \text{ kHz}$
$L_d=370 \mu\text{H}^*$	$T_{IL}=0,075 (K_{IL}=T_{IL}\cdot R_f)$	$V_p=2,5 \text{ V}$
$r_d=0,133 \Omega$	$V_0=220 \text{ V rms}$	$V_{rede}=220 \text{ V rms}$

Tabela 5.2 – Dados dos projetos dos inversores monofásicos de 2,5 kVA.

$C_F=18 \mu\text{F}$	$K_{vI}=0,016$	$p_{iCC}=6 \text{ Hz}$
$L_F=1500 \mu\text{H}$	$p_{vI}=34050 \text{ Hz}$	$K_{CiCC}=0,12$
$n=1:1,63$	$z_{vI}=888 \text{ Hz}$	$T_{IP}=0,045 \Omega$
$\Delta I_{LF}=20\%$	$z_{v2}=328 \text{ Hz}$	$f_{rede}=60 \text{ Hz}$
$\Delta V_0=0,5\%$	$K_{Cv}=14,7$	$f_s=60 \text{ Hz}$
$C_{retif}=4080 \mu\text{F}$	$R_f=0,4 \Omega / K_{IL}=0,030 \Omega$	$f_{com}=10 \text{ kHz}$
$L_d=370 \mu\text{H}^*$	$T_{IL}=0,075 (K_{IL}=T_{IL}\cdot R_f)$	$V_p=2,5 \text{ V}$
$r_d=0,133 \Omega$	$V_0=220 \text{ V rms}$	$V_{rede}=220 \text{ V rms}$

5.3. RESULTADO DE SIMULAÇÕES

Nesta seção são apresentadas simulações com dois inversores e três inversores conectados em paralelo, usando o software PSIM [108]. Todas as simulações consideram as mesmas variações paramétricas, de

1% nos sensores de tensão e 1% nos valores dos componentes do controlador de tensão, abordadas no capítulo 4. Para as simulações, os retificadores monofásicos com filtro capacitivo da Figura 5.1 foram substituídos por fontes de tensão CC bidirecionais, com intuito de analisar as situações em que os inversores operam como retificadores (absorvem potência ativa do sistema). O circuito utilizado nas simulações é apresentado no Apêndice D. É importante salientar que, a bidirecionalidade não é uma situação usual na prática. Geralmente, a fonte CC é unidirecional e a operação como retificador de um inversor pode danificar a sua estrutura e, por isso, precisa ser evitado.

Outra informação importante é que, na maioria dos casos simulados é apresentado o fluxo de potência ativa e reativa do inversor para o barramento de conexão, com intuito de ajudar na análise dos resultados. Todos os gráficos de potência desta seção são calculados com a tensão de saída do inversor de tensão (V_o) e a corrente do indutor do filtro LC (I_{LF}). Portanto, a potência absorvida pelo capacitor do filtro LC do inversor está sendo considerada como parte da sua carga.

Considerando estas condições descritas, a seguir são realizados testes através de simulações com objetivo de estudar, discutir e validar o controle do paralelismo proposto. Além disto, todos os testes estão abordando situações práticas da aplicação do paralelismo VSI em UPS.

5.3.1. Teste 1 – Comprovação da Estratégia de Controle com Dois Inversores de 5 kVA em Paralelo – Sistema sem Carga e com Carga Resistiva

Inicialmente, neste teste foram simulados dois inversores em paralelo, alimentando uma carga resistiva de 5 kW, em duas situações diferentes: a primeira com o controle do paralelismo desabilitado e a segunda com o controle habilitado. Os resultados dos dois casos são apresentados em conjunto para verificar a atuação e a eficácia do controle do paralelismo proposto.

A tensão de saída dos inversores (tensão aplicada na carga) da simulação sem o controle do paralelismo é mostrada na Figura 5.2. Já para a simulação com o controle do paralelismo é visualizada na Figura 5.3. Nas duas simulações a tensão de saída possui uma regulação adequada e segue a referência senoidal. A tensão da Figura 5.2 possui 309,0 V de pico e 218,99 V *rms* e a tensão da Figura 5.3 possui 312,56 V de pico, 220,66 V *rms*. As duas tensões apresentam uma THD de 0,39%. Os resultados validam o projeto de controle de tensão e

demonstram que ele regula a tensão de saída, independentemente das condições de funcionamento do paralelismo.

As correntes dos indutores dos dois inversores são apresentadas na Figura 5.4, para o caso sem controle de paralelismo, e na Figura 5.5 com o controle do paralelismo habilitado. Nas duas figuras também é visualizada a tensão V_0 , num fator de escala de 1:5, com objetivo de comparar as fases e o formato das variáveis. No caso com o controle do paralelismo desabilitado da Figura 5.4, as correntes dos indutores estão desequilibradas, defasadas entre si e em relação à tensão V_0 . Ao verificar as potências ativas, na Figura 5.6, e reativas, na Figura 5.8, fornecidas pelos inversores, nota-se que o inversor 1 está suprindo toda potência ativa da carga e está com o fluxo de potência reativo negativo, ou seja, ele está fornecendo reativo capacitivo ao inversor 2 ou absorvendo reativo indutivo.

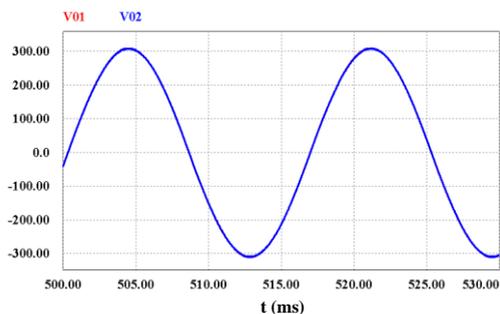


Figura 5.2 – Tensão V_0 com carga e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).

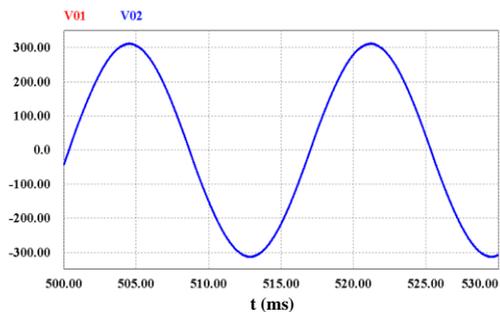


Figura 5.3 – Tensão V_0 com carga e com o controle do paralelismo habilitado ($K_{IL}=0,015$).

Na segunda simulação, com o controle do paralelismo habilitado, há um equilíbrio nas correntes na Figura 5.5 e conseqüentemente, nas potências ativas na Figura 5.7 e nas potências reativas na Figura 5.9. Percebe-se que há uma pequena defasagem entre as correntes I_{LF1} e I_{LF2} na Figura 5.5, que representa a parcela de potência reativa fornecida pelo inversor 1 ao capacitor do filtro LC do inversor 2. Isto pode ser visualizado no gráfico da Figura 5.9, no qual os inversores 1 e 2 fornecem -990 VAR e -310 VAR de potência reativa ao sistema, respectivamente. O cálculo teórico da potência reativa absorvida pelos capacitores dos dois inversores, em 220 V *rms*, é de -1310 VAR. Isto comprova que toda potência reativa fornecida pelos inversores é absorvida nos capacitores e não existe circulação de reativo entre os conversores. Ao comparar as correntes da Figura 5.4 e da Figura 5.5, as potências ativas da Figura 5.6 e da Figura 5.7 e as potências reativas da Figura 5.8 e da Figura 5.9, conclui-se que o controle do paralelismo garante a divisão adequada da corrente de carga entre os inversores, conseqüentemente, garante equilíbrio de potência. As potências no paralelismo dos inversores monofásicos foram calculadas com a tensão de saída V_0 e as correntes dos indutores I_{LF} .

As Figura 5.10 e Figura 5.11 apresentam os sinais de controle do inversor 1 durante os dois ensaios. O sinal V_{cv} é o sinal de controle da malha de tensão e V_i é o sinal de controle da malha de corrente instantânea. O sinal V_{cp} é gerado pela subtração de V_i de V_{cv} , conforme a lei de controle do paralelismo apresentada na seção 3.2. Na Figura 5.10, o sinal V_i é nulo, pois o controle do paralelismo está desabilitado e, conseqüentemente, os sinais V_{cv} e V_{cp} são iguais. Entretanto, na Figura 5.11 com o controle do paralelismo habilitado, o sinal V_i é proporcional à corrente do indutor L_F do inversor e V_{cp} é gerado pela subtração de V_i de V_{cv} . Assim, a ação instantânea da realimentação de corrente alterando o sinal V_{cp} e, conseqüentemente, a tensão V_{AB} do inversor, busca um equilíbrio das correntes I_{LF1} e I_{LF2} e das potências fornecidas pelos inversores, como é visto nas Figura 5.5, Figura 5.7 e Figura 5.9.

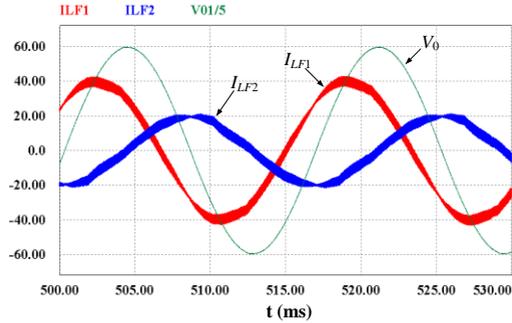


Figura 5.4 – Correntes I_{LF1} e I_{LF2} e a tensão V_0 , com carga e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).

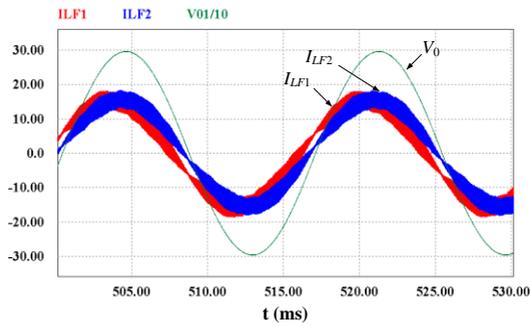


Figura 5.5 – Correntes I_{LF1} e I_{LF2} e a tensão V_0 , com carga e com o controle do paralelismo habilitado ($K_{IL}=0,015$).

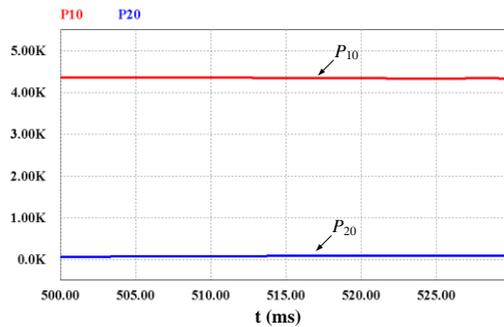


Figura 5.6 – Potências ativas fornecida pelos inversores, com carga no sistema e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).

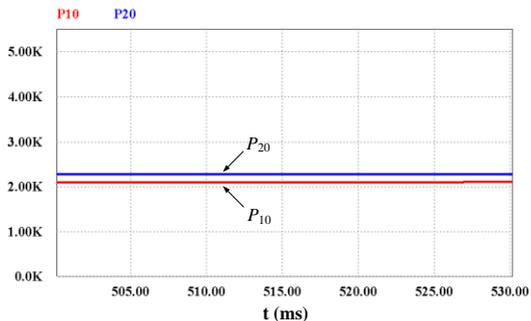


Figura 5.7 – Potências ativas fornecida pelos inversores, com carga no sistema e com o controle do paralelismo habilitado ($K_{IL}=0,015$).

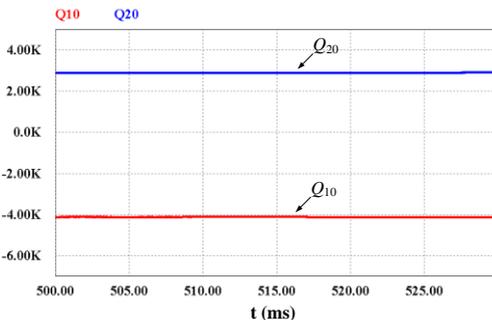


Figura 5.8 – Potências reativas fornecida pelos inversores, com carga no sistema e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).

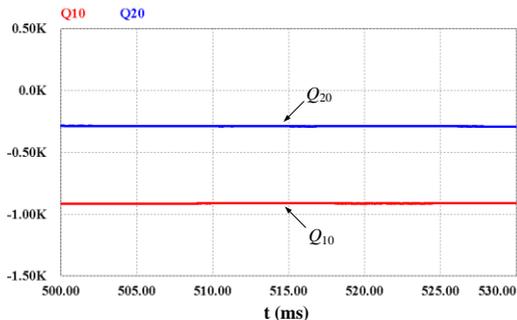


Figura 5.9 – Potências reativas fornecida pelos inversores no sistema e com o controle do paralelismo habilitado ($K_{IL}=0,015$).

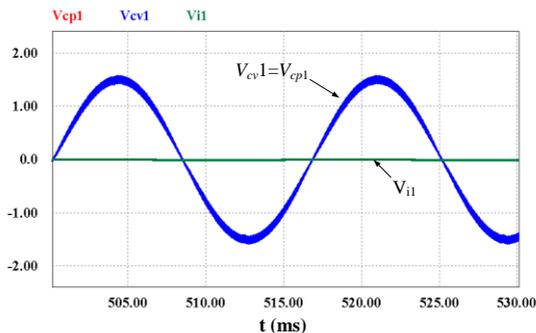


Figura 5.10 – Sinais de controle do inversor 1 com controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).

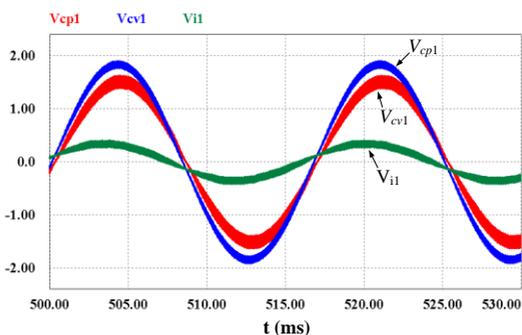


Figura 5.11 – Sinais de controle do inversor 1 com controle do paralelismo habilitado ($K_{IL}=0,015$).

Simulando novamente os dois inversores em paralelo para as situações com e sem controle do paralelismo, mas agora com o sistema sem carga, têm-se os resultados apresentados da Figura 5.12 até a Figura 5.17. As correntes dos indutores I_{LF1} e I_{LF2} são mostradas na Figura 5.12, para o caso sem controle do paralelismo, e na Figura 5.13, com controle do paralelismo. As duas figuras também apresentam a tensão com um fator de escala de 1:5. Analisando as correntes da Figura 5.12 (controle do paralelismo desabilitado), elas estão 180 graus defasadas e defasadas da tensão V_0 . A causa destas correntes é a absorção de potência de 2 kW, mostrado na Figura 5.14, e de 3 kVAr, mostrado na Figura 5.15, pelo inversor 2. Nesse caso, o inversor 2 opera como retificador e tornou-se carga do sistema. Além disto, a potência ativa absorvida pelo inversor 2 é transferida à sua fonte CC e, dependendo da estrutura da fonte, pode prejudicar seu funcionamento. Ao analisar as correntes dos inversores na Figura 5.13, percebe-se que o controle do

paralelismo colocou-as em fase e diminuiu-as em relação à Figura 5.12. Nota-se que, mesmo sem carga e com o controle do paralelismo habilitado, existem correntes nos indutores dos inversores, como mostradas na Figura 5.12. Entretanto, essas correntes são causadas somente pela potência reativa do filtro LC e pelas perdas dos conversores. Isso é comprovado nos gráficos das potências ativas na Figura 5.15 e reativas na Figura 5.17. No gráfico das potências ativas o inversor 2 fornece 70 W ao inversor 1 para suprir as suas perdas. Nesta figura também é apresentada a potência ativa na fonte CC de alimentação do inversor 1 ($P_{V_{cc1}}$), que é nula. Isto comprova que mesmo o inversor 1 absorvendo 70W, esta potência não é regenerada para a sua fonte CC. Tal potência é consumida pelas perdas do conversor, pois foram modeladas nessas simulações às resistências dos indutores do filtro LC e as perdas dos transformadores. Ao analisar o gráfico das potências reativas da Figura 5.17, os inversores 1 e 2 fornecem -990 VAR e -310 VAR de potência reativa, que é exatamente a potência reativa consumida pelos capacitores dos filtros LC. Além disto, como no caso com carga, nessa simulação o inversor 1 também alimenta uma parte da potência reativa absorvida pelo capacitor do inversor 2. O interessante é comparar as correntes da Figura 5.12 e da Figura 5.13, as potências ativas da Figura 5.14 e da Figura 5.15 e as potências reativas da Figura 5.16 e da Figura 5.17, pois permite concluir que o controle do paralelismo consegue eliminar a circulação de correntes entre os inversores e garante a operação sem carga dos inversores em paralelo.

Os resultados das simulações do paralelismo de dois inversores, com e sem carga, comprovam a eficácia do controle do paralelismo proposto através da realimentação de corrente dos indutores.

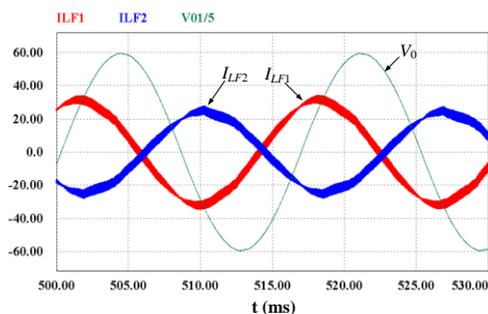


Figura 5.12 – Correntes I_{LF1} e I_{LF2} e a tensão V_0 , sem carga e controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).

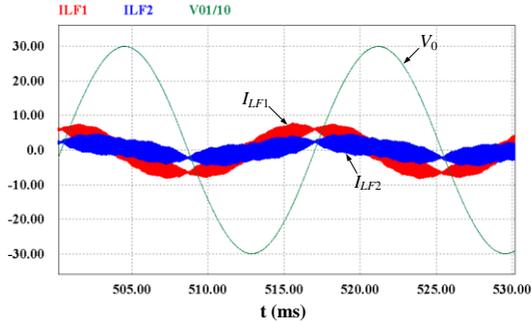


Figura 5.13 – Correntes I_{LF1} e I_{LF2} e a tensão V_0 , sem carga e controle do paralelismo habilitado ($K_{IL}=0,015$).

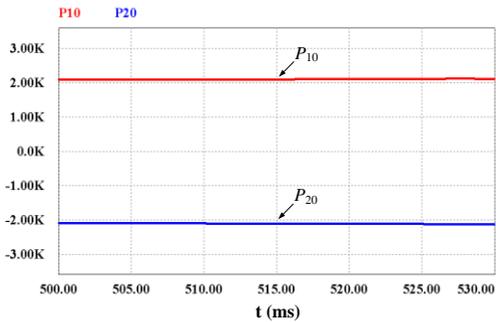


Figura 5.14 – Potências ativas fornecida pelos inversores, sem carga no sistema e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).

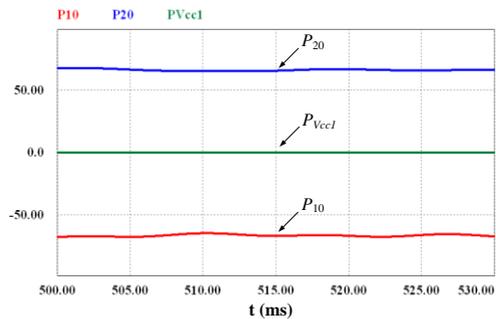


Figura 5.15 – Potências ativas fornecida pelos inversores, sem carga no sistema e com o controle do paralelismo habilitado ($K_{IL}=0,015$).

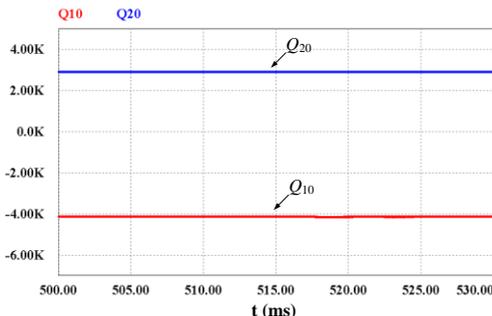


Figura 5.16 – Potências reativas fornecida pelos inversores, sem carga no sistema e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_L=0$).

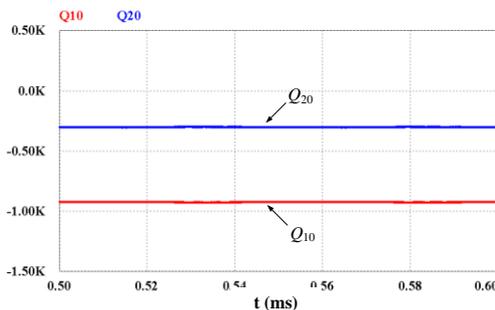


Figura 5.17 – Potências reativas fornecida pelos inversores, sem carga no sistema e com o controle do paralelismo habilitado ($K_L=0,015$).

5.3.2. Teste 2 – Paralelismo de Dois Inversores de 5 kVA com Carga Não-Linear

Outra situação estudada foi os dois inversores em paralelo alimentando uma carga não-linear de 5 kVA, fator de potência 0,65 e com “fator de crista” igual a 3. Isto com o controle do paralelismo habilitado, pois o objetivo deste caso é verificar o desempenho da estratégia de controle para este tipo de carga.

A tensão de saída, as correntes dos indutores, as potências ativas e os sinais de controle dos inversores 1 e 2 são apresentados da Figura 5.18 até a Figura 5.22.

A tensão de saída da Figura 5.18 está com 218,50 V *rms*, que representa uma regulação estática de 99%, e com uma THD de 5,8%. Estes valores demonstram o desempenho adequado do controle de tensão por variáveis quase instantâneas e do controlador PID escolhido.

Nota-se pelo comportamento das correntes dos indutores na Figura 5.19 que a estratégia também garante equilíbrio de correntes com carga não-linear. A figura também mostra a tensão V_0 com fator de escala de 1:5. O equilíbrio das correntes I_{LF1} e I_{LF2} na Figura 5.19 reflete no equilíbrio das potências ativas fornecidas pelos dois inversores, visualizadas na Figura 5.20.

Os sinais de controle do paralelismo V_i dos dois inversores são visualizados na Figura 5.21 e na Figura 5.22. Eles garantem o equilíbrio de corrente no paralelismo, mas como são proporcionais às correntes dos indutores L_{F1} e L_{F2} , provocam uma distorção no pico dos sinais de controle V_{cp} e, conseqüentemente, na tensão V_0 . É importante salientar que a carga não-linear provoca uma distorção significativa na tensão de saída e, a distorção provocada pelo controle do paralelismo soma-se à distorção provocada pela carga. O sinal de controle de tensão V_{cv} dos dois inversores, visualizados na Figura 5.21 e na Figura 5.22, apresenta um pico mais expressivo com objetivo de corrigir as distorções provocadas pelo sinal V_i . A distorção da tensão de saída, provocada pela carga e pelo controle do paralelismo, é causada principalmente pelos harmônicos de 3^a, 5^a e 7^a ordem presentes na corrente de carga. Quanto maior a ordem o harmônico, menor é o ganho do controlador de tensão nesta frequência e menor é a sua eficiência em corrigir a distorção. Por isso, a atuação do controle de tensão, visto na Figura 5.21 e na Figura 5.22, busca diminuir a distorção da tensão de saída da Figura 5.18 ao máximo para colocá-la dentro de limites aceitáveis. Entretanto, esse tipo de controlador não eliminará totalmente a distorção de V_0 . Salienta-se que este tipo de carga naturalmente provoca uma distorção muito severa na tensão de saída, o que já exige um grande esforço do controle de tensão, como visto nos sinais de controle da Figura 5.21 e da Figura 5.22.

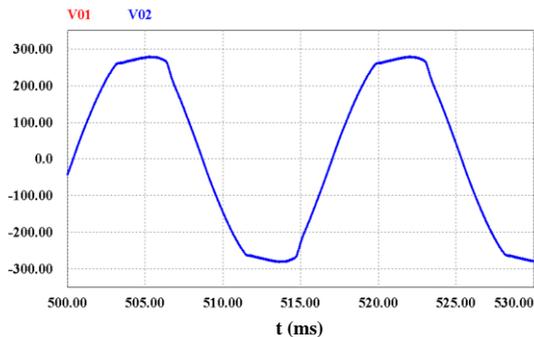


Figura 5.18 – Tensão V_0 com carga não-linear.

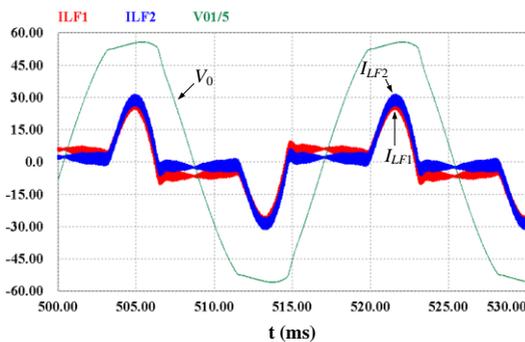


Figura 5.19 – Correntes I_{LF1} e I_{LF2} e tensão V_0 , com carga não-linear.

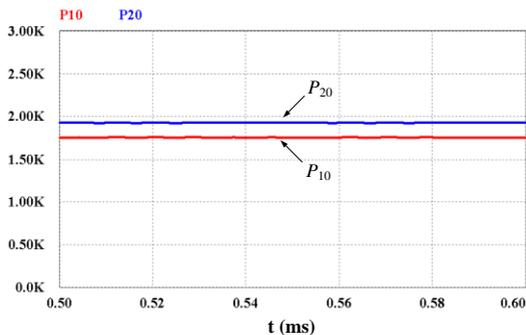


Figura 5.20 – Potências ativas fornecida pelos inversores com carga não-linear.

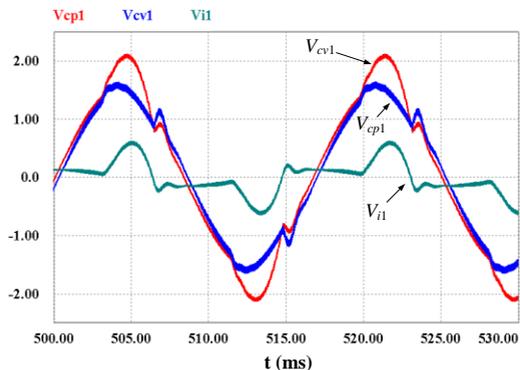


Figura 5.21 – Sinais de controle do inversor 1 com carga não-linear.

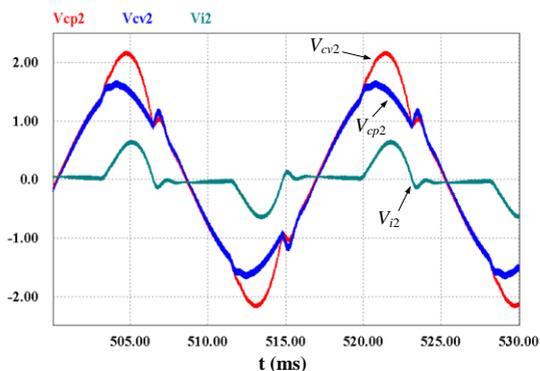


Figura 5.22 – Sinais de controle inversor 2 com carga não-linear.

5.3.3. Teste 3 – Paralelismo de Dois Inversores de 5 kVA com Carga Indutiva

Este teste verifica o comportamento do controle do paralelismo para as potências reativas. Para isto, simulou-se o paralelismo dos dois inversores conectado a uma carga de 7280 VA e fator de potência de 0,27 indutivo, o que corresponde a 2000 W e +7000 VAR.

A Figura 5.23 mostra a tensão de saída durante a simulação, que apresentou uma tensão de 205 V *rms*, correspondente a uma regulação estática de 92% e uma THD de 0,49%. As correntes dos indutores são visualizadas na Figura 5.24, em conjunto com a tensão de saída (V_0 possui um fator de escala de 1:7). Comparando as correntes I_{LF1} e I_{LF2} , percebe-se que elas estão equilibradas entre si e atrasadas em relação à V_0 . O valor eficaz de I_{LF1} é 11,8 A e de I_{LF2} é 13,8 A. O equilíbrio das

correntes é confirmado pelo equilíbrio das potências ativas, na Figura 5.25, e das potências reativas, na Figura 5.26. No gráfico da Figura 5.25 o inversor 1 está fornecendo 816 W, que representa 47,7% da potência ativa da carga, e o inversor 2 fornece 894 W, que representa os outros 52,3% da potência ativa de carga. Ao analisar os fluxos das potências reativas da Figura 5.26, verifica-se que o inversor 1 está fornecendo +2261 VAR, que representa 46% da potência reativa total dos dois inversores, e o inversor 2 está fornecendo +2677 VAR, que são os outros 54% da potência reativa total. Salienta-se que a potência reativa fornecida pelos inversores alimenta a carga indutiva e os filtros LC com característica capacitiva. Portanto, os capacitores compensam uma parte da potência reativa da carga, o que diminui o fluxo de potência reativa entre inversores e carga.

Este teste demonstra que a técnica de controle funciona corretamente com cargas indutivas e, conseqüentemente, que ela divide adequadamente a potência reativa de carga entre os inversores. Nas simulações sem carga, com cargas resistivas e não-lineares esta regulação não foi tão eficaz pelo fato da potência reativa ser muito baixa. Mas, neste teste ficou evidente que, com o aumento da potência reativa processada pelos inversores, a regulação melhora e o controle do paralelismo atua dividindo corretamente a potência reativa de carga entre os inversores.

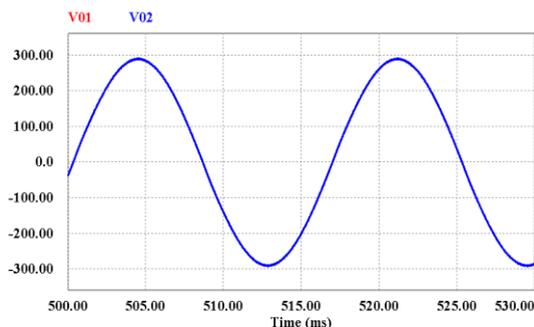


Figura 5.23 – Tensão V_0 de saída com carga indutiva.

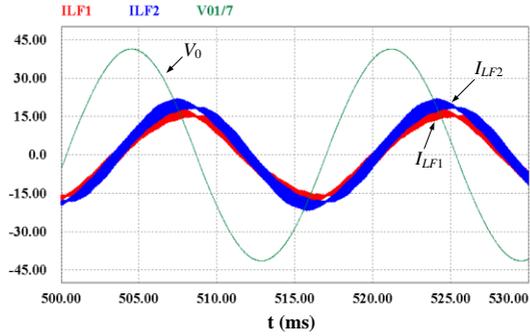


Figura 5.24 – Correntes I_{LF1} e I_{LF2} e tensão V_0 , com carga indutiva.

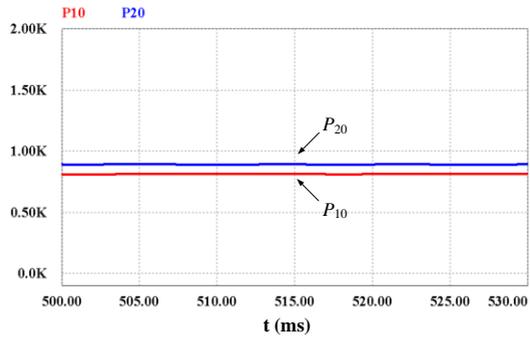


Figura 5.25 – Potências ativas fornecida pelos inversores com carga indutiva.

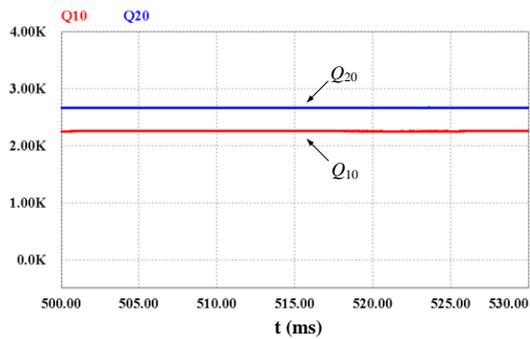


Figura 5.26 – Potências reativas fornecida pelos inversores com carga indutiva.

5.3.4. Teste 4 – Comprovação da Estratégia de Controle com Três Inversores de 5 kVA em Paralelo e Sistema sem Carga

Nesta seção são analisados três inversores de mesma potência, monofásicos, conectados em paralelo e operando sem carga. Inicialmente faz-se uma simulação com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$) e, depois, com o controle habilitado ($K_{IL}=0,015$). Os inversores e as variações paramétricas são as mesmas descritas no início do item 5.3.

Estas e as próximas simulações com três inversores têm o objetivo de verificar a eficácia da estratégia controle do paralelismo para três inversores. Assim, tem-se um forte indicativo que a estratégia proposta pode garantir o paralelismo “N” inversores.

A primeira análise feita é com o sistema sem carga e com o controle do paralelismo dos inversores desativado. Para esse caso, a tensão de saída mostrada na Figura 5.27 está regulada adequadamente pela malha de tensão. A tensão possui 313,84 V de pico, 221,62 V *rms* e uma THD de 0,4%. Analisando-se as correntes dos indutores dos três inversores na Figura 5.28, percebe-se que existem correntes significativas circulando entre os inversores. A figura também apresenta a tensão V_0 com fator de escala de 1:5. As correntes I_{LF1} e I_{LF3} existentes nos inversores 1 e 3 caracterizam a troca de potência ativa e reativa entre estes conversores. Isto se confirma, ao verificar os gráficos das potências ativa fornecida pelos inversores na Figura 5.29, no qual o inversor 1 está fornecendo 3 kW ao inversor 3, que opera como retificador. Adicionalmente, ao analisar os gráficos dos fluxos de potência reativa entre inversores e carga na Figura 5.30, têm-se o inversor 1 com -4,1 kVAR, o inversor 2 com -0,75 kVAR e o inversor 3 com +2,9 kVAR. Como os inversores fornecem a potência reativa absorvida pelo capacitor do filtro LC, ou seja, reativo negativo, conclui-se que o inversor 3 está absorvendo potência reativa positiva do inversor 1. Assim, as correntes da Figura 5.28 são justificadas pela troca de potência entre os inversores, o que é indesejado para a estrutura. É importante salientar que, a bidirecionalidade existente nos inversores simulados não é uma situação usual na prática. Geralmente, a fonte CC é unidirecional e a operação como retificador do inversor pode danificar a estrutura e, por isso, precisa ser evitado.

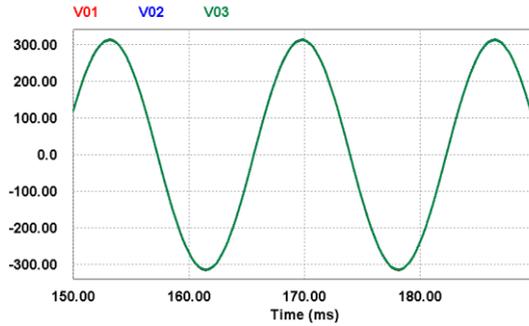


Figura 5.27 – Tensão V_0 de saída.

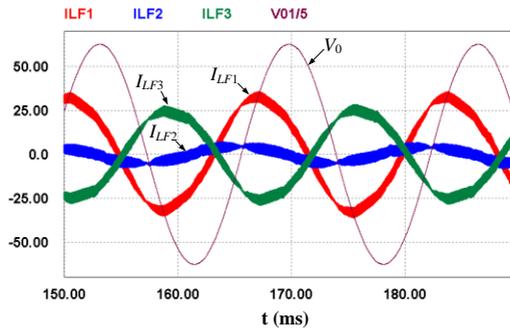


Figura 5.28 – Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} e tensão V_0 , com o sistema sem carga e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).

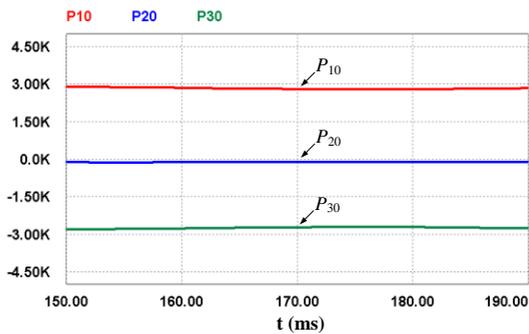


Figura 5.29 – Potências ativas fornecida pelos três inversores, sem carga e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).

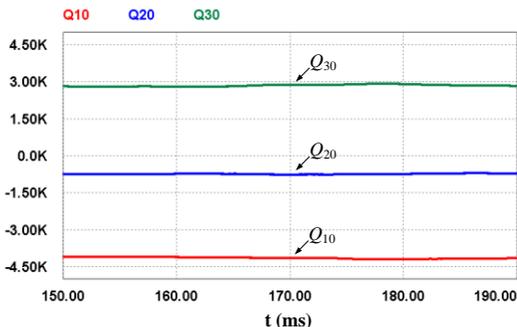


Figura 5.30 – Potências reativas fornecida pelos três inversores, sem carga e com o controle do paralelismo desabilitado ($K_{IL}=0$).

Outra simulação foi realizada com os três inversores em paralelo e sem carga, mas neste caso ativando o controle do paralelismo dos conversores.

A tensão de saída comum aos três inversores é apresentada na Figura 5.31 e continua regulada adequadamente. Ela possui 315,60 V de pico, 221,45 V *rms* e uma THD de 0,39%.

As correntes dos três inversores são mostradas na Figura 5.32. Estas diminuíram significativamente em relação ao caso sem controle de paralelismo da Figura 5.28. Nota-se pela fase que não há mais circulação de correntes entre os inversores e pela amplitude que o inversor 1 fornece parte da potência reativa absorvida pelo capacitor do filtro LC do inversores 3. No gráfico da Figura 5.33, tem-se que o inversor 1 absorve -35 W, o inversor 2 absorve -18 W e o inversor 3 fornece 53 W. Esta pequena troca de potência ativa entre os inversores é causada pelo fato da unidade 3 fornecer parte da potência consumida pelas perdas internas das unidades 1 e 2. Comparando o comportamento das potências ativas da Figura 5.29 e da Figura 5.33, fica visível a atuação do controle do paralelismo em eliminar o fluxo de potência ativa entre os inversores. O gráfico da Figura 5.34 mostra as potências reativas fornecidas pelos inversores 1, 2 e 3, que são -1149 kVAr, -670 kVAr e -203 kVAr, respectivamente. Esse resultado justifica a diferença de amplitude das correntes na Figura 5.32, pois inversor 1 fornece parte do reativo consumido pelo capacitor do inversor 3. Além disto, ao comparar com o gráfico da Figura 5.30, comprova-se que a estratégia de controle também regula o fluxo de potência reativa entre os três inversores.

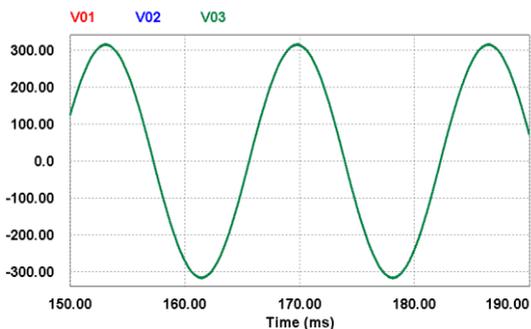


Figura 5.31 – Tensão V_0 de saída .

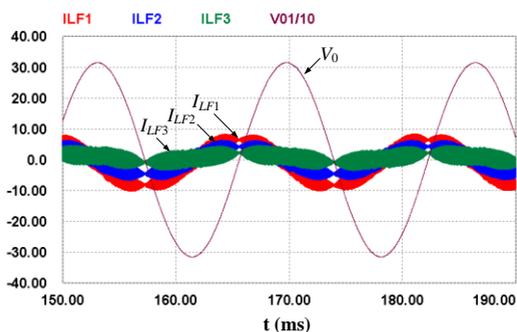


Figura 5.32 – Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} e tensão V_0 , com o sistema sem carga e com o controle do paralelismo habilitado.

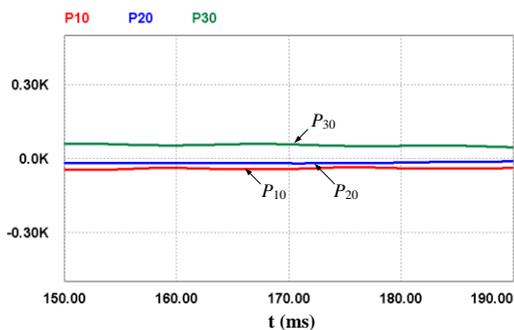


Figura 5.33 – Potências ativas fornecidas pelos três inversores, sem carga e com o controle do paralelismo habilitado.

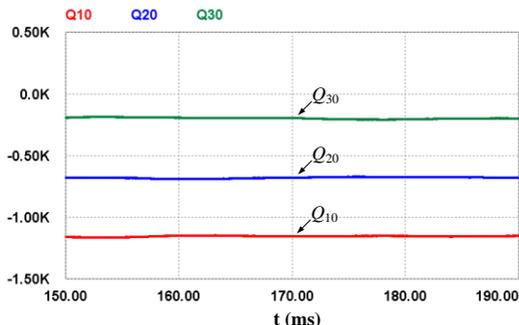


Figura 5.34 – Potências reativas fornecida pelos três inversores, sem carga e com o controle do paralelismo habilitado.

5.3.5. Teste 5 – Paralelismo de Três Inversores de 5 kVA com Carga Resistiva

Este teste realiza a simulação com três inversores em paralelo, com controle do paralelismo habilitado e aplicando uma carga resistiva de 10 kW no sistema. Os resultados obtidos são mostrados da Figura 5.35 até a Figura 5.40.

A tensão de saída da Figura 5.35, está regulada adequadamente pela malha de tensão e possui 311,45 V de pico e 218,23 V *rms*, o que representa uma regulação estática de 98,5%. A sua THD é de 0,36%.

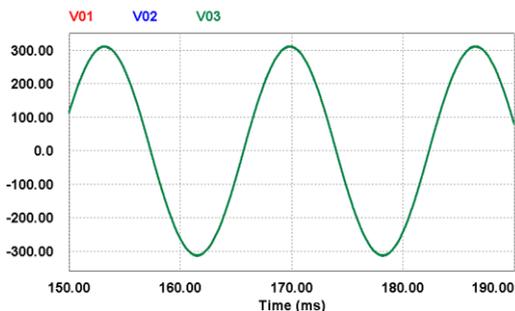


Figura 5.35 – Tensão V_0 de saída.

As correntes dos três inversores, mostradas na Figura 5.36, estão adequadamente equilibradas. Esta figura também apresenta a tensão V_0 . Nota-se que existe uma defasagem entre as correntes e a tensão, devido à potência reativa fornecida aos capacitores dos filtros LC. Além disso, também existe uma pequena defasagem entre as correntes, causada pelo

fato do inversor 1 fornecer parte do reativo consumido pelo capacitor do inversor 3. O equilíbrio das correntes da Figura 5.36 é comprovado pelo equilíbrio nos fluxos de potência ativa dos inversores, mostrados na Figura 5.37. Já as pequenas defasagens entre as correntes são justificadas pelo comportamento das potências reativas da Figura 5.38, no qual o inversor 1 realmente fornece reativo ao capacitor do inversor 3. O comportamento das potências reativas do sistema sem carga na Figura 5.34 e do sistema com carga resistiva na Figura 5.37 é o mesmo, ou seja, a potência ativa da carga não altera o controle de potência reativa dos inversores.

A Figura 5.39 apresenta os sinais de controle V_{cv} , V_i e V_{cp} do inversor 1. A figura permite verificar como a realimentação da corrente do indutor (V_i) atua no sinal do controlador de tensão V_{cv} para gerar V_{cp} , responsável em garantir o equilíbrio entre as correntes dos inversores. Também são mostrados na Figura 5.40 os sinais V_{cp} dos três inversores. O controle do paralelismo tem o objetivo de tornar esses sinais iguais em todos os inversores. Assim, as tensões V_{AB} 's dos VSI também serão iguais e garante-se a operação adequada do paralelismo.

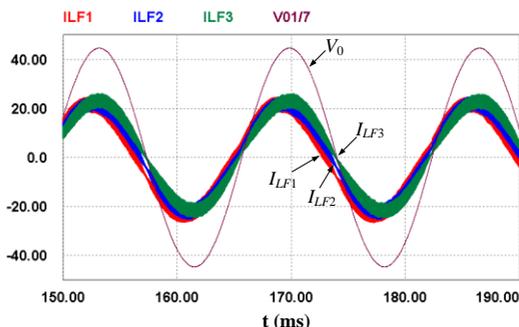


Figura 5.36 – Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} e tensão V_0 , com carga resistiva.

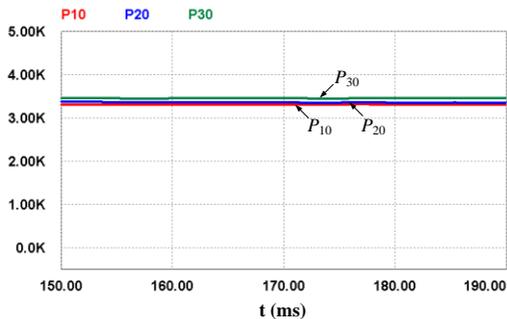


Figura 5.37 – Potências ativas fornecida pelos três inversores, com carga resistiva.

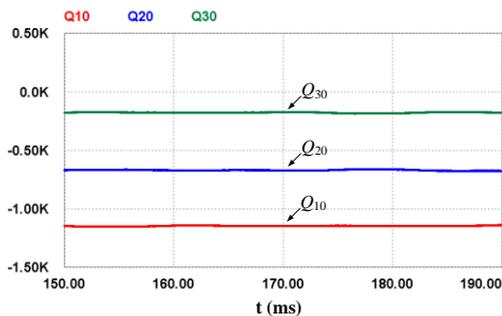


Figura 5.38 – Potências reativas fornecida pelos três inversores, com carga resistiva.

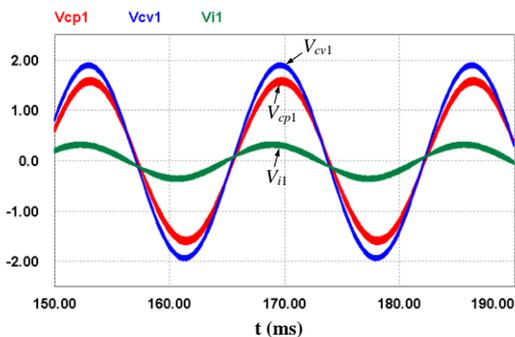


Figura 5.39 – Sinais de controle do inversor 1.

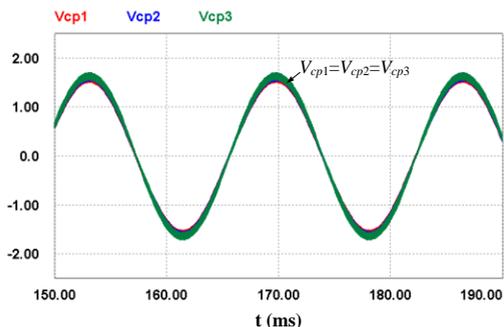


Figura 5.40 – Sinais V_{cp} de controle dos 3 inversores.

5.3.6. Teste 6 – Paralelismo de Três Inversores de 5 kVA com Carga Não-Linear

Com o objetivo de analisar o desempenho da técnica de controle com cargas não-lineares, foi simulado os inversores alimentando uma carga deste tipo de 10 kVA, fator de potência 0,65 e com “fator de crista” igual a 3. Os resultados são visualizados da Figura 5.41 até a Figura 5.43.

A tensão de saída, ilustrada na Figura 5.41, apresenta uma THD de 5,3%. Além disto, a tensão possui uma regulação estática de 221,50 V *rms* em plena carga.

As correntes dos três inversores, visualizadas na Figura 5.42, estão adequadamente equilibradas. A figura também apresenta a tensão V_0 , o que permite verificar a relação entre as fases das correntes e da tensão. O equilíbrio entre os inversores é comprovado pelo gráfico das potências ativas fornecidas pelos inversores na Figura 5.43.

5.3.7. Teste 7 – Resposta Dinâmica do Sistema

O procedimento de conectar ou desconectar um inversor ao sistema, com carga, é uma operação delicada no paralelismo de inversores de tensão. Assim, com o objetivo de testar a resposta dinâmica do controle proposto sob estas operações foram executadas algumas simulações. Nos testes a seguir, a operação de conectar o inversor no paralelismo consiste em fechar o disjuntor que interliga o inversor ao barramento de conexão, como mostrado na Figura 5.1. Antes de conectar, o inversor deve estar ligado e com a sua referência de tensão sincronizada com os outros inversores.

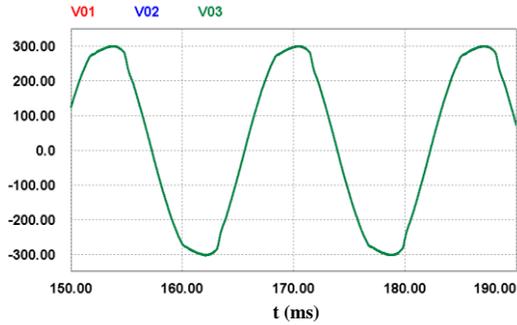


Figura 5.41 – Tensão V_0 de saída.

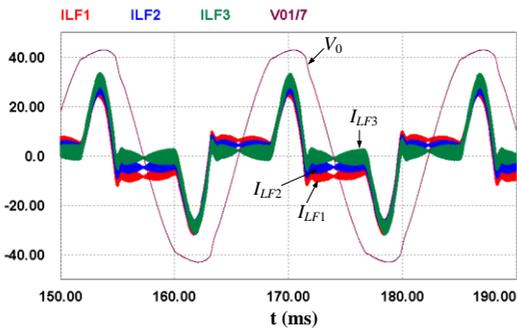


Figura 5.42 – Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} e tensão V_0 , com carga não-linear.

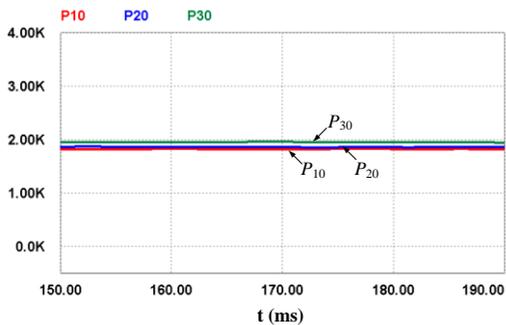


Figura 5.43 – Potências ativas fornecida pelos três inversores, com carga não-linear.

A Figura 5.44 e a Figura 5.45 apresentam as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} durante a conexão e desconexão do inversor 1. A Figura 5.44 mostra a conexão do inversor com o sistema alimentando uma carga resistiva de 10 kW e, a Figura 5.45 apresenta a desconexão do inversor com o sistema alimentando uma carga não-linear de 10 kVA. Nas duas situações, as correntes possuem um transitório rápido, sem oscilações e entram em regime permanente dividindo corretamente a corrente de carga.

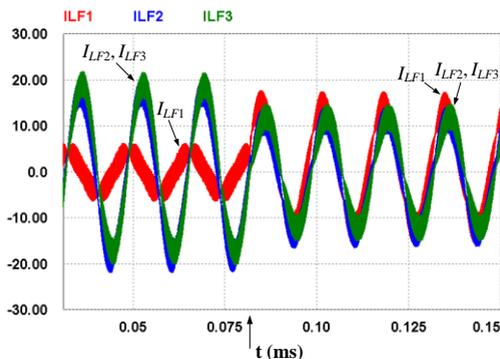


Figura 5.44 – Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e 3 I_{LF3} durante a conexão do inversor 1, com carga resistiva no sistema.

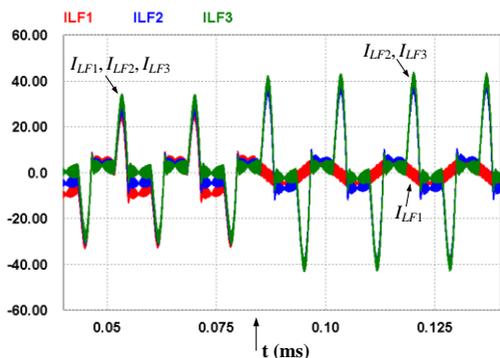


Figura 5.45 – Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e 3 I_{LF3} durante a desconexão do inversor 1, com carga não-linear no sistema.

A tensão de saída no barramento de conexão, durante as duas operações, é mostrada na Figura 5.46 e na Figura 5.47. Nos dois testes, a perturbação na tensão de saída é tão pequena que não é possível visualizá-la. Esta é uma característica típica de sistemas bem

amortecidos. Os sinais de controle de tensão V_{cv} , da realimentação de corrente V_i e do controle do paralelismo V_{cp} do inversor 2, durante a conexão e desconexão do inversor 1, são apresentados na Figura 5.48 e na Figura 5.49. O controle proposto responde a perturbação sem oscilações durante os transitórios e busca rapidamente o ponto de equilíbrio. As respostas dos sinais de controle são responsáveis pela resposta dinâmica rápida das correntes e a resposta dinâmica amortecida da tensão de saída, durante a conexão e desconexão do inversor 1. Nas duas simulações, o instante da conexão e desconexão do inversor 1 é sinalizado na escala de tempo e também pode ser visto através das mudanças na corrente I_{Ll} e nos sinais de controle.

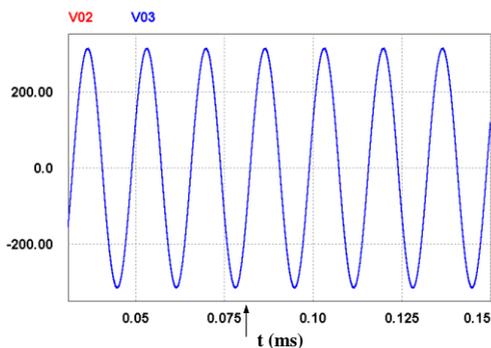


Figura 5.46 – Tensão de saída V_0 durante a conexão do inversor 1, com carga resistiva no sistema.

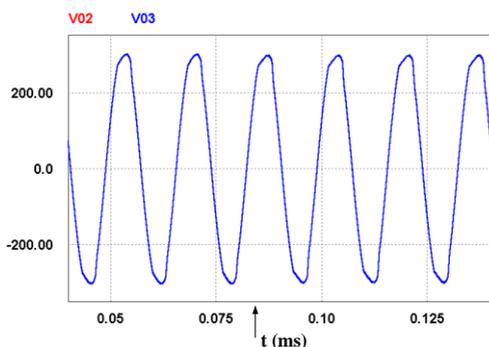


Figura 5.47 – Tensão de saída V_0 durante a desconexão do inversor 1, com carga não-linear.

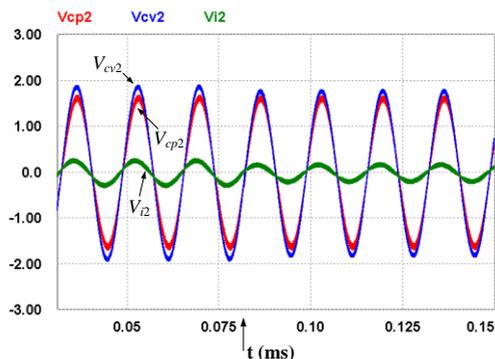


Figura 5.48 – Sinais de controle do inversor 2 durante a conexão do inversor 1, com carga resistiva no sistema.

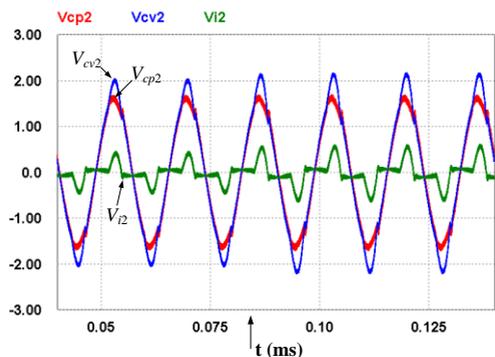


Figura 5.49 – Sinais de controle do inversor 2 durante a desconexão do inversor 1, com carga não-linear no sistema.

5.3.8. Teste 8 – Paralelismo de Inversores de Potências Nominais Diferentes

Com o objetivo de comprovar que a estratégia de controle garante a divisão adequada da corrente de carga entre inversores de potências nominais diferentes, são apresentadas a seguir algumas simulações com essa situação. Os inversores de potência nominais diferentes possuem projetos de potência e de controle diferentes. Especificamente no controle do paralelismo, o ganho R_I da realimentação de corrente do inversor deve ser inversamente proporcional à sua potência nominal. Assim, quanto maior o ganho R_I , menor a contribuição de corrente do inversor para alimentar a carga. Isto justifica o valor de R_I igual a 0,4 no

inversor de 2,5 kVA, que é exatamente o dobro do R_l dos inversores de 5 kVA ($R_l=0,2$). Estes e os outros valores de projetos são mostrados na Tabela 5.1 e na Tabela 5.2.

A primeira situação simulada considera dois inversores, denominados de 2 e 3, em paralelo e de potências nominais de 5 kVA e 2,5 kVA, respectivamente. As correntes I_{LF2} e I_{LF3} dos dois inversores, alimentando uma carga resistiva de 7,5 kW, são visualizadas na Figura 5.50. A figura também mostra a tensão de saída com fator de escala de 1:6. Nota-se que a corrente I_{LF2} é praticamente o dobro de I_{LF3} . Os valores eficazes de I_{LF2} e I_{LF3} são 22,0 A e 12,3 A, respectivamente. Ao analisar as potências ativa fornecida pelos dois inversores na Figura 5.52, tem-se que o inversor 2 está fornecendo 4700 W e o inversor 3 fornecendo 2660 W. Portanto, o inversor 2 está suprindo 64% e o inversor 3 suprindo os outros 36% da potência de carga, ou seja, um desvio de 3% da divisão ideal. O gráfico da Figura 5.54 apresenta as potências reativas fornecidas pelos dois conversores, no qual o inversor 2 está com -752 kVAr (77% do reativo total) e o inversor 3 está com -220 kVAr (23% do reativo total). A diferença entre as potências reativas explica a defasagem entre as correntes I_{LF2} e I_{LF3} .

Outra situação simulada foi conectando três inversores em paralelo, em que a potência nominal dos inversores 1 e 2 é de 5 kVA e a potência nominal do inversor 3 é de 2,5 kVA. As correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} dos três inversores, com sistema alimentando uma carga não-linear, são mostradas na Figura 5.51. A figura também exhibe a tensão de saída. Nota-se que a corrente I_{LF3} é praticamente a metade das correntes I_{LF1} e I_{LF2} . Sendo os valores eficazes das correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} de 16,1 A, 16,4 A e 9,09 A, respectivamente. As potências ativas fornecidas pelos inversores são apresentadas na Figura 5.53, na qual os inversores 1, 2 e 3 estão fornecendo 2400 W, 2610 W e 1430 W, respectivamente. Em ordem, estes valores corresponde a 37%, 41% e 22% da potência de carga. Sendo a divisão ideal de 40% para os inversores de 5 kVA e de 20% para o inversor de 2,5 kVA. Assim, tem-se um desvio de 2% na distribuição ideal de potência ativa.

Os resultados de simulação comprovam que a estratégia de controle do paralelismo funciona adequadamente em inversores de potências diferentes.

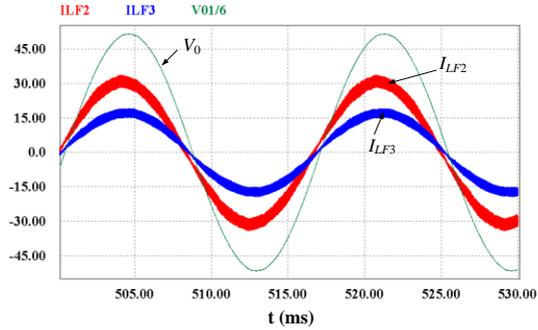


Figura 5.50 – Correntes I_{LF2} e I_{LF3} com dois inversores em paralelo de potências nominais diferentes, com carga resistiva.

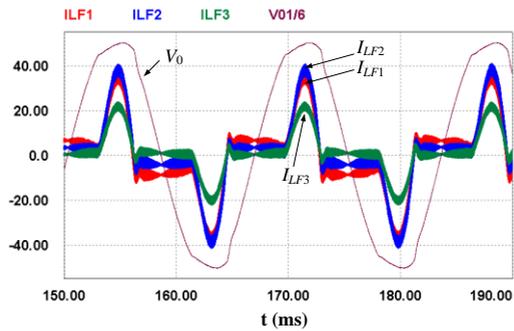


Figura 5.51 – Correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} com três inversores em paralelo, dois de mesma potência nominal e um de potência nominal diferente, com carga não-linear.

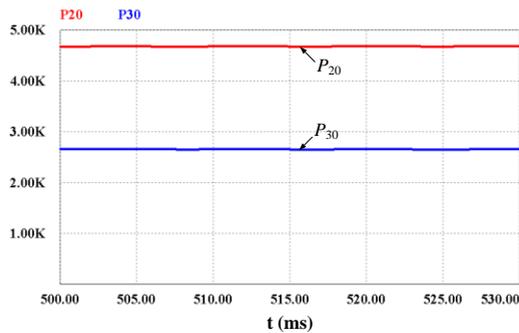


Figura 5.52 – Potência ativa fornecida pelos dois inversores em paralelo de potências nominais diferentes, com carga resistiva.

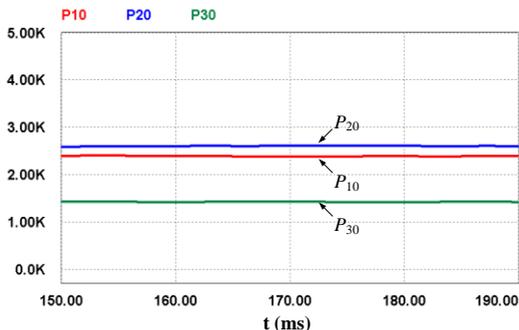


Figura 5.53 – Potência ativa fornecida pelos três inversores em paralelo, dois de mesma potência nominais e um de potência nominais diferente, com carga não-linear.

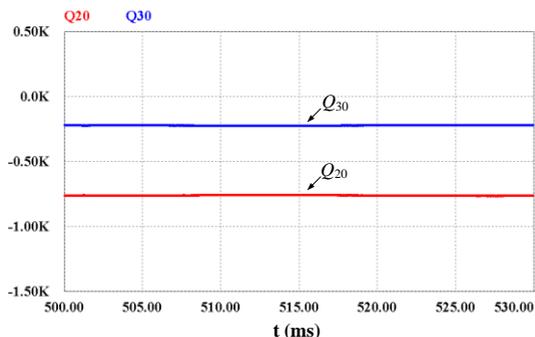


Figura 5.54 – Potência reativa fornecida pelos dois inversores em paralelo de potências nominais diferentes, com carga resistiva.

5.3.9. Teste 9 – Controle da Corrente Média no Primário do Transformador

Para finalizar o estudo do sistema de controle, é tratado neste teste controle de corrente média no transformador isolador. Esse compensador não depende da operação em paralelo, mas é importantíssimo para o funcionamento do inversor. Um dos momentos de maior esforço desta malha é durante a inicialização do inversor, pois a saturação do controlador de tensão e a magnetização do transformador exigem um grande esforço deste controle para evitar a saturação do transformador. Por isso, os testes da malha de corrente média foram realizados durante essa operação. A inicialização do inversor é feita com ele isolado e ela é controlada por software, que realiza uma partida

suave (*soft-start*). A Figura 5.55 mostra a simulação da tensão de saída do inversor durante a partida controlada. A Figura 5.55 também apresenta o sinal de erro compensado do controle de corrente média $V_{off-set}$ e a corrente do primário do transformador I_p . Percebe-se que, mesmo com a inicialização controlada do inversor, a corrente do primário apresenta um nível médio positivo e o controle de corrente média precisa atuar, introduzindo um nível contínuo na referência senoidal da malha de tensão, para eliminar o nível médio em I_p . A resposta do controlador de corrente média é de segunda ordem com sobressinal e sem oscilações, típico de sistema amortecido. A oscilação no sinal $V_{off-set}$ na frequência de 60 Hz está próximo de 10 mV, comprovando a atenuação adequada do filtro passa-baixa projetado.

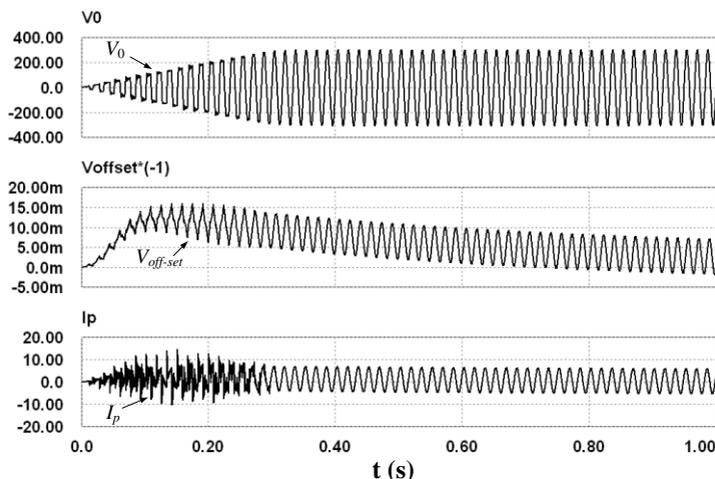


Figura 5.55 – Tensão de saída V_0 , tensão de controle de corrente média $V_{off-set}$ e corrente do primário do transformador I_p durante a inicialização do inversor.

5.4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o intuito de testar os princípios estudados na Tese, foi construído um protótipo com três inversores monofásicos de 5 kVA, resultando numa potência instalada total de 15kVA. Foram testados casos com dois e três inversores em paralelo, sempre formando uma estrutura redundante N+1. Assim, com dois inversores em paralelo a máxima carga aplicada no sistema foi de 5 kVA e com três inversores a máxima carga aplicada foi de 10 kVA. Para realizar alguns testes conectando inversores de potência diferentes em paralelo, um dos

inversores foi transformado em um inversor de 2,5 kVA. O diagrama elétrico do circuito de potência com os três inversores é mostrado na Figura 5.56.

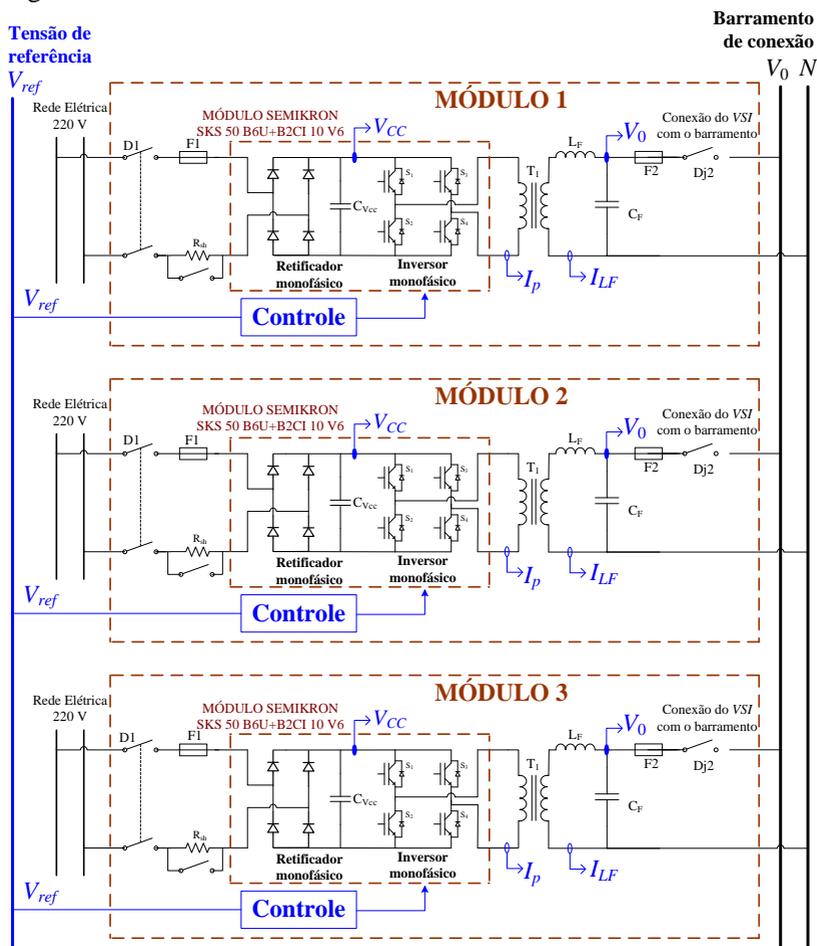


Figura 5.56 – Diagrama elétrico do protótipo com três inversores de tensão monofásicos de 5 kVA em paralelo.

Os inversores da Figura 5.56 possuem o sistema de controle proposto neste trabalho com as malhas de corrente média, de tensão e de corrente do indutor (responsável pelo controle do paralelismo). Os valores dos componentes e ajustes dos compensadores são os mesmos citados na Tabela 5.1 e na Tabela 5.2.

A seguir, são apresentados os resultados experimentais obtidos durante um conjunto de testes realizados no protótipo com dois e três inversores conectados em paralelo.

5.4.1. Teste 1– Dois Inversores Conectados em Paralelo com Carga Resistiva

O primeiro teste foi com dois inversores iguais em paralelo alimentando uma carga resistiva de 5 kW. A Figura 5.57 está mostrando as correntes dos indutores de cada inversor e a tensão na carga. As correntes estão equilibradas, sendo I_{LF1} igual a 14,3 A *rms* e I_{LF2} igual a 13,9 A *rms*. A tensão de saída está regulada em 216,3 V *rms* (regulação estática de 98,2%) e com uma THD de 2,7%. A Figura 5.58 apresenta a corrente e a tensão na carga.

A Figura 5.59 mostra os sinais de controle V_{cv} , V_i e V_{cp} do inversor 2 com carga resistiva. Comparando os sinais do controle de tensão V_{cv} , da realimentação de corrente V_i e do controle do paralelismo V_{cp} desta figura com os resultados de simulação apresentados na seção 5.3.1 (página 118), percebe-se que os controladores implementados responderam de acordo com as simulações.

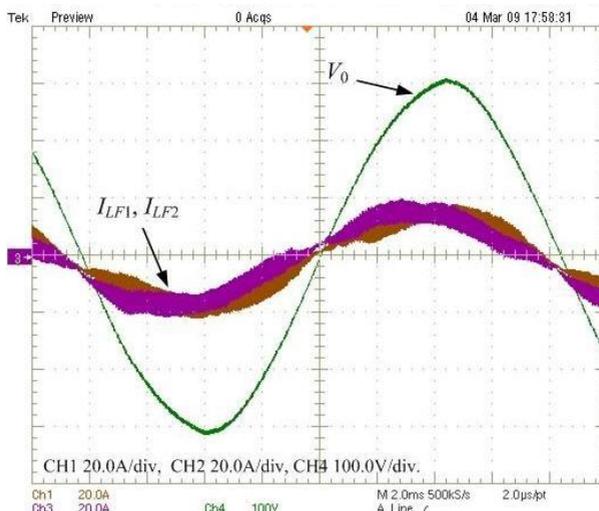


Figura 5.57 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} e I_{LF2} , com carga resistiva.

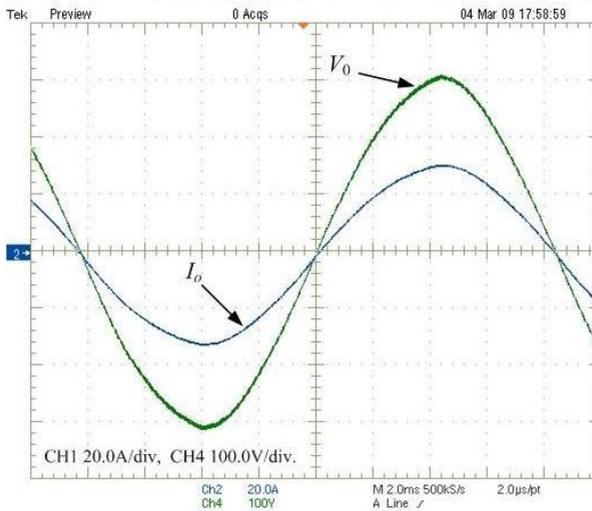


Figura 5.58 – Tensão V_0 e a corrente I_o da carga resistiva.

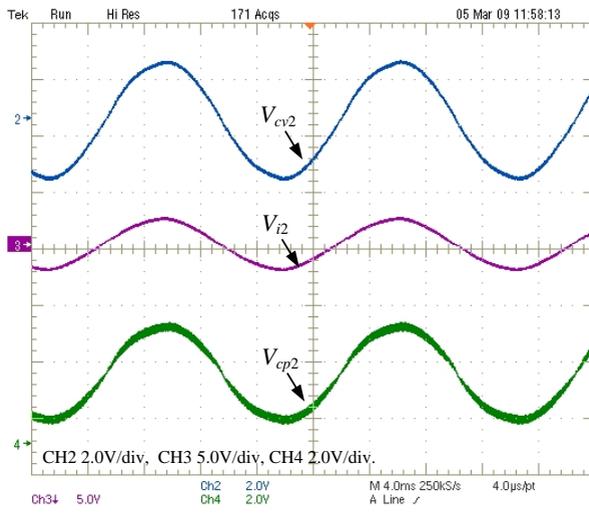


Figura 5.59 – Sinais de controle do inversor 2 com carga resistiva.

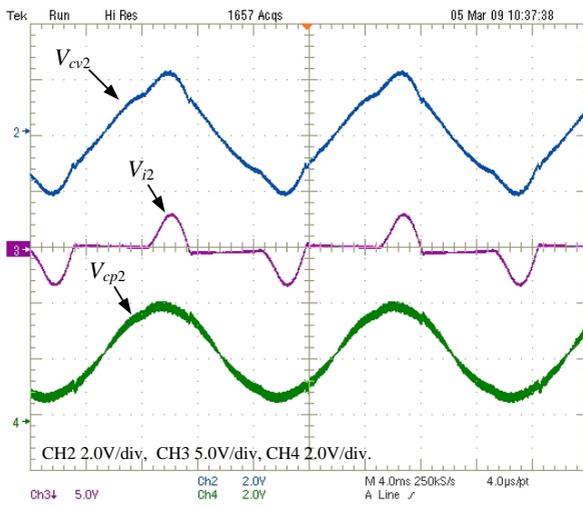


Figura 5.60 – Sinais de controle do inversor 2 com carga não-linear.

5.4.2. Teste 2– Dois Inversores Conectados em Paralelo com Carga Não-Linear

O segundo teste realizado foi com dois inversores iguais em paralelo alimentando uma carga não-linear de 5 kVA com “fator de crista” igual a 2,6. Na Figura 5.61 são observadas as correntes dos indutores e a tensão de saída. As medidas das correntes indicam I_{LF1} com 15,5 A *rms* e 40,0 A de pico e I_{LF2} com 14,1 A *rms* e 38,0 A de pico. Na Figura 5.62 é mostrada a corrente de carga que possui 27,2 A *rms* e 71,34 A de pico, um “fator de crista” igual a 2,6 e uma THD de 99%. A Figura 5.62 também apresenta a tensão V_0 , que está com 216,78 V *rms* (regulação estática de 99%) e uma THD de 3,9%.

Os sinais de controle V_{cv} , V_i e V_{cp} do inversor 2 com não-linear são mostrados na Figura 5.60. As respostas dos compensadores estão adequadas e com o mesmo comportamento das simulações da seção 5.3.2 (página 126). Os sinais de controle da Figura 5.59 e da Figura 5.60 são analógicos e apresentaram baixos níveis de ruídos, mesmo havendo correntes expressivas circulando no circuito de potência.

5.4.3. Teste 3– Dois Inversores Conectados em Paralelo sem Carga

Este teste foi realizado com os dois inversores em paralelo sem carga, que é o ponto de operação mais crítico para o paralelismo.

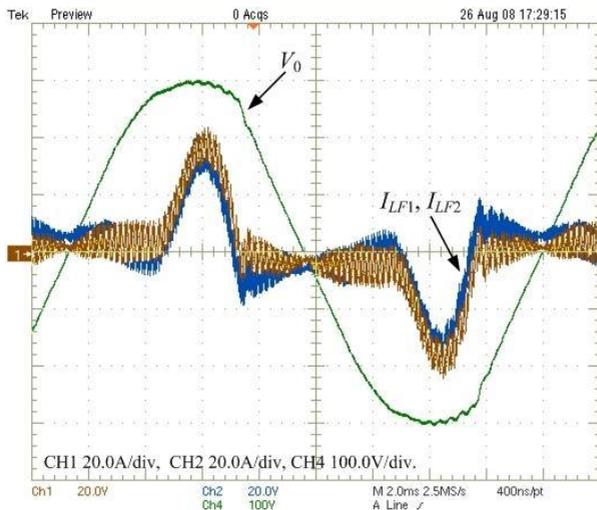


Figura 5.61 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} e I_{LF2} , com carga não-linear.

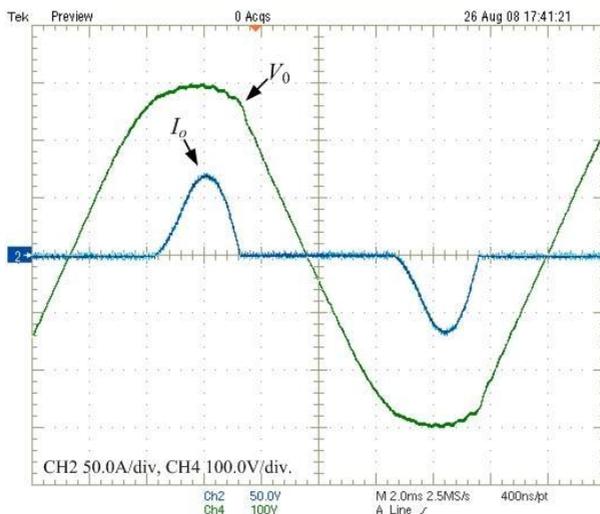


Figura 5.62 – Tensão V_0 e a corrente I_o da carga não-linear.

A Figura 5.63 apresenta as correntes dos indutores I_{LF1} e I_{LF2} , além da tensão de saída V_0 . Observa-se que as correntes estão em fase, o que indica que não há troca de potência entre os inversores. As correntes I_{LF1} e I_{LF2} circulam pelos capacitores do filtro LC e a pequena diferença nas suas amplitudes indica que um inversor fornece parte do reativo do

capacitor do outro. Este comportamento também foi identificado nas simulações.

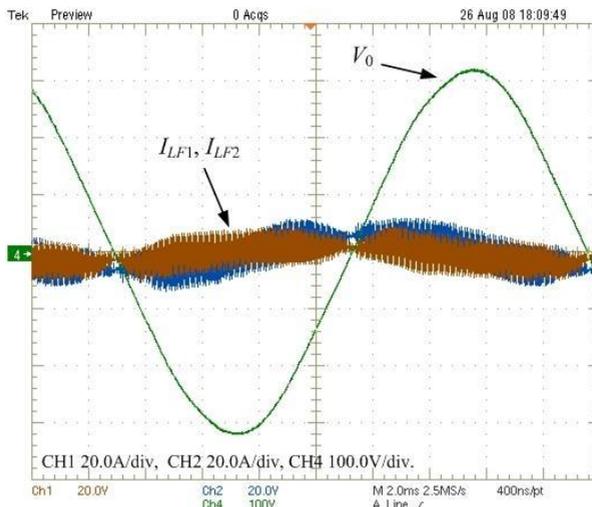


Figura 5.63 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} e I_{LF2} , sem carga.

5.4.4. Teste 4– Dois Inversores Conectados em Paralelo com Carga Indutiva

Também foi realizado um teste com os dois inversores alimentando uma carga de 5 kVA e fator de potência 0,86 indutivo. A Figura 5.64 apresenta as correntes I_{LF1} e I_{LF2} e a tensão de saída V_0 . Novamente a estrutura funcionou adequadamente, com um equilíbrio entre as correntes. A tensão de saída apresentou uma THD de 2,72% e uma regulação estática de 97% (213,97 V *rms*). Este foi o teste com a maior variação na regulação estática.

5.4.5. Teste 5 – Três Inversores Conectados em Paralelo com Carga Resistiva

Durante os ensaios também foram realizados testes experimentais com três inversores de 5 kVA em paralelo, com o objetivo obter um indicativo que a técnica de controle em estudo funciona para “N” inversores em paralelo.

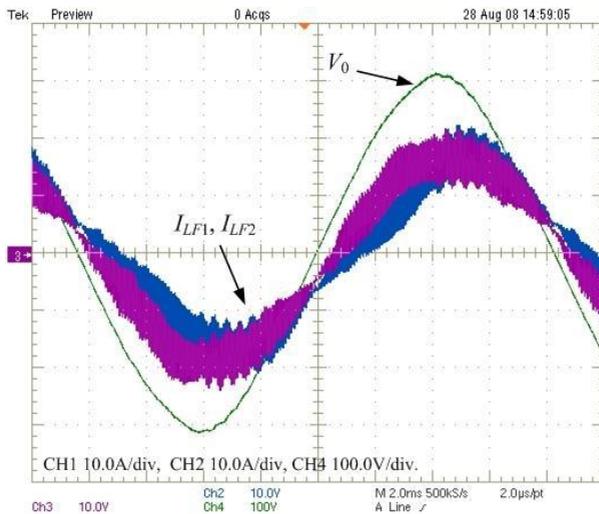


Figura 5.64 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} e I_{LF2} , com carga indutiva (FP = 0,86 indutivo).

O primeiro teste realizado com os três inversores foi com uma carga resistiva de 10 kW. As correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} nos indutores e a tensão de saída V_0 são visualizadas na Figura 5.65. O equilíbrio das correntes é comprovado pelas formas de onda da Figura 5.65, na qual os inversores 1, 2 e 3 estão fornecendo 15,1 A *rms*, 17,6 A *rms* e 17,5 A *rms* de corrente à carga, respectivamente. A tensão V_0 possui uma regulação estática de 97,4% (214,6 V *rms*) e uma THD de 2,47%. A Figura 5.66 apresenta a corrente e a tensão na carga para esta situação.

5.4.6. Teste 6 – Três Inversores Conectados em Paralelo com Carga Não-Linear

Outro teste realizado com os três inversores em paralelo foi com eles alimentando uma carga não-linear, monofásica, de 10 kVA e com “fator de crista” igual a 2,5. As correntes dos três indutores e a tensão de saída são mostradas na Figura 5.67. As correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} dos indutores estão equilibradas, sendo os valores medidos: I_{LF1} igual a 16,3 A *rms* e 43,0 A de pico; I_{LF2} igual a 16,5 A *rms* e 43,0 A de pico; e I_{LF3} igual 17,5 A *rms* e 43,0 A de pico. A corrente de carga em conjunto com a tensão de saída é apresentada na Figura 5.68. A tensão de saída apresenta uma THD de 4,2% e uma regulação estática de 98,5% (217,12 V *rms*). A corrente de carga é de 45,0 A *rms* e 109,0 A de pico, com “fator de crista” igual a 2,5 e THD de 87%.

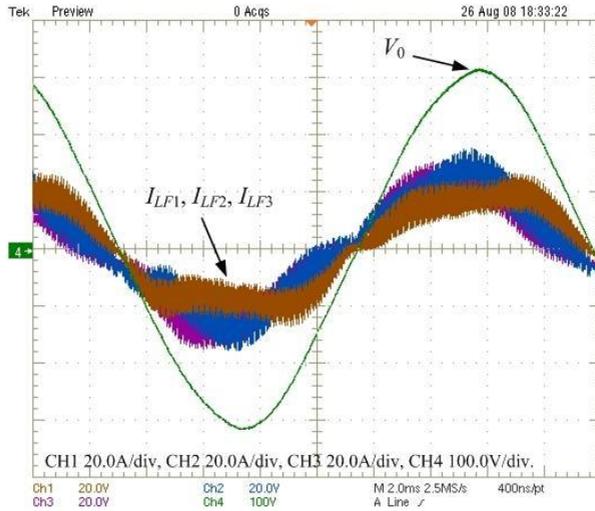


Figura 5.65 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} , com carga resistiva.

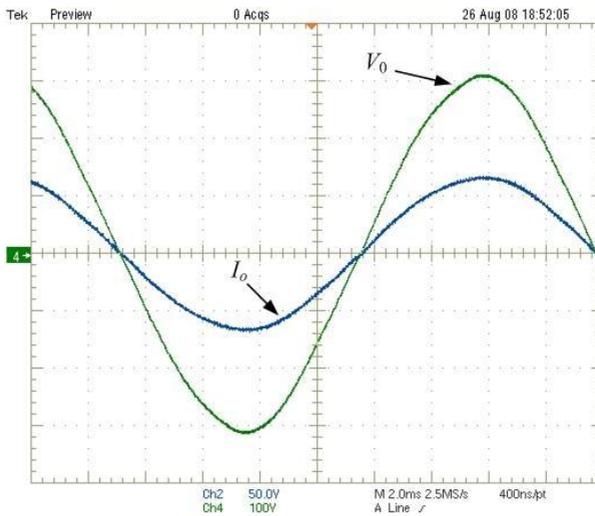


Figura 5.66 – Tensão V_0 e a corrente I_o da carga resistiva.

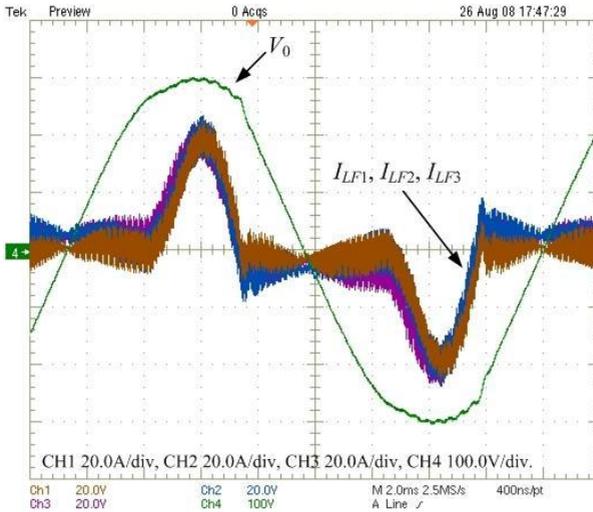


Figura 5.67 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} , com carga não-linear.

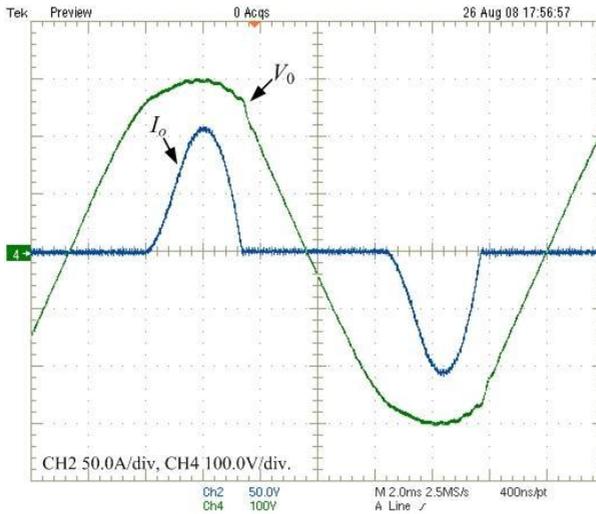


Figura 5.68 – Tensão V_0 e a corrente I_o da carga não-linear.

5.4.7. Teste 7 – Três Inversores Conectados em Paralelo sem Carga

O teste realizado com os três inversores conectados em paralelo, sem carga, verifica se a estrutura opera nestas condições, que é mais crítica para o paralelismo.

As formas de onda das correntes dos indutores e da tensão de saída, durante o ensaio sem carga, são mostradas na Figura 5.69. Nota-se que o sistema funcionou adequadamente. As correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} estão em fase, indicando que não há troca de potência entre os conversores. As amplitudes das correntes apresentam uma pequena diferença, o que indica que um inversor fornece potência reativa ao capacitor do outro. Já a tensão de saída V_0 apresenta uma THD de 2,08%, que demonstra a eficácia do controle de tensão, mesmo na operação em paralelo.

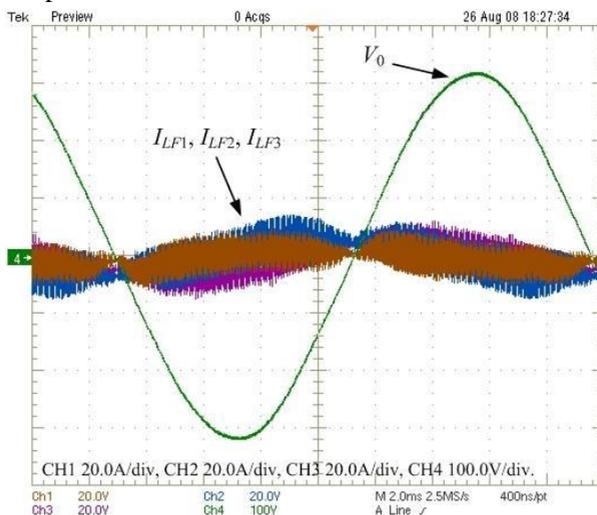


Figura 5.69 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} , com o sistema sem carga.

5.4.8. Teste 8 – Resposta Dinâmica dos Três Inversores Conectados em Paralelo

A conexão, ou desconexão, de um inversor ao sistema com carga é um procedimento delicado no paralelismo de inversores de tensão. A Figura 5.70 e a Figura 5.71 apresentam a tensão de saída V_0 , as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} durante a conexão e a desconexão do inversor 1. Este teste foi realizado com os três inversores em paralelo, sendo que um

executa a manobra de conexão e desconexão. Isso com o sistema alimentando ininterruptamente uma carga resistiva de 10 kW. A Figura 5.72 e a Figura 5.73 mostram as mesmas variáveis durante a conexão e a desconexão do inversor 1 com uma carga não-linear de 10 kVA.

Os controles instantâneos de tensão e de corrente possibilitam uma resposta dinâmica rápida do sistema durante a perturbação. Nos quatros testes, a tensão de saída não apresentou transitórios significativos durante a entrada ou saída de um inversor do sistema. Esta característica é típica de sistemas amortecidos. Já as correntes apresentaram um transitório rápido, encontrando o novo ponto de operação em regime permanente que garante o equilíbrio entre as correntes. Mesmo tendo uma resposta transitória rápida, a transição das correntes é suave, sem oscilações. O instante da conexão e desconexão do inversor 1 pode ser visto através da variação na corrente I_{LF1} .

O comportamento adequado da tensão e das correntes durante a conexão e desconexão de um inversor do sistema, verificado na Figura 5.70, Figura 5.71, Figura 5.72 e Figura 5.73, é consequência do controle proposto. Os sinais dos controles de tensão V_{cv} , da realimentação de corrente V_i e do paralelismo V_{cp} do inversor 2, durante a desconexão do inversor 1 com carga resistiva e durante a conexão do mesmo inversor com carga não-linear, são apresentados na Figura 5.74 e na Figura 5.75, respectivamente. No instante da desconexão do inversor 1 com carga resistiva, o sinal de realimentação de corrente V_i do inversor 2 aumenta, pois a corrente deste inversor aumenta para continuar alimentando adequadamente a carga. A desconexão do inversor provoca um transitório no sistema, mas os controladores apresentam uma resposta rápida, evitando oscilações significativas nas correntes e alterações na tensão de saída. O instante de conexão do inversor 1, com o sistema alimentando uma carga não-linear, aconteceu bem próximo ao pico da tensão de saída. Os sinais de controle do inversor 2 para esta situação são vistos na Figura 5.74. Percebe-se uma resposta mais oscilante e um tempo de acomodação maior em relação aos sinais da Figura 5.75, mas a resposta é amortecida, entrando em regime permanente rapidamente. O pequeno transitório observado nas correntes e, conseqüentemente, nos sinais de controle, também é causado pelo dispositivo de conexão do inversor, que é um disjuntor e possui um tempo relativamente grande para fechar ou abrir totalmente seu contato.

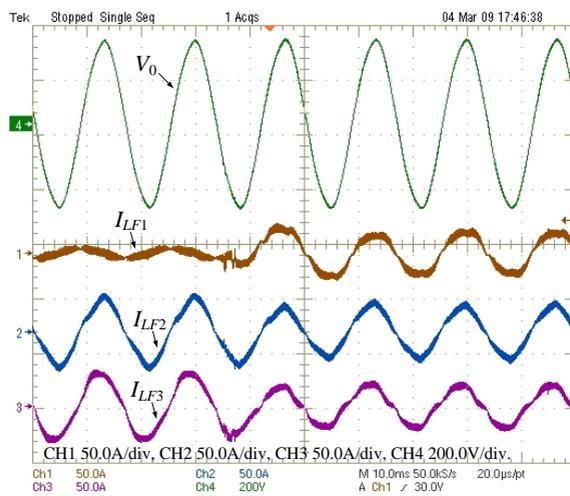


Figura 5.70 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} durante a conexão do inversor 1, com carga resistiva.

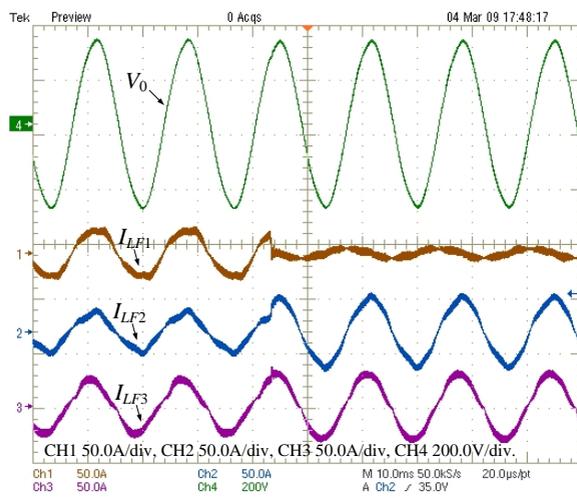


Figura 5.71 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} durante a desconexão do inversor 1, com carga resistiva.

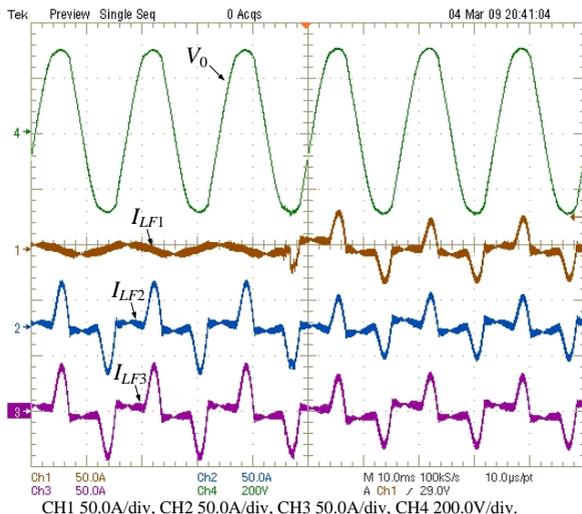


Figura 5.72 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} durante a conexão do inversor 1, com carga não-linear.

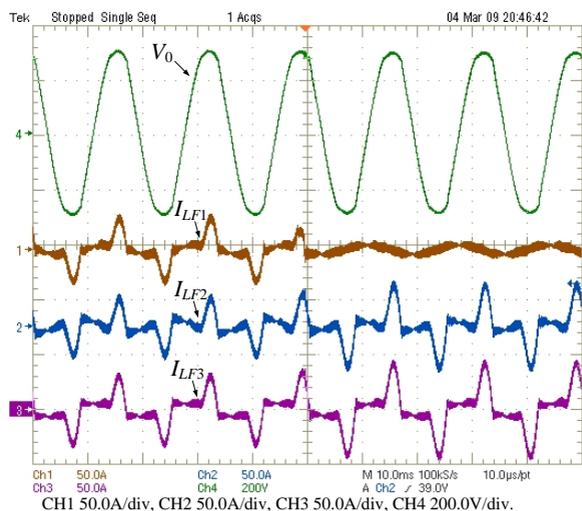


Figura 5.73 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} durante a desconexão do inversor 1, com carga não-linear.

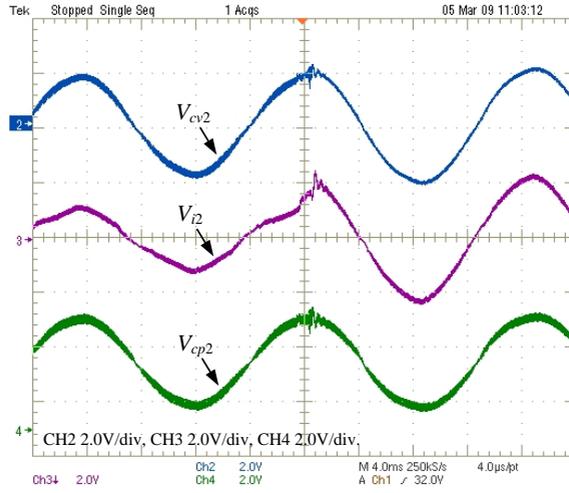


Figura 5.74 – Sinais de controle do inversor 2 durante desconexão do inversor 1 com carga resistiva.

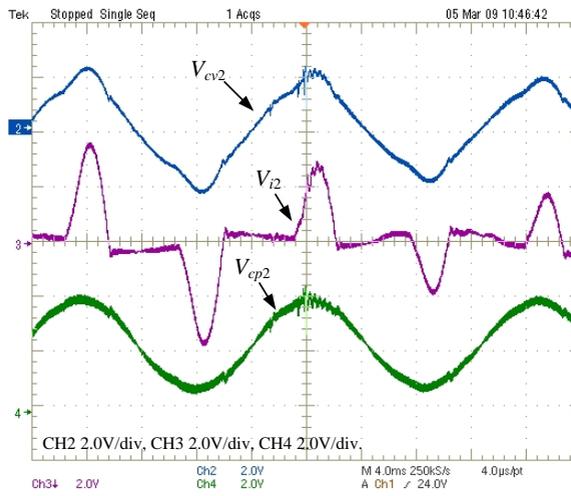


Figura 5.75 – Sinais de controle do inversor 2 durante conexão do inversor 1 com carga não-linear.

5.4.9. Teste 9 – Paralelismo de Inversores de Potências Nominais Diferentes

A estratégia de controle proposta pode ser aplicada no paralelismo de inversores de potências nominais diferentes. Para comprovar esta teoria, foi testado dois e três inversores em paralelo com potências nominais diferentes. Nestes testes, a potência nominal do inversor 1 e 2 é de 5 kVA e a potência nominal do inversor 3 é de 2,5 kVA. Os dados de projeto dos inversores são apresentados na Tabela 5.1 e na Tabela 5.2.

A Figura 5.76 mostra a tensão de saída V_0 e as correntes I_{LF2} e I_{LF3} dos indutores com dois inversores em paralelo, alimentando uma carga resistiva de 7 kW. A corrente I_{LF2} do inversor 2 é praticamente o dobro da corrente I_{LF3} do inversor 3.

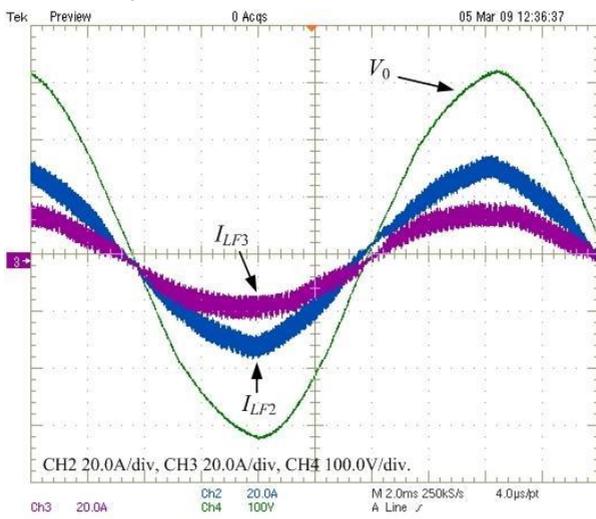


Figura 5.76 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF2} e I_{LF3} com dois inversores em paralelo de potências nominais diferentes e com carga resistiva.

Conectando em paralelo dois inversores de 5 kVA e 1 inversor de 2,5 kVA, e aplicando uma carga não-linear de 10 kVA no sistema, têm-se as formas de onda da tensão de saída e das correntes dos indutores mostradas na Figura 5.77. As correntes I_{LF1} e I_{LF2} dos inversores 1 e 2 estão idênticas e o dobro da corrente I_{LF3} do inversor 3.

Os resultados da Figura 5.76 e da Figura 5.77 foram semelhantes às simulações da seção 5.3.8 (página 143) e, principalmente, comprovam que a estratégia de controle proposta pode ser aplicada no

paralelismo de inversores de potências diferentes, sendo que ela garante a distribuição adequada das correntes entre os inversores.

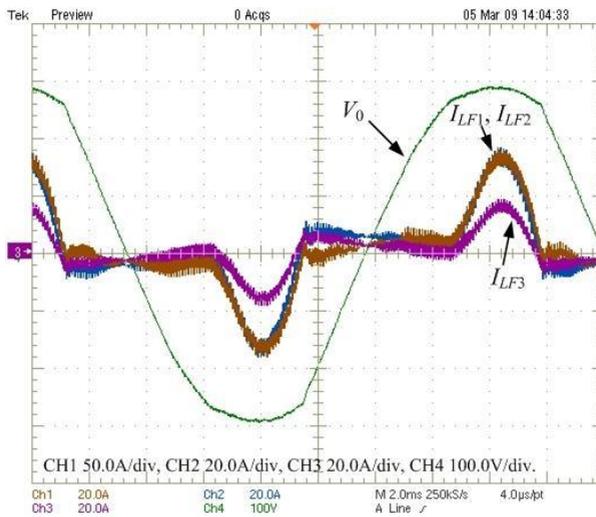


Figura 5.77 – Tensão V_0 e as correntes I_{LF1} , I_{LF2} e I_{LF3} com três inversores em paralelo de potências nominais diferentes, com carga não-linear.

5.4.10. Teste 10 – Distribuição de Corrente entre os Inversores

Com os dados experimentais foram traçadas curvas das correntes dos inversores em função da potência de carga com objetivo de verificar o funcionamento do paralelismo de três inversores em toda faixa de operação.

Na Figura 5.78 e na Figura 5.79 são apresentados resultados da distribuição de correntes entre os inversores com uma carga resistiva. A Figura 5.80 mostra resultados da distribuição de correntes com carga não-linear e a Figura 5.81 com carga predominantemente indutiva. Na Figura 5.78 são mostrados valores absolutos de corrente e nas Figura 5.79, Figura 5.80 e Figura 5.81 valores relativos à corrente de carga. Para todos os tipos de carga o equilíbrio de corrente melhora com o aumento da carga, ficando próximo dos 33,3% da corrente de carga em cada inversor em plena carga. Com pouca carga houve um desequilíbrio maior entre as correntes de cada inversor, principalmente com carga indutiva (Figura 5.81), na qual até a metade da carga nominal um dos inversores fornece 45% da corrente total. Como o controle do paralelismo é baseado no valor da corrente do inversor, a ação desta estratégia em busca do equilíbrio é maior, e mais eficiente, com o

aumento da corrente. Sendo assim, este comportamento é normal e para os inversores este desequilíbrio não causa problema de sobrecarga, pois é um ponto de operação de baixa potência.

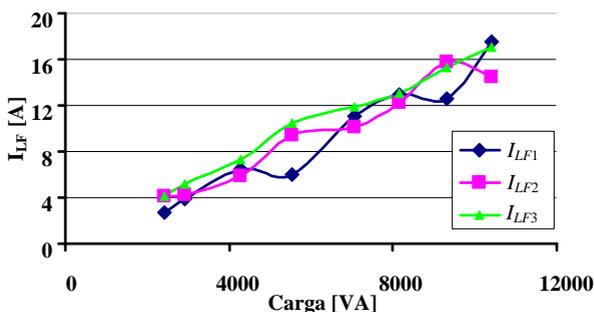


Figura 5.78 – Correntes em três inversores em paralelo com carga resistiva.

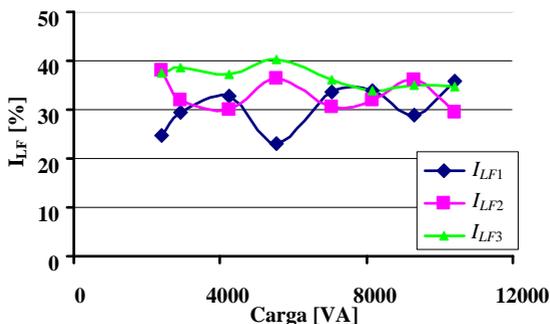


Figura 5.79 – Porcentagem de corrente em três inversores em paralelo com carga resistiva.

5.4.11. Teste 11 – Distribuição de Potência Aparente entre os Inversores

Na configuração com três inversores em paralelo foram traçadas curvas usando dados experimentais da potência processada por cada módulo em função da potência de carga.

Na Figura 5.82 e na Figura 5.83 são apresentados resultados para carga resistiva, sendo a Figura 5.82 com valores absolutos de potência e a Figura 5.83 com valores relativos à potência de carga. A Figura 5.84 e a Figura 5.85 mostram os resultados para carga não-linear e indutiva, respectivamente. Nas duas figuras os valores são relativos à potência de carga. Todos os casos apresentaram uma divisão adequada de potência de carga entre os inversores, a qual melhora com o aumento da potência

de carga. Comparando estas curvas com as curvas da seção anterior, percebe-se que a potência aparente é um espelho da corrente de cada inversor. As curvas não iniciam em zero, pois mesmo sem carga cada inversor fornece a potência reativa do filtro LC.

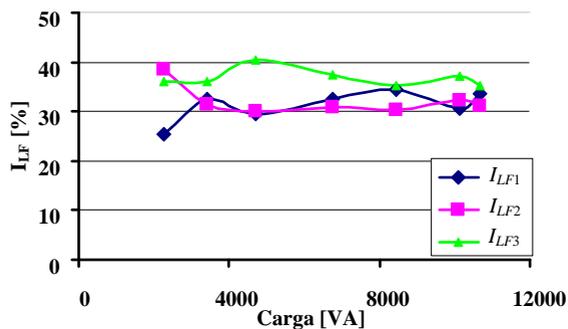


Figura 5.80 – Porcentagem de corrente em três inversores em paralelo com carga não-linear.

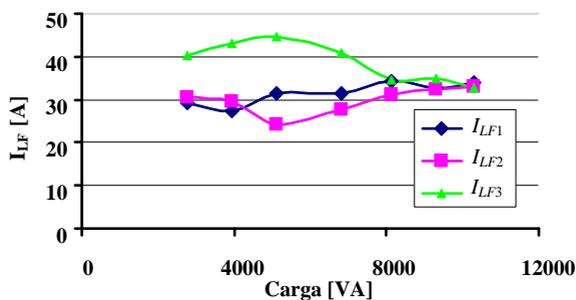


Figura 5.81 – Porcentagem de corrente em três inversores em paralelo com carga indutiva.

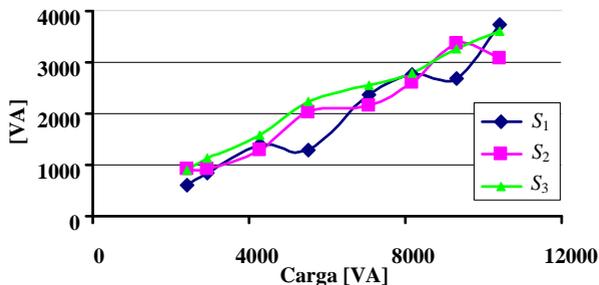


Figura 5.82 – Potência aparente nos 3 inversores em paralelo com carga resistiva.

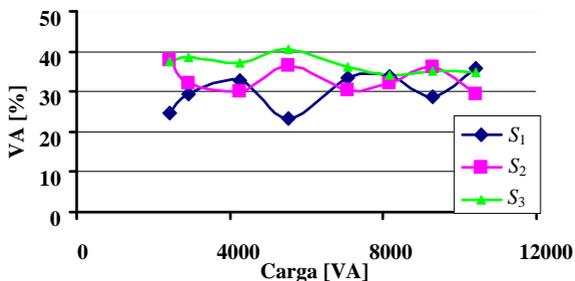


Figura 5.83 – Porcentagem de potência aparente nos 3 inversores em paralelo com carga resistiva.

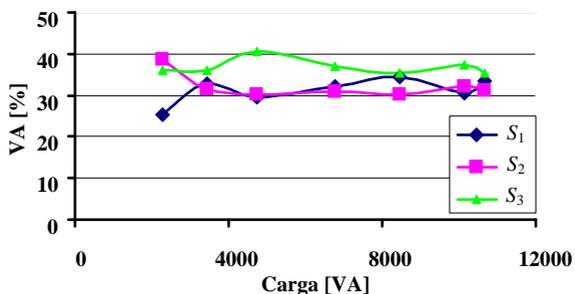


Figura 5.84 – Porcentagem de potência aparente nos 3 inversores em paralelo com carga não-linear.

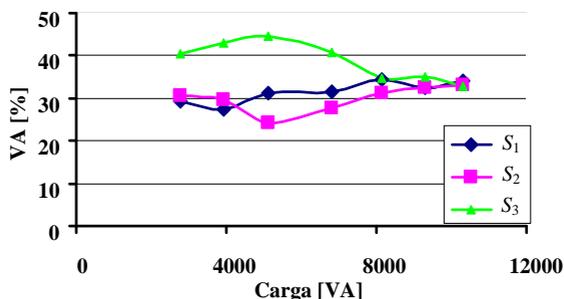


Figura 5.85 – Porcentagem de potência aparente nos 3 inversores em paralelo com carga indutiva.

5.4.12. Teste 12 – Regulação Estática da Tensão de Saída

A regulação estática é uma das especificações importante em aplicações com inversores de tensão. Além disto, é um parâmetro que ajuda a analisar o controle de tensão escolhido.

Para analisar o desempenho da estratégia de controle proposta foram traçadas curvas, usando resultados experimentais, da regulação estática da tensão de saída em função da potência de carga. Foi analisada a configuração com três inversores em paralelo, aplicando cargas resistivas, indutivas e não-lineares.

Os resultados em valores absolutos e em porcentagem são visualizados nas Figura 5.86 e Figura 5.87, respectivamente. Os dados mostram uma regulação estática adequada da tensão de saída com o aumento de carga. O caso mais crítico foi para carga indutiva em que houve a diminuição de 3% do valor da tensão de saída e a regulação estática ficou em 97%, mas ainda é um valor que atende normas comerciais de equipamentos tipo UPS.

Estes resultados comprovam a eficiência do controle de tensão na regulação da tensão de saída dos inversores (V_0). Além disto, o controle do paralelismo não prejudicou significativamente a regulação estática.

5.4.13. Teste 13 – Taxa de Distorção Harmônica da Tensão de Saída

A distorção harmônica é outro fator importante na avaliação da qualidade da tensão de saída e, conseqüentemente, do controle de tensão.

A Figura 5.88 e a Figura 5.89 mostram curvas da THD da tensão de saída em função de cargas resistiva, indutiva e não-linear, obtidas

com dados experimentais. A Figura 5.88 possui os resultados com dois inversores em paralelo e a Figura 5.89 com três inversores em paralelo.

Nos dois gráficos, a THD da tensão de saída do sistema sem carga é de aproximadamente 2%. Uma parcela dessa distorção é causada pela própria referência de tensão que possui uma THD de 1,5%. Isto por que, ela é gerada através de uma amostra da rede elétrica.

Nas duas configurações de paralelismo testadas, a carga não-linear é a que apresenta as maiores distorções na tensão de saída, sendo o ensaio com três inversores em paralelo, em plena carga, que apresentou a maior THD, próxima de 4,5%. Isto aconteceu no teste com três inversores, pois foi a situação em que os conversores processaram a maior potência. Além disto, esse tipo carga provoca uma distorção harmônica muito severa na tensão de saída, o que exige um esforço grande do controle de tensão. Por isso, os resultados obtidos são satisfatórios.

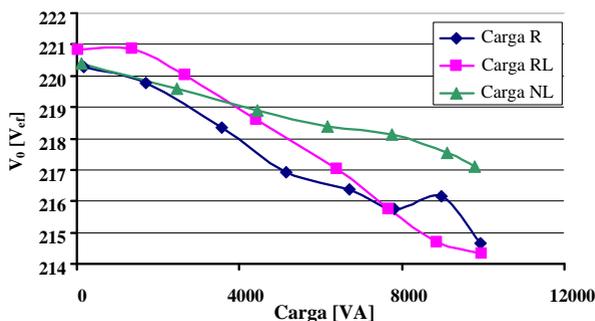


Figura 5.86 – Regulação de tensão para 3 inversores em paralelo.

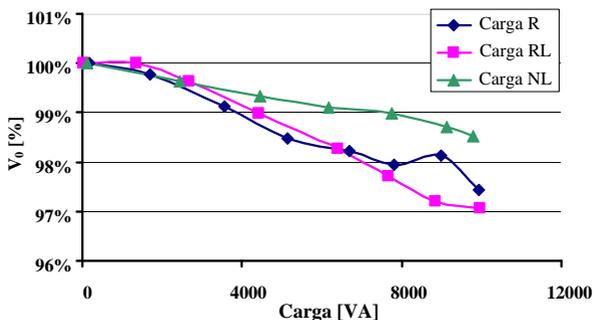


Figura 5.87 – Regulação de tensão em porcentagem para 3 inversores em paralelo.

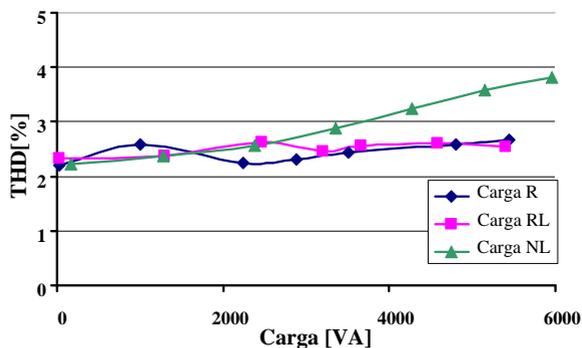


Figura 5.88 – THD de tensão para 2 inversores em paralelo.

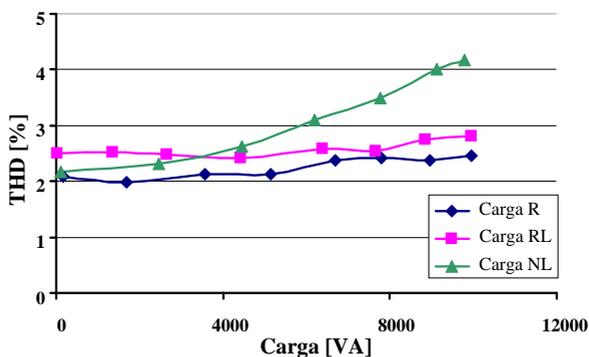


Figura 5.89 – THD de tensão para 3 inversores em paralelo.

5.4.14. Teste 14 – Controle de corrente média do primário do transformador

Foi executado um teste com um dos inversores para verificar o controle de corrente média e o sistema de inicialização. O procedimento de inicialização é um *soft-start* implementado no microcontrolador utilizado como modulador. Ele inicializa a tensão de saída do inversor em rampa, num intervalo de tempo de 350 ms. A Figura 5.90 apresenta o comportamento da tensão de saída V_0 , do sinal de erro compensado da malha de corrente média $V_{off-set}$ e a corrente do primário do transformador I_p durante a inicialização do inversor. Nota-se que a corrente do primário apresenta uma componente contínua positiva, por isso, este ponto de operação é um dos mais críticos para o controle de corrente média. A resposta do compensador de corrente média ($V_{off-set}$) para eliminar o nível contínuo da corrente do primário do transformador

é visualizada na Figura 5.90. A tensão $V_{off-set}$ apresenta uma resposta de sistema de segunda ordem amortecido, com sobresinal e sem oscilações. O tempo de acomodação é grande, típico deste sistema, e o sinal de erro compensador $V_{off-set}$ estabiliza, em regime, próximo de 10 mV. Este é o valor de tensão contínua adicionado na referência senoidal da malha de tensão. A resposta dinâmica da malha de corrente média é similar à resposta encontrada na simulação, apresentada na seção 5.3.9 (página 146), comprovando os modelos matemáticos do inversor para o controle de corrente média e a metodologia de projeto do controlador.

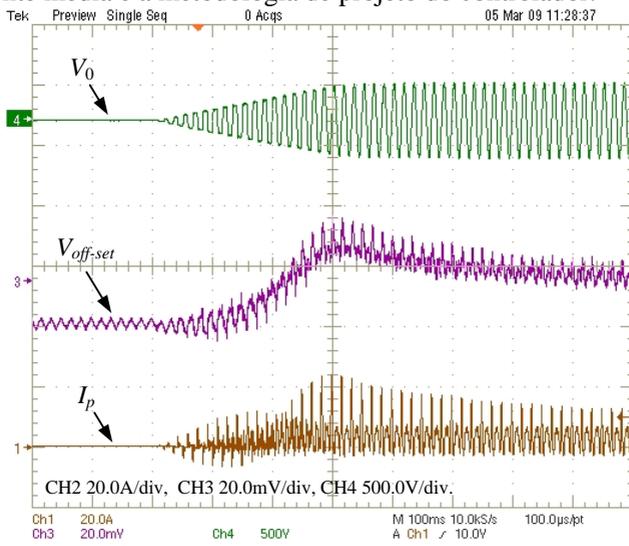


Figura 5.90 – Tensão de saída V_o , tensão de controle de corrente média $V_{off-set}$ e corrente do primário do transformador I_p durante a inicialização do inversor.

5.4.15. Fotos dos Protótipos

A Figura 5.91 mostra a foto de um dos inversores do protótipo. Este módulo tem capacidade de alimentar uma carga de 5 kVA. Na foto estão identificados com números os principais circuitos do inversor:

1. Fonte auxiliar;
2. Disjuntor de entrada e contactor de partida;
3. Transformador isolador;
4. Placa de controle;
5. Módulo SKS 50B6U+B2CI10V6 com o retificador e o inversor;
6. Indutor do filtro LC;

7. Capacitor do filtro LC;
8. Fusível e disjuntor de saída;

A Figura 5.92 apresenta a foto do protótipo inteiro com os três inversores monofásicos de tensão ligados em paralelo. Na foto os inversores são identificados com números 1, 2 e 3.

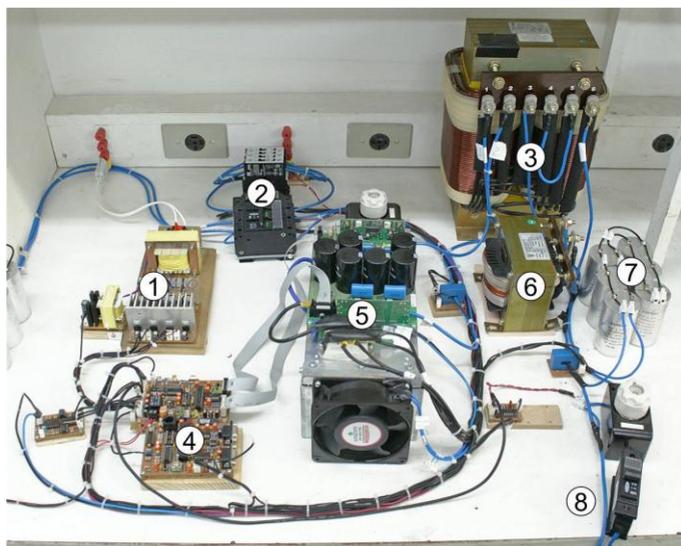


Figura 5.91 – Foto de um inversor do protótipo.

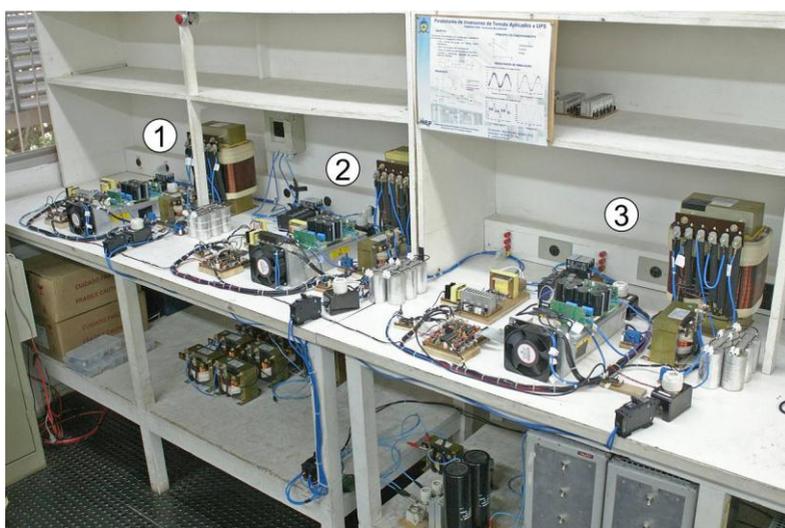


Figura 5.92 – Foto do protótipo dos três inversores em paralelo.

5.5. CONCLUSÃO

Os resultados de simulações e de experimentos comprovam a estratégia de controle proposta para o paralelismo de inversores de tensão, os modelos matemáticos e as metodologias de projeto dos controladores apresentados e estudados nos capítulos 3 e 4. Os resultados mostraram que os controladores foram eficazes na regulação da tensão de saída, na distribuição da corrente de carga entre os inversores e no controle de saturação do transformador isolador.

O controle do paralelismo atuando na tensão de entrada do filtro LC e utilizando como informação somente a corrente do indutor, demonstrou resultados adequados, garantindo a divisão da corrente de carga e evitando a circulação de corrente entre os inversores. O controle do paralelismo modificando a tensão de entrada do filtro LC não altera a referência de tensão do inversor. Isso facilita fazer e manter o sincronismo entre as tensões de saída dos inversores, ajuda na estabilidade do paralelismo e permite conectar os inversores em paralelo sem impedâncias de conexão, o que garante uma tensão regulada na carga.

A estratégia de controle do paralelismo baseado na realimentando a corrente do indutor aumenta o erro de seguimento a uma referência senoidal do controle de tensão, em função da carga processada. Como consequência, há uma diminuição da tensão de saída dos inversores com aumento da carga, ou seja, uma variação maior na regulação estática da tensão de saída. Além disto, a realimentação da corrente do indutor com cargas não-lineares introduz uma distorção na tensão de saída. Estas características exigem um compromisso no ajuste do compensador do paralelismo entre a qualidade da tensão de saída e a divisão de corrente. Estas desvantagens podem ser eliminadas alterando-se a estrutura do controlador de tensão. Entretanto, salienta-se que os resultados obtidos pela malha de tensão utilizando um controlador PID foram satisfatórios, o que permite conviver com as desvantagens introduzidas pelo controle do paralelismo.

Nos testes experimentais, o sistema apresentou robustez durante a conexão e desconexão (*hot-swap*) dos inversores sobre quaisquer níveis de carga, não existindo problemas de instabilidade, transitórios significativos e circulação de correntes entre os inversores.

Por fim, a estratégia de controle também permite conectar inversores de potência diferentes em paralelo.

6. ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA O PARALELISMO DE INVERSORES TRIFÁSICOS DE TENSÃO

6.1. INTRODUÇÃO

O inversor trifásico de tensão é uma estrutura muito utilizada em aplicações industriais por oferecer na saída um sistema de tensões idêntico ao encontrado na rede de distribuição elétrica. Isto permite a sua utilização em inúmeras aplicações como, por exemplo, em sistemas de *backup* (UPS) de equipamentos trifásicos ou que regenerem energia para o sistema elétrico (fontes alternativas de energia). Especificamente para aplicações em UPS, o paralelismo desses inversores se torna interessante nas aplicações em que se desejam estruturas redundantes, como estudado no caso do paralelismo dos inversores monofásicos, e na alimentação de equipamentos trifásicos de grandes potências, proporcionando a divisão da potência de carga entre os conversores em paralelo. Os desafios do paralelismo de inversores trifásicos de tensão são os mesmos explorados no caso monofásico, associados à complexidade de um sistema trifásico. Assim, este capítulo apresenta uma estratégia de controle para o paralelismo de inversores trifásicos de tensão, baseada nos mesmos princípios da estratégia proposta para os inversores monofásicos.

6.2. INVERSOR TRIFÁSICO DE TENSÃO ISOLADO COM TRANSFORMADOR DE BAIXA FREQUÊNCIA CONECTADO EM DELTA-ESTRELA

O inversor trifásico de tensão pode ser implementado através de várias estruturas de potência, das quais cada uma possui as suas características específicas. Entretanto, a arquitetura mais utilizada é a apresentada na Figura 6.1, que é construída com um inversor PWM trifásico de três “braços”, um transformador trifásico isolador com conexão delta-estrela e um filtro LC com os capacitores com conexão estrela. Essa estrutura é uma das mais utilizadas no meio industrial, pois possui componentes comerciais para a sua implementação, oferece isolamento galvânica, possui fio neutro na saída, aproveita a dispersão do

transformador no projeto do filtro LC e utiliza o transformador para adequar a tensão de saída com as necessidades do usuário [113] [114] [115].

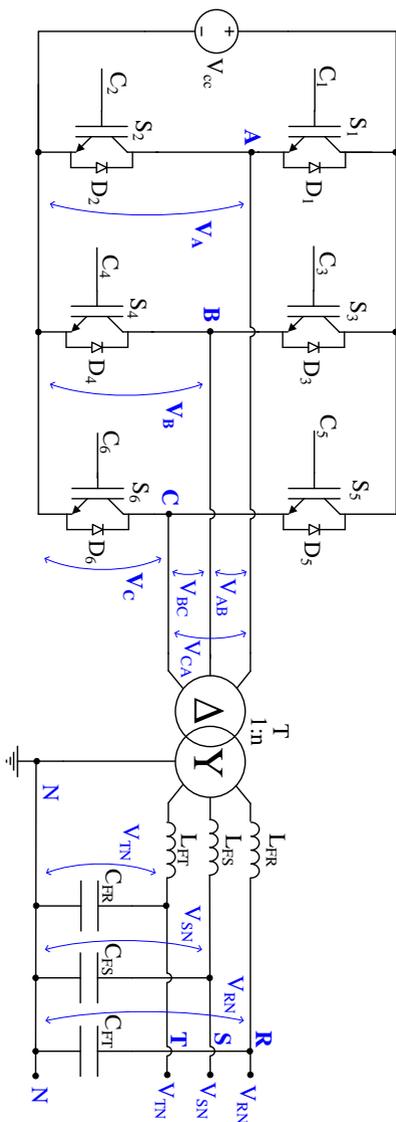


Figura 6.1 – Inversor trifásico de tensão isolado com transformador conectado em delta-estrela

O inversor de tensão da Figura 6.1 disponibiliza na sua saída as tensões de fase V_{RN} , V_{SN} e V_{TN} , definidas entre as fases RST e o neutro (N), as quais podem ser utilizadas para alimentar cargas trifásicas e monofásicas.

A desvantagem do inversor da Figura 6.1 é que ele não consegue compensar as componentes de seqüência zero na tensão de saída do inversor (carga). Essas componentes existirão devido às correntes das cargas desbalanceadas, que é uma situação normal quando se alimenta cargas monofásicas. No circuito da Figura 6.1 os indutores L_{FR} , L_{FS} e L_{FT} representam a soma das indutâncias de dispersão do transformador e do indutor do filtro.

6.3. PROPOSTA DE CONTROLE PARA O PARALELISMO DE INVERSORES TRIFÁSICOS DE TENSÃO

O inversor PWM mostrado na Figura 6.1 disponibiliza os pontos A, B e C em sua saída. As tensões dos pontos A, B e C (meio do braço) em relação ao terminal negativo da fonte CC são denominadas de tensões V_A , V_B e V_C , respectivamente. Essas tensões são controladas através das razões cíclicas “ d ” de cada braço do inversor. As tensões de saída do inversor PWM, que é utilizada pelo circuito a jusante, são as tensões diferenciais entre os pontos A, B e C, denominadas de V_{AB} , V_{BC} e V_{CA} . Estas tensões são identificadas na Figura 6.1 e são aplicadas no primário do transformador (lado com a conexão das bobinas em delta). Como as tensões V_{AB} , V_{BC} e V_{CA} são geradas a partir das tensões V_A , V_B e V_C , elas também dependem das razões cíclicas. Além disto, sendo V_{AB} , V_{BC} e V_{CA} tensões diferenciais dos “braços” do inversor, ao modificar-se a razão cíclica de um “braço”, alteram-se duas destas tensões, caracterizando um acoplamento entre elas. Este acoplamento aumenta a complexidade do sistema de controle do sistema.

Para evitar esse problema, optou-se em fazer o controle do inversor em base $\alpha\beta 0$ (sistema ortogonal). Isso exige uma transformação das variáveis a serem controladas e que estão na base ABC (sistema trifásico), para a base ortogonal $\alpha\beta 0$ e, isto, é realizado utilizando-se a transformada de Clarke [105]. O controle em base $\alpha\beta 0$ desacopla as variáveis de controle α , β e 0 e, ainda, as mantém senoidais. Outra vantagem é que, a transformada de Clarke não precisa de sincronismo, o que facilita sua implementação. Adicionalmente, como a saída do inversor PWM é a três fios (lado primário do transformador isolador) não se tem ação de controle sobre a componente de seqüência zero existente no lado estrela do transformador. Portanto, não é necessário

fazer uma malha de controle para a componente 0 e, assim, o sistema é controlado apenas através das malhas de controle das componentes α e β .

A estrutura do inversor da Figura 6.1 e os sensores necessários para o sistema de controle proposto são apresentados na Figura 6.2. Nessa figura, é substituída a fonte de tensão contínua, que alimenta o inversor na Figura 6.1, por um retificador trifásico com filtro capacitivo conectado à rede elétrica. Numa falta da rede elétrica outra fonte de energia, como um banco de baterias, pode continuar alimentando o inversor.

O diagrama de blocos da proposta de controle para o inversor da Figura 6.2 é apresentado na Figura 6.3. São visualizados nessa figura o controle da tensão de saída do inversor, o controle do paralelismo e o controle da corrente média do primário do transformador, todos em base $\alpha\beta 0$. Portanto, o inversor da Figura 6.2 com o controle da Figura 6.3 forma um módulo que está apto a operar em paralelo com outras unidades. Ressalta-se novamente que, a estratégia de controle permite conectar “N” módulos em paralelo.

Um módulo, formado com os circuitos de potência e de controle mostrados nas Figura 6.2 e Figura 6.3, tem como entradas uma fonte de alimentação, que pode ser a rede elétrica, um banco de baterias, ou outra forma de energia, e um sinal de referência de tensão, que garante o sincronismo entre as tensões de saída dos inversores. A saída do módulo é aplicada diretamente nas cargas, mesmo na operação em paralelo. Portanto, a tensão regulada de saída dos inversores é conectada no barramento de potência do paralelismo, comum a todos os inversores, sem impedância de conexão. Isso garante uma tensão regulada e de qualidade adequada nas cargas. A Figura 6.4 ilustra um sistema com “N” módulos iguais ao formado pelas Figura 6.2 e Figura 6.3, operando em paralelo. A figura também representa as entradas e as saídas dos módulos, além da alimentação das cargas. Essa última pode ser monofásica, bifásica, trifásica com neutro e trifásica sem neutro.

Os princípios do sistema de controle para o paralelismo de inversores trifásicos de tensão são os mesmos aplicados na estrutura monofásica e estudados nos capítulos anteriores. Eles serão brevemente descritos a seguir, considerando a sua utilização nos inversores trifásicos.

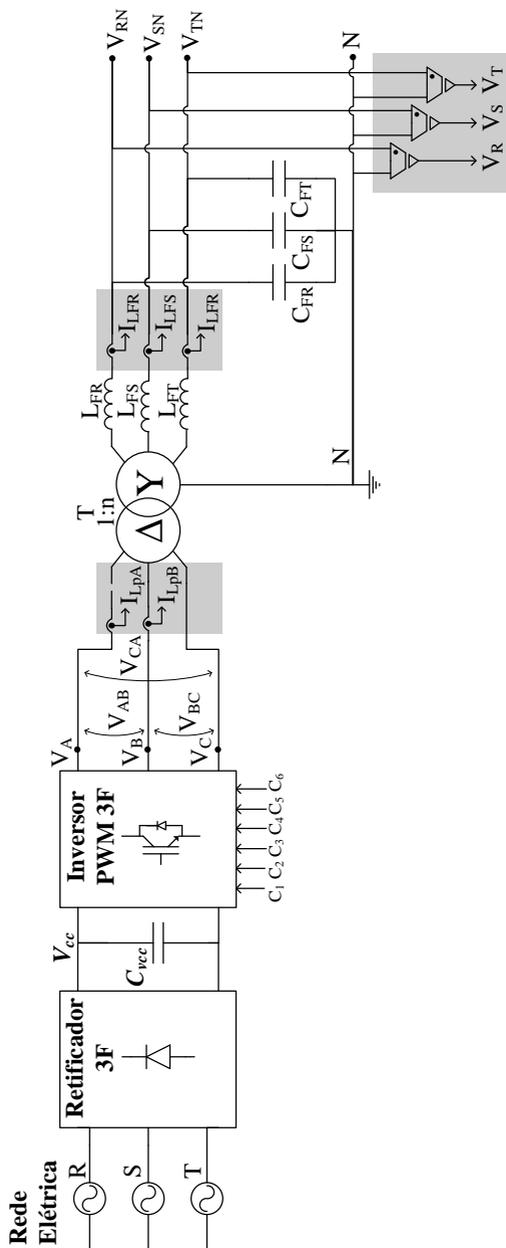


Figura 6.2 – Circuito de potência do inversor de tensão trifásico com os sensores do sistema de controle.

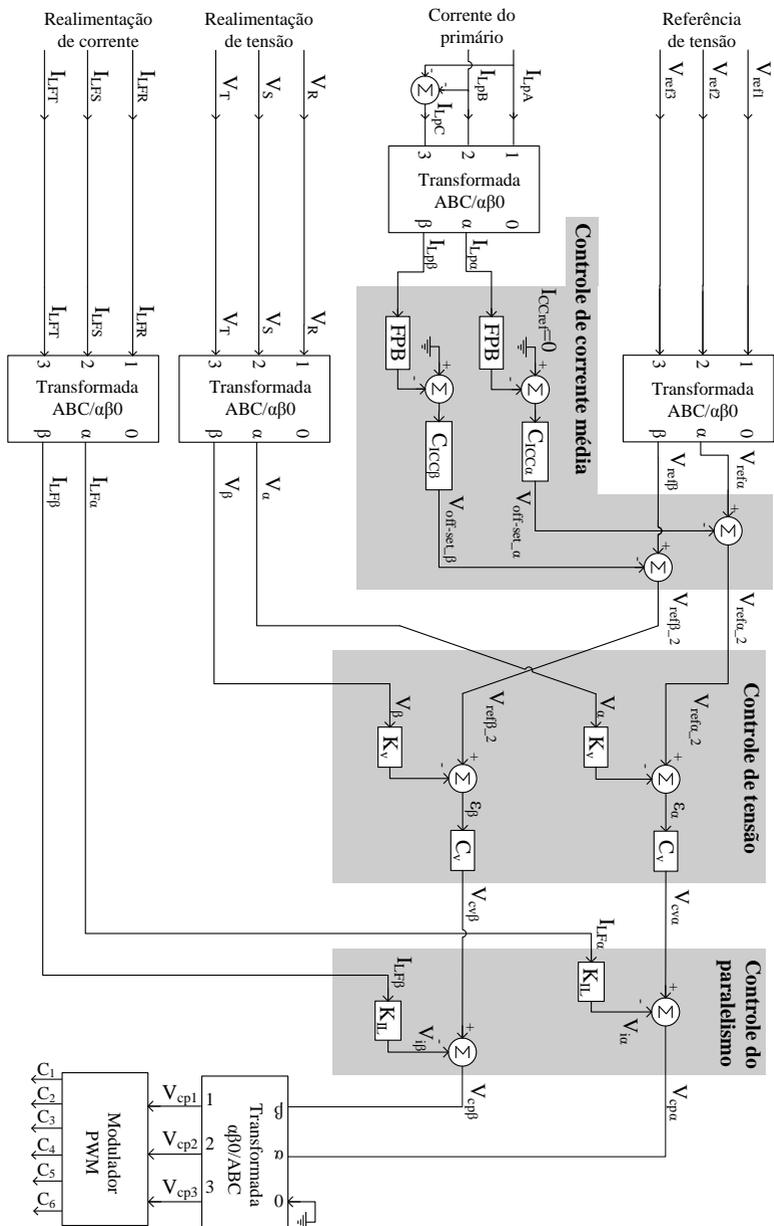


Figura 6.3 – Diagrama de blocos do circuito de controle proposto em base $\alpha\beta$, para o inversor de tensão trifásico.

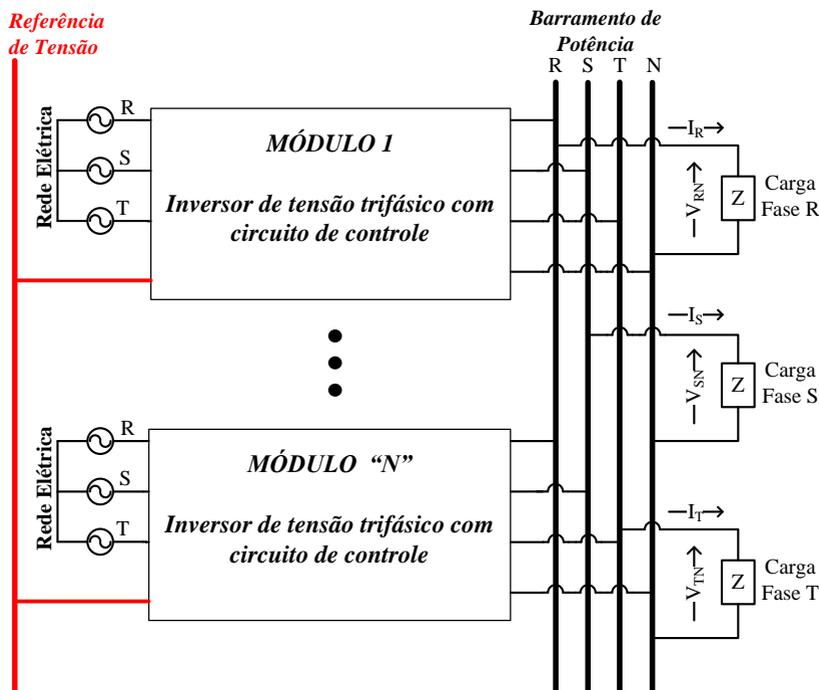


Figura 6.4 – Diagrama de blocos com a estrutura proposta do paralelismo dos inversores trifásicos de tensão.

6.3.1. Estratégia de Controle das Tensões de Saída do Inversor Trifásico

A estrutura de controle da Figura 6.3 regula as tensões de fase da saída do filtro LC do inversor de tensão trifásico da Figura 6.2, denominadas de V_{RN} , V_{SN} e V_{TN} . Essas tensões são definidas entre as fases e o neutro do secundário do transformador isolador. As referências de tensão, recebidas no circuito de controle, são para as tensões de fase. Na Figura 6.3 são visualizados as medidas das tensões de saída, das referências de tensões, o cálculo das transformadas de Clarke dessas variáveis e a estrutura do controle de tensão em base $\alpha\beta 0$. As saídas dos compensadores de tensão são os pontos de atuação do controle do paralelismo. O controle instantâneo das tensões de saída dos inversores, que utiliza variáveis de valores médios quase instantâneos, garante a regulação estática, a baixa THD e a resposta dinâmica adequada nas tensões controladas, tanto para as cargas lineares como para as não-lineares.

6.3.2. Estratégia de Controle da Corrente Média no Primário do Transformador Trifásico

O controle de corrente média tem a função de evitar a saturação do transformador isolador. Para isso, os níveis contínuos das correntes de linha do primário do transformador são controlados com objetivos de eliminá-los. A estratégia de controle é apresentada na Figura 6.3. Basicamente, ela mede as correntes de linha A e B do primário do transformador, calcula a corrente de linha C, aplica a transformada de Clarke nessas variáveis, encontra os valores contínuos das componentes α e β das correntes, compara esses valores com uma referência nula (pois se deseja anular o valor contínuo), aplica os sinais de erro nos controladores e soma os sinais de erro compensados nas referências de tensão das fases α e β . Como as ações das malhas de controle da corrente média são sinais contínuos, eles não alteram a componente em 60 Hz das referências de tensão. A Figura 6.2 mostra no circuito de potência os sensores medindo as duas correntes do primário do transformado.

6.3.3. Estratégia de Controle do Paralelismo através da Realimentação das Correntes Instantâneas dos Indutores

O controle do paralelismo é baseado no uso de variáveis internas do inversor para evitar a troca de informação entre os conversores conectados em paralelo. A estratégia de controle proposta utiliza somente a realimentação das correntes dos indutores do filtro LC do próprio inversor. Assim, o inversor não precisa conhecer o ponto de operação dos outros módulos conectados no sistema. O diagrama de controle do paralelismo é mostrado na Figura 6.3. A figura mostra que, a estratégia mede as correntes dos indutores do circuito de potência da Figura 6.2, calcula as componentes ortogonais α e β dessas medidas, aplica o ganho K_{IL} do controle do paralelismo nas variáveis α e β e, o resultado, subtrai dos sinais de saída do controle de tensão. O controle proposto utiliza as medidas de corrente para modificar as tensões de entrada do filtro LC do inversor. Portanto, ele altera o fluxo de potência entre as tensões de entrada e saída do filtro LC (entre saída do inversor PWM e carga). Como consequência, a estratégia garante à divisão correta da corrente de carga e evita a circulação de corrente entre os inversores conectados em paralelo. Além disto, o controle do paralelismo usando variáveis de valores médios quase instantâneos (controle instantâneo) oferece uma resposta dinâmica adequada ao sistema, permitindo, por exemplo, a conexão em paralelo dos

conversores em qualquer ponto de operação. Adicionalmente, como o controle atua na tensão de entrada do filtro LC, ele não altera as referências de tensão e, conseqüentemente, as tensões de saída do inversor, mantendo o sincronismo entre as tensões dos inversores. Finalizando a análise, o controle do paralelismo considera que as referências de tensão de todos os inversores sejam iguais, como demonstrado na Figura 6.4.

As saídas do controle do paralelismo, ilustradas na Figura 6.3, são aplicadas na transformada inversa de Clarke para retornar a base trifásica ABC e, por fim, estes sinais são aplicados no modulador PWM.

6.4. MODELOS MATEMÁTICOS DO INVERSOR DE TENSÃO TRIFÁSICO

As três malhas de controle mostradas na Figura 6.3 precisam de compensadores projetados adequadamente. Para isso, é necessário obter modelos matemáticos (funções de transferências) que representem as variáveis que se deseja controlar no inversor em função das variáveis de controle. Com estes modelos e as teorias de controle, propõe-se as metodologias de projetos dos compensadores. Portanto, a seguir são desenvolvidos os modelos matemáticos do inversor de tensão trifásico para as três malhas de controle. Inicialmente, é deduzido o modelo do inversor para o controle do paralelismo (corrente do indutor), depois para a malha de tensão e, finalmente, para a malha de controle da corrente média.

6.4.1. Modelo Matemático do Inversor Trifásico para a Malha de Corrente Instantânea do Indutor

O inversor de tensão trifásico da Figura 6.1 pode ser representado pelo circuito simplificado da Figura 6.5, em que o inversor PWM é representado por fontes de tensão. Dessa forma, as fontes de tensão da Figura 6.5 V_A , V_B , V_C e V_{cc} representam as tensões médias quase instantâneas disponibilizada nos pontos A, B e C do inversor da Figura 6.1. Essa representação despreza as componentes das tensões de saída do inversor PWM na frequência de comutação e/ou múltiplas.

O circuito do inversor na Figura 6.5 e o equacionamento a seguir consideram que os indutores e os capacitores do filtro LC das três fases são iguais, como definido em (6.1) e (6.2).

$$L_F = L_{FR} = L_{FS} = L_{FT} \quad (6.1)$$

$$C_F = C_{FR} = C_{FS} = C_{FT} \quad (6.2)$$

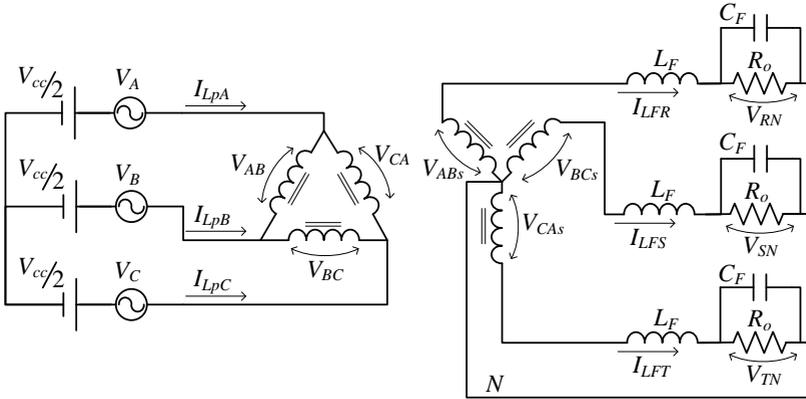


Figura 6.5 – Circuito simplificado de potência do inversor de tensão trifásico.

As fontes de tensão V_A , V_B e V_C da Figura 6.5 são proporcionais às razões cíclicas “ d ” de cada braço do inversor e o ganho estático do inversor, com demonstradas nas equações (6.3), (6.4) e (6.5). As razões cíclicas d_A , d_B e d_C são determinadas em relação à função de modulação f_m de cada braço em (6.6), (6.7) e (6.8). Já o ganho estático do inversor é igual à tensão da fonte CC (V_{cc}) que alimenta o inversor (isto é válido ao desprezar as perdas e os tempos mortos).

$$V_A(t) = d_A(t) \cdot V_{cc} \quad (6.3)$$

$$V_B(t) = d_B(t) \cdot V_{cc} \quad (6.4)$$

$$V_C(t) = d_C(t) \cdot V_{cc} \quad (6.5)$$

$$d_A(t) = \frac{1}{2} \cdot 1 + f_{mA}(t) \quad (6.6)$$

$$d_B(t) = \frac{1}{2} \cdot 1 + f_{mB}(t) \quad (6.7)$$

$$d_C(t) = \frac{1}{2} \cdot 1 + f_{mC}(t) \quad (6.8)$$

Por sua vez, a função de modulação, f_m , de cada “braço” do inversor é definida em função do sinal de controle, V_{cp} (sinal aplicado no modulador - sinal modulante), e do valor de pico da portadora PWM, V_p (sinal modulador), como apresentado em (3.2) e reproduzido em (6.9).

$$f_m(t) = \frac{V_{cp}(t)}{V_p} \quad (6.9)$$

As tensões V_{AB} , V_{BC} e V_{CA} , aplicadas no primário do transformador na Figura 6.5, são definidas em (6.10), (6.11) e (6.12) em

função das tensões V_A , V_B e V_C de cada “braço” do inversor PWM e, conseqüentemente, em relação às razões cíclicas d_A , d_B e d_C . Considerando-se a variável n como sendo a relação de transformação das bobinas do transformador isolador, determina-se em (6.13), (6.14) e (6.15) as tensões do secundário do transformador V_{AB_s} , V_{BC_s} e V_{CA_s} , em função das tensões do primário. Neste caso, a relação de transformação é igual para todas as fases.

É importante salientar que, as expressões (6.3), (6.4), (6.5), (6.10), (6.11), (6.12), (6.13), (6.14) e (6.15) obtidas da análise do modelo simplificado da Figura 6.5, representam os valores médios quase instantâneos destas mesmas tensões no inversor da Figura 6.1.

$$V_{AB}(t) = V_A(t) - V_B(t) = d_A(t) - d_B(t) \cdot V_{cc} \quad (6.10)$$

$$V_{BC}(t) = V_B(t) - V_C(t) = d_B(t) - d_C(t) \cdot V_{cc} \quad (6.11)$$

$$V_{CA}(t) = V_C(t) - V_A(t) = d_C(t) - d_A(t) \cdot V_{cc} \quad (6.12)$$

$$V_{AB_s}(t) = V_{AB}(t) \cdot n \quad (6.13)$$

$$V_{BC_s}(t) = V_{BC}(t) \cdot n \quad (6.14)$$

$$V_{CA_s}(t) = V_{CA}(t) \cdot n \quad (6.15)$$

Substituindo-se (6.10), (6.11) e (6.12) em (6.13), (6.14) e (6.15), obtêm-se em (6.16), (6.17) e (6.18) as tensões do secundário do transformador em função das razões cíclicas.

$$V_{AB_s}(t) = d_A(t) - d_B(t) \cdot V_{cc} \cdot n \quad (6.16)$$

$$V_{BC_s}(t) = d_B(t) - d_C(t) \cdot V_{cc} \cdot n \quad (6.17)$$

$$V_{CA_s}(t) = d_C(t) - d_A(t) \cdot V_{cc} \cdot n \quad (6.18)$$

O circuito trifásico do secundário do transformador da Figura 6.5 pode ser representado por três circuitos monofásicos, como ilustrado na Figura 6.6. Isto é possível, pois a conexão do secundário do transformador é em estrela com fio neutro.

Analisando-se o circuito da fase R da Figura 6.6, definem-se as equações (6.19) e (6.20).

$$I_{LFR}(t) = I_{CF}(t) + I_R(t) \quad (6.19)$$

$$V_{ABs}(t) = V_{LFR}(t) + V_{RN}(t) \quad (6.20)$$

Sendo:

$$V_{LFR} = L_{FR} \cdot \frac{d}{dt} I_{LFR}(t) \quad (6.21)$$

$$I_{CF} = C_F \cdot \frac{d}{dt} V_{RN}(t) \quad (6.22)$$

$$V_{RN}(t) = I_R(t) \cdot R_o \quad (6.23)$$

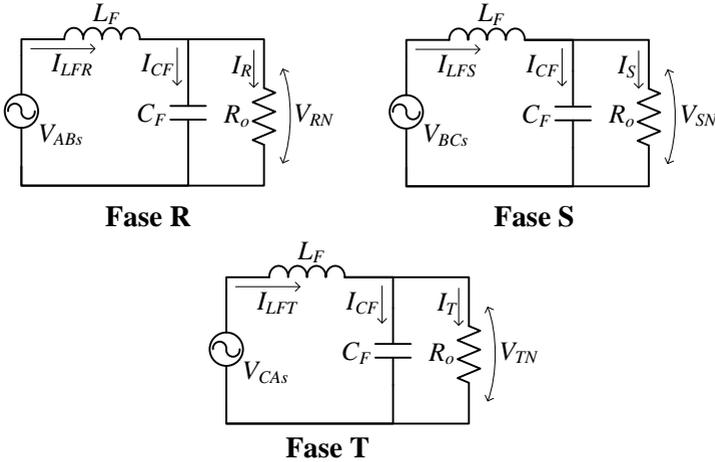


Figura 6.6 – Representação por fase da saída do inversor tensão trifásico.

Substituindo-se (6.21) e (6.23) em (6.20), obtém-se (6.24).

$$V_{ABs}(t) = L_F \cdot \frac{d}{dt} I_{LFR}(t) + I_R(t) \cdot R_o \quad (6.24)$$

Ao aplicar (6.19) e (6.22) em (6.24), tem-se (6.25).

$$V_{ABs}(t) = L_F \cdot \frac{d}{dt} I_{LFR}(t) + R_o \cdot I_{FR}(t) - R_o \cdot C_F \cdot \frac{d}{dt} V_{RN}(t) \quad (6.25)$$

Utilizando-se as definições de (6.20) e (6.21) em (6.25) e manipulando a equação, determina-se (6.26).

$$\left[C_F \cdot \frac{d}{dt} V_{ABs}(t) + V_{ABs}(t) \cdot \frac{1}{R_o} \right] = \left[C_F \cdot L_F \cdot \frac{d^2}{dt^2} I_{LFR}(t) + \frac{L_F}{R_o} \cdot \frac{d}{dt} I_{LFR}(t) + I_{FR}(t) \right] \quad (6.26)$$

Por fim, ao substituir (6.16) em (6.26), obtém-se (6.27). Esta equação relaciona a corrente do indutor L_F da fase R com as razões cíclicas d_A e d_B . Ao executar a mesma análise matemática nos circuitos das fases S e T da Figura 6.6, obtém-se as expressões (6.28) e (6.29).

$$V_{cc} \cdot n \cdot \left\{ C_F \cdot \frac{d}{dt} [d_A(t) - d_B(t)] + [d_A(t) - d_B(t)] \cdot \frac{1}{R_o} \right\} =$$

$$\left[C_F \cdot L_F \cdot \frac{d^2}{dt^2} (I_{LFR}(t)) + \frac{L_F}{R_o} \cdot \frac{d}{dt} (I_{LFR}(t)) + I_{LFR}(t) \right] \quad (6.27)$$

$$V_{cc} \cdot n \cdot \left\{ C_F \cdot \frac{d}{dt} [d_B(t) - d_C(t)] + [d_B(t) - d_C(t)] \cdot \frac{1}{R_o} \right\} =$$

$$\left[C_F \cdot L_F \cdot \frac{d^2}{dt^2} (I_{LFS}(t)) + \frac{L_F}{R_o} \cdot \frac{d}{dt} (I_{LFS}(t)) + I_{LFS}(t) \right] \quad (6.28)$$

$$V_{cc} \cdot n \cdot \left\{ C_F \cdot \frac{d}{dt} [d_C(t) - d_A(t)] + [d_C(t) - d_A(t)] \cdot \frac{1}{R_o} \right\} =$$

$$\left[C_F \cdot L_F \cdot \frac{d^2}{dt^2} (I_{LFT}(t)) + \frac{L_F}{R_o} \cdot \frac{d}{dt} (I_{LFT}(t)) + I_{LFT}(t) \right] \quad (6.29)$$

As equações (6.27), (6.28) e (6.29) podem ser escritas na forma matricial, como apresentado em (6.30).

$$\left[V_{cc} \cdot n \cdot C_F \cdot \frac{d}{dt} (\overrightarrow{\bar{B}} \cdot \overrightarrow{d_{ABC}}(t)) + \frac{V_{cc} \cdot n}{R_o} \cdot (\overrightarrow{\bar{B}} \cdot \overrightarrow{d_{ABC}}(t)) \right] =$$

$$\left[C_F \cdot L_F \cdot \frac{d^2}{dt^2} (\overrightarrow{I_{LFRST}}(t)) + \frac{L_F}{R_o} \cdot \frac{d}{dt} (\overrightarrow{I_{LFRST}}(t)) + \overrightarrow{I_{LFRST}}(t) \right] \quad (6.30)$$

Sendo os vetores razão cíclica $\overrightarrow{d_{ABC}}$ e corrente dos indutores $\overrightarrow{I_{LFRST}}$ definidos em (6.31) e (6.32), respectivamente. Além disto, a matriz $\overrightarrow{\bar{B}}$ escrita em (6.33), representa o acoplamento das razões cíclicas em relação às correntes dos indutores do inversor.

$$\overrightarrow{d_{ABC}} \triangleq \begin{bmatrix} d_A \\ d_B \\ d_C \end{bmatrix} \quad (6.31)$$

$$\overrightarrow{I_{LFRST}} \triangleq \begin{bmatrix} I_{LFR} \\ I_{LFS} \\ I_{LFT} \end{bmatrix} \quad (6.32)$$

$$\vec{B} \triangleq \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.33)$$

A transformada de Clarke será aplicada ao sistema representado pela expressão (6.30) com objetivo de representar o sistema trifásico ABC por um sistema ortogonal $\alpha\beta 0$. A transformada e a transformada inversa de Clarke [105] estão definidas em (6.34) e (6.35), respectivamente. A transformada e a transformada inversa de Clarke são baseadas nas matrizes de transformação \vec{A} e \vec{A}^{-1} , que são definidas em (6.36) e (6.37).

$$\vec{X}_{ABC} = \vec{A} \cdot \vec{X}_{0\alpha\beta} \quad (6.34)$$

$$\vec{X}_{0\alpha\beta} = \vec{A}^{-1} \cdot \vec{X}_{ABC} \quad (6.35)$$

$$\vec{A} \triangleq \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (6.36)$$

$$\vec{A}^{-1} \triangleq \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (6.37)$$

Aplicando a transformada de Clarke, representada pela equação (6.34), nos vetores (6.31) e (6.32), obtêm-se os vetores da razão cíclica e da corrente dos indutores em base $\alpha\beta 0$, representados em (6.38) e (6.39).

$$\vec{d}_{ABC} = \vec{A} \cdot \vec{d}_{0\alpha\beta} \quad (6.38)$$

$$\vec{I}_{L_F RST} = \vec{A} \cdot \vec{I}_{L_F 0\alpha\beta} \quad (6.39)$$

Substituindo-se os vetores (6.38) e (6.39) em (6.30), encontra-se (6.40).

$$\begin{aligned} & \left[V_{cc} \cdot n \cdot C_F \cdot \bar{B} \cdot \bar{A} \frac{d}{dt} (\overline{d_{0\alpha\beta}}(t)) + \frac{K_{inv} \cdot n}{R_o} \cdot \bar{B} \cdot \bar{A} \cdot (\overline{d_{0\alpha\beta}}(t)) \right] = \\ & \left[C_F \cdot L_F \cdot \bar{A} \cdot \frac{d^2}{dt^2} (\overline{I_{L_F 0\alpha\beta}}(t)) + \frac{L_F}{R_o} \cdot \bar{A} \cdot \frac{d}{dt} (\overline{I_{L_F 0\alpha\beta}}(t)) + \bar{A} \cdot \overline{I_{L_F 0\alpha\beta}}(t) \right] \end{aligned} \quad (6.40)$$

Multiplicando (6.40) pela matriz inversa, tem-se (6.41).

$$\begin{aligned} & \left[V_{cc} \cdot n \cdot C_F \cdot \bar{A}^{-1} \cdot \bar{B} \cdot \bar{A} \frac{d}{dt} (\overline{d_{0\alpha\beta}}(t)) + \frac{K_{inv} \cdot n}{R_o} \cdot \bar{A}^{-1} \cdot \bar{B} \cdot \bar{A} \cdot (\overline{d_{0\alpha\beta}}(t)) \right] = \\ & \left[C_F \cdot L_F \cdot \bar{A}^{-1} \cdot \bar{A} \cdot \frac{d^2}{dt^2} (\overline{I_{L_F 0\alpha\beta}}(t)) + \frac{L_F}{R_o} \cdot \bar{A}^{-1} \cdot \bar{A} \cdot \frac{d}{dt} (\overline{I_{L_F 0\alpha\beta}}(t)) + \right. \\ & \left. \bar{A}^{-1} \cdot \bar{A} \cdot \overline{I_{L_F 0\alpha\beta}}(t) \right] \end{aligned} \quad (6.41)$$

A transformada de Clarke é uma transformação com potência invariante. Assim, a igualdade de (6.42) é válida.

$$\bar{A}^{-1} \cdot \bar{A} = I \quad (6.42)$$

Definindo a matriz \bar{C} em (6.43) e substituindo-se (6.42) e (6.43) em (6.41), obtém-se (6.44).

$$\bar{A}^{-1} \cdot \bar{B} \cdot \bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{3}{2} \end{bmatrix} \triangleq \bar{C} \quad (6.43)$$

$$\begin{aligned} & \left[V_{cc} \cdot n \cdot C_F \cdot \bar{C} \cdot \frac{d}{dt} (\overline{d_{0\alpha\beta}}(t)) + \frac{K_{inv} \cdot n}{R_o} \cdot \bar{C} \cdot (\overline{d_{0\alpha\beta}}(t)) \right] = \\ & \left[C_F \cdot L_F \cdot \frac{d^2}{dt^2} (\overline{I_{L_F 0\alpha\beta}}(t)) + \frac{L_F}{R_o} \cdot \frac{d}{dt} (\overline{I_{L_F 0\alpha\beta}}(t)) + \overline{I_{L_F 0\alpha\beta}}(t) \right] \end{aligned} \quad (6.44)$$

A matriz \bar{C} sempre anulará a razão cíclica da componente zero (d_0) da expressão (6.44), o que comprova que nesse inversor de tensão o controle não consegue compensar, modificar ou impor a componente de seqüência zero das correntes dos indutores. Além disto, a matriz \bar{C} demonstra um acoplamento entre as razões cíclicas das componentes ortogonais α e β na expressão (6.44). Como conseqüência, a componente α da corrente nos indutores depende das razões cíclicas α e β e, o mesmo

acontece com a componente β da corrente. Para eliminar o acoplamento existente entre as variáveis α e β da expressão (6.44), propõe-se uma matriz de desacoplamento denominada de matriz \bar{D} , a qual é definida em (6.45).

$$\bar{D} \triangleq \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & 1/2 \\ 0 & -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (6.45)$$

A matriz transposta de \bar{D} é igual à sua inversa, como ilustrado em (6.46). Essa característica garante que a nova transformada também mantenha a potência invariante.

$$\bar{D}^T = \bar{D}^{-1} \quad (6.46)$$

O vetor de razão cíclica d' é obtido aplicando a matriz de desacoplamento \bar{D} no vetor de razão cíclica d . As expressões (6.47) e (6.48) definem os vetores \bar{d} e \bar{d}' em função da matriz \bar{D} .

$$\bar{d}_{0\alpha\beta} = \bar{D} \cdot \bar{d}'_{0\alpha\beta} \quad (6.47)$$

$$\bar{d}'_{0\alpha\beta} = \bar{D}^{-1} \cdot \bar{d}_{0\alpha\beta} \quad (6.48)$$

Substituindo-se (6.47) em (6.44), obtém-se (6.49).

$$\begin{aligned} & \left[V_{cc} \cdot n \cdot C_F \cdot \bar{C} \cdot \bar{D} \cdot \frac{d}{dt} \left(\bar{d}'_{0\alpha\beta}(t) \right) + \frac{K_{mv} \cdot n}{R_o} \cdot \bar{C} \cdot \bar{D} \cdot \left(\bar{d}'_{0\alpha\beta}(t) \right) \right] = \\ & \left[C_F \cdot L_F \cdot \frac{d^2}{dt^2} \left(\bar{I}_{L_F 0\alpha\beta}(t) \right) + \frac{L_F}{R_o} \cdot \frac{d}{dt} \left(\bar{I}_{L_F 0\alpha\beta}(t) \right) + \bar{I}_{L_F 0\alpha\beta}(t) \right] \end{aligned} \quad (6.49)$$

A matriz resultante da multiplicação de \bar{C} e \bar{D} , denominada de matriz \bar{E} , é mostrada em (6.50). Ao aplicar (6.50) em (6.49), encontra-se (6.51).

$$\bar{C} \cdot \bar{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \triangleq \bar{E} \quad (6.50)$$

$$\begin{aligned} & \left[V_{cc} \cdot n \cdot C_F \cdot \vec{E} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \overline{d'_{0\alpha\beta}}(t) + \frac{K_{inv} \cdot n}{R_o} \cdot \vec{E} \cdot \overline{d'_{0\alpha\beta}}(t) \right] = \\ & \left[C_F \cdot L_F \cdot \frac{d^2}{dt^2} \overline{I_{L_F 0\alpha\beta}}(t) + \frac{L_F}{R_o} \cdot \frac{d}{dt} \overline{I_{L_F 0\alpha\beta}}(t) + \overline{I_{L_F 0\alpha\beta}}(t) \right] = \end{aligned} \quad (6.51)$$

A matriz \vec{E} demonstra um desacoplamento entre as variáveis α e β da expressão (6.51).

Aplicando a Transformada de Laplace em (6.51) e manipulando a expressão, tem-se como resultado (6.52).

$$V_{cc} \cdot n \cdot \vec{E} \cdot \overline{d'_{0\alpha\beta}}(t) \cdot \left[\frac{1}{R_o} + s \cdot C_F \right] = \overline{I_{L_F 0\alpha\beta}}(t) \cdot \left[C_F \cdot L_F \cdot s^2 + \frac{L_F}{R_o} \cdot s + 1 \right] \quad (6.52)$$

Definindo as impedâncias Z_1 e Z_2 em (6.53) e (6.54), e substituindo-as em (6.52), obtém-se (6.55).

$$Z_1 = \frac{1}{R_o} + s \cdot C_F \quad (6.53)$$

$$Z_2 = C_F \cdot L_F \cdot s^2 + \frac{L_F}{R_o} \cdot s + 1 \quad (6.54)$$

$$V_{cc} \cdot n \cdot \vec{E} \cdot Z_1 \cdot \overline{d'_{0\alpha\beta}}(t) = Z_2 \cdot \overline{I_{L_F 0\alpha\beta}}(t) \quad (6.55)$$

A expressão (6.56) reescreve (6.55), representando os elementos dos vetores. As duas equações descrevem as correntes dos indutores do inversor de tensão trifásico em função das razões suas cíclicas, em base $\alpha\beta 0$.

$$V_{cc} \cdot n \cdot Z_1 \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d'_0(s) \\ d'_\alpha(s) \\ d'_\beta(s) \end{bmatrix} = Z_2 \cdot \begin{bmatrix} I_{L_F 0}(s) \\ I_{L_F \alpha}(s) \\ I_{L_F \beta}(s) \end{bmatrix} \quad (6.56)$$

A expressão (6.56) define os modelos do inversor para as componentes 0, α e β das correntes dos indutores em função das razões cíclicas. Os modelos das três componentes são reproduzidos em (6.57), (6.58) e (6.59). As expressões (6.58) e (6.59), encontrados para as componentes α e β das correntes dos indutores, são desacopladas umas das outras, evitando que o controle de uma fase modifique a outra. Além disto, o modelo de (6.57) prova que, o inversor não possui ação de controle sobre a componente de seqüência zero das correntes dos indutores.

$$I_{F0}(s) = 0 \quad (6.57)$$

$$\frac{I_{LF\alpha}(s)}{d'_{\alpha}(s)} = \frac{V_{cc} \cdot n \cdot \sqrt{3} \cdot \left(\frac{1}{R_o} + s \cdot C_F \right)}{C_F \cdot L_F \cdot s^2 + \frac{L_F}{R_o} \cdot s + 1} \quad (6.58)$$

$$\frac{I_{LF\beta}(s)}{d'_{\beta}(s)} = \frac{V_{cc} \cdot n \cdot \sqrt{3} \cdot \left(\frac{1}{R_o} + s \cdot C_F \right)}{C_F \cdot L_F \cdot s^2 + \frac{L_F}{R_o} \cdot s + 1} \quad (6.59)$$

Além dos modelos encontrados, também é necessário definir as razões cíclicas em função dos sinais aplicados no modulador PWM (sinal modulante), denominados de V_{cp} . Em (6.6), (6.7) e (6.8) são determinadas as razões cíclicas de fase em base trifásica ABC. Definindo o vetor da função de modulação em (6.60) e manipulando as equações (6.6), (6.7) e (6.8), é possível escrever em (6.61) as razões cíclicas de linha do inversor em relação às funções de modulação.

$$\overrightarrow{f_{mABC}}(t) \triangleq \begin{bmatrix} f_{mA}(t) \\ f_{mB}(t) \\ f_{mC}(t) \end{bmatrix} \quad (6.60)$$

$$\overline{B} \cdot \overrightarrow{d_{ABC}}(t) = \frac{1}{2} \cdot \overline{B} \cdot \overrightarrow{f_{mABC}}(t) \quad (6.61)$$

Aplicando transformada de Clarke em (6.61), tem-se (6.62)

$$\overline{A}^{-1} \cdot \overline{B} \cdot \overline{A} \cdot \overrightarrow{d_{0\alpha\beta}}(t) = \frac{1}{2} \cdot \overline{A}^{-1} \cdot \overline{B} \cdot \overline{A} \cdot \overrightarrow{f_{m0\alpha\beta}}(t) \quad (6.62)$$

Usando a definição de (6.43) em (6.62), determina-se (6.63).

$$\overline{C} \cdot \overrightarrow{d_{0\alpha\beta}}(t) = \frac{1}{2} \cdot \overline{C} \cdot \overrightarrow{f_{m0\alpha\beta}}(t) \quad (6.63)$$

A expressão (6.64) apresenta o vetor dos sinais aplicados no modulador PWM, V_{cp} , em base ABC.

$$\overrightarrow{V_{cpABC}}(t) \triangleq \begin{bmatrix} V_{cpA}(t) \\ V_{cpB}(t) \\ V_{cpC}(t) \end{bmatrix} \quad (6.64)$$

A relação da função de modulação e o sinal modulante V_{cp} , demonstrada em (6.9), é reescrita na forma vetorial em (6.65). Aplicando a Transformada de Clarke em (6.65), obtém-se (6.66).

$$\overrightarrow{f_{mABC}}(t) = \frac{\overrightarrow{V_{cpABC}}(t)}{V_p} \quad (6.65)$$

$$\overrightarrow{f_{m0\alpha\beta}}(t) = \frac{\overrightarrow{V_{cp0\alpha\beta}}(t)}{V_p} \quad (6.66)$$

Substituindo-se (6.66) em (6.63), determina-se (6.67). Ao aplicar em (6.67) a transformada de desacoplamento definida em (6.45), tem-se (6.68).

$$\overline{C} \cdot \overrightarrow{d'_{0\alpha\beta}}(t) = \frac{1}{2 \cdot V_p} \cdot \overline{C} \cdot \overrightarrow{V_{cp0\alpha\beta}}(t) \quad (6.67)$$

$$\overline{E} \cdot \overrightarrow{d'_{0\alpha\beta}}(t) = \frac{1}{2 \cdot V_p} \cdot \overline{E} \cdot \overrightarrow{V'_{cp0\alpha\beta}}(t) \quad (6.68)$$

A expressão (6.68) define a relação entre as razões cíclicas e os sinais modulante do modulador PWM. Aplicando a transformada de Laplace em (6.68) e manipulando a expressão, obtêm (6.69), (6.70) e (6.71), que representam as funções de transferências entre razão cíclica e sinal modulante, para as componentes 0, α e β .

$$\frac{d'_0(s)}{V'_{cp0}(s)} = \frac{1}{2 \cdot V_p} \quad (6.69)$$

$$\frac{d'_\alpha(s)}{V'_{cp\alpha}(s)} = \frac{1}{2 \cdot V_p} \quad (6.70)$$

$$\frac{d'_\beta(s)}{V'_{cp\beta}(s)} = \frac{1}{2 \cdot V_p} \quad (6.71)$$

Substituindo-se as equações (6.70) em (6.58) e (6.71) em (6.59), obtêm-se as funções de transferências $G_{i\alpha}$ e $G_{i\beta}$, definidas em (6.72) e (6.73). Estes modelos definem as correntes dos indutores em função do sinal de controle aplicado no modulador PWM.

$$\frac{I_{LF\alpha}(s)}{V'_{cp\alpha}(s)} = G_{i\alpha}(s) = \left[\frac{\left(\frac{1}{R_o} + s \cdot C_F \right)}{\left(C_F \cdot L_F \cdot s^2 + \frac{L_F}{R_o} \cdot s + 1 \right)} \cdot \left(\frac{V_{cc} \cdot n \cdot \sqrt{3}}{2 \cdot V_p} \right) \right] \quad (6.72)$$

$$\frac{I_{LF\beta}(s)}{V'_{cp\beta}(s)} = G_{i\beta}(s) = \left[\frac{\left(\frac{1}{R_o} + s \cdot C_F \right)}{\left(C_F \cdot L_F \cdot s^2 + \frac{L_F}{R_o} \cdot s + 1 \right)} \cdot \left(\frac{V_{cc} \cdot n \cdot \sqrt{3}}{2 \cdot V_p} \right) \right] \quad (6.73)$$

A validação dos modelos de (6.72) e (6.73) foi realizada comparando as respostas das funções transferências com o circuito elétrico do inversor, apresentado nas Figura 6.2 e Figura 6.3. A simulação ilustrada na Figura 6.7 é resultado da aplicação de dois degraus, um no sinal de controle $V'_{cp\alpha}$ em 10ms e outro em $V'_{cp\beta}$ em 15ms. A Figura 6.7 mostra o comportamento das correntes α e β dos indutores do filtro LC, obtidas pelas funções de transferências (6.72) e (6.73), e pelo circuito elétrico da Figura 6.2. Desconsiderando a componente existente na frequência de comutação, os modelos de (6.72) e (6.73) representam adequadamente as respostas dinâmicas e estáticas das correntes dos indutores do inversor da Figura 6.2. Outra informação interessante mostrada nas simulações da Figura 6.7 é o desacoplamento entre as correntes $I_{LF\alpha}$ e $I_{LF\beta}$ do inversor. Pode-se notar que, ao aplicar o degrau em $V'_{cp\alpha}$, tem-se apenas uma pequena oscilação na corrente β . O mesmo acontece na corrente α quando se aplica um degrau em $V'_{cp\beta}$. Isso mostra que, o acoplamento existente entre as variáveis α e β é muito pequeno, o que permite concluir que o desacoplamento proposto nessa seção, através da matriz de (6.45), realmente torna as correntes α e β independentes uma da outra.

Os parâmetros utilizados na simulação são apresentados na Tabela 6.1. Eles são projetados na seção 7.2 do capítulo 7.

Tabela 6.1 – Dados utilizados nas simulações do Capítulo 6.

$C_F = 18 \mu\text{F}$	$V_p = 1 \text{ V}$	$L_m = 228 \text{ mH}$
$L_F = 2333 \mu\text{H}$	$R_o = 20 \Omega$ (carga nominal)	$R_d = 0,225 \Omega$
$n = 1,2$	$K_{IL\alpha} = K_{IL\beta} = 0,00156 \Omega$	$K_{inv3F} = 530,6$
$V_{cc} = 510 \text{ V}$	-	-

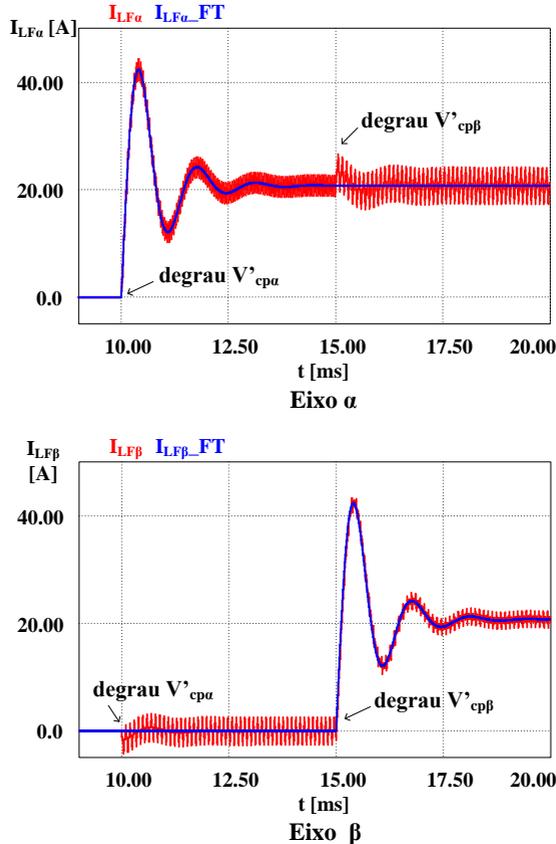


Figura 6.7 – Comparação da resposta ao degrau entre as funções de transferências e o circuito elétrico, para as componentes ortogonais α e β das correntes dos indutores do inversor.

O controle do paralelismo é baseado na realimentação das correntes dos indutores do filtro LC do próprio inversor. Portanto, com as funções de transferências de (6.72) e (6.73) é possível representar a malha de controle do paralelismo, para as componentes ortogonais α e β , através dos diagramas de blocos da Figura 6.8. Os ganhos das realimentações das correntes, $K_{IL\alpha}$ e $K_{IL\beta}$, são as variáveis de ajuste do controle do paralelismo. O diagrama de blocos da Figura 6.8 e as funções de transferências (6.72) e (6.73) serão utilizados para encontrar os modelos do inversor para a malha de tensão, pois a malha de controle do paralelismo está localizada num laço interno da malha de tensão.

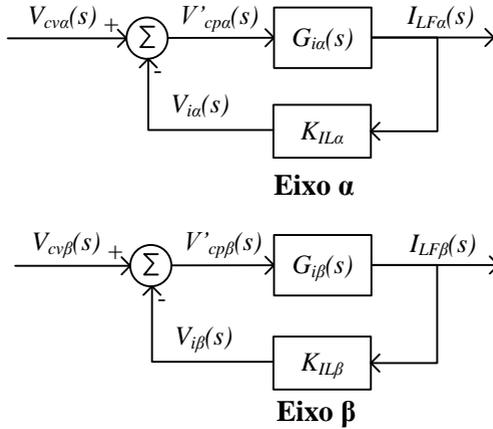


Figura 6.8 – Modelo do controle do paralelismo para as componentes ortogonais α e β .

6.4.2. Modelo Matemático do Inversor Trifásico para a Malha de Tensão

A seção anterior definiu modelos que descrevem as correntes dos indutores do inversor em função do sinal de controle. Partindo dessa informação, esta seção busca representar as tensões de saída do inversor em função das correntes dos indutores. Assim, como no estudo do inversor monofásico, as fontes de tensão e os indutores do circuito da Figura 6.6 são substituídos por fontes de correntes controladas na Figura 6.9. Essas fontes representam as correntes dos indutores.

As correntes dos circuitos da Figura 6.9 são descritas, na forma matricial, em (6.74).

$$\overrightarrow{I}_{L_F RST}(t) = C_F \cdot \frac{d}{dt} \overrightarrow{V}_{RST}(t) + \frac{\overrightarrow{V}_{RST}(t)}{R_o} \quad (6.74)$$

Aplicando a transformada de Clarke definida por (6.34) em (6.74), tem-se (6.75).

$$\overline{\mathbf{A}} \cdot \overrightarrow{I}_{L_F 0\alpha\beta}(t) = C_F \cdot \overline{\mathbf{A}} \cdot \frac{d}{dt} \overrightarrow{V}_{0\alpha\beta}(t) + \overline{\mathbf{A}} \cdot \frac{\overrightarrow{V}_{0\alpha\beta}(t)}{R_o} \quad (6.75)$$

Multiplicando (6.75) pela matriz $\overline{\mathbf{A}}^{-1}$, definida em (6.37), obtém-se (6.76). Multiplicando as matrizes de (6.76) determina-se (6.77).

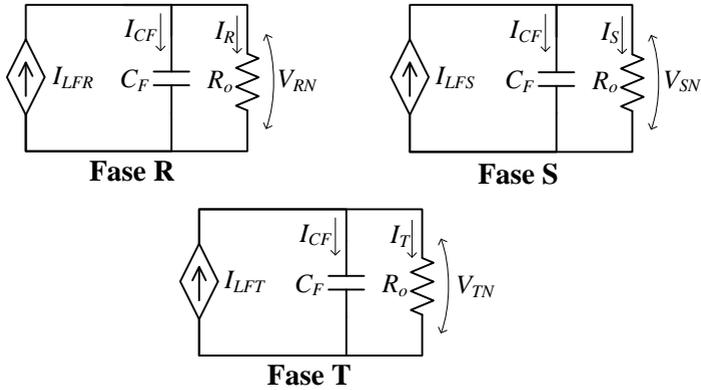


Figura 6.9 – Modelo do inversor por fase para a malha de tensão.

$$\vec{A}^{-1} \cdot \vec{A} \cdot \vec{I}_{L_f 0\alpha\beta}(t) = C_F \cdot \vec{A}^{-1} \cdot \vec{A} \cdot \frac{d}{dt} \vec{V}_{0\alpha\beta}(t) + \vec{A}^{-1} \cdot \vec{A} \cdot \frac{\vec{V}_{0\alpha\beta}(t)}{R_o} \quad (6.76)$$

$$\vec{I}_{L_f 0\alpha\beta}(t) = C_F \cdot \frac{d}{dt} \vec{V}_{0\alpha\beta}(t) + \frac{\vec{V}_{0\alpha\beta}(t)}{R_o} \quad (6.77)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (6.77), encontra-se (6.78). A impedância Z_3 de (6.78) é definida em (6.79). A expressão (6.78) descreve as tensões de saída do inversor trifásico em função das correntes dos indutores, em base $\alpha\beta 0$.

$$\vec{V}_{0\alpha\beta}(s) = Z_3 \cdot \vec{I}_{L_f 0\alpha\beta}(s) \quad (6.78)$$

$$Z_3 = \frac{1}{C_F \cdot s + 1/R_o} \quad (6.79)$$

As equações (6.78) e (6.79) permitem definir as funções de transferência das tensões de saída do inversor em função das correntes dos indutores. Esses modelos, denominados de $G_v(s)$, são apresentados em (6.80), (6.81) e (6.82) para as componentes 0, α e β , respectivamente.

$$\frac{V_0(s)}{I_{LF0}(s)} = G_{v0}(s) = \frac{1}{C_F \cdot s + 1/R_o} \quad (6.80)$$

$$\frac{V_\alpha(s)}{I_{LF\alpha}(s)} = G_{v\alpha}(s) = \frac{1}{C_F \cdot s + 1/R_o} \quad (6.81)$$

$$\frac{V_\beta(s)}{I_{LF\beta}(s)} = G_{v\beta}(s) = \frac{1}{C_F \cdot s + 1/R_o} \quad (6.82)$$

Os modelos (6.80), (6.81) e (6.82) das componentes 0, α e β são iguais aos encontrados na seção 3.4.2 para o inversor monofásico. As mesmas análises feitas na seção 3.4.2 são válidas para o inversor trifásico, por isso não serão repetidas novamente.

Os modelos do inversor trifásico, para a tensão de saída em função do sinal de controle da malha de tensão, são ilustrados na Figura 6.10 para as componentes ortogonais α e β . As funções de transferências que representam estes modelos são denominadas de $G_{v2\alpha}$ e $G_{v2\beta}$. É importante salientar que, estes modelos englobam as malhas de corrente dos indutores em laço fechado, como demonstrado na Figura 6.10.

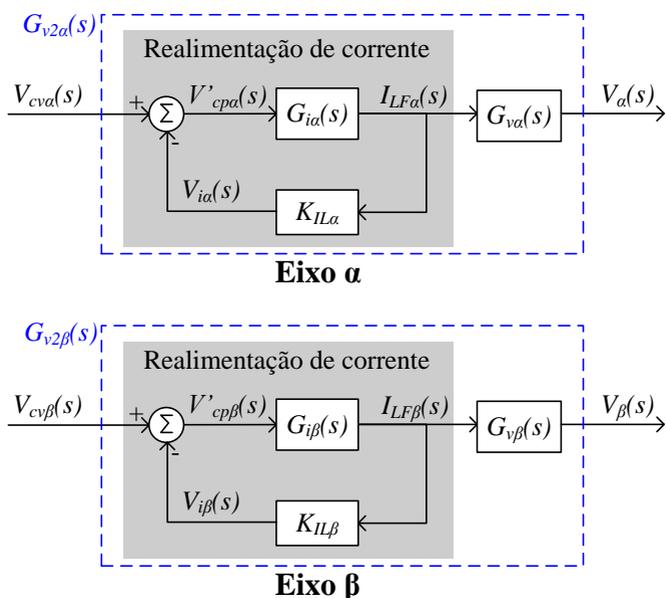


Figura 6.10 – Diagrama de blocos do modelo do inversor trifásico para as tensões de saída em função dos sinais de controle, em base $\alpha\beta 0$.

As funções de transferências $G_{v2\alpha}$ e $G_{v2\beta}$, definidas em (6.83) e (6.84), são definidas manipulando os blocos da Figura 6.10. Para encontrar em (6.83) e (6.84) são utilizadas as funções de transferências G_i e G_v apresentadas em (6.72), (6.73), (6.81) e (6.82). O ganho do inversor trifásico, denominado de K_{in3F} , é definido em (6.85).

$$\frac{V_{\alpha}(s)}{V_{cv\alpha}(s)} = G_{v2\alpha}(s) = \left\{ \frac{K_{inv3F}}{s^2 \cdot L_F \cdot C_F + s \cdot \left[\frac{L_F}{R_o} + K_{IL\alpha} \cdot C_F \cdot K_{inv3F} \right]} + \left[1 + \frac{K_{IL\alpha}}{R_o} \cdot K_{inv3F} \right] \right\} \quad (6.83)$$

$$\frac{V_{\beta}(s)}{V_{cv\beta}(s)} = G_{v2\beta}(s) = \left\{ \frac{K_{inv3F}}{s^2 \cdot L_F \cdot C_F + s \cdot \left[\frac{L_F}{R_o} + K_{IL\beta} \cdot C_F \cdot K_{inv3F} \right]} + \left[1 + \frac{K_{IL\beta}}{R_o} \cdot K_{inv3F} \right] \right\} \quad (6.84)$$

$$K_{inv3F} = \frac{V_{cc} \cdot n \cdot \sqrt{3}}{2 \cdot V_p} \quad (6.85)$$

As funções de transferência (6.83) e (6.84) representam as tensões de saída do inversor trifásico em função dos sinais de controle da malha de tensão, em base $\alpha\beta 0$. Observa-se que, as tensões das fases α e β são independentes e podem ser controladas individualmente, o que torna o sistema de controle idêntico ao do inversor monofásico apresentado no capítulo 3. Além disto, assim como no caso dos inversores monofásicos, a realimentação das correntes dos indutores influencia nos modelos de tensão do inversor através dos ganhos $K_{IL\alpha}$ e $K_{IL\beta}$.

A validação de (6.83) e (6.84) foi realizada confrontando as respostas das expressões com o circuito elétrico do inversor mostrado nas Figura 6.2 e Figura 6.3. A Figura 6.11 compara o comportamento das tensões α e β de saída do inversor, obtidas através do circuito elétrico e das funções de transferências (6.83) e (6.84). Durante a simulação é aplicado um degrau no sinal $V_{cv\alpha}$ no instante de 10ms e outro em $V_{cv\beta}$ em 15ms. Nas tensões das fases α e β da Figura 6.11 estão indicados os instantes em que são aplicados esses degraus nas referências. Os parâmetros utilizados na simulação são apresentados na Tabela 6.1.

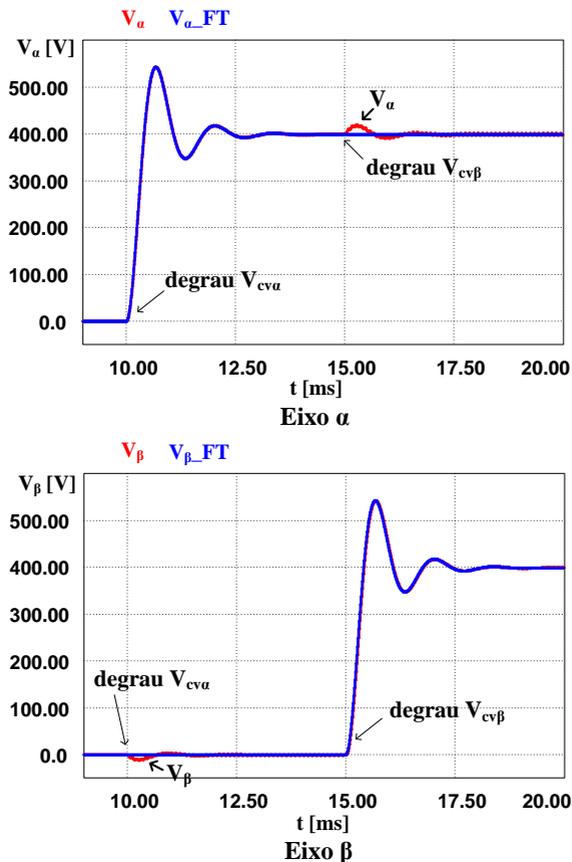


Figura 6.11 – Comparação da resposta ao degrau entre as funções de transferências e o circuito elétrico, para as tensões α e β de saída do inversor.

A análise da simulação mostrada na Figura 6.11 comprova que, as tensões obtidas pelo modelo representam corretamente as respostas dinâmicas e estáticas da tensão de saída do inversor. Nas tensões V_α e V_β reproduzidas pelo do circuito elétrico é possível verificar que, o degrau na referência de uma fase causa apenas uma pequena oscilação na tensão da outra fase. Esta independência entre as tensões α e β são conseqüências do desacoplamento implementado nas correntes α e β dos indutores. Se este desacoplamento não fosse realizado, o resultado da simulação de Figura 6.11 seria igual ao apresentado na Figura 6.12. Essa figura mostra que, a tensão β do circuito elétrico, V_β , é alterada com a aplicação do degrau no sinal de controle, V_{cva} , da fase α e, o mesmo acoplamento ocorre na tensão V_α em relação ao sinal $V_{cv\beta}$ da fase β .

Desta maneira, haveria uma regulação cruzada entre as variáveis α e β . Comparando os resultados da Figura 6.11 e da Figura 6.12, percebe-se que o desacoplamento proposto torna as variáveis dos eixos α e β totalmente independentes. Assim, as componentes ortogonais α e β são estudadas separadamente e o modelo de cada uma é idêntico ao modelo do inversor monofásico apresentado na seção 3.4.2. Portanto, as análises das respostas dinâmicas e estáticas e, a influência do controle do paralelismo no controle da tensão de saída, feitas naquele capítulo para o inversor monofásico são válidas para o inversor trifásico.

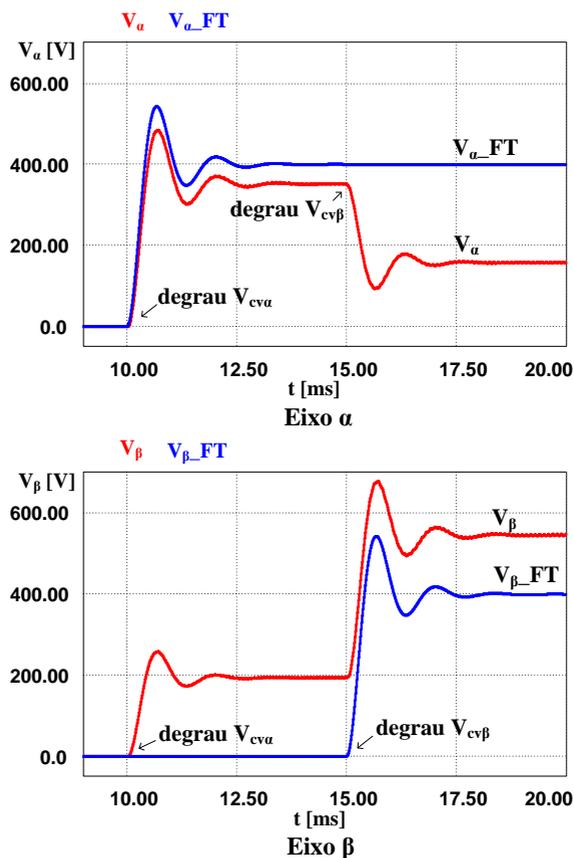


Figura 6.12 – Comparação da resposta ao degrau entre as funções de transferências e o circuito elétrico, para as tensões α e β de saída do inversor sem desacoplamento.

Por fim, é apresentada na Figura 6.13 a proposta de controle para a tensão de saída do inversor trifásico em base $\alpha\beta 0$, composto pelas malhas de tensão α e β .

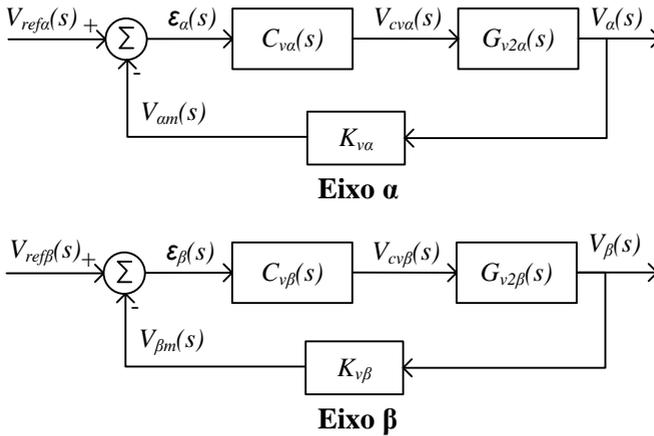


Figura 6.13 – Diagrama de blocos das malhas de tensão do inversor trifásico, em base $\alpha\beta 0$.

6.4.3. Modelo Matemático do Inversor Trifásico para a Corrente Média do Transformador

A existência de um nível contínuo nas correntes do transformador da Figura 6.2 pode levá-lo a saturação. Na seção 3.4.3 é abordado com detalhes o funcionamento do transformador, explicando como a parcela de corrente contínua atua e satura-o. Este estudo se aplica a este caso e não será aqui repetido.

As correntes do primário do transformador da Figura 6.2 são compostas pelas correntes de magnetização e de carga. Especificamente para esta análise, as correntes de carga são desprezadas, pois elas não provocam nível contínuo nas correntes do primário do transformador. Através do modelo do transformador monofásico para a corrente de magnetização, definido na seção 3.4.3, é apresentado na Figura 6.14 o modelo do transformador trifásico para as correntes de magnetização. Nessa figura, L_m e R_d indicam a indutância de magnetização e a resistência de enrolamento em uma bobina, respectivamente. Nesta análise, a indutância de magnetização é considerada constante e é desprezado o fenômeno da saturação magnética. Na Figura 6.14, o modelo do transformador considerada a conexão em delta do primário do transformador e o inversor PWM está sendo representado por seu

modelo simplificado. Como a construção física do primário do transformador, conectado em delta, na maioria das vezes não permite a medição das correntes de fase, o modelo matemático e o controle serão feitos para o nível contínuo nas correntes de linha do primário do transformador. Portanto, analisando-se o circuito da Figura 6.14, definem-se as correntes de linha em (6.86), (6.87) e (6.88).

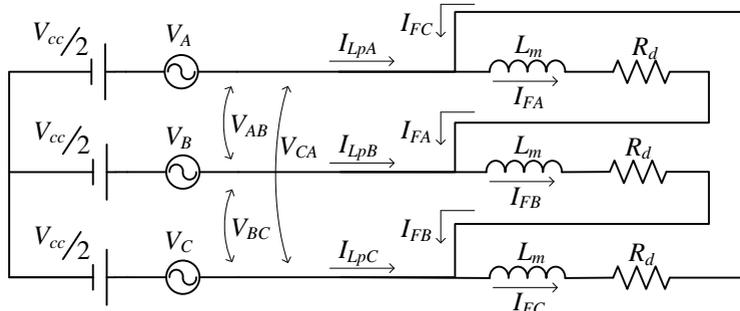


Figura 6.14 – Modelo do inversor trifásico para as correntes do primário do transformador.

$$I_{LpA}(t) = I_{FA}(t) - I_{FC}(t) \quad (6.86)$$

$$I_{LpB}(t) = I_{FB}(t) - I_{FA}(t) \quad (6.87)$$

$$I_{LpC}(t) = I_{FC}(t) - I_{FB}(t) \quad (6.88)$$

Os enrolamentos do transformador trifásico na conexão em delta são submetidos às tensões de linha fornecida pelo inversor, como ilustrado na Figura 6.14. Desta forma, pode-se representar as tensões aplicadas nas bobinas pelos circuitos equivalentes mostrados na Figura 6.15. As correntes de fase das bobinas do primário do transformador trifásico, definidas em (6.89), (6.90) e (6.91), são encontradas analisando os circuitos da Figura 6.15. É importante enfatizar que, mesmo utilizando o circuito equivalente da Figura 6.15, continuam sendo válidas as expressões (6.92) e (6.93) do sistema trifásico da Figura 6.14.

$$I_{FA}(t) = \frac{V_{AB}(t)}{R_d} - \frac{L_m}{R_d} \cdot \frac{d}{dt} I_{FA}(t) \quad (6.89)$$

$$I_{FB}(t) = \frac{V_{BC}(t)}{R_d} - \frac{L_m}{R_d} \cdot \frac{d}{dt} I_{FC}(t) \quad (6.90)$$

$$I_{FC}(t) = \frac{V_{CA}(t)}{R_d} - \frac{L_m}{R_d} \cdot \frac{d}{dt} I_{FC}(t) \quad (6.91)$$

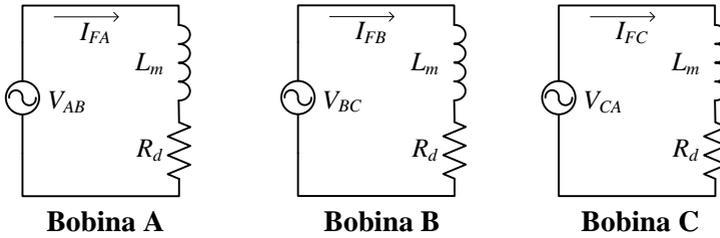


Figura 6.15 – Circuito equivalente, por fase, da alimentação do transformador trifásico.

$$V_{AB}(t) + V_{BC}(t) + V_{CA}(t) = 0 \quad (6.92)$$

$$I_{LpA}(t) + I_{LpB}(t) + I_{LpC}(t) = 0 \quad (6.93)$$

Substituindo-se (6.89) e (6.91) em (6.86), obtém-se (6.94).

$$V_{AB}(t) - V_{CA}(t) = R_d \cdot I_{LpA}(t) + L_m \cdot \frac{d}{dt} I_{FA}(t) - I_{FC}(t) \quad (6.94)$$

As tensões de linha da expressão (6.94) são definidas em (6.10) e (6.12) em função das razões cíclicas. Ao aplicar (6.10), (6.12) e (6.86) em (6.94), obtém-se (6.95) que, relaciona a corrente da linha A com as razões cíclicas do inversor. Executando o mesmo procedimento, substituindo (6.10), (6.11), (6.12), (6.89), (6.90) e (6.91) em (6.87) e (6.88), também se obtém as relações entre as correntes das linhas B e C e as razões cíclicas do inversor, como mostradas em (6.96) e (6.97).

$$V_{cc} \cdot +2 \cdot d_A(t) - d_B(t) - d_C(t) = R_d \cdot I_{LpA}(t) + L_m \cdot \frac{d}{dt} I_{LA}(t) \quad (6.95)$$

$$V_{cc} \cdot -d_A(t) + 2 \cdot d_B(t) - d_C(t) = R_d \cdot I_{LpB}(t) + L_m \cdot \frac{d}{dt} I_{LB}(t) \quad (6.96)$$

$$V_{cc} \cdot -d_A(t) - d_B(t) + 2 \cdot d_C(t) = R_d \cdot I_{LpC}(t) + L_m \cdot \frac{d}{dt} I_{LC}(t) \quad (6.97)$$

Com auxílio da matriz \vec{F} , definida em (6.98), representa-se as expressões (6.95) (6.96) e (6.97) na forma matricial, como mostrado em (6.99).

$$\vec{F} \triangleq \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (6.98)$$

$$V_{cc} \cdot \vec{F} \cdot \vec{d}_{ABC}(t) = R_d \cdot \vec{I}_{L_{ABC}}(t) + L_m \cdot \frac{d}{dt} \left(\vec{I}_{L_{ABC}}(t) \right) \quad (6.99)$$

O vetor das correntes do primário, $\vec{I}_{L_{ABC}}(t)$, de (6.99) é definido em (6.100).

$$\vec{I}_{L_{ABC}}(t) \triangleq \begin{bmatrix} I_{L_{pA}}(t) \\ I_{L_{pB}}(t) \\ I_{L_{pC}}(t) \end{bmatrix} \quad (6.100)$$

Aplicando a transformada de Clarke, definida em (6.34) e (6.35), em (6.99), tem-se (6.101). Multiplicando (6.101) pela matriz \vec{A}^{-1} , obtém-se (6.102). As matrizes da transformada e da transformada inversa de Clarke, \vec{A} e \vec{A}^{-1} , foram definidas em (6.36) e (6.37).

$$V_{cc} \cdot \vec{F} \cdot \vec{A} \cdot \vec{d}_{0\alpha\beta}(t) = R_d \cdot \vec{A} \cdot \vec{I}_{L_{p0\alpha\beta}}(t) + L_m \cdot \frac{d}{dt} \left(\vec{A} \cdot \vec{I}_{L_{p0\alpha\beta}}(t) \right) \quad (6.101)$$

$$V_{cc} \cdot \vec{A}^{-1} \cdot \vec{F} \cdot \vec{A} \cdot \vec{d}_{0\alpha\beta}(t) = R_d \cdot \vec{I}_{L_{p0\alpha\beta}}(t) + L_m \cdot \frac{d}{dt} \left(\vec{I}_{L_{p0\alpha\beta}}(t) \right) \quad (6.102)$$

A multiplicação de $\vec{A}^{-1} \cdot \vec{F} \cdot \vec{A}$ da equação (6.102) é mostrada em (6.103). A matriz resultante dessa multiplicação é denominada de \vec{G} .

$$\vec{A}^{-1} \cdot \vec{F} \cdot \vec{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \triangleq \vec{G} \quad (6.103)$$

Substituindo-se (6.103) em (6.102), determina-se (6.104), que relaciona as correntes de linha de magnetização do primário do transformador em função das razões cíclicas do inversor, em base $\alpha\beta 0$. A matriz \vec{G} mostra que as componentes ortogonais α e β são desacopladas e que o inversor não consegue impor a componente de seqüência zero.

$$V_{cc} \cdot \vec{G} \cdot \vec{d}_{0\alpha\beta}(t) = R_d \cdot \vec{I}_{L_{p0\alpha\beta}}(t) + L_m \cdot \frac{d}{dt} \left(\vec{I}_{L_{p0\alpha\beta}}(t) \right) \quad (6.104)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (6.104), tem-se (6.105). A expressão (6.105) permite definir em (6.106), (6.107) e (6.108) as funções de transferências das correntes do primário do transformador em função das razões cíclicas, em base $\alpha\beta$.

$$\overrightarrow{I_{LP0\alpha\beta}}(s) = \left(\frac{V_{cc}}{L_m \cdot s + R_d} \right) \cdot \vec{G} \cdot \overrightarrow{d_{0\alpha\beta}}(s) \quad (6.105)$$

$$\frac{I_{L0}(s)}{d_0(s)} = 0 \quad (6.106)$$

$$\frac{I_{LP\alpha}(s)}{d_\alpha(s)} = \frac{3 \cdot V_{cc}}{L_m \cdot s + R_d} \quad (6.107)$$

$$\frac{I_{LP\beta}(s)}{d_\beta(s)} = \frac{3 \cdot V_{cc}}{L_m \cdot s + R_d} \quad (6.108)$$

Os modelos de (6.107) e (6.108) foram validados através de simulação, na qual foram confrontadas as respostas das funções transferências com o circuito elétrico da Figura 6.14. Os resultados dessa simulação são mostrados na Figura 6.16, na qual é aplicado um degrau positivo em d_α em 0 segundo, um degrau positivo em d_β em 6 segundos e um degrau negativo em d_α em 12 segundos. Os resultados da Figura 6.16 mostram que, as correntes I_{LP} do circuito elétrico estão sobrepostas às correntes I_{LP_FT} geradas pelas funções de transferências. Portanto, os modelos de (6.107) e (6.108) representam corretamente as respostas dinâmicas e estáticas das correntes de magnetização do transformador. Os parâmetros utilizados na simulação são apresentados na Tabela 6.1.

As correntes α e β do primário do transformador, descritas em (6.107), (6.108) e simuladas na Figura 6.16, também estão desacopladas como nos modelos dos itens 6.4.1 e 6.4.2. Assim, as componentes α e β são analisadas separadamente e o modelo de cada uma é idêntico ao modelo do inversor monofásico estudado no capítulo 3. Portanto, o estudo da influência das malhas de tensão e de paralelismo no controle da corrente média do transformador, deduzido seção 3.4.3, é válido para o caso trifásico. Com base no estudo da seção 3.4.3 e as funções de transferências de (6.107) e (6.108), define-se em (6.109) e (6.110) as funções de transferência $G_{ICC\alpha}$ e $G_{ICC\beta}$,

$$G_{ICC\alpha}(s) = \frac{I_{m\alpha}(s)}{V_{off-set,\alpha}(s)} = \frac{1}{n \cdot K_v} \cdot \frac{3}{L_m \cdot s + R_d} \quad (6.109)$$

$$G_{ICC\beta}(s) = \frac{I_{m\beta}(s)}{V_{off-set_\beta}(s)} = \frac{1}{n \cdot K_v} \cdot \frac{3}{L_m \cdot s + R_d} \quad (6.110)$$

onde $I_{m\alpha}$ é a componente α da corrente de magnetização do transformador;

$I_{m\beta}$ é a componente β da corrente de magnetização do transformador;

$V_{off-set_\alpha}$ é o valor contínuo da componente α do sinal de controle;

$V_{off-set_\beta}$ é o valor contínuo da componente β do sinal de controle,

e;

K_v é o ganho do sensor da malha da tensão de saída do inversor.

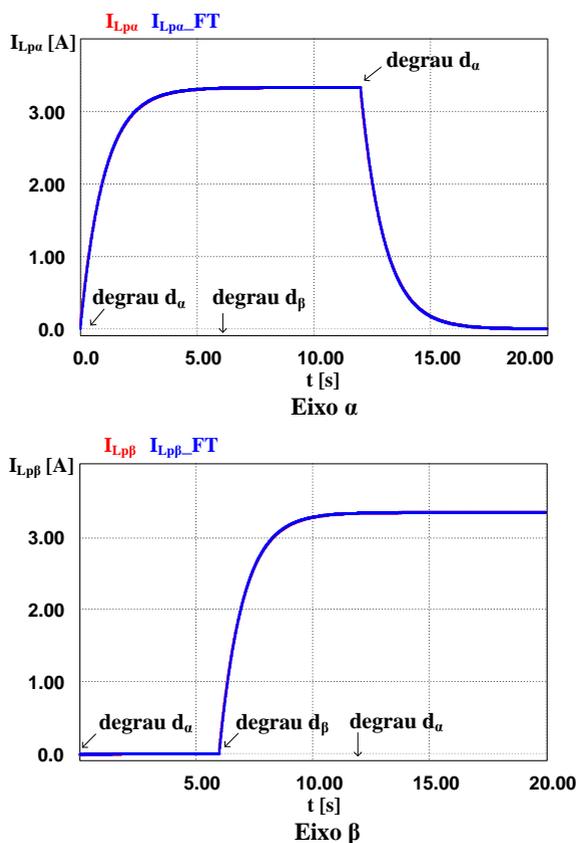


Figura 6.16 – Comparação da resposta ao degrau entre as funções de transferências e o circuito elétrico, para as correntes magnetizantes α e β do primário do transformador.

Os modelos apresentados em (6.109) e (6.110) representam as correntes de magnetização do transformador em função do valor contínuo aplicado no modulador PWM. Essas funções, como na seção 3.4.3, consideram a influência das outras duas malhas de controle. Por fim, são construídos os diagramas de blocos do controle da corrente média do transformador, em base $\alpha\beta 0$, mostrados na Figura 6.17.

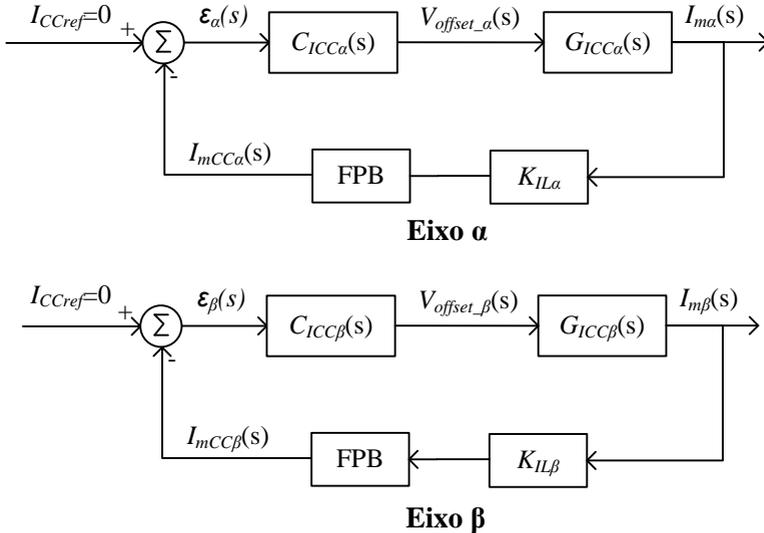


Figura 6.17 – Diagrama de blocos das malhas de controle da corrente média do transformador, em base $\alpha\beta 0$.

6.5. IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE DO PARALELISMO ATRAVÉS DA REALIMENTAÇÃO DAS CORRENTES DO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR.

A proposta de controle do paralelismo abortada neste estudo é baseada na realimentação das correntes dos indutores do filtro LC do inversor. A estratégia de controle apresentada na seção 6.3 utiliza as correntes dos indutores no lado secundário do transformador, mas ela também pode ser implementada utilizando as correntes medidas no primário do transformador, que o princípio da técnica se mantém. Portanto, nesta sessão serão abordadas as vantagens, desvantagens e diferenças nos modelos matemáticos ao implementar o controle o paralelismo medindo as correntes dos indutores no primário do transformador.

O controle do paralelismo realimentando as correntes do primário do transformador possui duas desvantagens. A primeira é que esta variável é composta pelas correntes de carga e magnetizante do transformador (desprezando a alta frequência do filtro LC). Sendo somente a informação da corrente de carga que interessa para o controle do paralelismo. A segunda desvantagem é que os níveis de correntes medidos são maiores em relação ao secundário do transformador.

A vantagem dessa opção é que, podem ser utilizados os mesmos sensores para as malhas de controle do paralelismo e de corrente média no primário do transformador. Além disto, como o primário do transformador está conectado em delta, é possível medir somente duas correntes e estimar a terceira. Essa estratégia diminui de 5 para 2 o número de sensores de corrente no circuito de controle, o que pode ser uma grande vantagem em algumas aplicações. Essa nova configuração do controle é apresentada na Figura 6.18. Percebe-se na figura, que as medidas das correntes do primário do transformador são utilizadas pelas duas malhas de corrente do sistema de controle.

O inversor de tensão trifásico, com o controle do paralelismo baseado na corrente do primário do transformador, é representado por modelos matemáticos diferentes aos deduzidos na seção 6.4. Isto porque, neste caso precisa-se de modelos que representem as correntes do primário do transformador em função das razões cíclicas e , depois, modelos da tensão de saída em função das correntes do primário do transformador. A metodologia de análise para encontrar os modelos matemáticos é a mesma aplicada na 6.4, por isso não será apresentado todos os passos intermediários. Já os modelos do inversor para a malha de corrente média no transformador permanece o mesmo para as duas implementações da estratégia de controle, por isso não será deduzido novamente.

6.5.1. Modelo matemático do Inversor para a Corrente de Carga no Primário do Transformador

Esta seção apresenta um procedimento para encontrar o modelo matemático das correntes existentes no primário do transformador devido à carga do inversor, pois o objetivo é usar esta informação no controle do paralelismo. Por isso, serão desprezadas as correntes de magnetização e de alta frequência, que também circulam pelo primário do transformador. Assim, no fim desta seção essas correntes serão descritas matematicamente em base $\alpha\beta$ e em função das razões cíclicas dos “braços” do inversor.

Refletindo os filtros LC e as cargas R_o do secundário do transformador da Figura 6.5 para o lado primário, tem-se o circuito da Figura 6.19. Ao analisar este circuito, consegue-se escrever em (6.111), na forma matricial, as correntes do primário em função das razões cíclicas. Nessa equação, o vetor $\overline{I_{LpABC}}$ representa as correntes de linha do primário do transformador. O desenvolvimento matemático para encontrar (6.111) é parecido ao apresentado em na seção 6.4.3. A matriz \overline{F} é definida em (6.98).

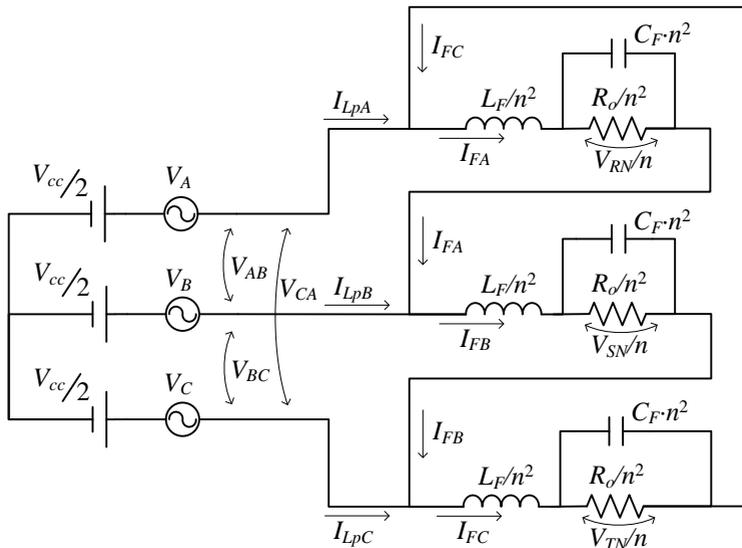


Figura 6.19 – Circuito equivalente do inversor trifásico para as correntes de carga no primário do transformador.

$$\left[\begin{array}{c} V_{cc} \cdot n^2 \cdot C_F \cdot \frac{d}{dt} \overline{F} \cdot \overline{d_{ABC}}(t) + \frac{V_{cc} \cdot n^2}{R_o} \cdot \overline{F} \cdot \overline{d_{ABC}}(t) \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} C_F \cdot L_F \cdot \frac{d^2}{dt} \overline{I_{LpABC}}(t) + \frac{L_F}{R_o} \cdot \frac{d}{dt} \overline{I_{LpABC}}(t) + \overline{I_{LpABC}}(t) \end{array} \right] \quad (6.111)$$

Aplicando as transformadas de Clarke e Laplace em (6.111), obtém-se (6.112).

$$\begin{bmatrix} V_{cc} \cdot n^2 \cdot C_F \cdot \vec{G} \cdot \overline{d_{0\alpha\beta}}(s) \cdot s + \frac{V_{cc} \cdot n^2}{R_o} \cdot \vec{G} \cdot \overline{d_{0\alpha\beta}}(s) \\ C_F \cdot L_F \cdot \overline{I_{Lp0\alpha\beta}}(s) \cdot s^2 + \frac{L_F}{R_o} \cdot \overline{I_{Lp0\alpha\beta}}(s) \cdot s + \overline{I_{Lp0\alpha\beta}}(s) \end{bmatrix} = \quad (6.112)$$

A matriz \vec{G} de (6.112) é definida em (6.103).

Representando os elementos dos vetores e das matrizes e, fazendo algumas manipulando matemática, é possível reescrever (6.112) em (6.113).

$$\begin{bmatrix} I_{Lp0}(s) \\ I_{Lp\alpha}(s) \\ I_{Lp\beta}(s) \end{bmatrix} = n^2 \cdot V_{cc} \cdot \frac{\left(C_F \cdot s + \frac{1}{R_o} \right)}{\left(L_F \cdot C_F \cdot s^2 + \frac{L_F}{R_o} \cdot s + 1 \right)} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_0(s) \\ d_\alpha(s) \\ d_\beta(s) \end{bmatrix} \quad (6.113)$$

Substituindo as definições das razões cíclicas de (6.69), (6.70) e (6.71) em (6.113), são definidas as funções de transferências de (6.114), (6.115) e (6.116), que descrevem as correntes do primário do transformador em função dos sinais de controle, todos em base $\alpha\beta 0$. Essas funções de transferências são denominadas de G_{iLp} .

$$\frac{I_{Lp0}(s)}{V_{cp0}(s)} = G_{iLp0}(s) = 0 \quad (6.114)$$

$$\frac{I_{Lp\alpha}(s)}{V_{cp\alpha}(s)} = G_{iLp\alpha}(s) = \frac{\left(C_F \cdot s + \frac{1}{R_o} \right)}{\left(L_F \cdot C_F \cdot s^2 + \frac{L_F}{R_o} \cdot s + 1 \right)} \cdot \left(\frac{3 \cdot n^2 \cdot V_{cc}}{2 \cdot V_p} \right) \quad (6.115)$$

$$\frac{I_{Lp\beta}(s)}{V_{cp\beta}(s)} = G_{iLp\beta}(s) = \frac{\left(C_F \cdot s + \frac{1}{R_o} \right)}{\left(L_F \cdot C_F \cdot s^2 + \frac{L_F}{R_o} \cdot s + 1 \right)} \cdot \left(\frac{3 \cdot n^2 \cdot V_{cc}}{2 \cdot V_p} \right) \quad (6.116)$$

As respostas ao degrau das funções de transferências (6.115) e (6.116) foram confrontadas com as correntes do primário do transformador do inversor da Figura 6.2. Durante a simulação, foi aplicado um degrau no sinal $V_{cp\alpha}$ no instante de 10ms e outro em $V_{cp\beta}$ em 15ms. As respostas $I_{Lp\alpha_FT}$ e $I_{Lp\beta_FT}$ das funções das expressões (6.115) e (6.116), e as correntes $I_{Lp\alpha}$ e $I_{Lp\beta}$ do circuito elétrico são

apresentadas na Figura 6.20. A simulação comprova que o modelo representa corretamente a resposta estática e dinâmica das correntes do primário do transformador. Os parâmetros utilizados nessa simulação são os mesmos apresentados na Tabela 6.1.

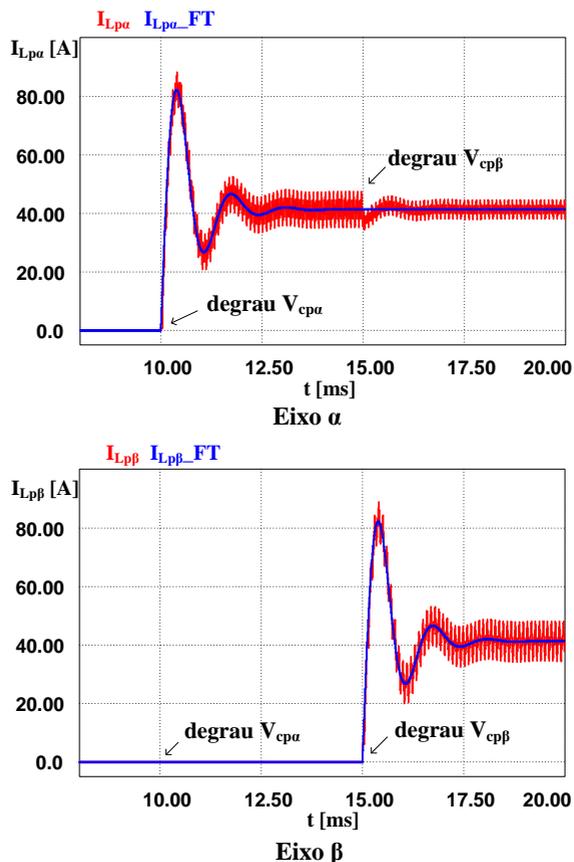


Figura 6.20 – Comparação da resposta ao degrau entre as funções de transferências e o circuito elétrico, para as correntes α e β do primário do transformador.

6.5.2. Modelo Matemático do Inversor para as Tensões de Saída em Função das Correntes de Carga no Primário do Transformador

A análise dos circuitos da Figura 6.19 permite escrever funções matemáticas que relacionam a tensão de saída em função das correntes

do primário do transformador. Essa relação, em base ABC, é mostrada em (6.117).

$$\overline{I}_{LpABC}(t) = n \cdot C_F \cdot \overline{H} \cdot \frac{d}{dt}(\overline{V}_{RST}(t)) + \frac{n}{R_o} \cdot \overline{H} \cdot \overline{V}_{RST}(t) \quad (6.117)$$

A matriz \overline{H} de (6.117) é definida em (6.118).

$$\overline{H} \triangleq \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.118)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (6.117), obtém-se a expressão (6.119). A matriz \overline{J} de (6.119), definida em (6.120), demonstra um acoplamento entre as tensões α e β em relação às correntes do primário do transformador. Assim, como na seção 6.4.1, propõe-se um desacoplamento através da transformada definida em (6.121) e (6.122).

$$\overline{I}_{Lp0\alpha\beta}(t) = n \cdot C_F \cdot \overline{J} \cdot \frac{d}{dt}(\overline{V}_{0\alpha\beta}(t)) + \frac{n}{R_o} \cdot \overline{J} \cdot \overline{V}_{0\alpha\beta}(t) \quad (6.119)$$

$$\overline{A}^{-1} \cdot \overline{H} \cdot \overline{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & \sqrt{3}/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & 3/2 \end{bmatrix} \triangleq \overline{J} \quad (6.120)$$

$$\overline{V}_{0\alpha\beta} = \overline{L} \cdot \overline{V}'_{0\alpha\beta} \quad (6.121)$$

$$\overline{V}'_{0\alpha\beta} = \overline{L}^{-1} \cdot \overline{V}_{0\alpha\beta} \quad (6.122)$$

Sendo a matriz \overline{L} , usada pela nova transformada, definida em (6.123).

$$\overline{L} \triangleq \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -1/2 \\ 0 & 1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (6.123)$$

A transformada apresentada em (6.121) e (6.122), feita através da matriz de (6.123), mantém a potência invariante do sistema, pois a equação (6.124) é válida.

$$\bar{L}^{-1} = \bar{L}^T \quad (6.124)$$

A expressão (6.125) é obtida substituindo (6.121) em (6.119). A matriz \bar{M} , definida em (6.126), é resultante da multiplicação das matrizes \bar{J} e \bar{L} .

$$\overrightarrow{I_{Lp0\alpha\beta}}(t) = n \cdot C_F \cdot \bar{M} \cdot \frac{d}{dt} \left(\overrightarrow{V'_{0\alpha\beta}}(t) \right) + \frac{n}{R_o} \cdot \bar{M} \cdot \overrightarrow{V'_{0\alpha\beta}}(t) \quad (6.125)$$

$$\bar{J} \cdot \bar{L} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \triangleq \bar{M} \quad (6.126)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (6.125) e manipulando-a, tem-se (6.127), em que os elementos dos vetores e das matrizes são representados.

$$\begin{bmatrix} I_{Lp0}(s) \\ I_{Lp\alpha}(s) \\ I_{Lp\beta}(s) \end{bmatrix} = n \cdot \left(C_F \cdot s + \frac{1}{R_o} \right) \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V'_0(s) \\ V'_\alpha(s) \\ V'_\beta(s) \end{bmatrix} \quad (6.127)$$

A expressão (6.127) mostra que as componentes α e β estão desacopladas. Através de (6.127) são definidas as funções de transferências (6.128), (6.129) e (6.130), que descrevem as tensões de saída do inversor em função das correntes do primário do transformador, em base $\alpha\beta 0$. Essas funções de transferências são denominadas de G_{vp} .

$$\frac{V'_0(s)}{I_{Lp0}(s)} = G_{vp0} = 0 \quad (6.128)$$

$$\frac{V'_\alpha(s)}{I_{Lp\alpha}(s)} = G_{vp\alpha} = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot n \cdot \left(C_F \cdot s + \frac{1}{R_o} \right)} \quad (6.129)$$

$$\frac{V'_\beta(s)}{I_{Lp\beta}(s)} = G_{vp\beta} = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot n \cdot \left(C_F \cdot s + \frac{1}{R_o} \right)} \quad (6.130)$$

As funções de transferências definidas em (6.115), (6.116), (6.129) e (6.130), permitem construir os diagramas de blocos mostrado na Figura 6.21. Esses diagramas representam os modelos das malhas de tensão do inversor trifásico para as componentes ortogonais α e β . Nota-se que, os diagramas consideram o controle do paralelismo realimentando as correntes do primário do transformador.

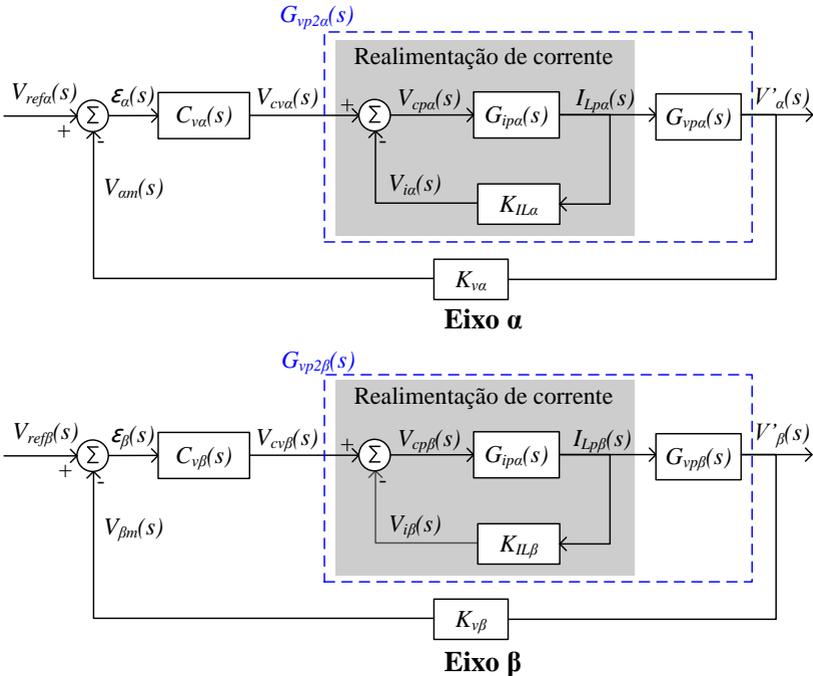


Figura 6.21 – Diagrama de blocos das malhas de tensão do inversor trifásico, em base $\alpha\beta 0$, com o controle do paralelismo realimentando das correntes do primário do transformador.

As funções de transferências $G_{vp2\alpha}$ e $G_{vp2\beta}$, ilustradas na Figura 6.21, representam o modelo do inversor para a malha de tensão e são definidas em (6.131) e (6.132). Estas expressões mostram novamente que, a realimentação das correntes para fazer o controle do paralelismo influencia os modelos de tensão do inversor através dos ganhos $K_{IL\alpha}$ e $K_{IL\beta}$. As funções (6.131) e (6.132) são idênticas as encontradas em (6.83) e (6.84), ou seja, o controle do paralelismo pode realimentar as correntes do primário ou as do secundário do transformador, que o modelo de tensão do inversor permanece o mesmo. O ganho K_{in3F} de (6.131) e (6.132) é definido em (6.85).

$$\frac{V_{\alpha}'(s)}{V_{cv\alpha}(s)} = G_{vp2\alpha}(s) = \left\{ \frac{K_{inv3F}}{s^2 \cdot L_F \cdot C_F + s \cdot \left[\frac{L_F}{R_o} + K_{IL\alpha} \cdot C_F \cdot K_{inv3F} \right]} + \left[1 + \frac{K_{IL\alpha}}{R_o} \cdot K_{inv3F} \right] \right\} \quad (6.131)$$

$$\frac{V_{\beta}'(s)}{V_{cv\beta}(s)} = G_{vp2\beta}(s) = \left\{ \frac{K_{inv3F}}{s^2 \cdot L_F \cdot C_F + s \cdot \left[\frac{L_F}{R_o} + K_{IL\beta} \cdot C_F \cdot K_{inv3F} \right]} + \left[1 + \frac{K_{IL\beta}}{R_o} \cdot K_{inv3F} \right] \right\} \quad (6.132)$$

Com o objetivo de validar os modelos de (6.131) e (6.132), a Figura 6.22 compara as tensões V_{α} e V_{β} obtidas através do circuito elétrico com as tensões V_{α_FT} e V_{β_FT} geradas pelas funções de transferências (6.131) e (6.132). Durante a simulação são aplicados degraus nos sinais $V_{cv\alpha}$ e $V_{cv\beta}$ em instantes diferentes, como anotado na Figura 6.22. Os parâmetros simulados estão na Tabela 6.1. Os resultados da simulação validam os modelos, pois estes representam corretamente o circuito elétrico. Além disto, também comprovam desacoplamento entre as tensões V_{α} e V_{β} .

6.6. METODOLOGIA DE PROJETO DOS COMPENSADORES

O projeto dos compensadores das malhas da tensão de saída e das correntes médias do inversor trifásico segue os mesmos procedimentos apresentados na seção 3.5. Assim, deve-se aplicar a metodologia de projeto do compensador de tensão do item 3.5.1 e da corrente média do item 3.5.2 para encontrar os compensadores das componentes α e β das duas malhas de controle. Portanto, a planilha do Anexo A também é utilizada no projeto desses controladores.

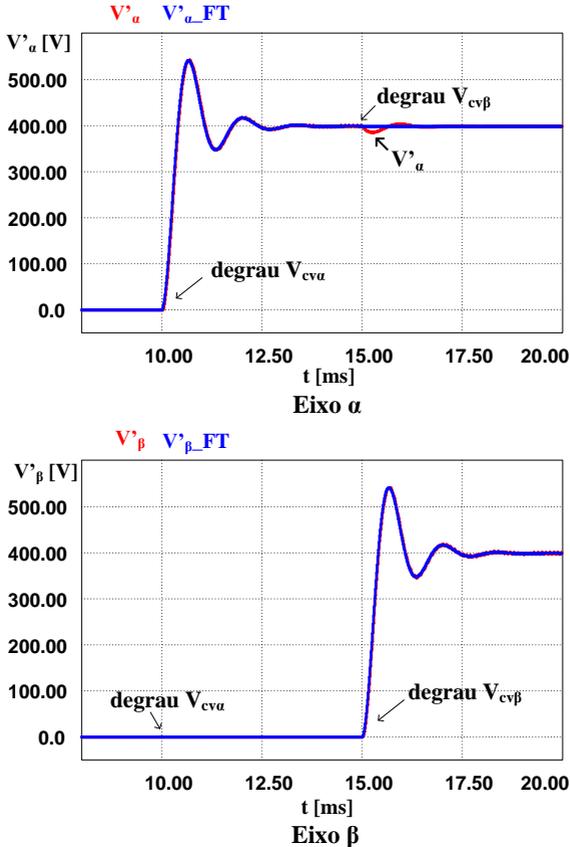


Figura 6.22 – Comparação da resposta ao degrau entre as funções de transferências e o circuito elétrico, para as tensões α e β de saída do inversor trifásico.

6.7. ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE DOS INVERSORES TRIFÁSICOS CONECTADOS EM PARALELO

A análise em regime permanente dos inversores conectados em paralelo permite estudar a operação do sistema, simular as conseqüências das variações paramétricas e projetar adequadamente os controladores do paralelismo.

A operação em paralelo dos inversores também pode ser analisada em base $\alpha\beta 0$. Assim, é possível representar todos os inversores conectados em paralelo por seus modelos em componentes ortogonais α e β . Com isso, o paralelismo dos inversores alimentando uma carga é

analisado matematicamente através da conexão em paralelo dos modelos das componentes α e β dos inversores e da carga. Além disto, ao usar o modelo proposto neste trabalho, obtêm que as variáveis α e β estarão desacopladas entre si, ou seja, independentes. Assim, o modelo de uma componente (α ou β) do sistema inteiro (inversores trifásicos conectados em paralelo e a carga) é igual ao modelo do paralelismo dos inversores monofásicos. Sendo assim, toda a análise apresentada no capítulo 4 para o caso monofásico é aplicada para cada componente ortogonal do modelo que representa os inversores trifásicos conectados em paralelo.

Portanto, a planilha do Apêndice B, apresentada para o estudo do paralelismo de inversores monofásicos, também é usada no estudo do paralelismo de inversores trifásicos. O resultado da análise do paralelismo, feita através das componentes α e β do sistema, permite encontrar os valores adequados dos controladores do paralelismo $K_{IL\alpha}$ e $K_{IL\beta}$.

6.8. CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou uma proposta para o paralelismo de inversores trifásicos. Inicialmente, foi escolhida a estrutura do inversor de tensão trifásico que possui isolamento galvânico e 4 fios na saída (3 fases e 1 neutro). Depois, foi apresentada a proposta de controle que permite conectar esses inversores em paralelo. Esta estratégia também é baseada na realimentação das correntes dos indutores e na atuação na tensão de entrada do filtro LC, como apresentado para os inversores monofásicos.

Os controles da tensão de saída e do paralelismo são feitos com variáveis de valores médios quase instantâneos, ou seja, ambos são controles instantâneos. Além disto, a estratégia de controle do inversor foi desenvolvida em base $\alpha\beta$. Durante o estudo foram determinados os modelos matemáticos que representam o inversor, necessários para o projeto dos compensadores. Os modelos encontrados possuem as componentes ortogonais α e β desacopladas, o que permite analisar e projetar os compensadores de cada eixo individualmente.

7. PROJETO, SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO PARALELISMO DE INVERSORES TRIFÁSICOS DE TENSÃO

7.1. INTRODUÇÃO

Este capítulo tem como objetivo comprovar experimentalmente a estratégia de controle proposta para o paralelismo de inversores trifásicos de tensão. O texto está dividido em três seções: projeto, simulações e implementação. Na primeira etapa é apresentado o projeto dos circuitos de potência e de controle de um inversor. Nas etapas seguintes são realizados testes, através de simulações e ensaios experimentais, com dois inversores trifásicos de tensão em paralelo.

7.2. PROJETO

O intuito deste item é apresentar o projeto dos circuitos de potência e de controle do inversor de tensão trifásico.

7.2.1. Projeto Circuito de Potência

O protótipo construído para o estudo experimental contém dois inversores trifásicos de 5 kVA, implementados através do módulo *Three Phase Inverter SKS 25F B6U+B6CI 09 V12* do fabricante SEMIKRON [116]. A alimentação do módulo foi realizada através da rede elétrica, com uma tensão de 380 V *rms* de linha. A capacitância e a indutância do filtro LC foram projetados através da planilha do Apêndice A, usando o critério de máxima ondulação de corrente e de tensão. A relação de transformação do transformador isolador foi definida para disponibilizar na saída do inversor uma tensão de fase de 220 V *rms* (380 V *rms* de linha). O circuito elétrico de potência do inversor trifásico é apresentado no Apêndice E, e os seus principais parâmetros estão na Tabela 7.1.

A indutância necessária no filtro LC foi refletida para o primário do transformador, com o objetivo de usar indutores menores. Como a indutância de dispersão do transformador, refletida para a linha do lado da conexão delta, é de 140 μH , foram adicionados indutores externos de 400 μH para obter os 540 μH especificados em L_F .

Tabela 7.1 – Dado do projeto dos inversores trifásico de 5 kVA.

<i>Capacitância do filtro LC</i>	$C_F=18 \mu\text{F}$
<i>Indutância do filtro LC</i> ¹	$L_F= 540 \mu\text{H}$
<i>Ondulação de tensão</i>	$\Delta V_0=0,4\%$
<i>Ondulação de corrente</i>	$\Delta I_{LF}=30\%$
<i>Frequência de comutação</i>	$f_s=10080 \text{ Hz}$
<i>Relação de transformação</i> ²	$n = 1:1,2$
<i>Tensões de linha no transformador</i>	190/380 V <i>rms</i> (Δ/Y)
<i>Tensão de saída do inversor</i>	$V_{RN}=V_{SN}=V_{TS}=220 \text{ V rms}$ (fase)
<i>Tensão da rede elétrica</i>	$V_{rede}=380 \text{ V rms}$ (linha)
<i>Capacitor do retificador</i>	$C_{retif} = 2200 \mu\text{F}$

¹ Referenciado ao lado primário do transformador.

² Entre bobinas.

7.2.2. Projeto de Controle

O projeto de controle do inversor trifásico é dividido em duas etapas: projeto de hardware e de software. A primeira consiste em dimensionar as placas de condicionamento de sinais, que fazem a adequação das variáveis elétricas entre o circuito de potência e o processador, como ilustrado na Figura 7.1. O projeto dessas placas é apresentado no esquema elétrico do Apêndice E.

A segunda etapa consiste em fazer o controle digital do inversor trifásico. A Figura 7.1 mostra um diagrama de blocos simplificado do sistema de controle proposto. O diagrama completo, com detalhes das malhas, é apresentado na Figura 6.3. A implementação do controle mostrado na Figura 7.1 foi feita no *kit* de desenvolvimento *eZdspTM* da *Spectrum Digital Incorporated* [118]. Esse *kit* utiliza o *DSP (Digital Signal Processor)* TMS320F2812 da *Texas Instruments* [117]. A programação do software foi realizada em linguagem C na plataforma *eZdsp Code Composer Studio v3.1* [118]. O Apêndice F traz uma descrição do código implementado no *DSP*.

Resumidamente, o código do diagrama de controle da Figura 7.1 consiste em: configurar os módulos do PWM e do ADC (*Analog-to-Digital Converter*); implementar as funções matemática das transformadas, do desacoplamento e das malhas de controle; e por fim,

projetar e implementar as equações diferenciais dos controladores. Este último possui algumas peculiaridades descritas a seguir.

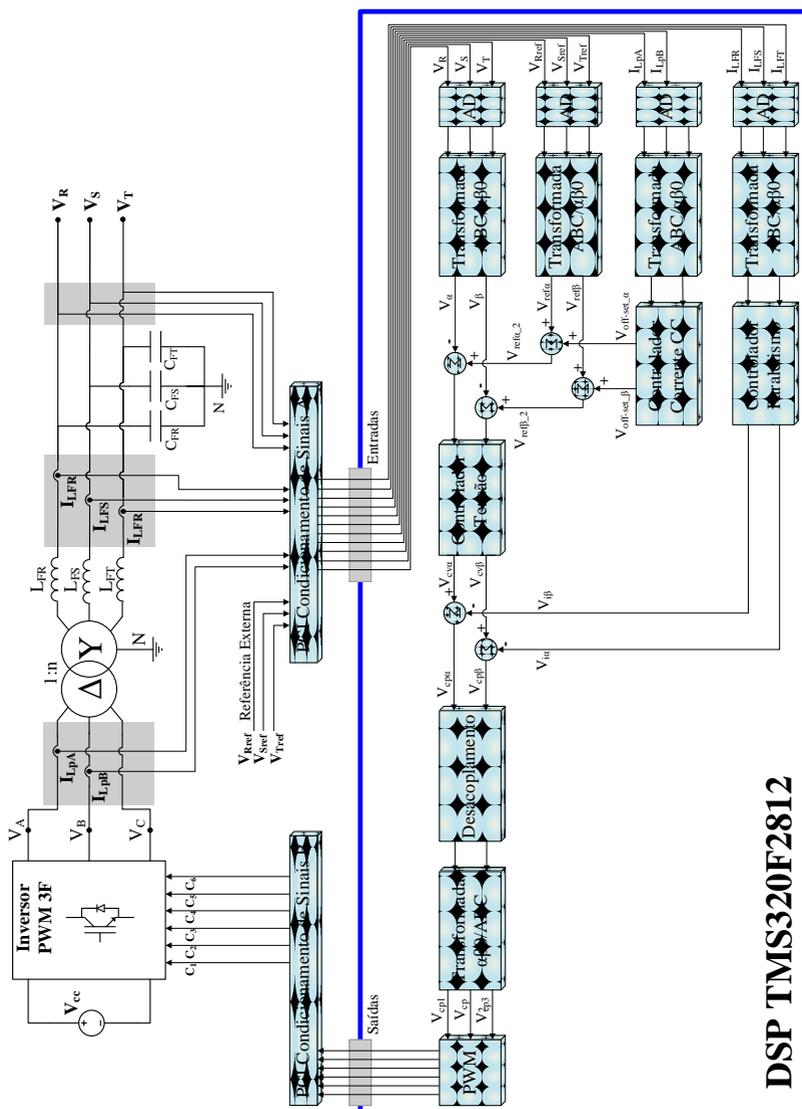


Figura 7.1 – Diagrama do controle digital do inversor de tensão trifásico.

Os três compensadores do sistema de controle da Figura 7.1 são projetados no domínio da frequência [119] através da planilha do Apêndice A e, depois, discretizados usando a Transformação Bilinear (ou Método de Aproximação de Tustin) definida em (7.1). O objetivo transformação é, dado um controlador projetado em tempo contínuo representado por uma função de transferência, $H(s)$, encontrar uma função de transferência em z , que aproxime $H(s)$ em tempo discreto, como descrito em (7.2). Logo após, usando a função de transferência de $H(z)$, encontra-se a equação diferencial que é utilizada para a implementação no DSP [120].

$$s = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{(z-1)}{(z+2)} \quad (7.1)$$

$$H_D(z) = H(s) \Bigg|_{s = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{(z-1)}{(z+2)}} \quad (7.2)$$

O controlador do tipo PID da malha de tensão é descrito pela equação a diferença de (7.3). Já o filtro passa-baixa e o controlador proporcional da malha de corrente média são descritos pela equação a diferença de (7.4). Esses controladores são projetados através da metodologia apresentada na planilha do Apêndice A e seus parâmetros são mostrados na Tabela 7.2.

$$u_{Cv}(k) = \left[\begin{array}{l} b_{0Cv} \cdot e_{Cv}(k) + b_{1Cv} \cdot e_{Cv}(k-1) + b_{2Cv} \cdot e_{Cv}(k-2) + \\ a_{1Cv} \cdot u_{Cv}(k-1) + a_{2Cv} \cdot u_{Cv}(k-2) \end{array} \right] \quad (7.3)$$

$$u_{Clec}(k) = b_{0Clec} \cdot e_{Clec}(k) + b_{1Clec} \cdot e_{Clec}(k-1) + a_{1Clec} \cdot u_{Clec}(k-1) \quad (7.4)$$

O controlador do paralelismo é um ganho e não precisa ser discretizado. O seu valor é projetado através da análise em regime permanente realizada para cada componente ortogonal, utilizando a planilha do Apêndice B. Os valores encontrados para os ganhos $K_{IL\alpha}$ e $K_{IL\beta}$ também estão na Tabela 7.2.

Os valores de T_v , T_{ILp} e T_{ILF} apresentados na Tabela 7.2 são referentes aos ganhos dos circuitos de medição das tensões de saída, das correntes do primário do transformador e das correntes dos indutores, respectivamente. Esses valores contemplam os ganhos dos sensores, dos circuitos de condicionamento e do ADC do DSP.

Por fim, o período de amostragem apresentado na Tabela 7.2 é a metade do período de comutação, pois o *software* foi configurado para fazer duas aquisições em cada ADC por período de comutação (*double-update*), uma realizada no início e outra no meio do período de

comutação. Portanto, tem-se uma frequência de amostragem igual ao dobro da frequência de comutação.

Tabela 7.2 – Dados do projeto de controle do inversor trifásico de 5 kVA.

<i>Constante b_0 do controlador C_v</i>	$b_{0C_v}=1,799$
<i>Constante b_1 do controlador C_v</i>	$b_{1C_v}=-2,982$
<i>Constante b_2 do controlador C_v</i>	$b_{2C_v}=1,222$
<i>Constante a_0 do controlador C_v</i>	$a_{1C_v}=0,499$
<i>Constante a_1 do controlador C_v</i>	$a_{2C_v}=0,501$
<i>Ganho do sensor de tensão</i>	$T_v=0,003$
<i>Constante b_0 do controlador C_{ICC}</i>	$b_{0C_{ICC}}=0,00117$
<i>Constante b_1 do controlador C_{ICC}</i>	$b_{1C_{ICC}}=0,00117$
<i>Constante a_1 do controlador C_{ICC}</i>	$a_{1C_{ICC}}=-0,998$
<i>Ganho do sensor de corrente (primário)</i>	$T_{ILp}=0,019$
<i>Ganho do sensor de corrente (secundário)</i>	$T_{ILF}=0,042$
<i>Controlador do paralelismo</i>	$K_{IL\alpha}=K_{IL\beta}=0,075$
<i>Período de amostragem</i>	$T_a=49,60\mu s [1/(2\cdot f_s)]$

7.3. RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Dois inversores iguais ao mostrado na Figura 7.1, e projetado na seção 7.2, foram conectados em paralelo formando o sistema ilustrado na Figura 7.2. Somente para as simulações desta seção, a fonte CC da figura Figura 7.1 é bidirecional, com intuito de analisar as situações em que os inversores operam como retificadores (absorvem potência ativa do sistema). Já a fonte CC usada na implementação experimental que será apresentada na seção 7.4 é unidirecional, construída através de um retificador unidirecional trifásico com filtro capacitivo, como proposto na Figura 6.2.

Outra informação importante é que, em alguns casos simulados é apresentado o fluxo de potência ativa e reativa do inversor para o barramento de conexão, com intuito de ajudar na análise dos resultados. Todos os gráficos de potência desta seção são calculados com a tensão e a corrente de fase na saída dos inversores de tensão (depois do filtro LC). Este ponto de medição é diferente do caso monofásico do capítulo 5, no qual se monitorou a potência com a tensão de saída e a corrente do

indutor do inversor. No caso desta seção, como o sistema é trifásico, optou-se pela configuração citada para facilitar a análise de troca de potência entre os inversores.

Com essas considerações descritas, a seguir são apresentados testes realizados por simulação do sistema da Figura 7.2, com o objetivo de estudar, verificar e comprovar a técnica de controle proposta. As simulações de 7.3.1 até a 7.3.6 contemplam o paralelismo dos inversores sob condições diferentes de carga, nas quais os controles do paralelismo e de tensão são discutidos. O Teste 7.3.1 é o único que compara o sistema com e sem controle do paralelismo. Os testes de 7.3.2 a 7.3.6 são realizados com o controle do paralelismo habilitado. Para simular as condições de implementação foram consideradas variações paramétricas de 1% nos sensores de tensão, 1% nas referências de tensão e 5% nas tensões da fonte CC dos inversores. Por fim, o teste apresentado no item 7.3.7 mostra simulações que validam o projeto do controlador de corrente média do primário do transformador.

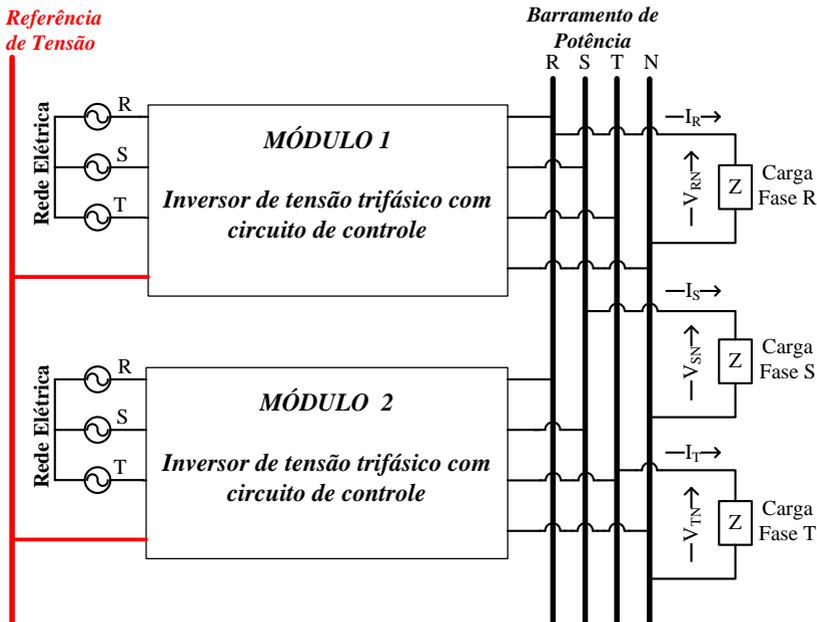


Figura 7.2 – Sistema com dois inversores trifásicos de tensão conectados em paralelo.

7.3.1. Teste 1 – Comprovação da Estratégia de Controle do Paralelismo – Sistema sem Carga

Para comprovar a estratégia do paralelismo foram simuladas duas situações. Uma com o controle do paralelismo desabilitado e a outra com o controle habilitado. Desligar este controle consiste em retirar a realimentação das correntes dos indutores no diagrama da Figura 7.1. Além disto, as duas simulações foram feitas com o sistema (os dois inversores conectados em paralelo) operando sem carga. Essa é a situação mais crítica para o paralelismo, pois os desequilíbrios entre os inversores podem tornar um deles uma carga para outro (operação como retificador).

A Figura 7.3 e a Figura 7.4 mostram que as tensões do barramento de saída do paralelismo são iguais para os dois casos simulados. Isto porque, o controle de tensão regula corretamente as tensões de saída independentemente das condições do paralelismo. As correntes dos indutores da fase *R* com controle do paralelismo desabilitado são mostradas na Figura 7.5. As mesmas correntes são visualizadas na Figura 7.6, mas com controle habilitado. Comparando os resultados é possível notar que, sem controle, existe uma corrente circulando entre os inversores, que é eliminada ao habilitar o controle do paralelismo. As correntes dos dois inversores na Figura 7.6 estão em fase e circulam pelos capacitores dos filtros LC. As figuras também apresentam a tensão da fase *R*, com objetivo de ajudar a comparar as correntes.

As correntes mostradas na Figura 7.5 e na Figura 7.6 são conseqüências das potências fornecidas por cada inversor. Para fazer esta análise, as potências ativas fornecidas através da fase *R* dos inversores, nas duas situações, são apresentadas na Figura 7.7 (controle desabilitado) e na Figura 7.8 (controle habilitado). Do mesmo modo, a Figura 7.9 e a Figura 7.10 exibem as potências reativas fornecidas pela mesma fase. As potências ativas da Figura 7.7 demonstram que a fase *R* do inversor 2 está absorvendo -350 W de potência da fase *R* do inversor 1. Uma pequena parte dessa potência alimenta as perdas do inversor 2, mas a maior parte é absorvida pela sua fonte CC, como pode ser observado na medida de potência da fonte CC do inversor 2, mostrada na Figura 7.7 e denominada de P_{VCC2} . Nota-se que P_{VCC2} é negativa, demonstrando que o inversor 2 está operando como retificador. A medida de P_{VCC2} é maior que a potência absorvida pela fase *R* do inversor 2, porque ela corresponde à potência total recebida pelo inversor através das três fases. É importante salientar que, na prática a

fonte CC geralmente é construída por retificadores unidirecionais, que não aceitam a regeneração de potência, ou seja, essa situação simulada ocasionaria uma sobretensão na tensão da fonte CC, o que provavelmente danificaria o equipamento. Esta situação desligaria o inversor 2 e, por isto, não é possível operar com os inversores em paralelo nessa condição. Entretanto, ao habilitar o controle do paralelismo, a potência ativa fornecida através da fase *R* dos inversores diminui significativamente, como mostrada na Figura 7.8. Os resultados dessa figura também mostram que ainda há uma pequena parcela de potência ativa sendo absorvida pelo inversor 2, mas ela é usada para suprir as perdas do conversor. Isto se confirma através da medição da potência na fonte CC do inversor 2, que foi nula, como ilustrado na Figura 7.8. As perdas citadas existem pelo fato de ter sido representado na simulação as resistências dos indutores e as perdas do transformador. Ao analisar as potências reativas na Figura 7.9 e na Figura 7.10, comprova-se que o controle do paralelismo também equilibra a potência reativa fornecida através das fases dos inversores. A potência reativa mostrada na Figura 7.9 e na Figura 7.10 são fornecidas aos capacitores do filtro LC dos inversores.

Ao verificar os sinais de controle dos inversores, entre a situação sem controle de paralelismo na Figura 7.11 e com controle do paralelismo na Figura 7.12, não se percebe diferenças significativas. Mas, ao conferir um detalhe nos sinais da componente β da Figura 7.11 na Figura 7.13, nota-se que, na situação sem controle, há uma pequena defasagem entre os sinais de controle $V_{cp\beta 1}$ e $V_{cp\beta 2}$. Esta diferença de fase entre os sinais causa uma defasagem entre as tensões de saída dos inversores PWM (tensão de entrada do filtro LC). Isto tem como consequência o fluxo de potência ativa indesejado entre os conversores. Por isso, a estratégia proposta para o controle do paralelismo atua alterando o sinal de controle na entrada do modulador PWM, com o objetivo de tornar estes sinais iguais em todos os inversores, proporcionando tensões iguais aplicadas nas entradas de todos os filtros. Assim, consegue-se eliminar o fluxo de potência entre os inversores e controlar o fluxo de potência dos inversores para a carga. Ao analisar um detalhe do sinal de controle da Figura 7.12 na Figura 7.14, comprova-se que o controle do paralelismo coloca os sinais de controle em fase, eliminando o fluxo de potência ativa entre os inversores.

Também se deve ressaltar que a Figura 7.12 está apresentando os sinais de controle do inversor em base $\alpha\beta 0$. O resultado das malhas de controle das componentes ortogonais α e β são as tensões da Figura 7.4, que estão corretamente reguladas.

Estas duas simulações demonstram que a estratégia de controle do paralelismo funciona como descrita na proposta e, principalmente, faz o controle da operação em paralelo dos inversores. Um dos grandes problemas do paralelismo é a circulação de correntes entre os inversores e ficou evidente a eficiência da estratégia em evitar isto. A seguir serão apresentados mais testes, com o objetivo de verificar a distribuição de correntes entre os inversores ao aplicar cargas no barramento de conexão.

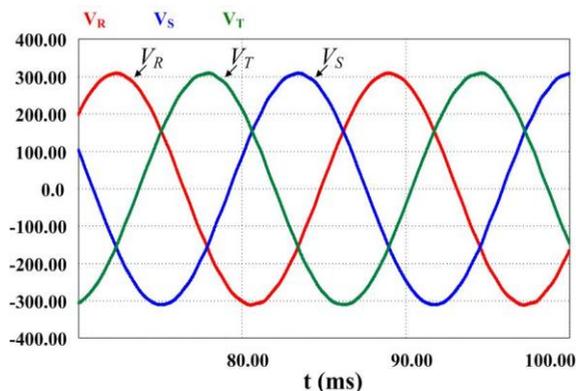


Figura 7.3 – Tensões V_R , V_S e V_T sem controle do paralelismo.

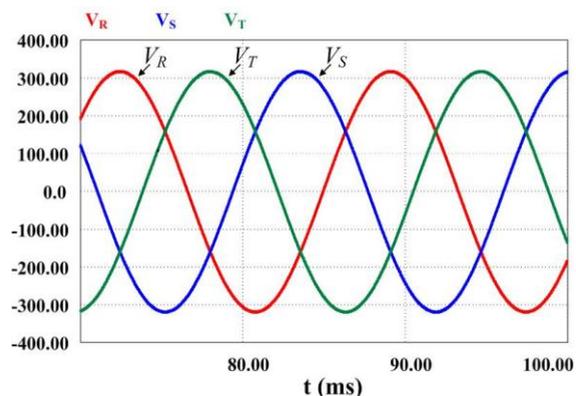


Figura 7.4 – Tensões V_R , V_S e V_T com controle do paralelismo.

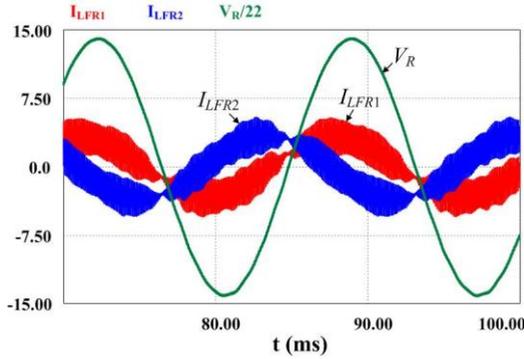


Figura 7.5 – Tensão ($V_R/20$) e as correntes I_{LFR1} e I_{LFR2} da fase R, sem controle do paralelismo.

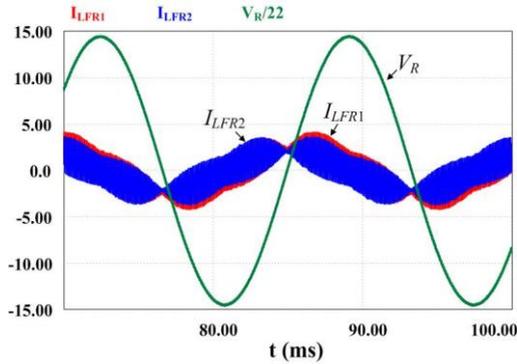


Figura 7.6 – Tensão ($V_R/20$) e as correntes I_{LFR1} e I_{LFR2} da fase R, com controle do paralelismo.

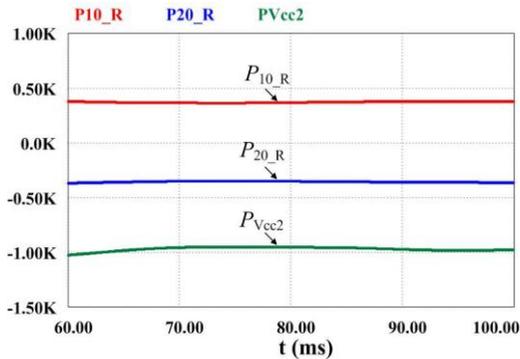


Figura 7.7 – Potência ativa fornecida através da fase R dos inversores 1 e 2, potência da fonte CC do inversor 2, sem controle do paralelismo.

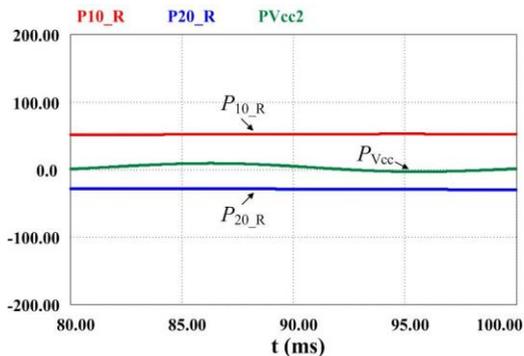


Figura 7.8 – Potência ativa fornecida através da fase R dos inversores 1 e 2, potência da fonte CC do inversor 2, com controle do paralelismo.

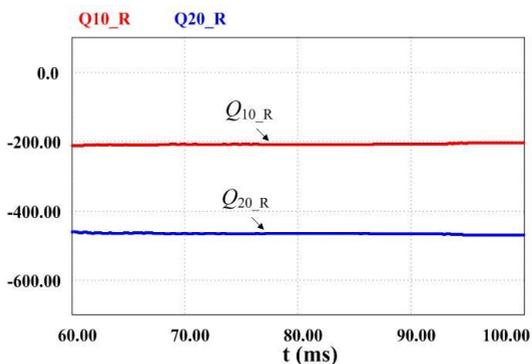


Figura 7.9 – Potência reativa fornecida através da fase R dos inversores 1 e 2, sem controle do paralelismo.

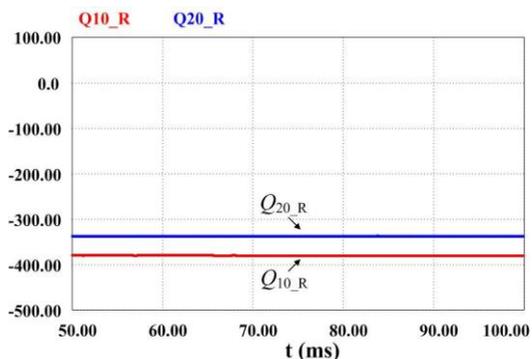


Figura 7.10 – Potência reativa fornecida através da fase R dos inversores 1 e 2, com controle do paralelismo.

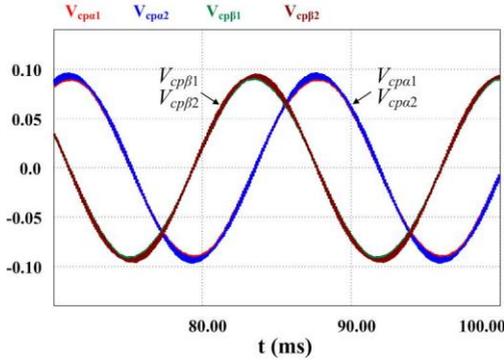


Figura 7.11 – Sinais de controle das componentes α e β dos dois inversores, sem controle do paralelismo.

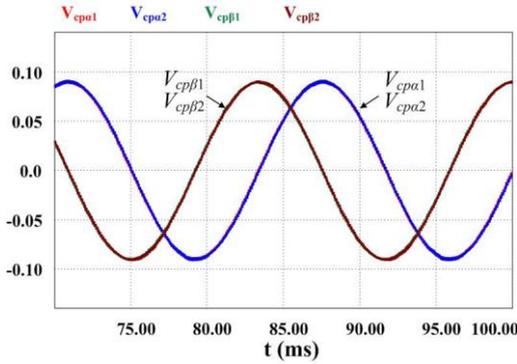


Figura 7.12 – Sinais de controle das componentes α e β dos dois inversores, com o controle do paralelismo.

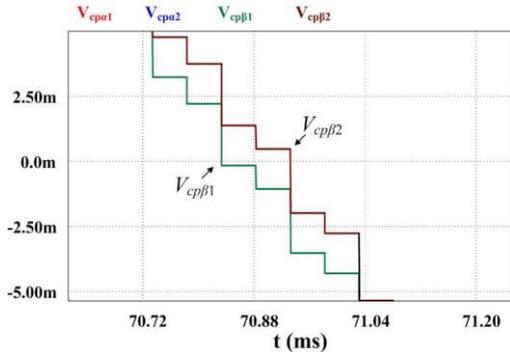


Figura 7.13 – Detalhe nos sinais de controle da componente β dos dois inversores, sem controle do paralelismo.

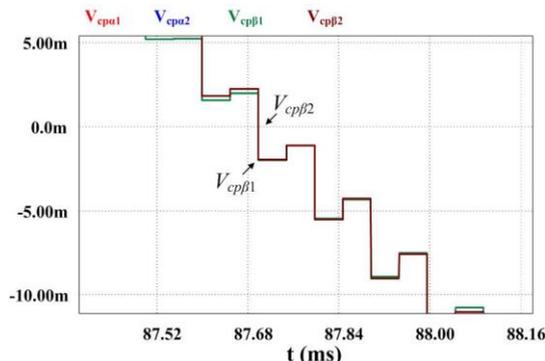


Figura 7.14 – Detalhe nos sinais de controle da componente β dos dois inversores, com controle do paralelismo.

7.3.2. Teste 2 – Sistema com Carga Resistiva

Esta simulação foi realizada com os dois inversores em paralelo alimentando três cargas monofásicas, resistivas, de 2 kW (cada), colocadas uma em cada fase. A Figura 7.15 apresenta as tensões no barramento de conexão e a corrente de carga da fase R . Todas as tensões permanecem adequadas, com uma regulação estática de 96,0% e uma THD total de 0,11%. As correntes dos indutores das fases R , S e T , dos dois inversores, são visualizadas na Figura 7.16 e estão adequadamente equilibradas. Isto comprova a distribuição da corrente de carga entre os inversores, proporcionado pelo controle do paralelismo. Para verificar com mais detalhes a operação de uma fase do inversor, é apresentado na Figura 7.17 a tensão de saída e as correntes nos indutores da fase R dos dois inversores. Nota-se que há equilíbrio entre as correntes de fase e existe uma defasagem entre as correntes e as tensões, que é provocada pela potência reativa do capacitor do filtro LC.

Os sinais de controle das malhas de tensão e do paralelismo, da componente α do inversor 1, são ilustrados na Figura 7.18. Na lei de controle do paralelismo, o sinal V_{ia} da realimentação de corrente é subtraído do sinal da malha de tensão V_{cva} , resultando em V_{cpa} . A resposta dos sinais de controle da Figura 7.18 está adequada com o projeto. Os sinais da componente β possuem o mesmo comportamento, apenas defasados de 90° .

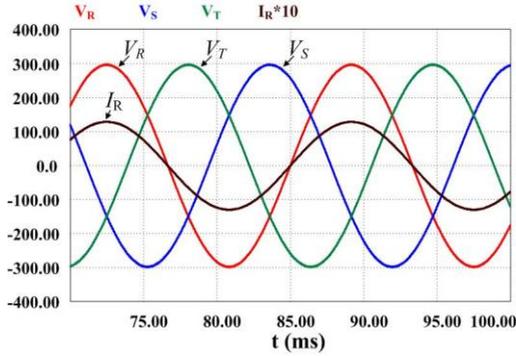


Figura 7.15 – Tensões V_R , V_S e V_T e a corrente na carga da fase R, com carga resistiva.

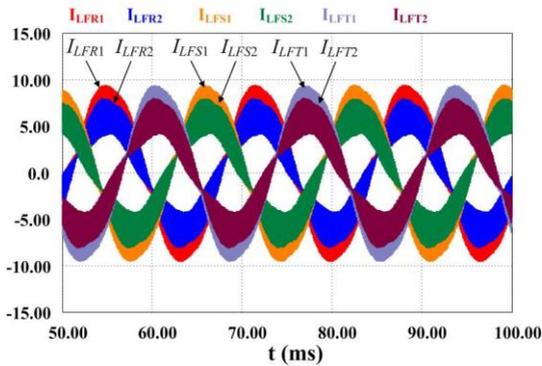


Figura 7.16 – Correntes nos indutores das fases R, S e T dos dois inversores, com carga resistiva.

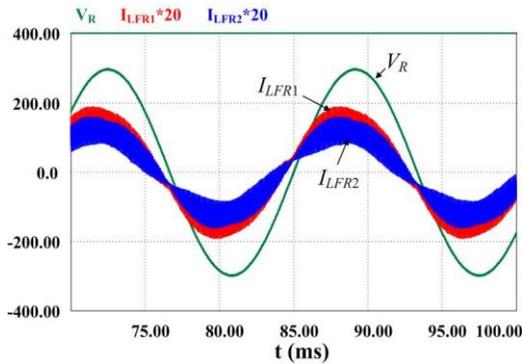


Figura 7.17 – Tensão fase V_R e correntes I_{LFR1} e I_{LFR2} da fase R multiplicadas por 20.

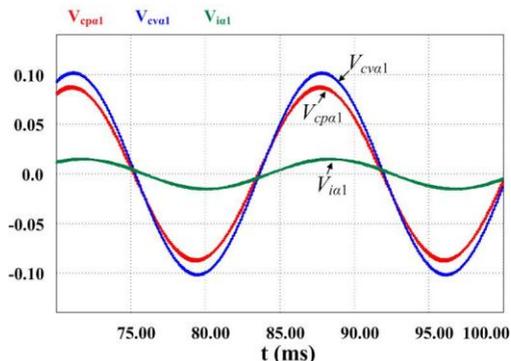


Figura 7.18 – Sinais de controle V_{cva} , V_{cpa} e V_{ia} da componente α do inversor 1.

O controle desenvolvido em base $\alpha\beta 0$ tem a característica de transformar um sistema trifásico (ABC) em um bifásico ($\alpha\beta$). Uma maneira interessante de visualizar os sinais em base $\alpha\beta$ é através de seus diagramas de fases (coloca-se num gráfico a variável α em função de β). O resultado esperado do diagrama de fase de duas variáveis senoidais e ortogonais é uma circunferência perfeita. Com intuito de verificar este comportamento, foram traçadas nos gráficos da Figura 7.19 o diagrama de fase dos sinais das referências de tensão, dos controles V_{cp} e das tensões de saída, todas do inversor 1. Os gráficos mostram que os diagramas de fase dos três sinais realmente apresentam o comportamento de uma circunferência, como esperado. Além disso, os três diagramas estão com o mesmo comportamento, o que demonstra que os sinais de controle conseguem impor na saída do inversor, tensões semelhantes às referências de tensão.

7.3.3. Teste 3 – Sistema com Carga Não-Linear

Este teste foi realizado aplicando em cada fase uma carga monofásica, não-linear, de 2 kVA, fator de potência 0,65 e “fator de crista” igual a 3.

O comportamento das tensões de saída durante a simulação é apresentado na Figura 7.20. Observa-se que, mesmo com o controle instantâneo da tensão, elas ainda possuem uma distorção. Isto porque, este tipo de carga exige uma corrente muito distorcida da fonte, como se observa na corrente de carga da fase R mostrada na Figura 7.20. A Figura 7.23 exhibe os sinais de controle da componente α do inversor 1, na qual nota-se que o sinal do controlador de tensão, V_{cva} , está agindo para diminuir a distorção das tensões de saída. Ao analisar o espectro harmônico das tensões, obtém-se que os harmônicos mais significativos

presentes nas formas de onda da Figura 7.20 são os 5^a, 7^a, 11^a, e 13^a, sendo suas amplitudes em relação à componente fundamental de 3,9%, 0,9%, 1,2% e 0,2%, respectivamente. Por fim, as tensões da Figura 7.20 apresentam uma regulação estática de 96,4% e uma THD total de 4,3%. Portanto, mesmo com uma carga não-linear com “fator de crista 3”, o controle de tensão consegue manter uma tensão de saída com uma regulação estática e uma THD em níveis adequados.

O controle do paralelismo também foi eficaz com esse tipo de carga, pois conseguiu distribuir adequadamente as correntes de carga entre os dois inversores. Isto é comprovado pelas correntes fornecidas por cada inversor, exibidas na Figura 7.21 para a fase *R* e na Figura 7.22 para a fase *T*. Essas figuras demonstram o equilíbrio entre as correntes dos inversores. O comportamento da fase *S* foi idêntico ao das fases *R* e *T*. Os sinais de controle das malhas do paralelismo e de tensão, da componente α do inversor 1, são visualizados na Figura 7.23. O sinal da realimentação de corrente $V_{i\alpha}$ é uma amostra da corrente não-linear em base $\alpha\beta 0$ e, mesmo assim, a técnica de controle funciona adequadamente.

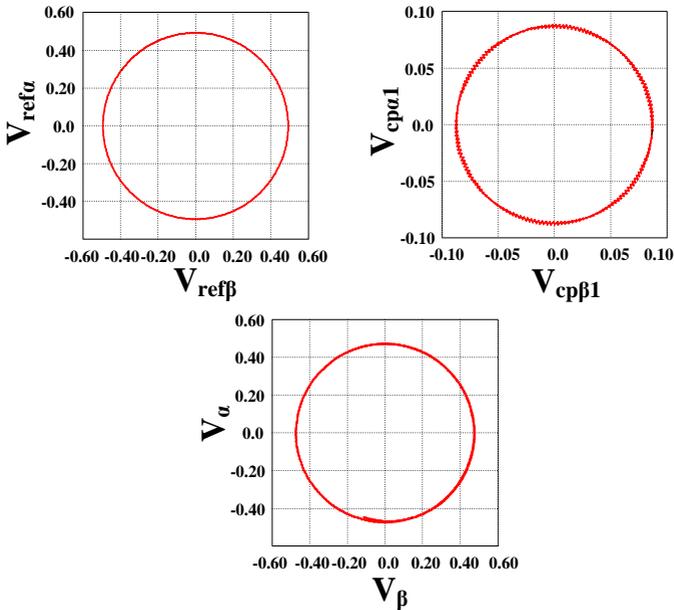


Figura 7.19 – Diagramas de fase com os sinais em $\alpha\beta$ das referências de tensão, dos controles e das tensões de saída do inversor 1.

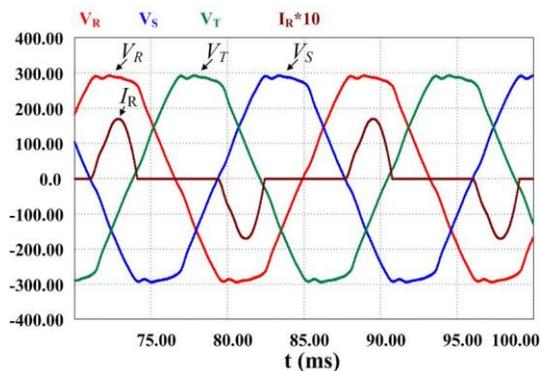


Figura 7.20 – Tensões V_R , V_S e V_T e a corrente na carga da fase R , com carga não-linear.

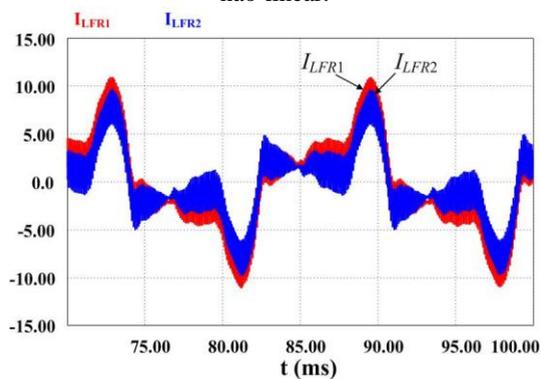


Figura 7.21 – Correntes nos indutores da fase R dos dois inversores, com carga não-linear.

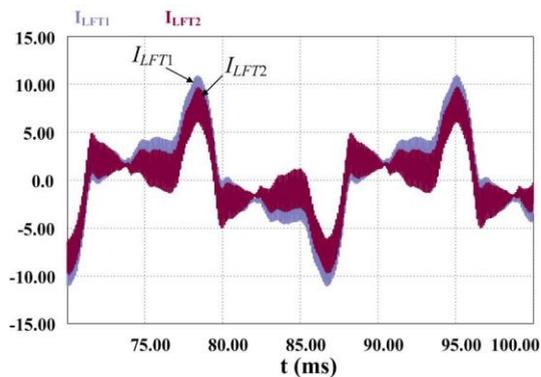


Figura 7.22 – Correntes nos indutores da fase T dos dois inversores.

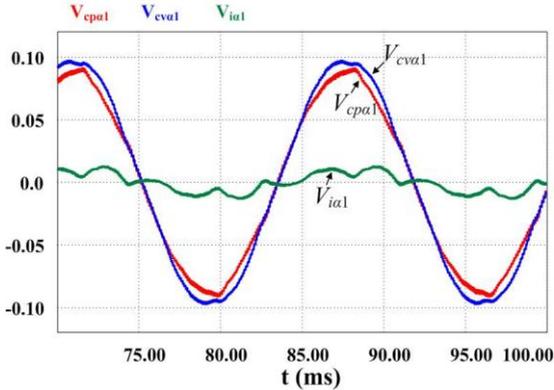


Figura 7.23 – Sinais de controle V_{cva} , V_{cpa} e V_{ia} da componente α do inversor 1.

7.3.4. Teste 4 – Sistema com Carga Desequilibrada

A configuração do inversor de tensão trifásico com fio neutro permite a alimentação de cargas monofásicas. Como essas cargas são aplicadas por fase, na maioria das vezes de maneira não controlada, pode-se ter situações de operação com cargas diferentes e desequilibradas entre as fases. Entretanto, mesmo durante essas ocorrências, o paralelismo deve funcionar corretamente e é isto que será verificado neste teste. A seguir são apresentados os resultados de simulação, na qual foi aplicada uma carga monofásica não-linear de 2 kVA na fase *R*, uma carga monofásica resistiva de 2 kW na fase *S* e nenhuma carga na fase *T*.

O comportamento das tensões de fase e da corrente de carga na fase *R* é apresentado na Figura 7.24. Ao analisar as tensões, verifica-se que a fase *R* possui uma regulação estática de 97,3% e THD de 4,1%, a fase *S* uma regulação estática de 95% e THD de 1,5% e a fase *T* uma regulação estática de 96,5% e THD de 2,6%. Além disto, nota-se que o controle de tensão por fase funciona adequadamente com cargas desequilibradas.

As correntes fornecidas pelos dois inversores através de suas fase *R*, *S* e *T* são mostradas na Figura 7.25, Figura 7.26 e Figura 7.27, respectivamente. Observando-se as figuras, conclui-se que as três fases estão equilibradas, ou seja, o controle do paralelismo funciona corretamente com cargas diferentes e desequilibradas.

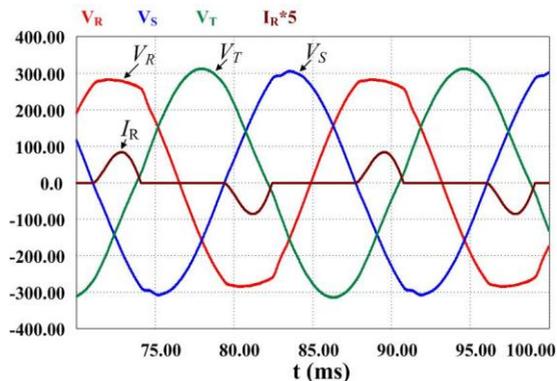


Figura 7.24 – Tensões V_R , V_S e V_T e a corrente na carga da fase R, com cargas desequilibradas.

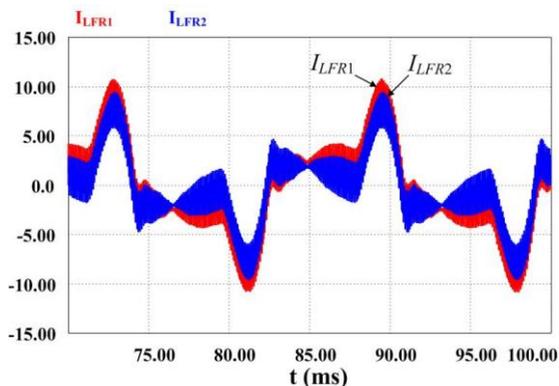


Figura 7.25 – Correntes nos indutores da fase R dos dois inversores.

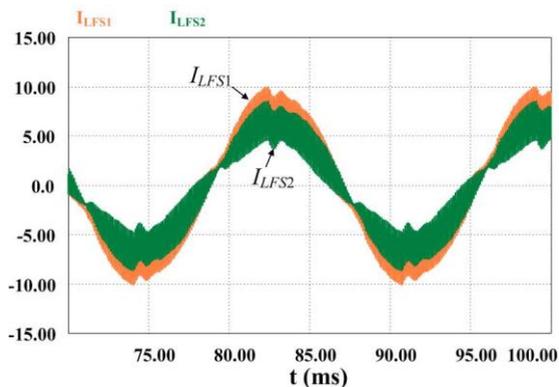


Figura 7.26 – Correntes nos indutores da fase S dos dois inversores.

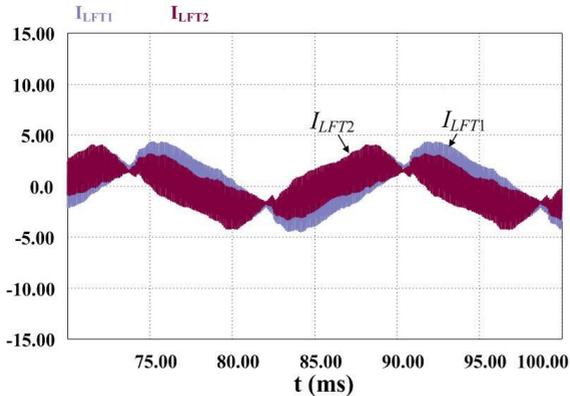


Figura 7.27 – Correntes nos indutores da fase T dos dois inversores.

7.3.5. Teste 5 – Resposta Dinâmica do Sistema

Uma manobra crítica no paralelismo de inversores é a conexão e/ou desconexão de novos conversores no sistema. Isso se torna ainda mais complexo quando se deseja fazer essas manobras com a carga ligada. As simulações deste teste verificam a resposta dinâmica dos controles do paralelismo e da tensão, durante transitórios críticos como esses. Nas duas situações apresentadas a seguir, a carga está sendo alimentada por um inversor, quando no instante de 40 ms o inversor 2 é conectado no sistema.

No primeiro caso, o inversor 1 está alimentando cargas resistivas quando é conectado o inversor 2. A Figura 7.28 apresenta as tensões do barramento de conexão e a Figura 7.29 exibe as correntes dos indutores dos dois inversores. Observa-se que o transiente na tensão é muito pequeno. Já as correntes apresentam transitórios rápidos, comportados e entram em regime permanente com o equilíbrio adequado.

No segundo caso, o sistema está alimentando cargas não-lineares quando o inversor 2 é conectado. A Figura 7.30 mostra as tensões e a Figura 7.31 as correntes dos inversores. Novamente, as tensões apresentam transitórios pequenos e as correntes transitórios rápidos. Nota-se que as correntes entram em equilíbrio no primeiro ciclo de rede após a conexão.

O comportamento das tensões e das correntes apresentado nos dois casos simulados são conseqüências do controle dos inversores. O controle do paralelismo proposto neste trabalho, através da realimentação das correntes dos indutores, é um controle instantâneo. Isto proporciona uma resposta dinâmica rápida para as correntes,

fazendo com que elas encontrem o novo ponto de operação e atinjam o regime permanente logo após o transitório (características abordadas no capítulo 3). Já o controle de tensão, que também é um controle instantâneo, apresenta um aumento no amortecimento na malha de tensão, causado pelo controle do paralelismo. Isto proporciona transitórios suaves nas tensões de saída e as mantém reguladas adequadamente durante os transitórios, o que garante a qualidade da tensão na carga.

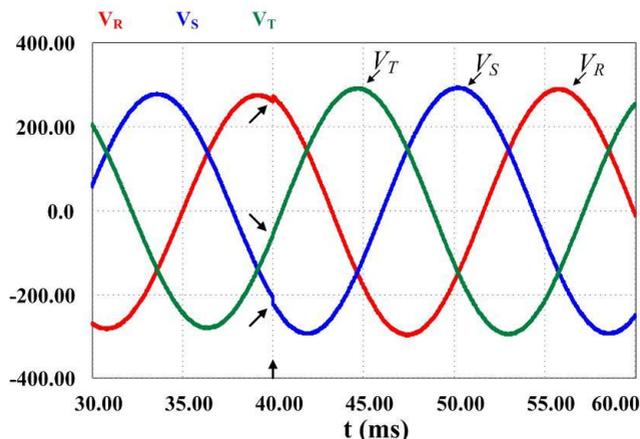


Figura 7.28 Tensões V_R , V_S e V_T na carga durante a conexão do inversor 2 no paralelismo – sistema com carga resistiva.

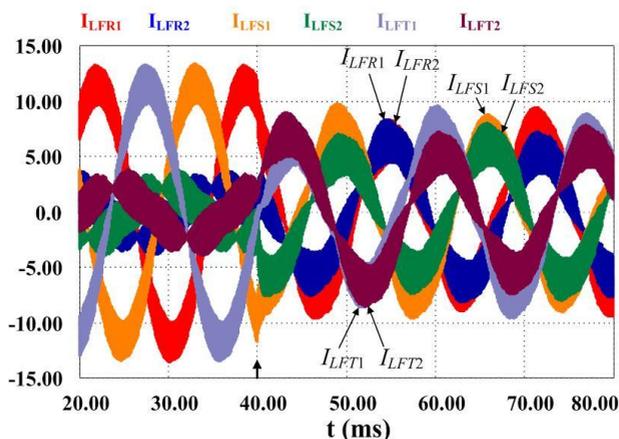


Figura 7.29 – Correntes nos indutores das fases R, S, e T dos dois inversores durante a conexão do inversor 2 no paralelismo.

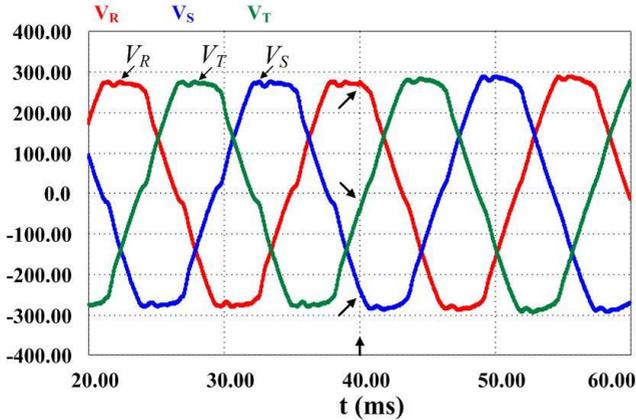


Figura 7.30 Tensões V_R , V_S e V_T na carga durante a conexão do inversor 2 no paralelismo – sistema com carga não-linear.

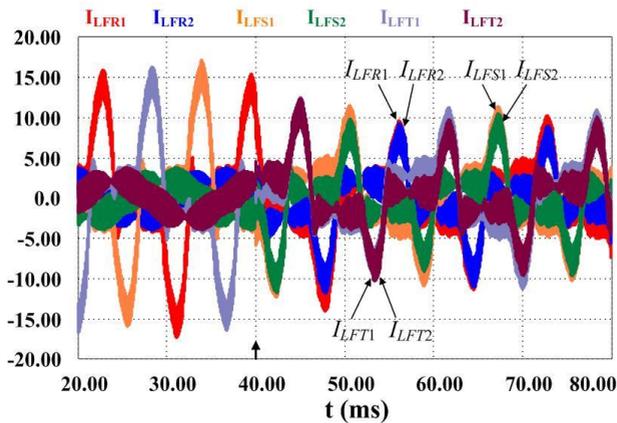


Figura 7.31 – Correntes nos indutores das fases R, S, e T dos dois inversores durante a conexão do inversor 2 no paralelismo.

7.3.6. Teste 6 – Controle do Paralelismo Realimentando as Correntes do Primário do Transformador

O controle do paralelismo baseado na realimentação das correntes do primário do transformador, estudado na seção 6.5, é averiguado neste teste por ser mais uma opção de implementação da estratégia proposta. A diferença entre a realimentação das correntes do primário ou do secundário é, para esta estrutura, a relação das correntes de carga promovida pela conexão delta/estrela do transformador.

Inicialmente, é realizada uma simulação com os dois inversores em paralelo, alimentando cargas resistivas, monofásicas, de 2 kW por fase. As tensões do barramento de conexão são mostradas na Figura 7.32. Nota-se que elas estão adequadas e com uma regulação estática de 96,5%. As correntes fornecidas por cada fase do inversor (correntes do secundário do transformador) são apresentadas na Figura 7.33, as quais estão equilibradas.

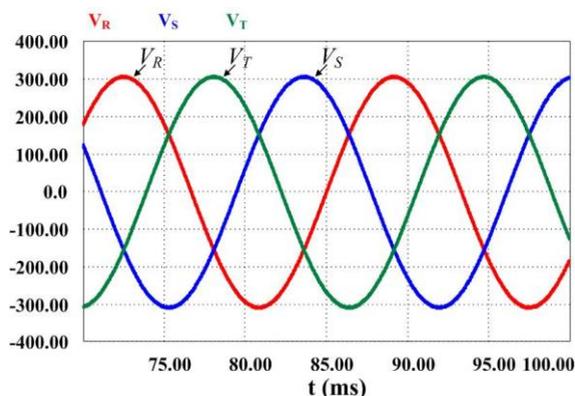


Figura 7.32 Tensões V_R , V_S e V_T com carga resistiva.

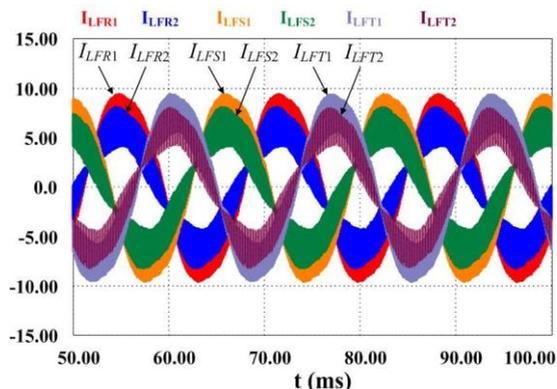


Figura 7.33 – Correntes nos indutores da fase R, S, e T dos dois inversores com carga resistiva.

Outra simulação realizada aplica cargas não-lineares, monofásicas, de 2kVA e “fator de crista” igual a 3 em cada fase. A tensão, as correntes dos indutores dos dois inversores e a corrente de carga, todos da fase R, são apresentadas na Figura 7.34. Esta figura mostra a divisão correta da corrente de carga entre os inversores. A tensão da fase R na Figura 7.34, que está com fator de escala de 1/10,

apresenta uma THD total de 5,0% e uma regulação estática de 97%. Estes valores são parecidos com os obtidos no teste com carga não-linear realimentando as correntes dos indutores. Os sinais de controle da realimentação da corrente do primário V_i , da saída do controlador de tensão V_{cv} e da saída do controle do paralelismo V_{cp} , todos da componente α do inversor 1, são exibidos na Figura 7.35. Os três sinais estão coerentes com os obtidos no controle do paralelismo realimentando as correntes dos indutores.

Os resultados de simulação mostram que o controle o paralelismo baseado na realimentação das correntes do primário do transformador funciona perfeitamente. Além disto, o controle do paralelismo implementado desta maneira também não altera a resposta do controle de tensão.

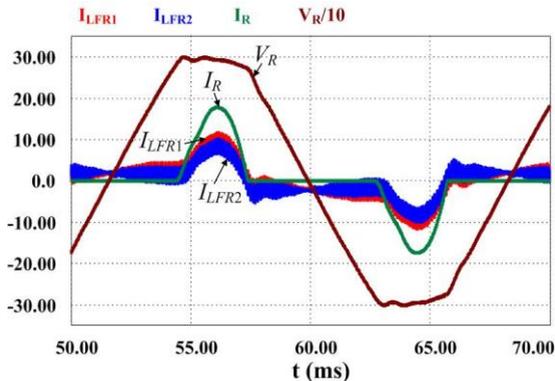


Figura 7.34 Tensão, correntes dos indutores dos dois inversores e corrente de carga na fase R , com carga não-linear.

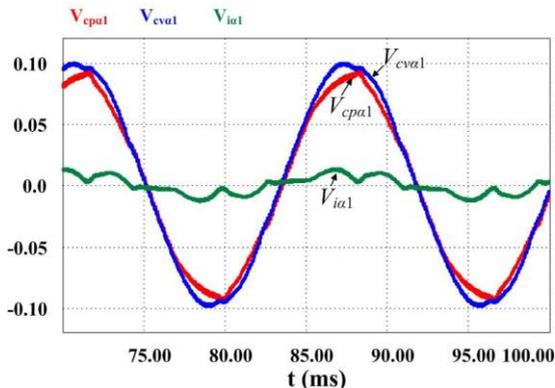


Figura 7.35 – Sinais de controle V_{cva} , $V_{cp\alpha}$ e $V_{i\alpha}$ da componente α do inversor 1.

7.3.7. Teste 7 – Controle da Corrente Média no Primário do Transformador

O controle de corrente média do inversor trifásico, estudado nas seções 6.3.2 e 6.4.3, tem o objetivo de evitar a saturação do transformador isolador. O estudo dessa malha foi realizado analisando a inicialização do inversor trifásico.

Na primeira simulação, foi desabilitado o controle de corrente média e colocado uma perturbação no sinal de controle de tensão, com objetivo de gerar um nível CC de tensão, de 1,5 V, nos enrolamentos do primário do transformador. O comportamento da corrente de linha da fase *C* do primário do transformador é exibido na Figura 7.36. A corrente apresenta um transitório de 3 segundos e um nível contínuo em regime permanente. Numa implementação prática, provavelmente o transformador iria saturar sob estas condições de operação.

Na segunda simulação realizada foi mantida a perturbação no sinal de controle e habilitado o controle de corrente média. O comportamento da corrente de linha da fase *C* é mostrado na Figura 7.37. Comparando o resultado da Figura 7.36 e da Figura 7.37, é possível perceber que o nível CC da corrente foi eliminado. Além disto, o controle consegue diminuir para 0,3 segundos o tempo do transitório das correntes de magnetização do transformador. Os sinais dos controladores de corrente média das componentes ortogonais α e β são apresentados na Figura 7.38 e na Figura 7.39, respectivamente. Nota-se que os sinais dos compensadores possuem respostas diferentes, mesma dinâmica e um nível CC em regime permanente, que elimina a tensão CC existente na saída do inversor PWM. Também é interessante observar que os controladores respondem com uma dinâmica rápida, colocando o transformador em regime permanente num período menor em relação à sua dinâmica natural, o que é essencial para manter os inversores funcionando adequadamente. Por fim, as componentes alternadas existentes nos sinais de controle não possuem função para esta malha e seus valores dependem do projeto do filtro passa-baixa.

As simulações apresentadas validam a proposta e o projeto do controle de corrente média.

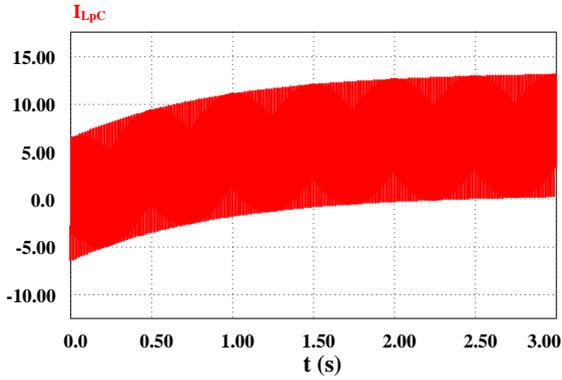


Figura 7.36 – Corrente de linha da fase C do primário do transformador, sem controle de corrente média.

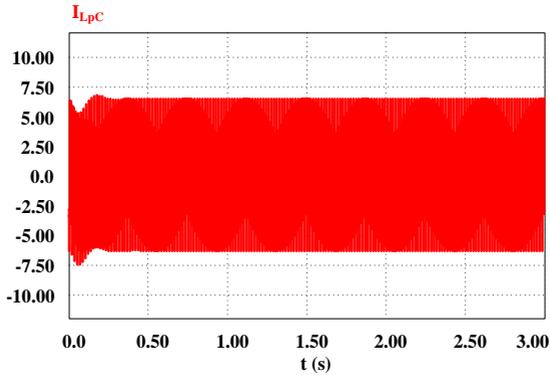


Figura 7.37 – Corrente de linha da fase C do primário do transformador, com controle de corrente média.

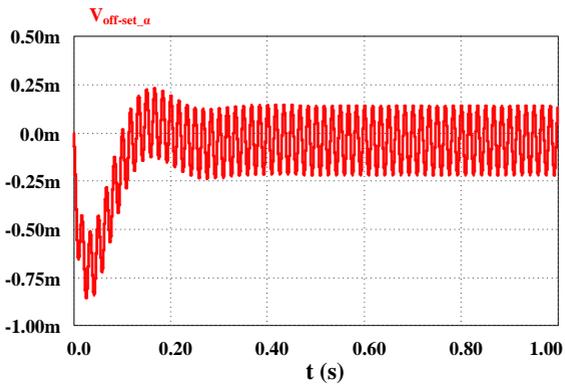


Figura 7.38 – Sinal do controlador de corrente média da componente α .

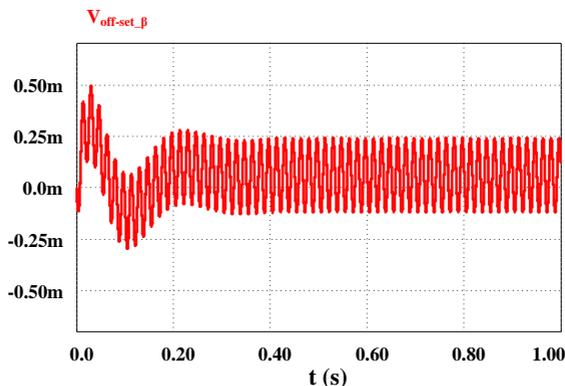


Figura 7.39 – Sinal do controlador de corrente média da componente β .

7.4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A implementação prática tem o intuito de comprovar e avaliar a estratégia de controle proposta. Para isso, foram construídos dois inversores iguais ao da Figura 7.1 para conectá-los em paralelo. O esquema elétrico do circuito de potência do paralelismo é exibido na Figura 7.40. O projeto dos inversores foi tratado na seção 7.2 e os seus principais parâmetros são apresentados na Tabela 7.1. O circuito elétrico de controle é mostrado no Apêndice E. A potência nominal de um conversor é de 5 kVA, ou seja, o sistema possui uma potência nominal de 10 kVA. No entanto, nos ensaios do paralelismo foram aplicadas cargas de até 6 kVA, formando uma estrutura redundante N+1. A seguir são apresentados os resultados dos testes realizados com o protótipo.

7.4.1. Teste 1 – Estudo da Técnica de Controle do Paralelismo

Nos testes com o protótipo não é possível operar com os dois inversores com o controle do paralelismo desabilitado, como foi simulado no teste 1 da seção 7.3.1. Sendo assim, para verificar a atuação da estratégia de controle do paralelismo foram realizados dois ensaios, os quais usaram ganhos K_{IL} do controlador do paralelismo diferentes. O objetivo foi realizar um ensaio com o menor valor de K_{IL} que permitisse a conexão em paralelo dos inversores e, depois, comparar com os resultados obtidos usando o ajuste de K_{IL} projetado. Dessa forma, no primeiro teste utilizou-se um K_{IL} igual a 0,025 e no segundo um K_{IL} igual a 0,075 (valor de projeto). Além disto, por segurança os ensaios foram realizados com carga (2 kW por fase).

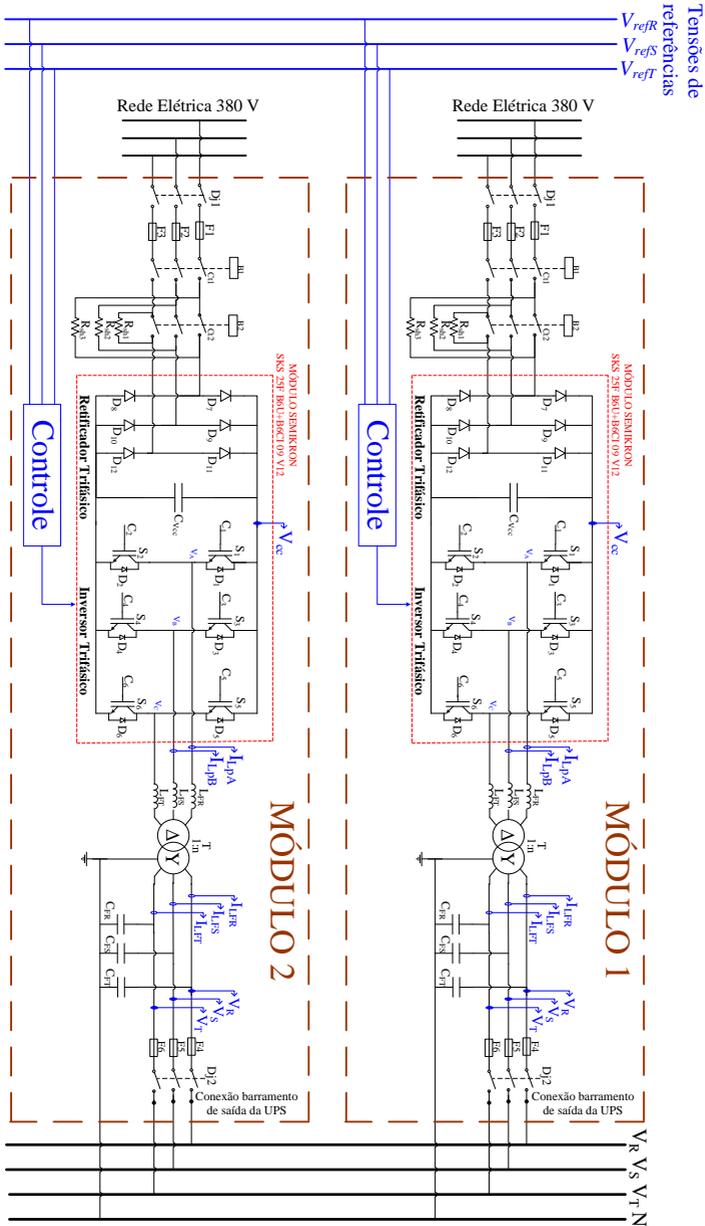


Figura 7.40 – Protótipo com dois inversores trifásicos de tensão conectados em paralelo.

A Figura 7.41 mostra a tensão e as correntes na fase R durante o ensaio com $K_{IL}=0,025$. As correntes da Figura 7.41 são as fornecidas pelos dois inversores (correntes nos indutores) e a consumida pela carga. A Figura 7.42 apresenta as mesmas formas de onda, porém para o ensaio com $K_{IL}=0,075$. A tensão e a corrente de carga estão iguais nas duas figuras, pois o controle de tensão regula das tensões de saída mesmo com desequilíbrios entre os inversores. Ao analisar as correntes fornecidas pelos dois inversores, nota-se que na Figura 7.41 as correntes I_{LFR1} e I_{LFR2} estão defasadas e com amplitudes diferentes, o que demonstra claramente o desequilíbrio. Seus valores eficazes são 7,5 A e 4,2 A, respectivamente. Além disto, não foi possível operar com o sistema sem carga, pois houve circulação de corrente e troca de potência ativa entre os inversores. Entretanto, ao verificar as correntes dos inversores na Figura 7.42, percebe-se que I_{LFR1} e I_{LFR2} estão em fase e com mesma amplitude. Seus valores eficazes são 5,7 A e 5,5 A, respectivamente, o que demonstra o equilíbrio entre elas. Ao comparar os resultados dos dois ensaios, verifica-se que a estratégia de controle realmente possibilita a operação em paralelo dos inversores. Isto porque, ela atua na busca do equilíbrio entre as correntes e evita a circulação de corrente entre os inversores. Também foi verificado o comportamento das fases S e T e foram semelhantes ao da fase R .

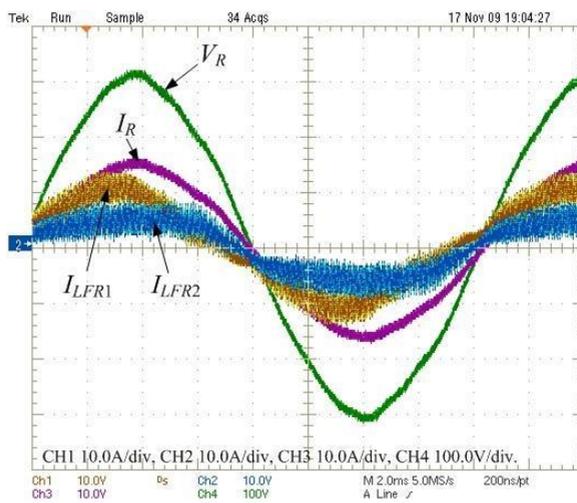


Figura 7.41 – Tensão da fase R , correntes da fase R nos dois inversores 1 e na carga, com ganho $K_{IL}=0,025$.

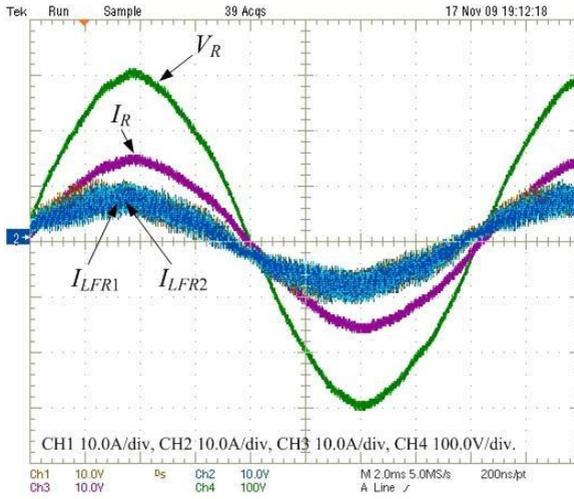


Figura 7.42 – Tensão da fase R , correntes da fase R nos dois inversores 1 e na carga, com ganho $K_{IL}=0.075$.

A seguir serão apresentados outros testes realizados com o protótipo, todos usando o valor de K_{IL} igual a 0,075. Os resultados serão usados para avaliar a estratégia de controle em diferentes modos de operação.

7.4.2. Teste 2 – Sistema sem Carga

O sistema formado pelos inversores conectados em paralelo funcionando sem carga é o ponto de operação mais crítico, pois é neste caso que ocorre circulação de corrente entre os inversores. Sendo assim, a estratégia de controle foi testada nesta condição.

A Figura 7.43 apresenta as tensões do barramento de conexão. Analisando-as, elas estão todas bem reguladas e com uma THD total de 1,8%. A maior parte desta distorção é consequência da THD de 1,5% existente na tensão de referência, que é gerada a partir de uma amostra da rede elétrica. Investigando a fase R do sistema, através da tensão e das correntes mostradas na Figura 7.44, percebe-se que as correntes fornecidas pelos inversores estão em fase, ou seja, não há circulação de corrente entre os inversores. Estas correntes fornecidas pelos inversores estão circulando pelos capacitores dos filtros LC. O mesmo comportamento foi encontrado nas fases S e T . Portanto, o controle do paralelismo funciona corretamente com o sistema sem carga.

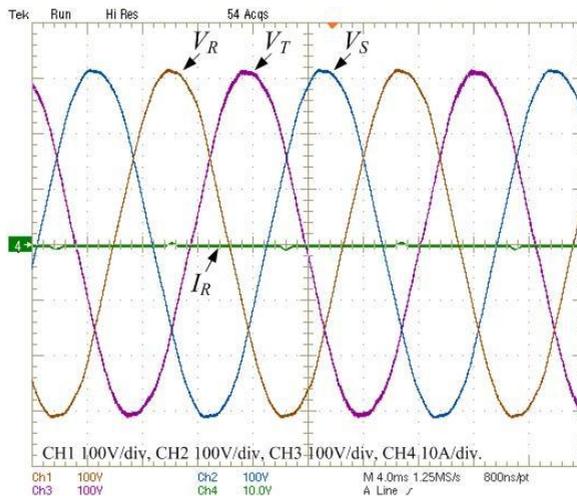


Figura 7.43 – Tensões V_R , V_S e V_T sem carga e a corrente na carga da fase R .

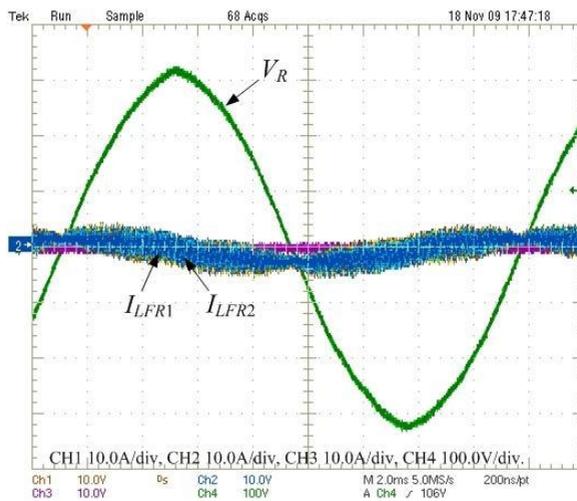


Figura 7.44 – Tensão, correntes dos indutores dos dois inversores e corrente de carga na fase R , sem carga.

7.4.3. Teste 3 – Sistema com Carga Resistiva

Este ensaio foi realizado aplicando uma carga resistiva de 2 kW nas três fases do barramento de conexão do paralelismo. O comportamento das tensões R , S e T e da corrente de carga da fase R é visualizado na Figura 7.45. As tensões estão com uma THD total de

1,7% e uma regulação estática de 91%, o que valida o controle de tensão para cargas resistivas. As correntes dos indutores dos dois inversores são visualizadas na Figura 7.46, na qual é possível verificar o equilíbrio entre as correntes de fase.

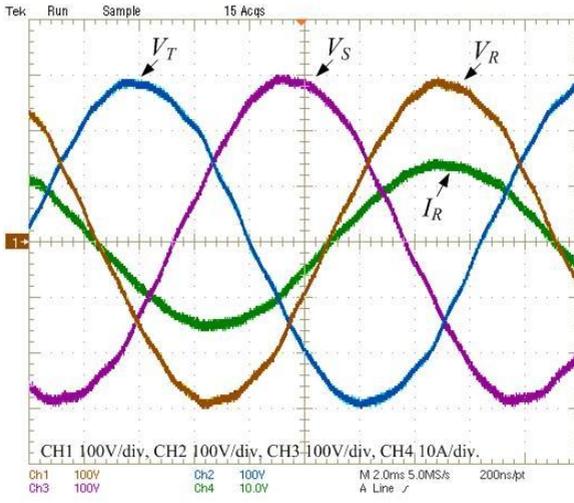


Figura 7.45 – Tensões V_R , V_S e V_T e a corrente na carga da fase R .

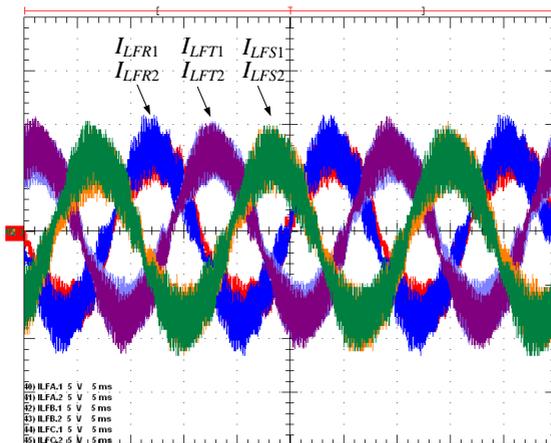


Figura 7.46 – Correntes nos indutores das fases R , S e T dos dois inversores.

Os sinais de controle das componentes ortogonais α e β do inversor 1 são mostrados na Figura 7.47. São esses sinais que estão proporcionando o equilíbrio nas correntes da Figura 7.46 e a regulação das tensões da Figura 7.45. O comportamento e os valores estão na

mesma ordem de grandeza dos sinais simulados no item 7.3.2. Ao descrever o sinal V_{cpa1} em função de $V_{cp\beta1}$, obtém-se no diagrama de fase da Figura 7.48 uma circunferência, o que demonstra que os sinais α e β são senoidais e defasados de 90° , como esperados.

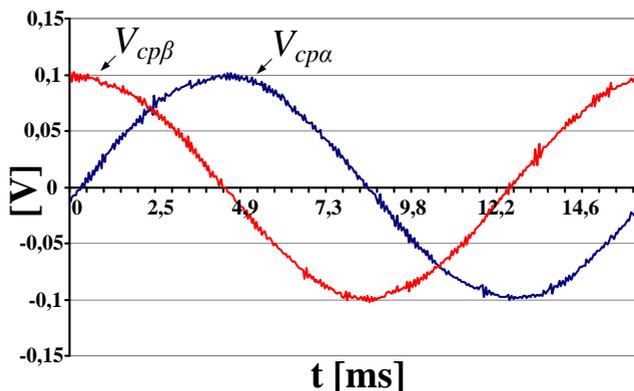


Figura 7.47 – Sinais de controle V_{cpa} e $V_{cp\beta}$ do inversor 1.

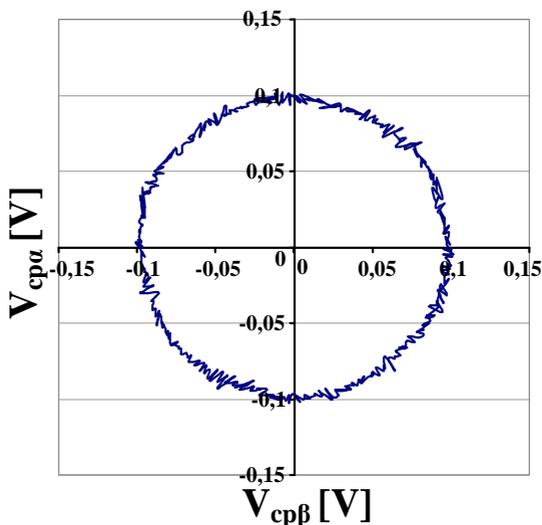


Figura 7.48 – Diagrama de fase dos sinais de controle V_{cpa} e $V_{cp\beta}$.

7.4.4. Teste 4 – Sistema com Carga Não-Linear

O protótipo também foi ensaiado alimentando três cargas não-lineares, monofásicas, de 2 kVA e “fator de crista” igual a 2,6, colocadas uma em cada fase do barramento de saída.

As tensões das três fases do barramento e a corrente de carga da fase R , todas obtidas durante os testes, são mostrada na Figura 7.49. A corrente da fase R apresenta uma THD total de 95% e seus principais harmônicos degradariam fortemente a tensão de saída. Mas, isto é parcialmente evitado pela ação do controle de tensão, que minimiza estas distorções. As tensões da Figura 7.49 apresentam uma THD total de 5% e uma regulação estática de 93%. Estes valores são aceitáveis e validam o controle de tensão tipo de carga. A divisão das correntes de carga entre os dois inversores ficou equilibrada, como observado na Figura 7.50. Essa figura mostra as correntes fornecidas pelos dois inversores através das três fases.

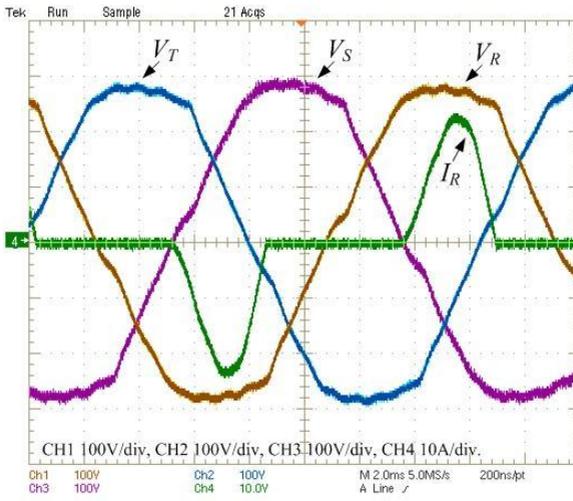


Figura 7.49 – Tensões V_R , V_S e V_T e a corrente na carga da fase R , com carga não-linear.

7.4.5. Teste 5 – Sistema com Carga Desequilibrada

Uma característica do sistema trifásico estudado é a capacidade de alimentar cargas monofásicas. Isto exige que o controle do paralelismo funcione adequadamente nestas condições. Por isso, neste teste a estratégia de controle foi testada aplicando cargas desequilibradas no barramento de saída dos inversores. As cargas usadas foram uma carga resistiva, monofásica e de 2 kW na fase R e uma carga não-linear, monofásica, de 2 kVA e “fator de crista” igual a 2,6 na fase S . A fase T ficou sem carga.

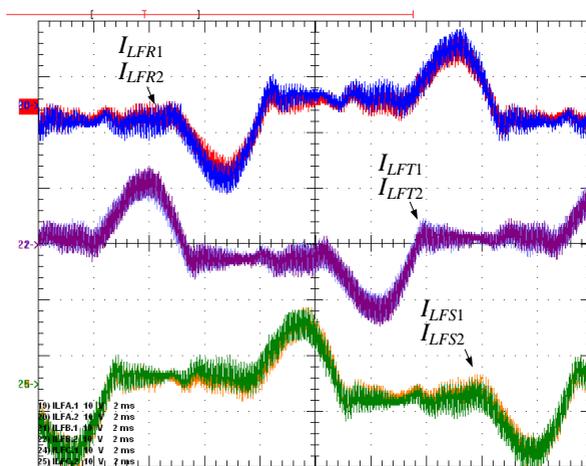


Figura 7.50 – Correntes nos indutores das fases *R*, *S* e *T* dos dois inversores, com carga não-linear.

Os resultados experimentais obtidos na fase *R* da tensão de saída, da corrente de carga e das correntes fornecidas por cada inversor, são apresentados na Figura 7.51. As mesmas informações sobre a fase *S* estão na Figura 7.52 e sobre a fase *T* na Figura 7.53. As formas de onda demonstram que o controle o paralelismo mantém as correntes da mesma fase equilibradas, independente da carga das outras fases. Portanto, o controle do paralelismo consegue atuar nas correntes de uma fase, sem causar danos às outras. Além disto, o controle de tensão também regula corretamente as tensões de fase com cargas desequilibradas.

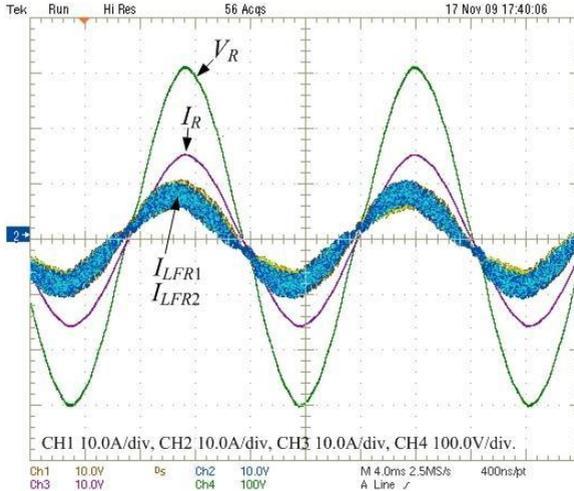


Figura 7.51 – Fase R – Tensão e corrente na carga (V_R e I_R) e as correntes fornecidas pelos dois inversores (I_{LFR1} e I_{LFR2}).

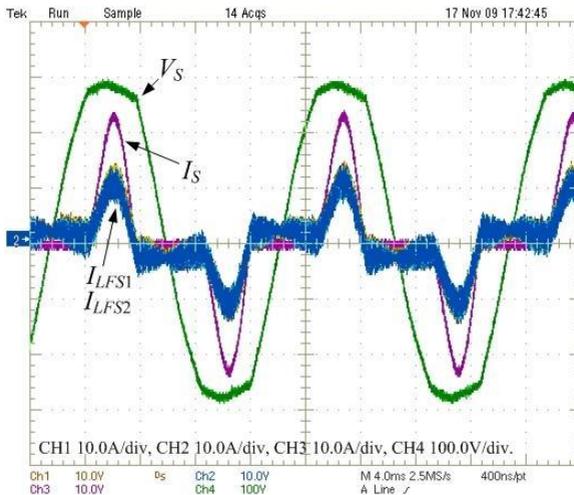


Figura 7.52 – Fase S – Tensão e corrente na carga (V_S e I_S) e as correntes fornecidas pelos dois inversores (I_{LFS1} e I_{LFS2}).

7.4.6. Teste 6 – Resposta Dinâmica do Sistema

A resposta dinâmica dos inversores operando em paralelo foi verificada durante a conexão do inversor 1 no sistema.

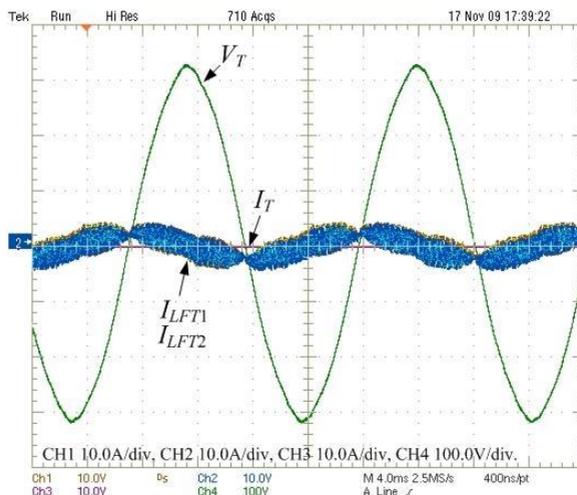


Figura 7.53 – Fase T – Tensão e corrente na carga (V_T e I_T) e as correntes fornecidas pelos dois inversores (I_{LFT1} e I_{LFT2}).

Foram realizados três ensaios com a conexão do inversor: um com o sistema sem carga, outro com carga resistiva e o último com carga não-linear.

A Figura 7.54 apresenta as tensões das três fases do barramento de saída durante a conexão do inversor 1, com o sistema sem carga. A figura também mostra a corrente de carga da fase S fornecida pelo inversor 1 (depois do capacitor do filtro LC), com objetivo de indicar o instante da conexão. As tensões das três fases não apresentam transitórios durante a manobra.

A Figura 7.55 mostra as mesmas formas de onda da Figura 7.54, mas durante a conexão do inversor 1 com o sistema alimentando uma carga resistiva. Nota-se que somente a fase R apresentou um pequeno transitório durante a manobra. O mesmo teste foi repetido para adquirir as formas de onda de tensão e das correntes da fase R , ilustradas na Figura 7.56. Novamente, a tensão de saída possui apenas um pequeno transitório. Já as correntes fornecidas pelos inversores apresentam um transitório rápido e amortecido. Além disto, ao atingir o regime permanente elas estão corretamente equilibradas. Ao mesmo tempo, a corrente de carga não é alterada durante a conexão do inversor.

A Figura 7.57 apresenta as mesmas formas de onda da Figura 7.56, mas durante a conexão do inversor 1 com o sistema alimentando uma carga não-linear. As variáveis possuem o mesmo comportamento dinâmico que o teste com carga resistiva.

Os três ensaios demonstraram que, a estratégia de controle responde adequadamente durante os transitórios promovidos pela conexão de inversores no sistema. Portanto, é possível conectar, ou desconectar, inversores no paralelismo em qualquer ponto de operação.

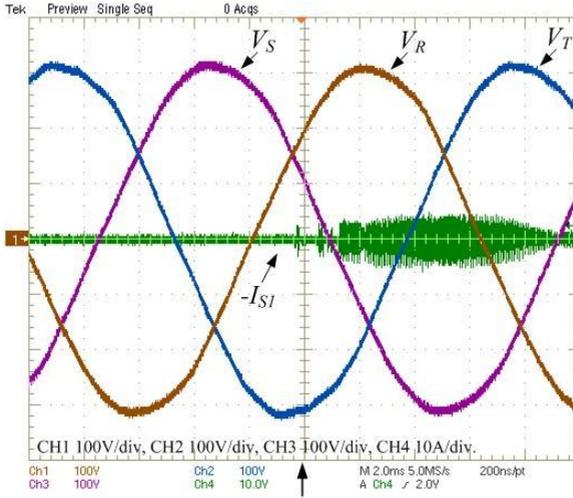


Figura 7.54 – Tensões V_R , V_S e V_T durante a conexão do inversor 1 no paralelismo – sistema sem carga.

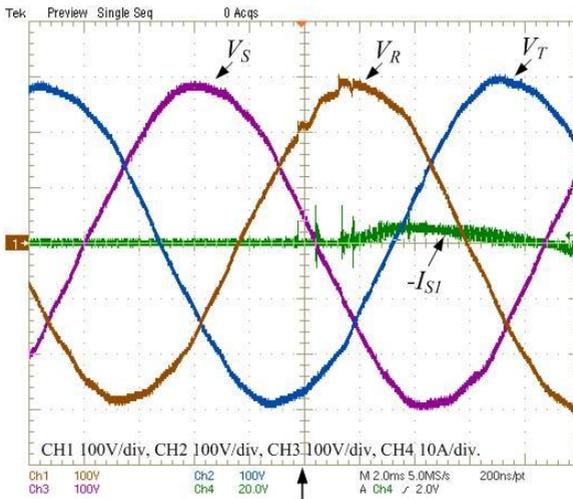


Figura 7.55 – Tensões V_R , V_S , V_T na carga e a corrente da fase S fornecida pelo inversor 1 durante a sua conexão no paralelismo – sistema com carga resistiva.

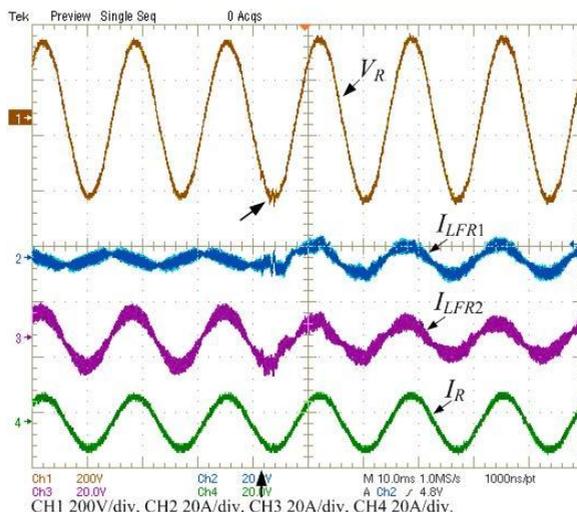


Figura 7.56 – Tensão e corrente na carga (V_R e I_R) e as correntes fornecidas pelos dois inversores (I_{LFR1} e I_{LFR2}), com carga resistiva, durante a conexão do inversor 1 no paralelismo.

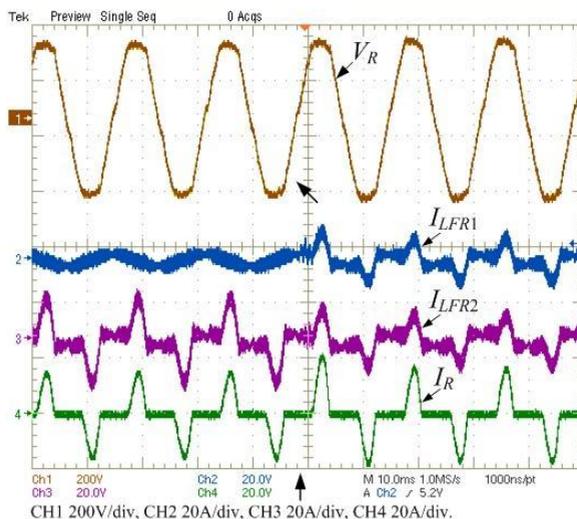


Figura 7.57 – Tensão e corrente na carga (V_R e I_R) e as correntes fornecidas pelos dois inversores (I_{LFR1} e I_{LFR2}), com carga não-linear, durante a conexão do inversor 1 no paralelismo.

7.4.7. Teste 7 – Inversores de Potência Nominais Diferentes

A estratégia de controle estudada também permite conectar inversores de potências nominais diferentes em paralelo, como foi comprovado nos ensaios do sistema monofásico. Com objetivo de provar este princípio no sistema trifásico foi realizado um teste, no qual foi ajustado o ganho do controle do paralelismo com valores diferentes entre os dois inversores. No inversor 1 foi utilizado um ganho K_{IL} igual a 0,075 e no inversor 2 um K_{IL} igual a 0,15 (dobro). É interessante observar que, diferentemente do caso monofásico, neste caso não foi projetado um novo inversor com outra potência, apenas está se limitando as correntes fornecidas pelos inversores através do controle.

A Figura 7.58 mostra as correntes da fase *R* (de carga e fornecidas pelos dois inversores) obtidas durante os testes com carga resistiva. A corrente fornecida pelo inversor 1 é visivelmente maior da corrente do inversor 2, sendo os valores eficazes de 8,0 A e 3,4 A, respectivamente. Além disto, elas estão em fase, o que demonstra que não há circulação de correntes entre os inversores. Salienta-se que, quanto maior o ganho K_{IL} , maior a atuação do controle para limitar as correntes. Por isso que o inversor 2, que tem o maior ganho, fornece a menor corrente. As fases *S* e *T* apresentaram o mesmo comportamento.

As mesmas variáveis da Figura 7.58 são mostradas na Figura 7.59 para os testes com carga não-linear. Novamente, corrente do inversor 1 está maior que a do inversor 2, sendo os valores eficazes 7,0 A e 4,5 A, respectivamente.

Os dois ensaios realizados comprovaram que é possível conectar inversores trifásicos de potências diferentes em paralelo usando esta estratégia de controle. Nestes testes não se obteve uma proporção exata entre a divisão de corrente dos inversores e os ajustes dos ganhos K_{IL} , pois os inversores usados são de mesma potência.

7.4.8. Teste 8 – Controle do Paralelismo Realimentando as Correntes do Primário do Transformador

Outra opção para implementar a estratégia de controle do paralelismo nos inversores trifásicos isolados é realimentando as correntes do primário, ao invés das correntes do secundário do transformador (correntes dos indutores). Esta alternativa foi testada em dois ensaios com os dois inversores operando em paralelo: um alimentando cargas resistivas de 2 kW por fase; e outro cargas não-lineares de 2 kVA por fase.

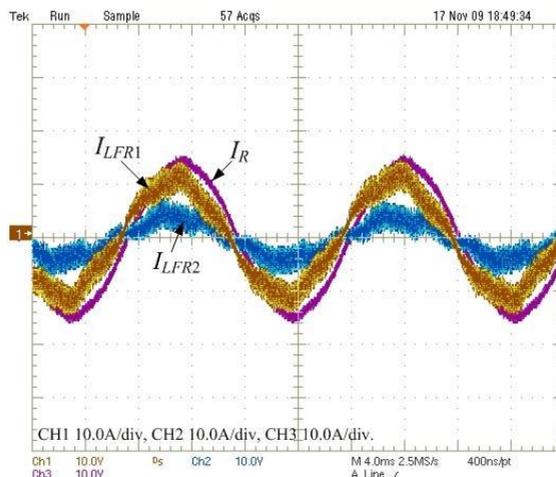


Figura 7.58 – Correntes I_{LFR1} , I_{LFR2} e I_R com valores de K_{IL} diferentes e carga resistiva.

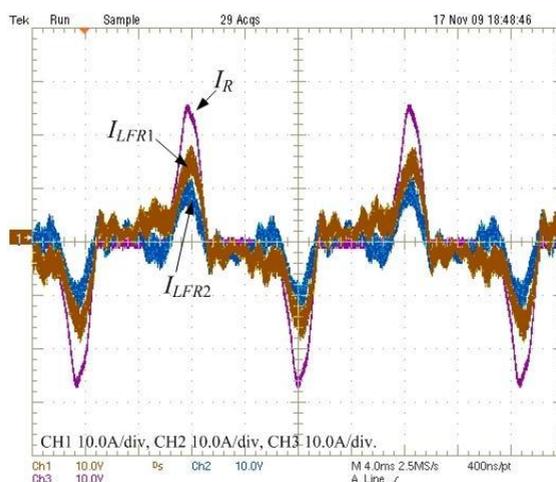


Figura 7.59 – Correntes I_{LFR1} , I_{LFR2} e I_R com valores de K_{IL} diferentes e carga não-linear.

As tensões das fases R , S e T e a corrente de carga da fase R , durante o ensaio com carga resistiva, são mostradas na Figura 7.60. As mesmas variáveis são exibidas na Figura 7.62 para o ensaio com as cargas não-lineares. As formas de onda de tensão apresentam uma THD de 1,6% e uma regulação estática de 93% com carga resistiva e, uma THD de 5,5% e regulação estática de 94,2% com cargas não-lineares.

Os resultados são semelhantes aos testes com a realimentação das correntes dos secundários do transformador.

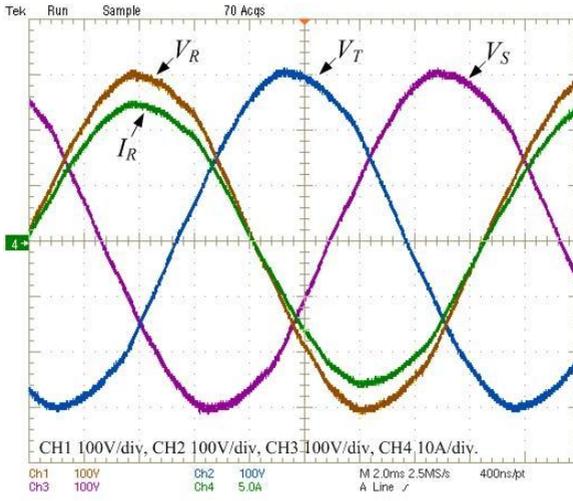


Figura 7.60 – Tensões das fases V_R , V_S e V_T , corrente de carga na fase R , com carga resistiva.

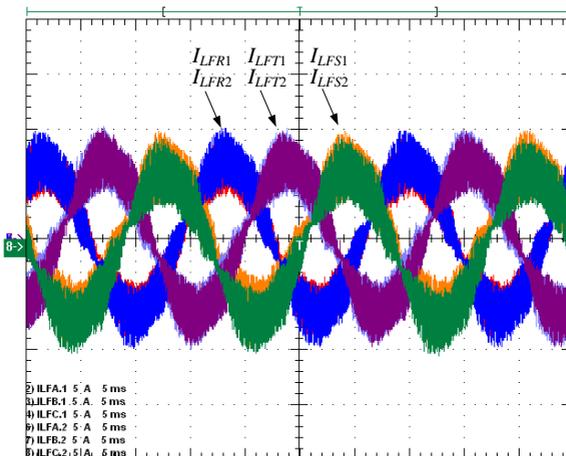


Figura 7.61 – Correntes nos indutores das fases R , S , e T dos dois inversores com carga resistiva.

As correntes fornecidas pelas três fases dos dois inversores, durante o teste com carga resistiva, são apresentadas na Figura 7.61. As mesmas correntes, para o caso com cargas não-lineares, são

apresentadas na Figura 7.63. Em ambos os ensaios, o controle garantiu a distribuição adequada das correntes de carga entre os inversores. Os resultados comprovam que a estratégia de controle do paralelismo pode ser implementada através da realimentação das correntes do primário do transformador.

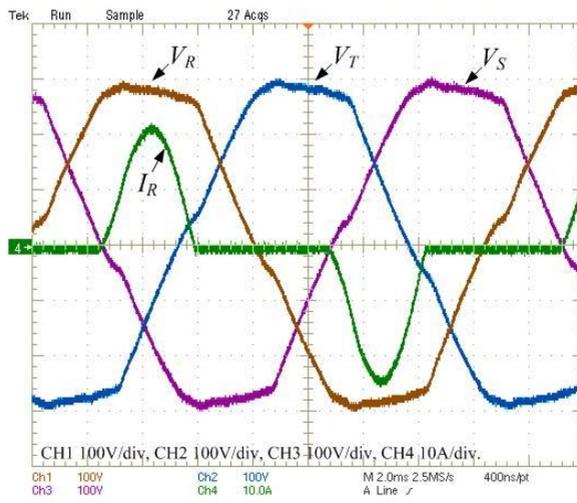


Figura 7.62 – Tensões das fases V_R , V_S e V_T , corrente de carga na fase R , com carga não-linear.

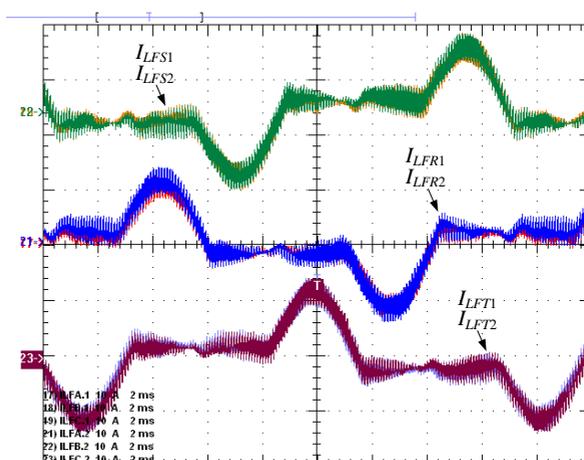


Figura 7.63 – Correntes nos indutores das fases R , S , e T dos dois inversores com carga não-linear.

7.4.9. Teste 9 – Distribuição de Correntes entre os Inversores

O teste de distribuição de corrente foi realizado para avaliar paralelismo dos inversores durante toda a faixa de operação do sistema (de 0% até 100% de carga).

O gráfico da Figura 7.64 mostra o comportamento das correntes da fase *R* nos dois inversores, com o sistema operando desde 0% até 100% de carga, sendo esta resistiva. Já o gráfico da Figura 7.65 apresenta comportamento das correntes da fase *S*, mas aplicando cargas não-lineares. Ao analisar os dois gráficos conclui-se que, durante toda a faixa de operação o desequilíbrio máximo não ultrapassa 10% da corrente de carga. Além disto, o desequilíbrio entre as correntes dos inversores com 100% de carga ficou menor que 4%. Esse é o ponto mais crítico para distribuição de corrente no paralelismo, pois os inversores podem estar próximos da suas potências nominais. As outras fases também foram avaliadas e apresentaram resultados muito semelhantes. Por fim, esses resultados comprovam que estratégia de controle do paralelismo mantém um equilíbrio adequado entre as correntes dos inversores em toda a faixa de operação.

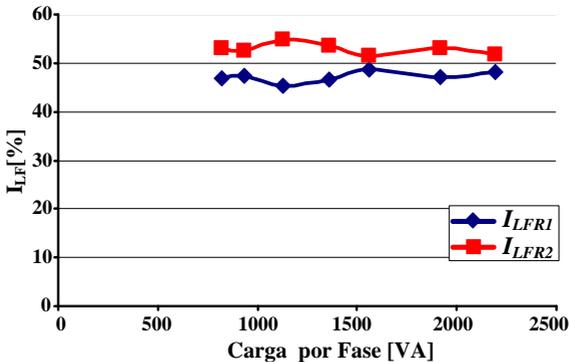


Figura 7.64 – Distribuição da corrente de carga da fase *R* entre os dois inversores, para carga resistiva.

7.4.10. Teste 10 – Qualidade da Tensão de Saída do Paralelismo

Nos itens anteriores foram apresentadas formas de onda dos resultados experimentais que comprovaram a estratégia do controle de tensão. Neste teste serão apresentados resultados com o objetivo de analisar e avaliar a capacidade do controle de tensão em fornecer tensões com uma qualidade adequada, com os dois inversores operando em paralelo.

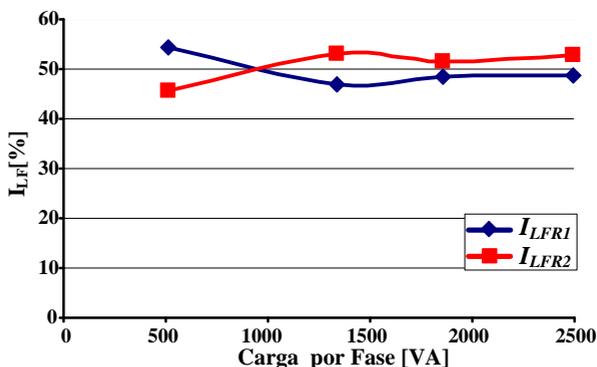


Figura 7.65 – Distribuição da corrente de carga da fase S entre os dois inversores, para carga não-linear.

O gráfico da Figura 7.66 mostra a regulação estática, em porcentagem, das três fases do barramento comum, em função da potência aplicada nas fases através de cargas resistivas. Em plena carga, a regulação estática das fases R e T ficaram em 91%. O gráfico da Figura 7.67 apresenta as mesmas variáveis, mas em função da potência aplicada nas fases através de cargas não-lineares. Com 100% de carga as tensões das fases R e T apresentaram uma regulação estática próxima de 93%. Analisando-se os dois ensaios conclui-se que, a situação mais crítica para a regulação estática é com carga resistiva (91% em plena carga). Nessa situação, para uma tensão nominal de 220 V *rms*, tem-se 200 V *rms* e, para uma tensão nominal de 110 V *rms*, tem-se 100 V *rms* no barramento de conexão.

A diminuição das tensões de saída é causada pelas às características do controlador de tensão e da planta do inversor (considerando o controle do paralelismo). O controlador de tensão escolhido é do tipo PID, ou seja, possui um integrador na malha direta. A planta do inversor para a malha de tensão não possui integrador. Portanto, a malha de tensão segue uma referência senoidal com um erro constante. Este erro é em função do ganho do controlador na frequência fundamental da tensão de saída e do ganho estático do inversor. Como demonstrado na seção 3.4.2, o ganho estático do inversor diminui em função da carga. Deste modo, com o aumento da carga, o ganho estático do inversor diminui, o erro da malha de tensão para o segmento de uma referência senoidal aumenta e assim, as tensões de saída continuam seguindo a referência de tensão para 220 volts, mas com um erro maior. Conseqüentemente, estas tensões apresentam uma regulação pior.

Uma maneira de melhorar a regulação estática das tensões é aumentando o ganho do controlador na frequência fundamental da tensão de saída, pois quanto maior este ganho, menor o erro estático da malha de tensão ao seguimento de uma referência senoidal. Outra opção seria usar outras topologias para o controlador de tensão. É importante salientar que, os objetivos deste estudo é explorar a técnica do paralelismo e o desempenho encontrado para a regulação estática é satisfatório.

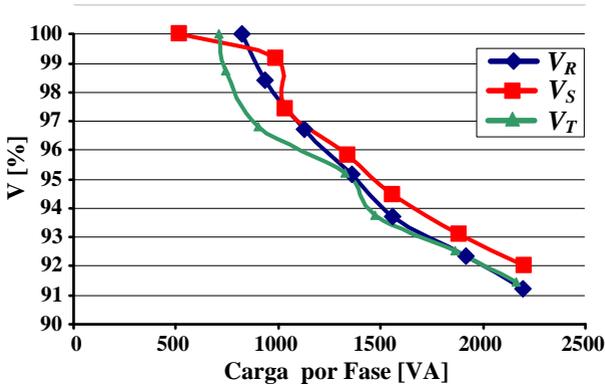


Figura 7.66 – Regulação estática das tensões de fase dos inversores em paralelo com carga resistiva.

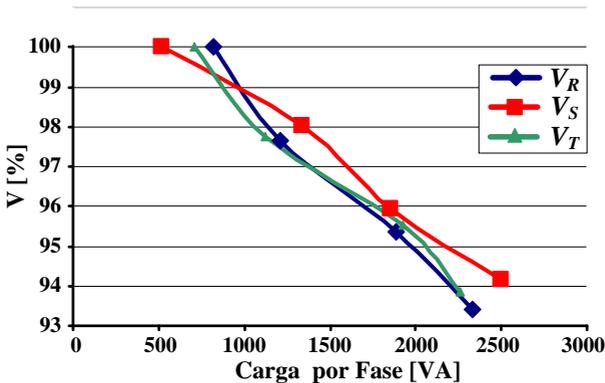


Figura 7.67 – Regulação estática das tensões de fase dos inversores em paralelo com carga não-linear.

Também foi calculado a THD total das tensões em função da carga aplicada em cada fase. O gráfico da Figura 7.68 apresenta o resultado para cargas resistivas. Nota-se que, sem carga as tensões possuem uma THD de até 1,9% e, em plena carga de 1,7%, ou seja,

praticamente constante. Salienta-se que as referências de tensão são geradas através de amostras da rede elétrica e possuem uma THD de 1,5%. O gráfico da Figura 7.69 mostra os resultados da THD total das tensões em função da potência consumida por cargas não-lineares. Observa-se no gráfico que a maior THD é de 5% e ocorre em plena carga. Os resultados comprovam o desempenho adequado do compensador de tensão no controle da THD de tensão.

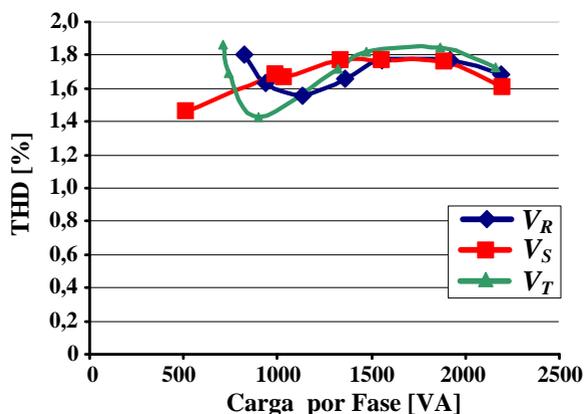


Figura 7.68 – THD das tensões de fase dos inversores em paralelo com carga resistiva.

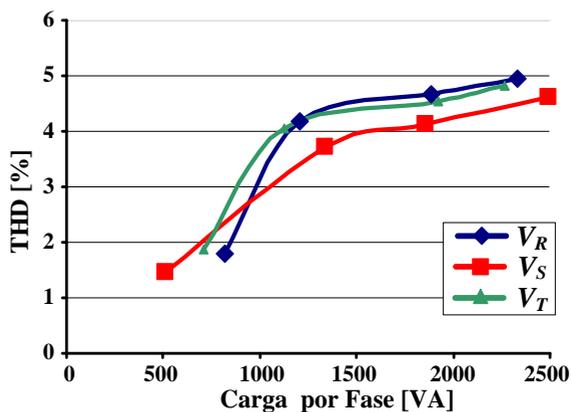


Figura 7.69 – THD das tensões de fase dos inversores em paralelo com carga não-linear.

7.4.11. Teste 11 – Controle de Corrente Média no Primário do Transformador

O controle de corrente média tem a função de evitar a circulação de corrente contínua no primário do transformador isolador. A situação mais crítica para este controle é a inicialização do conversor, devido ao transitório na tensão de saída e na corrente de magnetização do transformador. Foi por este motivo que o desempenho dos controladores de corrente média foi avaliado durante esta etapa de operação.

As simulações da seção 7.3.7 mostraram que a malha de corrente média responde com um tempo de acomodação na ordem de 0,3 segundos. Com esta informação, projetou-se o tempo de inicialização (*soft-start*) do controle de tensão em 3 segundos. Assim, a malha de corrente tem capacidade de regular o valor médio da corrente no primário do transformador durante a partida do inversor.

A Figura 7.70 expõe as formas de onda das correntes de magnetização do transformador (I_{LpA} , I_{LpB} e I_{LpC}) e da tensão da fase R , todas durante a inicialização do inversor trifásico. A figura apresenta a progressão da tensão de fase em forma de rampa, de zero até o valor nominal, no tempo de 3 segundos. Ao analisar as correntes do primário do transformador, principalmente I_{LpB} e I_{LpC} , percebe-se durante a inicialização que elas apresentam a tendência de ter uma componente contínua. Mas, observa-se que existe uma correção e as componentes contínuas são eliminadas. Esta ação é credenciada à atuação do controle de corrente média.

Ao verificar o desempenho do controlador, tem-se que o transitório das correntes de magnetização não apresenta oscilações, que é uma característica típica de sistema de primeira ordem. Além disto, o transitório possui um tempo de acomodação pequeno e adequado a dinâmica do sistema. Essas características são conseqüências da escolha do controlador tipo proporcional. A desvantagem desse controlador é o erro estático existente em regime permanente, mas que não prejudicou o funcionamento do transformador, como visto nas formas de onda da figura. Por fim, os resultados analisados apresentaram a resposta esperada, validando o projeto do controlador e mostrando a necessidade desta malha no sistema.

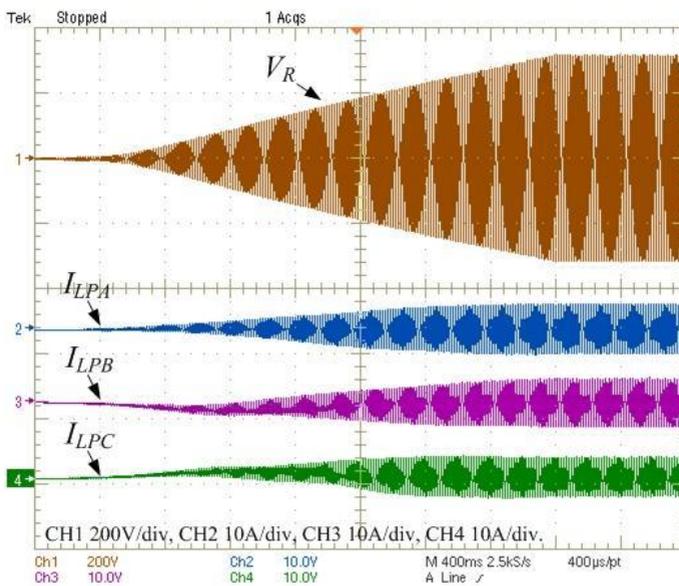


Figura 7.70 – Tensão da fase R , correntes de magnetização I_{LPA} , I_{LPB} e I_{LPC} , durante a inicialização do inversor.

7.4.12. Fotos do Protótipo

A fotografia da Figura 7.71 mostra o protótipo de um inversor de tensão trifásico. Na foto estão identificados através de números os principais circuitos do inversor e eles correspondem a:

1. Circuito de controle;
2. Fonte auxiliar
3. Alimentação e proteção;
4. Módulo SKS 25F B6U+B6CI 09 V12;
5. Transformador isolador;
6. Filtro LC e sensores;
7. Saída e proteção.

A fotografia da Figura 7.72 está mostrando os dois inversores, identificados como 1 e 2, operando em paralelo. Na foto também estão os equipamentos e as cargas utilizadas durante os testes. Em cada inversor há um computador que foi utilizado para desenvolver o programa do DSP e monitorar as variáveis de controle durante o funcionamento do inversor.

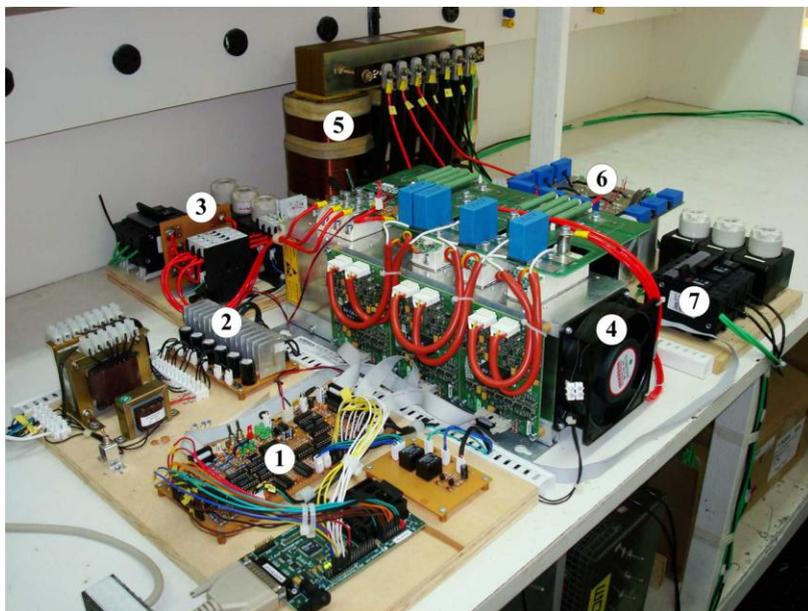


Figura 7.71 – Foto 1 inversor.

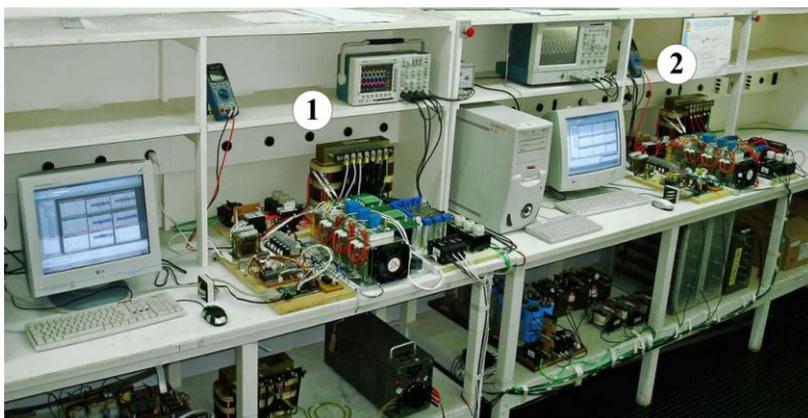


Figura 7.72 – Foto dos dois inversores em paralelo.

7.5. CONCLUSÕES

Este capítulo apresentou o projeto, simulações e resultados experimentais do paralelismo de dois inversores trifásicos de tensão. As três etapas comprovaram que a estratégia de controle estudada no trabalho também funciona adequadamente para o paralelismo de inversores trifásicos.

Os resultados de simulação e experimentais mostraram que o controle do paralelismo distribui adequadamente a corrente de carga entre os inversores; evita a circulação de corrente entre eles, permite a conexão dos inversores no sistema em qualquer nível de carga e funciona com cargas desequilibradas. Os resultados também comprovaram a regulação estática adequada e a baixa THD nas tensões de saída, tanto para as cargas resistivas como para as não-lineares.

8. CONCLUSÕES GERAIS

8.1. CONCLUSÕES GERAIS DA TESE

Esta Tese propõe uma estratégia de controle para o paralelismo de inversores monofásicos e trifásicos de tensão. A estratégia apresentada garante a operação adequada do paralelismo e torna os inversores estruturas independentes umas das outras para conectar, desconectar e operar no paralelismo. Essas características permitem a sua aplicação no paralelismo de UPS.

O trabalho aborda a estrutura completa do controle inversor de tensão, que é composta por três malhas controles: a de tensão; a do paralelismo; e a da corrente média do transformador. Durante os capítulos são realizados estudos teóricos do sistema de controle, desenvolvidos os modelos matemáticos do inversor e, por fim, são determinados os procedimentos de projeto dos compensadores. Para o caso dos inversores trifásicos, acrescenta-se o estudo e implementação digital do controle em base $\alpha\beta 0$. O resultado final é uma estratégia de controle para o inversor de tensão que o torna apto a operar adequadamente em paralelo.

Especificamente, o controle do paralelismo, que é o foco desta pesquisa, é baseado nos seguintes princípios: o controle atua na tensão de entrada do filtro LC do inversor; o controle é feito com variáveis de valores médios quase instantâneos (controle instantâneo); e a estratégia usa somente variáveis internas do inversor. Além disto, a estratégia é formulada considerando-se uma referência de tensão senoidal comum a todos os inversores (referências iguais) e o controle de tensão realizado com variáveis de valores médios quase instantâneos. Com base nestes princípios, desenvolveu-se o controle do paralelismo que utiliza a realimentação da corrente do indutor para atuar na tensão de entrada do filtro LC do inversor e, assim, controlar a contribuição de corrente deste no paralelismo.

O controle do paralelismo atuando na tensão de entrada do filtro LC tem o objetivo de controlar o fluxo de potência entre o conversor PWM e o barramento de conexão. Além disto, o controle do paralelismo torna-se uma malha interna à malha de tensão. Dessa forma, o controle

de tensão é o único a regular a tensão de saída do inversor. Com todos os inversores seguindo a referência de tensão comum e com o controle do paralelismo proposto, é possível conectar os inversores em paralelo sem impedâncias de conexão. Isso garante uma tensão regulada na carga e elimina um componente a mais no circuito.

O controle do paralelismo baseado na realimentação da corrente do indutor altera as características do VSI, aumentando o amortecimento e diminuindo o ganho estático com o aumento da carga. Estas características introduzidas ao inversor são responsáveis pelo controle do paralelismo. A diminuição do ganho estático do inversor proporcionalmente ao acréscimo da carga garante a distribuição correta da corrente de carga entre os inversores em regime permanente. O aumento do amortecimento permite a conexão ou desconexão de novos inversores no paralelismo, em qualquer nível de carga (*hot-swap*), com pequenos transitórios na tensão de saída.

A malha de corrente responsável pelo controle do paralelismo apresenta características do controle de curvas de decaimento, porém, nesse caso há duas particularidades: a curva de decaimento altera a tensão de entrada do filtro LC em função da corrente do indutor; e a curva de decaimento é feita com variáveis de valores médios quase instantâneos. Assim, nesta estratégia o controle do paralelismo usa somente variáveis internas do inversor e torna o módulo apto a operar no paralelismo independente do número de inversores e do nível de carga. Além disto, o controle instantâneo oferece uma resposta dinâmica rápida ao sistema.

No entanto, a estratégia de controle do paralelismo aumenta o erro de seguimento a uma referência senoidal do controlador PID de tensão, em função da carga processada. Como consequência, há uma diminuição da tensão de saída dos inversores com aumento da carga, ou seja, uma variação maior na regulação estática da tensão de saída. Além disto, a realimentação da corrente do indutor com cargas não-lineares introduz uma distorção na tensão de saída. Essas características exigem um compromisso no ajuste do compensador do paralelismo entre a qualidade da tensão de saída e a divisão de corrente.

Durante os testes de simulação e experimentais com o paralelismo de inversores monofásicos e trifásicos de tensão, apresentados nos capítulos 5 e 7, foram aplicadas cargas lineares, não lineares, equilibradas e desequilibradas, além de testar o sistema sem carga. Em todos os testes, os resultados obtidos utilizando o controle do paralelismo proposto foram adequados. O sistema de controle garantiu a divisão correta da corrente de carga e evitou a circulação de corrente

entre os inversores. Nos ensaios experimentais, os inversores em paralelo apresentaram robustez durante a conexão e/ou desconexão dos inversores no sistema sobre quaisquer níveis de carga, não existindo problemas de instabilidade e transitórios significativos. Adicionalmente, durante todos os testes o desempenho do controle de tensão dos inversores foi eficaz, regulando adequadamente a tensão da carga.

Para realizar o estudo do sistema formado pelos inversores em paralelo, foi proposta no capítulo 4 uma metodologia baseada na análise em regime permanente de circuitos. O modelo matemático proposto considera as características do circuito elétrico de potência e as equações de controle. Este modelo matemático tornou-se uma ferramenta que permite avaliar variações paramétricas, sensibilidade do sistema, alterações nos circuitos, situações diferentes de cargas, as correntes, as tensões e o fluxo de potência nos inversores conectados em paralelo. Além disto, permite projetar adequadamente o controlador do paralelismo. O modelo desenvolvido foi aplicado nos inversores monofásicos e nas componentes ortogonais α e β dos inversores trifásicos.

Por fim, esta Tese contribui com um estudo aprofundado do paralelismo de inversores de tensão, com uma nova estratégia de controle para essa aplicação, com estudo teórico e prático do paralelismo, com o desenvolvimento de tecnologia para indústria nacional e, principalmente, com a formação do aluno.

8.2. RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Para a continuidade da pesquisa iniciada nesta Tese, tem-se como perspectiva o aprimoramento da técnica de controle proposta. Nesse contexto poderia ser desenvolvidos estudos sobre:

- Estudo teórico e implementação da estratégia de controle em variáveis $dq0$.
- Explorar a possibilidade de gerar a referência de tensão do sistema de controle através da própria rede elétrica que alimenta os módulos. Para isto, deve-se propor um sistema de *backup* redundante, que forneça a referência de tensão durante as faltas da rede elétrica. O objetivo deste sistema seria eliminar o barramento existente com essa referência;
- Fazer a variação do ganho do controle do paralelismo em função da frequência. Isto poderia ser explorado para aumentar o amortecimento da planta de tensão na frequência de ressonância do inversor, melhorar a divisão de corrente em

60 Hz e diminuir a distorção causada na tensão de saída com a realimentação de correntes de cargas não-lineares;

- A possibilidade de fazer a variação do ganho do controle do paralelismo em função do estado de operação do inversor. Assim, em situações críticas como durante a falta de rede, em que os inversores entram em modo bateria, o controle poderia aumentar o ganho do controle do paralelismo para garantir o equilíbrio de corrente, mesmo com grandes variações na fonte de alimentação e na referência de tensão, e por fim;
- Aplicar a estratégia de controle do paralelismo proposta com outras estruturas de controle de tensão.

Essas seriam algumas das possibilidades de continuação desta pesquisa.

9. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Mohan, N.; Undeland, T. M. and Robbins, W. P.; “Power Electronics - Converters, Applications, and Design”; 2nd ed: John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [2] Erickson, R.W.; “Fundamentals of Power Electronics”, vol. I. New York: Chapman & Hall, 1997, p. 191.
- [3] Abdel-Rahim, N.M.; Quaicoe, J.E.; “Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage-source UPS inverters”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 11, Nr. 4, p. 532-541, Jul. 1996.
- [4] Ryan, M.J.; Lorenz, R.D.; "A high performance sine wave inverter controller with capacitor current feedback and “back-EMF” decoupling," presented at 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1995.
- [5] Ryan, M.J.; Brumsickle, W.E.; Lorenz, R.D.; “Control topology options for single-phase UPS inverters”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 33, Nr. 2, p. 493-501, Mar/Abr. 1997.
- [6] Ronaldo, R. H.; Goldemberg, C. ; “Measurement of Capacitor Current as Control Variable for Voltage Source Inverter”. Brazilian Power Electronics Conference - COBEP 09, p. 705-710. Out. 2009.
- [7] Poh Chiang Loh; Newman, M.J.; Zmood, D.N.; Holmes, D.G.; “A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS systems”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, Nr. 5, p. 1176-1185, Set. 2003.
- [8] Hongying Wu; Dong Lin; Dehua Zhang; Kaiwei Yao; Jinfa Zhang; “A current-mode control technique with instantaneous inductor-current feedback for UPS inverters”. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC ’99, Vol. 2, p. 951-957, 1999.
- [9] Oliveira, S. V. G.; BARBI, I.; Romaneli, E. F. R.; “Metodologia de Projeto de Inversores Monofásicos PWM Senoidais Alimentando Cargas Não Lineares”. Seminário Eletrônica de Potência – SEP 2002, Florianópolis, 2002.

- [10] Gerent, F.H.; “Metodologia de Projeto de Inversores Monofásicos de Tensão para Cargas Não-Lineares”; Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - INEP, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, Dez. 2005.
- [11] Xinchun Lin; Shangxu Duan; Yong Kang; Jian Chen; “Waveform compensation of PWM inverter in UPS”. *Power Electronics and Drive Systems*, 2001. PEDS '01. Vol. 1, p. 292-296, 2001.
- [12] Ciani, L.; Catelani, M.; Mancini, M.; Simoni, E.; “A Novel Technique for Power Inverter Control Based on a Single Voltage Sensor”. *Instrumentation and Measurement Technology Conference*, 2009. I2MTC '09. Vol. 1, p. 1167-1170, 2009.
- [13] Kawamura, A. and Hoft, R.G.; “Instantaneous Feedback Controlled PWM Inverter with Adaptive Hysteresis”. *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 20, p. 769-775, Jul/Ago. 1984.
- [14] Kawabata, T.; Miyashita, T.; Yamamoto, Y.; “Digital Control of Three-Phase PWM Inverter with LC Filter”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 1, p. 62-72, Jan. 1991.
- [15] Shahgholian, G.; Faiz, J.; Shafaghi, P.; “Nonlinear Control Techniques in Uninterruptible Power Supply Inverter: A Review”. *Computer and Electrical Engineering*, 2009. ICCEE '09. Vol. 1, p. 51-55, 2009.
- [16] Rech, C.; Pinheiro, H.; Grundling, H.A.; Hey, H.L.; Pinheiro, J.R.; “Comparison of digital control techniques with repetitive integral action for low cost PWM inverters”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, Nr. 1, p. 401-410, Jan. 2003.
- [17] A. Kawamura, T. Haneyoshi, and R. G. Hoft, “Deadbeat controlled PWM inverter with parameter estimation using only voltage sensor”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, pp. 118–125, Abr. 1988.
- [18] S. L. Jung and Y. Y. Tzou, “Discrete sliding-mode control of a PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis with optimal sliding curve”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, pp. 567–577, Jul. 1996.
- [19] Y. Y. Tzou, R. S. Ou, S. L. Jung, and M. Y. Chang, “High-performance programmable AC power source with low harmonic distortion using DSP-based repetitive control technique”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, pp. 715–725, Jul. 1997.
- [20] Braga, F.N.; Coelho, E.A.A.; Freitas, L.C.; Farias, V.J.; Júnior, J.B.V.; “A Proposal of a High Performance Controller for a Single

- Phase Inverters with Internal State Feedback”. Brazilian Power Electronics Conference - COBEP 09, p. 1233-1238. Out. 2009.
- [21] Kawabata, T. and Higashino, S.; “Parallel Operation of Voltage Source Inverters”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 24, Nr. 2, p. 281-287, Mar-Abr. 1988.
- [22] Wei Yao, Mingzhi Gao, Zheng Ren, Min Chen, Zhaoming Qian; “Study on the Impact of the Complex Impedance on the Droop Control Method for the Parallel Inverters”. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC 10, Vol. 1, p. 1204-1208, 2010.
- [23] Zheng R., Mingzhi G., Qiong M., Kun L., Wei Y., Min C., Zhaomin Qian; “Power Calculation Method Used In Wireless Parallel Inverters Under Nonlinear Load Conditions”. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC 10, Vol. 1, p. 1674-1208, 1677, 2010.
- [24] Xuan Z., Jinjun L., Ting L., Linyuan Z.; “A Novel Power Distribution Strategy for Parallel Inverters in Islanded Mode Microgrid”. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC 10, Vol. 1, p. 2116-2120, 2010.
- [25] Lorençato, A.A.; Martins, A.S.; Bonam, G.; Gabiatti, G.; “Single, Series and Parallel Redundat UPS”. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP 07, p. 1110-1113. Out. 2007.
- [26] Bonam, G.; Martins, A.S.; Ribeiro, L.A.S.; Saavedra, O.R.; Matos, J.G.; “Parallel-Connected Inverters Applied in Renewable Energy Systems”. Brazilian Power Electronics Conference - COBEP 09, p. 993-999. Out. 2009.
- [27] Lazzarin, T.B.; Bauer, G.A.T.; Barbi, I.; “A control strategy by instantaneous average values for parallel operation of single phase voltage source inverters based on the inductor current feedback”, Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE , San Jose, California, Set. 2009.
- [28] Lazzarin, T.B.; Bauer, G.A.T.; Barbi, I.; “A control strategy for parallel voltage source inverters,” Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian , Bonito, MS, Set/Out. 2009.
- [29] Lazzarin, T.B.; Bauer, G.A.T.; Barbi, I.; “A control strategy for parallel operation of single phase voltage source inverters,” Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE, Porto, Nov. 2009.
- [30] James, W.N.; Riedel, S.A.; “Circuitos Elétricos”. Editora LTC – 6ª Edição, 2003.

- [31] Estofanero, H.; Hausmann, R. and Lazzarin, T.B.; “Projeto de Inversor Monofásico”; Relatório Interno - INEP, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, Mai. 2007.
- [32] Saadat, H.; “Power System Analysis”. McGraw-Hill, 1999.
- [33] Liangliang, C.; Lan, X. and Yangguang, Y.; “Application of Coupled Inductors in Parallel Inverter System”. *Electrical Machines and Systems – ICEMS 2003*. Vol. 1, p. 398-401, Nov. 2003.
- [34] Holtz, J and Werner, K.H.; “Multi-Inverter UPS System with Redundant Load Sharing Control”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 37, Nr. 6, p. 506-513, Dez. 1990.
- [35] Green, M.P., Mansir, H.; “A Survey of Control Methods for Three-Phase Inverters in Parallel Connection”. *Power Electronics and Variable Speed Drives – 2000*, p. 472-477, Set. 2000.
- [36] Borup, U., Blaabjerg, F. and Enjeti, P.N.; “Sharing of Nonlinear Load in Parallel-Connected Three-Phase Converters”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 37, N° 6, p. 1817-1823, Nov/Dec. 2001.
- [37] Chen, J.F., Chu, C.L.; “Combination Voltage-Controlled and Current-Controlled PWM Inverters for UPS Parallel Operation”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 10, N° 5, p. 547-558, Set. 1995.
- [38] Broeck, H.V. and Boeke, U.; “A Simple Method for Parallel Operation of Inverters”. *Telecommunications Energy Conference- INTELEC '98*, p. 143-150, Out. 1998.
- [39] Petruzzello, F., Ziogas, P.D. and Joos, G.; “A novel Approach to Paralleling of Power Converter Units with True Redundancy”. *Power Electronics Specialists Conference – PESC '90*, p. 808-813, Jun. 1990.
- [40] Lee, C.S., Kim, S., Kim, C.B., Hong, S.C., etc; “Parallel U.P.S. with a Instantaneous Current Sharing Control”. *Industrial Electronics Society - IECON'98*, Vol. 1, p. 568-573, Ago. 1998.
- [41] Lee, W.C., Lee, T.K., Lee, S.H., Kim, K.H., etc; “A Master and Slave Control Strategy for Parallel Operation of Three-Phase UPS Systems with Different Rating”. *Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC '04*, Vol. 1, p. 456-462, 2004.
- [42] WEG Automação; “CFWM-11-Manual do inversor de Frequência”. <http://catalogo.weg.com.br/FILES/Artigos/1-15464.pdf> , Nov. 2008.
- [43] ABB Industrial Drives; “Technical Catalogue”. <http://library.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/27246ab>

[8fac5b08bc12573830041d9ea/\\$File/ACS800MultidrivescatalogueR EVE_EN.pdf](8fac5b08bc12573830041d9ea/$File/ACS800MultidrivescatalogueR EVE_EN.pdf), Nov. 2008.

- [44] Barauna, A.P.; “Paralelismo de Inversores de Tensão Controlados pelo Valor Médio Instantâneo da Tensão de Saída”; Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - INEP, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, Dez. 2003.
- [45] Shanxu, D., Yu, M., Jian, X., Yong, K. and Jian, C. “Parallel Operation Control Technique of Voltage Source Inverters in UPS”. International Conference on Power Electronics and Drive Systems - PEDS'99, Vol. 2, p. 883-887, Jul. 1999.
- [46] Siri, K. and Lee, C.Q.; “Current Distribution Control of Converters Connected in Parallel”. Industry Applications Society Annual Meeting - 1990, Vol. 2, p. 1274-1280, Out. 1990.
- [47] Lee, C.Q., Siri, K. and Wu, T.F.; “Dynamic Current Distribution Control of a Parallel Connected Converter System”. Power Electronics Specialists Conference – PESC '91, p. 875-881, Jun. 1991.
- [48] Coelho, E.A.A., Menezes, B.R., Cortizio, P.C. and Garcia, P.F.D.; “Sliding Mode Controller for Parallel Connected Inverters”. Power Electronics Congress – CIEP 98, p. 96-102, Out. 1998.
- [49] Low, K.S., Cao, R.; “Model Predictive Control of Parallel Connected Inverters for Uninterruptible Power Supplies”. Power Electronics Specialists Conference - PESC '06, p. 01-06, Jun. 2006.
- [50] Chen, Y.K., Wu, T.-F., Wu, Y.-E. and Ku, C.-P.; “A Current-Sharing Control Strategy for Paralleled Multi-Inverter Systems Using Microprocessor-Based Robust Control”. Electrical and Electronic Technology – TENCON '01, Vol. 2, p. 647-653, Ago. 2001.
- [51] Chen, Y.K., Wu, T.-F., Wu, Y.-E. and Ku, C.-P.; “CWDC Strategy for Paralleled Multi-Inverter Systems Achieving a Weighted Output Current Distribution”. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC '02, Vol. 2, p. 1018-1023, Mar. 2002.
- [52] Chen, L., Xiao L., Gong, C., Yan, Y.; “Circulating current's characteristics analysis and the control strategy of parallel system based on double close-loop controlled VSI”. Power Electronics Specialists Conference – PESC '94, Vol. 6, p. 4791-4797, Jun. 2004.
- [53] Xiong, R., Lee, Y. and Zhao, J.; “Modeling and Analysis of Stability for Parallel Inverters Operated with Instantaneous Maximum Current Control Strategy”. Computational Engineering in Systems Applications, p. 1701-1706, Out. 2006.

- [54] Shanxu, D., Yu, M., Jian, X., Yong, K. and Jian, C.; “Parallel operation control technique of voltage source inverters in UPS”. Power Electronics and Drive Systems – PEDS '99, Vol. 2, p. 883-887, Jul. 1999.
- [55] Shan, H., Kang, Y., Shanxu, D., etc; “Research on a Novel Digital Parallel Current Sharing Control Technique of Modularized UPS”. Electrical Machines and Systems – ICEMS '07, p. 106-109, Oct. 2007.
- [56] Fang, T., Ruan, X., Xiao, L. and Liu A.; “An Improved Distributed Control Strategy for Parallel Inverters”. Power Electronics Specialists Conference – PESC '08, p. 3500-3505, Jun. 2008.
- [57] Oshima, H., Miyazaya, Y. and Hirata, A.; “Parallel Redundant UPS with Instantaneous PWM Control”. Telecommunications Energy Conference-INTELEC '91, p. 436-442, Nov. 1991.
- [58] Tan, J., Lin, H., Zhang, J. and Ying, J.; “A Novel Load Sharing Control Technique for Paralleled Inverters”. Power Electronics Specialists Conference – PESC '03, Vol 3, p.1432 – 1437, Jun. 2003.
- [59] Xing, Y., Huang, L. and Yan, Y.; “Redundant Parallel Control for Current Regulated Inverters with Instantaneous Current Sharing”. Power Electronics Specialists Conference – PESC '03, Vol. 3, p.1438-1442, Jun. 2003.
- [60] He, Z., Xing, Y. and Hu, Y.; “Low Cost Compound Current Sharing Control for Inverters in Parallel Operation”. Power Electronics Specialists Conference – PESC '04, Vol. 1, p. 222-227, Jun. 2004.
- [61] Xing, Y., Huang, L.P., Yan, Y.G.; “A Decoupling Control Method for Inverters in Parallel Operation”. Power System Technology - PowerCon 2002, Vol. 2, p. 1025-1028, Oct. 2002.
- [62] Tamai, S. and Kinoshita, M.; “Parallel Operation of Digital Controlled UPS System” Industrial Electronics, Control and Instrumentation – IECON '91. Vol 1, p. 326-331, Oct/Nov. 1991.
- [63] Wu, T.-F., Huang, Y.-H., Chen, Y.-k., and Liu, Z.-R.; “A 3C Strategy for Multi-Module Inverters in Parallel Operation to Achieve an Equal Current Distribution”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, Nr 2, p. 273-281, Apr. 2000.
- [64] Shan, H., Kang, Y., Shanxu, D., etc; “Research on Novel Parallel Current Sharing Control Technique of the Stand-Alone Photovoltaic Inverter”. Industrial Electronics Society - IECON 2007, p. 1645-1649, Nov. 2007.

- [65] Martins, A.P., Carvalho, A.S. and Araújo, A.S.; “A Control Method for High Power UPSs in Parallel Operation”. Circuits and Systems Symposium, Vol. 1, p. 208-211, Ago. 1995.
- [66] Tan, J., Lin, H., Zhang, J. and Ying, J.; “A Novel Load Sharing Control Technique for Paralleled Inverters”. Power Electronics Specialists Conference – PESC '03, Vol. 3, p.1432-1437, Jun. 2003.
- [67] Xiaozhu, L. and Rongbo, Z.; “Efficient Parallel Control Scheme of Single Phase Inverters”. Control Conference Chinese – CCC '07, p 204-208, Jun/Jul. 2007.
- [68] Chandorkar, M.C., Divan, D.M. and Adapa, R.; “Control of Parallel Connected Inverters in Stand-Alone AC Supply Systems”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 29, Nr 1, Part 1, p 136 – 143, Jan.- Fev. 1993.
- [69] Chandorkar, M.C., Divan, D.M., Hu, Y. and Banerjee, B.; “Novel architectures and control for distributed UPS systems”. Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC '94, Vol. 2, p 683 – 689, Fev. 1994.
- [70] Tuladhar, A.; “Advanced Control Techniques for Parallel Inverter Operation without Control Interconnections”. Thesis (Degree of Doctor of Philosophy), The University of British Columbia, Canada, Abr. 2000.
- [71] Tuladhar, A., Jin, H., Unger, T. and Mauch, K.; “Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections”. Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC '97, Vol. 1, p 94 – 100, Fev. 1997.
- [72] Tuladhar, A., Jin, H., Unger, T. and Mauch, K. “Control of parallel inverters in distributed AC power systems with consideration of the line impedance effect”. Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC '98, Vol. 1, p.321 - 328, Fev. 1998.
- [73] Tuladhar, A. and Jin, H.; “A novel control technique to operate DC/DC converters in parallel with no control interconnections”. Power Electronics Specialists Conference - PESC 98, Vol. 1, p.892 – 898, Mai. 1998.
- [74] Tuladhar, A., Jin, H., Unger, T. and Mauch, K.; “Control of parallel inverters in distributed AC power systems with consideration of line impedance effect”. *Transactions on Industrial Applications*, Vol. 36, Nr. 1, p.131 - 138, Jan/Fev. 2000.
- [75] Guerrero, J.M., de Vicuna, L.G., Matas, J. and Miret, J.; “Steady-State Invariant-Frequency Control of Parallel Redundant Uninterruptible Power Supplies”. Annual Conference of the

- Industrial Electronics Society - IECON 02, Vol. 1, p. 274 – 277, Nov. 2002.
- [76] Guerrero, J.M., de Vicuna, L.G., Matas, J., Miret, J. and Castilla, M.; “A Wireless Load Sharing Controller to Improve Dynamic Performance of Parallel-Connected UPS Inverters”. Power Electronics Specialist Conference - PESC '03, Vol. 3, p. 1408 – 1413, Jun. 2003.
- [77] Guerrero, J.M., de Vicuna, L.G., Matas, J., Castilla, M. and Miret, J.; “A High-Performance DSP-Controller for Parallel Operation of Online UPS Systems”. Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC '04, Vol. 1, p. 463 - 469, 2004.
- [78] Guerrero, J.M., de Vicuna, L.G., Matas, J., Castilla, M. and Miret, J.; “A Wireless Controller to Enhance Dynamic Performance of Parallel Inverters in Distributed Generation Systems”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, Nr. 5, p. 1205 - 1213, Set. 2004.
- [79] Guerrero, J.M., de Vicuna, L.G., Matas, J., Castilla, M. and Miret, J.; “Output Impedance Design of Parallel-Connected UPS Inverters With Wireless Load-Sharing Control”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 52, Nr. 4, p. 1126 – 1135, Ago. 2005.
- [80] Guerrero, J.M., Matas, J., de Vicuna, L.G., Castilla, M. and Miret, J.; “Wireless-Control Strategy for Parallel Operation of Distributed-Generation Inverters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, Nr. 5, p. 1461-1470, Out. 2006.
- [81] Guerrero, J.M., Matas, J., de Vicuna, L.G., Castilla, M. and Miret, J.; “Decentralized Control for Parallel Operation of Distributed Generation Inverters Using Resistive Output Impedance”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, Nr. 2, p. 994 – 1004, Abr. 2007.
- [82] Coelho, E.A.A.; “Técnicas de Controle Aplicadas ao Paralelismo de Inversores”; Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), UFMG, Belo Horizonte, Minas Gerais, Dez. 2000.
- [83] Coelho, E.A.A., Cortizo, P.C. and Garcia, P.F.D.; “Small Signal Stability for Parallel Connected Inverters in Stand-Alone AC Supply Systems”. Industry Applications Conference, Vol. 4, p.2345 – 2352, Out. 2000.
- [84] Coelho, E.A.A., Cortizo, P.C. and Garcia, P.F.D.; “Small Signal Stability for Parallel Connected Inverters in Stand-Alone AC Supply Systems”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, p. 533 – 542, March-Abr. 2002.

- [85] De Paiva, E.P., Vieira, J.B., De Freitas, L.C., Farias, V.J. and Coelho, E.A.A.; “Small Signal Analysis Applied to a Single Phase Inverter Connected to Stiff AC System Using a Novel Improved Power Controller”. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2005, p. 1099 – 1104, Mar. 2005.
- [86] Maia, H.Z., Pinto, J.O.P. and Coelho, E.A.A.; “Power Response Optimization of Inverter Grid Parallel Operation Using P- ω and Q-V curves, and Phase Feedback Based on Genetic Algorithm”. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – COBEP 2007, p. 546 - 551, Out. 2007.
- [87] Maia, H.Z., Pinto, J.O.P. and Coelho, E.A.A.; “Power Response Optimization of Inverter Grid Parallel Operation Using P- ω and Q-V curves, and Phase Feedback Based on Genetic Algorithm”. Industrial Electronics Society - IECON 2007, p. 1679 – 1684, Nov. 2007.
- [88] Andrade, B.G.; “Contribuição ao Controle e Paralelismo de UPS”; Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - UFMG, Belo Horizonte, Minas Gerais, Dez. 2005.
- [89] Chung, Y.H., Kim, S.S., Cha, H.J., Kang, M.G. and Sul, S.K.; “Parallel Operation of Voltage Source Inverter by Real-Time Digital PWM Control”. European Conference on Power Electronics and Applications - EPE'91, p 58-63, 1991.
- [90] Wallace, K. and Mantov, G.; “Wireless Load Sharing of Single Phase Telecom Inverters”. Telecommunications Energy Conference - INTELEC '99, p.7 pp, Jun. 1999.
- [91] Glauser, H.-P., Keller, M., Pluss, A., Schwab, M. and Scherwey, R.; “New Inverter Module with Digital Control for Parallel Operation”. Telecommunications Energy Special – TELESICON 2000, p. 265 – 269, Mai. 2000.
- [92] Chiang, S.J. and Chang, J.M.; “Parallel Control of the UPS Inverters with Frequency-Dependent Droop Scheme”. Power Electronics Specialists Conference - PESC 2001, Vol. 2, p. 957 – 961, Jun. 2001.
- [93] Borup, U., Blaabjerg, F. and Enjeti, P.N.; “Sharing of Nonlinear Load in Parallel-Connected Three-Phase Converters”. Industry Applications Conference, Vol. 4, p.2338 – 2344, Out. 2000.
- [94] Borup, U., Blaabjerg, F. and Enjeti, P.N.; “Sharing of Nonlinear Load in Parallel-Connected Three-Phase Converters”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 37, Nr. 6, p.1817 – 1823, Nov/Dez. 2001.

- [95] Yao, W., Chen, M. and Qian, Z.; “An Improved Multiple-loop Controller for Parallel Operation of Single-phase Inverters with No Control Interconnections”. Power Electronics Specialists Conference - PESC 2007, p. 448 – 452, Jun. 2007.
- [96] De Brabandere, K., Bolsens, B., Van den Keybus and etc; “A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters”; Power Electronics Specialists Conference - PESC 04. Vol. 4, p. 2501 – 2507, 2004.
- [97] De Brabandere, K., Bolsens, B., Van den Keybus and etc; “A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters”; *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, Nr. 4, p.1107 – 1115, Jul. 2007.
- [98] Ju, H., Ding, M., Su, J., Du, Y. and Chang, L. “Communicationless Parallel Inverters Based on Inductor Current Feedback Control”. Applied Power Electronics Conference - APEC 2007 , p. 1385 – 1389, Fev/Mar. 2007.
- [99] Georgakis, D., Papathanassiou, S., Hatziargyriou, N., Engler, A. and Hardt, C.; “Operation of a Prototype Microgrid System Based on Micro-Sources Quipped with Fast-Acting Power Electronics Interfaces”. Power Electronics Specialists Conference - PESC 04, Vol. 4, p. 2521 – 2526, Jun. 2004.
- [100] Engler, A. and Soutlanis, N.; “Droop control in LV-Grids”. Future Power Systems, p. 1 – 6, Nov. 2005.
- [101] Chen, Y. and Smedley, K.M.; “One-Cycle-Controlled Three-Phase Grid-Connected Inverters and Their Parallel Operation”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 44, Nr. 2, p.663 – 671, Mar/Abr. 2008.
- [102] Loix, T., De Brabandere, K., Driesen, J. and Belmans, R.; “A Three-Phase Voltage and Frequency Droop Control Scheme for Parallel Inverters”. Industrial Electronics Society - ECON 2007, p 1662 – 1667, Nov. 2007.
- [103] Barbi, I.; “Projeto de Fontes Chaveadas”. Florianópolis – SC, Edição do Autor, 2000.
- [104] Guedes, J.A.M.; “Inversor de Tensão Trifásico, Utilizando Transformador de Baixa Frequência Conectado em Delta-Estrela, com Controle Vetorial e as Transformadas de Clarke e Park”; Exame de Qualificação (Doutorado em Engenharia Elétrica) - INEP, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, Fev. 2005.
- [105] Barbi, I.; “Teoria Fundamental do Motor de Indução”. <http://www.ivobarbi.com/livrosd.php>, Fev. 2009.

- [106] Font, C.H.I, Nascimento, C.B., Pereira, E.I., etc ; “Retificador Trifásico PWM com Elevado Fator de Potência Utilizando Transformação de Park: Abordagem por Variáveis de Fase”; Relatório Interno - INEP, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, Ago. 2003.
- [107] Perin, A. J; “Modulação PWM”. Apostila Interna - INEP, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, 2000.
- [108] PSIM.sch; 2006. Versão 6.0. Software de Simulação Numérica. POWERSIM INC.
- [109] MathCad.mcd. 2004.Versão 11.0. Software para Realizar e Documentar Cálculos Científicos e de Engenharia. PTC Corporate Headquarters.
- [110] Datasheet, Semikron; “Single-Phase Inverter – SEMISTACK IGBT”.
<http://www.semikron.com/internet/webcms/objects/stack/5BR2490002.pdf>, Mar. 2009.
- [111] Datasheet, MICROCHIP; “PIC 18F2331/2431/4331/4431”.
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39616C.pdf>, Mar. 2009.
- [112] Pacheco, R. L.; “Conversão Eletromecânica de Energia A”. Apostila Interna - EEL, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, Mar. 1999.
- [113] Guedes, J.A.M.; Mussa, S.A.; Barbi, I. “Estratégia de Controle Digital de um Inversor Trifásico com Transformador Δ -Y, Aplicando a Transformada de Park, Usando o Dsp TMS 2812”. Congresso Brasileiro de Automática – CBA’06, p 2483 – 2488, Out. 2006.
- [114] Guedes, J.A.M.; Barbi, I. “Control of a Three-Phase Inverter with a Delta-WYE Transformer, Using the Park Transformation”. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – COBEP’05, p 151 – 156, 2005.
- [115] Botterón, F.; Pinheiro, H.; “Um Novo Controlador Discreto Utilizando o Princípio do Modelo Interno para o Controle de Inversores Trifásicos de Tensão com Transformador Δ Y na Saida”. Congresso Brasileiro de Automática – CBA ’04, Set. 2004.
- [116] Datasheet, Semikron; “Three-phase Inverter SEMISTACK IGBT”.
<http://www.semikron.com/internet/webcms/objects/stack/5BR26890.pdf>, Fev. 2010.
- [117] Datasheet, Texas Instruments; “TMS320F2812 32-Bit Digital Signal Controller”.
<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/tms320f2812.html>., Fev. 2010.

- [118] Datasheet, Spectrum Digital Incorporated; “eZdsp™ for TMS320F2812 DSP”. http://www.spectrumdigital.com/product_info.php?&products_id=138, Fev. 2010.
- [119] Ogata, K.; “Engenharia de Controle Moderno”. Editora Prentice Hall do Brasil, 3ª Edição, Rio de Jan. 1997.
- [120] Ogata, K.; “Discrete-Time Control Systems”. Editora Prentice Hall, 2ª Edição, Englewood Cliffs, 1995.

10. APÊNDICES

A. PLANILHA DE PROJETO DO INVERSOR DE TENSÃO

INEP - Instituto de Eletrônica de Potência

Planilha - Projeto de Inversores de Tensão Operando em Paralelo

Autor: **Telles B. Lazzarin, Msc. Eng.**

Orientador: **Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.**

Data: **13/10/2008**

Revisão: **03**

1. Projeto do Filtro de Saída do Inversor Monofásico

1.1 - Especificação do Projeto

1.1.1 Dados necessários para o projeto:

$V_i := 220 \cdot \sqrt{2} \cdot 0.97 \text{ V}$ Tensão de alimentação do inversor.

$V_i = 301.793 \text{ V}$

$n := 1.63$ Relação de transformação (sec/pri ou V_o/V_{AB})

$V_{op} := 311 \text{ V}$ Tensão de pico na saída do inversor

$f_s := 1 \cdot 10 \text{ kHz}$ Freqüência de comutação

$V_A := \text{W}$

$S_o := 5000 \text{ VA}$ Potência nominal do inversor

$f_1 := 60 \text{ Hz}$ Freqüência da tensão de saída do inversor

$f_{V_{AB}} := 2 \cdot f_s$ Freqüência da tensão antes do filtro LC do inversor. Depende do tipo de modulação.

$f_{V_{AB}} = 20 \text{ kHz}$

1.1.2 Parâmetros relevantes:

Ajustar o fator k_2 para determinar a máxima ondulação da corrente no indutor do filtro de saída do inversor.

$k_2 := 20\%$ Especificação da máxima ondulação da corrente de saída

$$\Delta i_L := \frac{2 \cdot S_o}{V_{op}} \cdot k_2 \quad \Delta i_L = 6.431 \text{ A}$$

Ajustar o fator k_3 para determinar a máxima ondulação da tensão de saída do inversor.

$k_3 := 0.5\%$ Especificação da máxima ondulação da tensão de saída

$$\Delta V_c := V_{op} \cdot k_3 \quad \Delta V_c = 1.555 \text{ V}$$



1.2 - Cálculo de Lf

O cálculo de Lf busca atender a especificação da ondulação de corrente, por isso considera-se o comportamento da corrente no ângulo de sua maior variação (KM).

$$K_M = 61 \text{ V}$$

$$L_f := \frac{K_M}{\Delta i_L \cdot f_s} \quad L_f = 948.55 \mu\text{H} \quad \text{Valor de projeto!}$$

O valor de Lf está referenciado ao lado secundário do transformador (saída do inversor). Escrevendo Lf em relação ao primário do transformador, tem-se:

$$L_{fp} := L_f \cdot \left(\frac{1}{n}\right)^2 \quad L_{fp} = 357.014 \mu\text{H}$$

Obs: a planilha considera o valor de Lf em relação ao secundário.

Valor usado (considerar a indutância de dispersão do transformador + indutor):

$$L_f := 1100 \mu\text{H} \quad \text{O projetista pode ajustar o valor de Lf Indutância vsita pelo secundário}$$

1.3 - Cálculo de Cf

1.3.1 - Comportamento da Variação de ΔVCf em função do ângulo em wt

A variação de ΔVCf normalizada em função dos parâmetros do projeto segue a equação abaixo:

$$N\Delta V_{Cf}(wt, V_{op}) := \frac{(n \cdot V_i - V_{op} \cdot |\sin(wt)|) \cdot (V_{op} \cdot |\sin(wt)|)}{2 \cdot n \cdot V_i}$$

NΔVCf tem o mesmo comportamento de NΔiLf, por isso pode-se usar os mesmos valores de máxima variação normalizada e de seu ângulo encontrados no cálculo de Lf.

1.3.2 - Cálculo de Cf

O cálculo de Cf busca atender a especificação da máxima ondulação de tensão, por isso considera-se o comportamento da tensão no ângulo de sua maior variação.

$$K_M = 61 \text{ V}$$

$$C_f := \frac{K_M}{16 \cdot f_s^2 \cdot L_f \cdot \Delta V_c} \quad C_f = 22.289 \mu\text{F} \quad \text{Valor projetado}$$

Valor usado:

$$C_f := 36 \mu\text{F} \quad \text{O projetista pode ajustar o valor de Cf}$$



Projeto dos Compensadores

2. Projeto do Compensador da Malha de Tensão

Controle por valores quase instantâneos

2.1. Dados do projeto:

$$\left(A_{Tv} := \frac{5}{311} \right)$$

$(A_{Tv}) = 0.016$ Ganho do sensor de tensão

$$\left(A_{Ti} := \frac{75}{1000} \right)$$

$(A_{Ti}) = 0.075$ Ganho do sensor de corrente

$$(VD := 2.5 \cdot V)$$

Amplitude da onda triangular - portadora

$$(R_o := 10 \cdot \text{ohm})$$

Carga do inversor. Para a análise da malha de corrente considera-se o inversor com carga. Para a análise da malha de tensão considera-se o inversor sem carga.

$$\left(k_{inv} := V_i \cdot \frac{n}{VD} \right)$$

$(k_{inv}) = 196.769$ Ganho estático do inversor

$$(Lf := Lf)$$

O projetista pode alterar o valor de Lf

$$(Lf) = 1.1 \times 10^3 \mu H$$

$$(Cf := Cf)$$

O projetista pode alterar o valor de Cf

$$(Cf) = 36 \mu F$$

$(f := 1Hz, 2Hz..50000Hz)$ Definição das variáveis que determinam o espectro de frequência a ser analisado

$$(s(f) := j \cdot 2\pi f)$$

Definição de s

$$(j := \sqrt{-1})$$



2.2. Função de transferência do inversor para a malha de tensão

Gvo2:FT da malha de tensão de Vo em relação ao sinal de controle Vcv. Ela é definida em função de KIL e Rx (carga) com objetivo de analisar as variações desses parâmetros.

$R_o = 1 \times 10^3 \Omega$ Situação sem carga

$R_{o2} := 10\Omega$ Situação com carga

$$G_{vo2}(f, K_{IL}, R_x) := \frac{k_{inv}}{Lf \cdot Cf \cdot s(f)^2 + \left(\frac{Lf}{R_x} + K_{IL} \cdot Cf \cdot k_{inv} \right) \cdot s(f) + 1 + \frac{K_{IL} \cdot k_{inv}}{R_x}}$$

A presença da malha de corrente (KIL) inclui dois termos no polinômio dos pólos da FT da malha de tensão.

A função de transferencia da planta para a malha de tensão deve considerar o ganho do sensor de tensão no cálculo do compensador. Assim, redefine-se Gvo2(s)

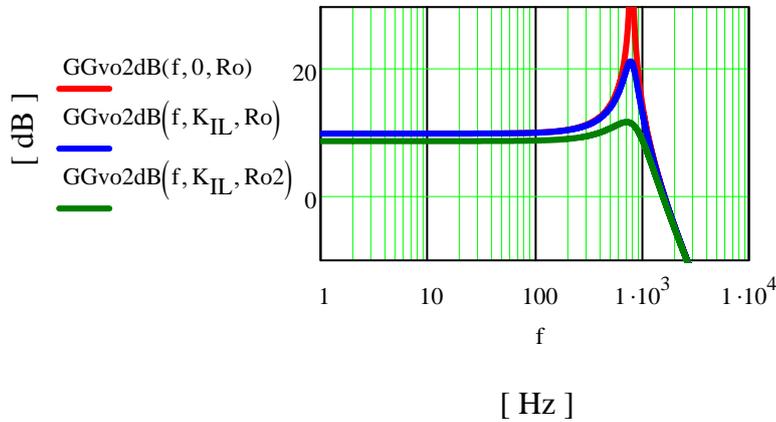
$(A_{Tv}) = 0.016$ $(20 \cdot \log(A_{Tv})) = -35.876$ adição do ganho do sensor de tensão

$$G_{vo2}(f, K_{IL}, R_x) := A_{Tv} \cdot G_{vo2}(f, K_{IL}, R_x)$$

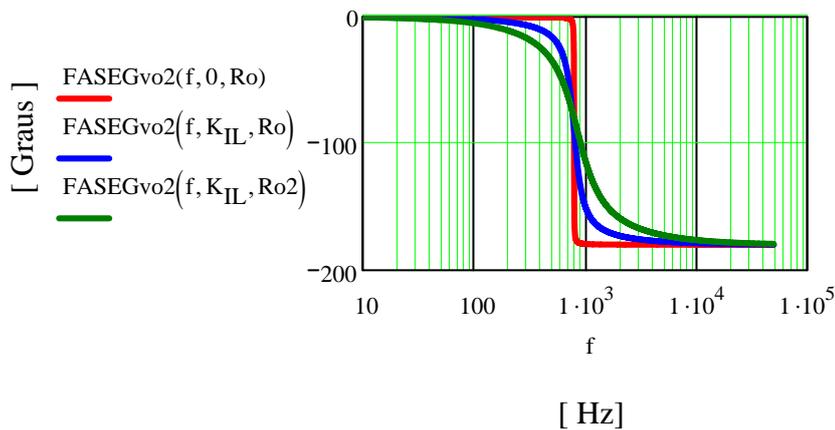
$$GGvo2dB(f, K_{IL}, R_x) := 20 \cdot \log(|Gvo2(f, K_{IL}, R_x)|) \quad FASEGvo2(f, K_{IL}, R_x) := \arg(Gvo2(f, K_{IL}, R_x)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

Os gráficos abaixo mostram o Gvo2 da malha de tensão, em situações com e sem carga e com e sem controle do paralelismo.

OBS: Desabilitar o controle do paralelismo consiste em fazer $K_{IL}=0$



Sendo:
 $R_o = 1 \times 10^3 \Omega$
 $R_{o2} = 10 \Omega$



A análise do gráfico permite concluir que o efeito da malha de corrente na malha de tensão é visto como:

- 1) adição de amortecimento;
- 2) Ganho de fase (estabilidade);
- 3) Diminuição do ganho na faixa plana (com carga).

2.3. Compensador tensão

Com a análise da planta da malha de tensão, define-se o compensador e o procedimento para ajustá-lo:

2.3.1 Cálculos iniciais para o projeto do compensador de tensão

Definir:

$$f_c := \frac{f_{VAB}}{10}$$

(f_c) = 2 kHz

Freqüência de cruzamento desejada

Os pólos da planta (fpp) estão localizados:

$$f_{pp1}(K_{IL}) := \frac{\text{Im} \left[\frac{-1 \cdot \left(\frac{L_f}{R_o} + K_{IL} \cdot C_f \cdot k_{inv} \right) + \sqrt{\left(\frac{L_f}{R_o} + K_{IL} \cdot C_f \cdot k_{inv} \right)^2 - 4 \cdot (L_f \cdot C_f) \cdot \left(1 + \frac{K_{IL} \cdot k_{inv}}{R_o} \right)}}{2 \cdot (L_f \cdot C_f)} \right]}{2 \cdot \pi}$$

$$f_{pp2}(K_{IL}) := \frac{\text{Im} \left[\frac{-1 \cdot \left(\frac{L_f}{R_o} + K_{IL} \cdot C_f \cdot k_{inv} \right) - \sqrt{\left(\frac{L_f}{R_o} + K_{IL} \cdot C_f \cdot k_{inv} \right)^2 - 4 \cdot (L_f \cdot C_f) \cdot \left(1 + \frac{K_{IL} \cdot k_{inv}}{R_o} \right)}}{2 \cdot (L_f \cdot C_f)} \right]}{2 \cdot \pi}$$

$f_{pp1}(K_{IL}) = 792.921 \text{ Hz}$ Freqüências dos pólos do conversor

$f_{pp2}(K_{IL}) = 792.921 \text{ Hz}$

Ganho da planta na freqüência de cruzamento desejada:

$\text{ganho}(f, K_{IL}, R_x) := 20 \cdot \log(|G_{vo2}(f, K_{IL}, R_x)|)$ Ganho em dB do conversor na freqüência de cruzamento desejada

$\text{ganho}(f_c, K_{IL}, R_o) = -4.476$

$\text{ganho} := \text{ganho}(f_c, K_{IL}, R_o)$ Nova definição da variável

$|G_{vo2}(f_c, K_{IL}, R_o)| = 0.597$ Ganho real do conversor na freqüência de cruzamento desejada

$\text{ganhoreal} := |G_{vo2}(f_c, K_{IL}, R_o)|$

2.3.2 - Definição do tipo de controlador

* Controlador PID com a seguinte FT:

$$FT = k_v \cdot \frac{(s + z1_v)(s + z + z2_v)}{s \cdot (s + p_v)}$$

2.3.3. Projeto do compensador PID

Posição dos zeros do compensador:

$fz1 := 1.1 \cdot f_{pp1}(K_{IL})$ $(fz1) = 872.213 \text{ Hz}$ Freqüência do primeiro zero do controlador

$fz1 := fz1$ $(fz1) = 872.213 \text{ Hz}$ Liberdade de ajuste do projetista.

$fz2 := 0.4 \cdot f_{pp2}(K_{IL})$ $fz2 = 317.168 \text{ Hz}$ Freqüência do segundo zero do controlador

$fz2 := fz2$ $fz2 = 317.168 \text{ Hz}$ Liberdade de ajuste do projetista.

Posição dos pólos do compensador:

$(fp1 := 0\text{Hz})$ Freqüência do primeiro polo do controlador

$nc := 40$ Variável que define a posição do segundo pólo em relação a freqüência de cruzamento

$fp2 := nc \cdot fpp1(K_{II})$ (fp2) = 31.717 kHz Frequência do segundo polo do controlador

Ajuste do ganho:

ganho = -4.476

Ganho da planta de tensão

ganho := ganho

ganho = -4.476

Liberdade de ajuste do projetista

$\left(\frac{H2}{\text{ganho}} := -\text{ganho} - 20 \cdot \log \left[\frac{(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot fc + fz1 \cdot 2\pi) \cdot (j \cdot 2 \cdot \pi \cdot fc + fz2 \cdot 2\pi)}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot fc \cdot (j \cdot 2 \cdot \pi \cdot fc + fp2 \cdot 2\pi)} \right] \right)$ (H2) = 27.634
 Ganho do controlador em dB

$\left(\frac{H2}{A2} := 10^{\frac{H2}{20}} \right)$ (A2) = 24.082 Ganho real do controlador
(A2 := A2) Liberdade de ajuste do projetista

$\frac{H1}{\text{ganho}} := H2 - 20 \cdot \log \left(\frac{fp2}{fpp1(K_{II})} \right)$ (H1) = -4.407 Em decibéis

$\left(\frac{H1}{A1} := 10^{\frac{H1}{20}} \right)$ (A1) = 0.602 Valor real

2.3.4. Cálculo dos componentes elétricos da estrutura para implementação do compensador

Circuito elétrico:

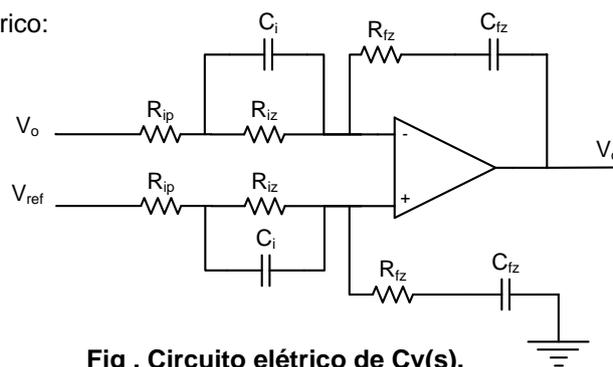


Fig . Circuito elétrico de Cv(s).

Componentes:

(Riz := 56kΩ) Definir valor para Riz

$\left(Ci := \frac{1}{Riz \cdot 2\pi \cdot fz1} \right)$ (Ci) = 3.258 nF

(Ci := 3.2nF) O projetista poderá atribuir valor comercial

$\left(Rip := Riz \cdot \frac{A1}{A2 - A1} \right)$ (Rip) = 1.436 kΩ

(Rip := 1.5kΩ) O projetista poderá atribuir valor comercial

$(Rfz := Rip \cdot A2)$ (Rfz) = 36.123 kΩ

((Rfz) := 22kΩ)

$\left(Cfz := Ci \cdot \frac{Riz}{Rfz} \right)$ (Cfz) = 8.145 nF

(Cfz := 22nF) O projetista poderá atribuir valor comercial

2.3.5 Análise do compensador projetado:

Dados do compensador:

(Ganho) $\left(\frac{R_{fz}}{R_{ip}}\right) = 14.667$

polo 2 $\left(\frac{R_{ip} + R_{iz}}{C_i \cdot R_{ip} \cdot R_{iz}} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi}\right) = 34.045 \text{ kHz}$

zero 1 $\left(\frac{1}{R_{iz} \cdot C_i} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi}\right) = 888.141 \text{ Hz}$

zero 2 $\left(\frac{1}{C_{fz} \cdot R_{fz}} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi}\right) = 328.833 \text{ Hz}$

Dados de projeto:

$A_2 = 24.082$

$f_{p2} = 31.717 \text{ kHz}$

$f_{z1} = 872.213 \text{ Hz}$

$f_{z2} = 317.168 \text{ Hz}$

2.3.6 Função de transferência do compensador implementado

A FT do compensador PID pode ser escrita das seguintes formas:

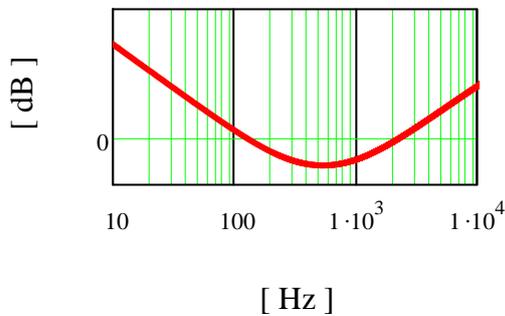
$(s(f) := j \cdot 2\pi f)$ Definição de s

$$C_v(f) := \frac{(1 + R_{iz} \cdot C_i \cdot s(f)) \cdot (1 + C_{fz} \cdot R_{fz} \cdot s(f))}{s(f) \cdot C_{fz} \cdot (R_{ip} + R_{iz}) \cdot \left(1 + s(f) \cdot C_i \cdot \frac{R_{ip} \cdot R_{iz}}{R_{ip} + R_{iz}}\right)}$$

$$C_{vv}(f) := \frac{\left(\frac{1}{R_{iz} \cdot C_i} + s(f)\right) \cdot \left(\frac{1}{C_{fz} \cdot R_{fz}} + s(f)\right)}{s(f) \cdot \left(\frac{R_{ip} + R_{iz}}{C_i \cdot R_{ip} \cdot R_{iz}} + s(f)\right)} \cdot \left(\frac{R_{fz}}{R_{ip}}\right)$$

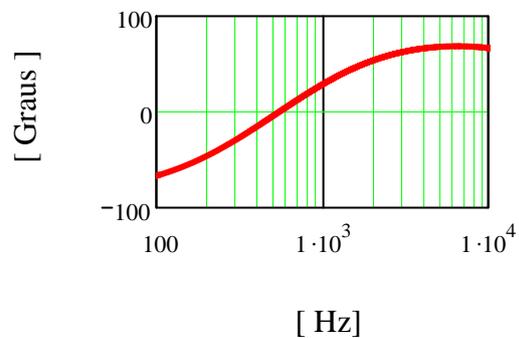
Módulo do diagrama de Bode do compensador

$GC_{v\text{dB}}(f) := 20 \cdot \log(|C_v(f)|)$



Fase do diagrama de Bode do compensador

$FASEC_v(f) := \arg(C_v(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$



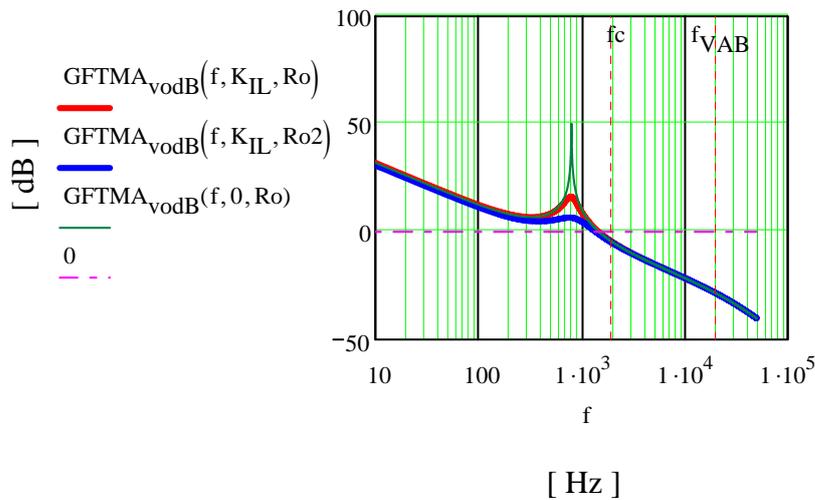
2.3.7 - Análise da FTMA (função de transferência de malha aberta)

Definição FTMA total dessa malha:

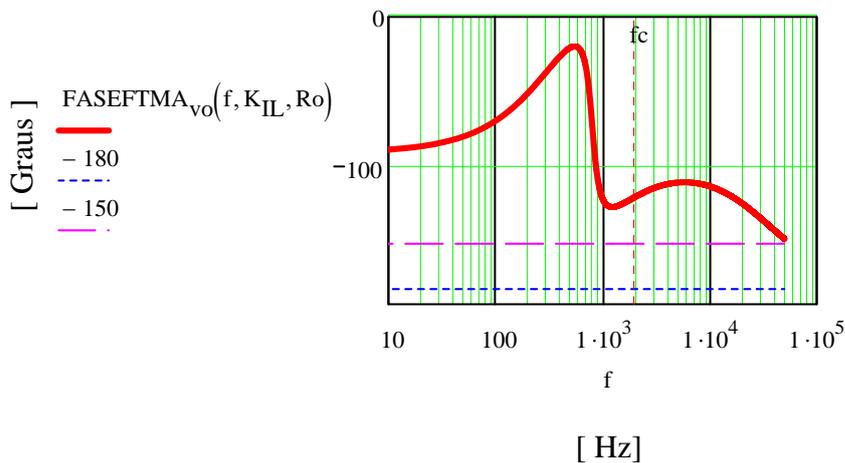
$GFTMA_{v\text{odB}}(f, K_{IL}, Rx) := GG_{v\text{odB}}(f, K_{IL}, Rx) + GC_{v\text{dB}}(f)$

$FASEFTMA_{v\text{O}}(f, K_{IL}, Rx) := FASEG_{v\text{O}}(f, K_{IL}, Rx) + FASEC_v(f)$

Módulo do diagrama de Bode da FTLA



Fase do diagrama de Bode da FTMA



2.3.8 Cálculo da margem de fase do sistema

O cálculo da margem de fase do sistema compensado é feito considerando que a frequência de cruzamento foi atendida :

$f_c = 2 \text{ kHz}$

Fase da planta:

$FASEFTMA_{vo}(f_c, K_{IL}, Ro) = -119.25$

Fase do compensador:

$FASEC_v(f_c) = 53.357$

Fase do sistema compensador:

$FASEFTMA_{vo}(f_c, K_{IL}, Ro) = -119.25$

Margem de fase:

$MF := 180 + FASEFTMA_{vo}(f_c, K_{IL}, Ro) \quad (MF) = 60.75$

Recomenda-se uma margem de fase maior ou igual a 45 graus.

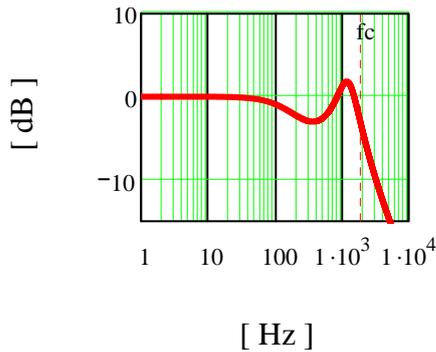
2.3.9. Análise da FTMF de tensão

Em relação a referência:

$$FTMF_{vo}(f, K_{IL}) := \frac{G_{vo2}(f, K_{IL}, R_o) \cdot C_v(f)}{1 + G_{vo2}(f, K_{IL}, R_o) \cdot C_v(f)}$$

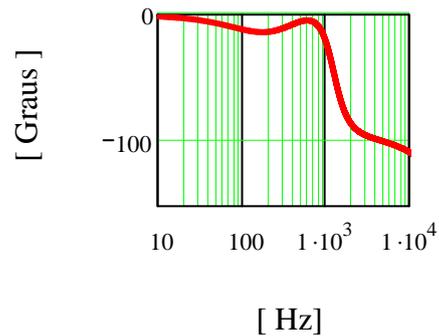
Módulo do diagrama de Bode da planta

$$GFTMF_{vodB}(f, K_{IL}) := 20 \cdot \log(|FTMF_{vo}(f, K_{IL})|)$$



Fase do diagrama de Bode da planta

$$FASEFTMF_{vo}(f, K_{IL}) := \arg(FTMF_{vo}(f, K_{IL})) \cdot \frac{180}{\pi}$$



3. Projeto do Compensador da Malha de Corrente Média

Controle por valores médios

A figura abaixo apresenta o diagrama de blocos da malha de corrente média.

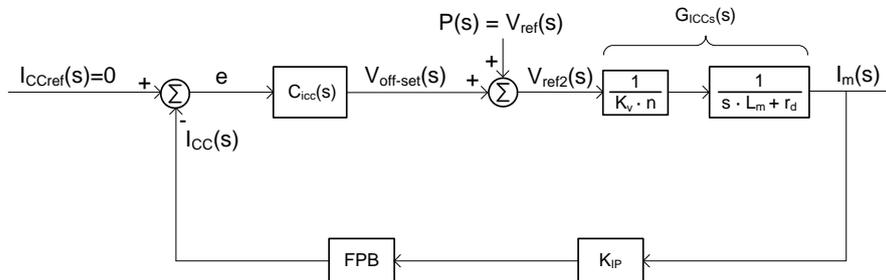


Fig . digrama da planta de corrente média.

3.1 - Especificação Projeto

3.1.1 Dados necessários para o projeto:

$$\left(T_{icc} := \frac{1}{2000} \cdot 90\Omega \right)$$

$(T_{icc}) = 0.045 \Omega$ Ganho do sensor de tensão

$$(r_d := 0.05\Omega)$$

Resistência do enrolamento primário

$$(L_m := 120mH)$$

Indutância de magnetização

$$A_{TV} = 0.016$$

$$n = 1.63$$

$$G_{Cv} := \frac{1}{n \cdot A_{TV}}$$

$$G_{Cv} = 38.16$$

Ganho da malha de tensão para o modelo da malha de corrente média

3.2- Função de transferência do conversor para a malha de corrente média

$$(f := 0.001\text{Hz}, 0.002\text{Hz}.. 60\text{Hz})$$

Definição das variáveis que determinam o espectro de frequência a ser analisado

$$G_{icc}(f) := \frac{1}{n \cdot A_{TV}} \cdot \frac{1}{s(f) \cdot Lm + rd}$$

Função de transferência do inversor para a corrente média

A malha de corrente média Gicc deve considerar o ganho do sensor de corrente para ajustar o compensador Cicc. Assim, redefine-se Gicc a seguir:

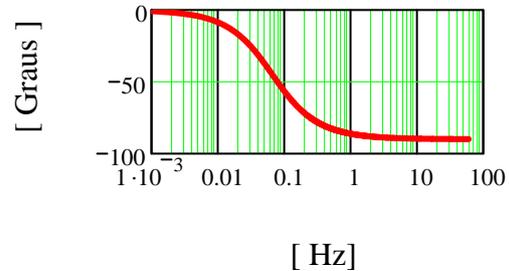
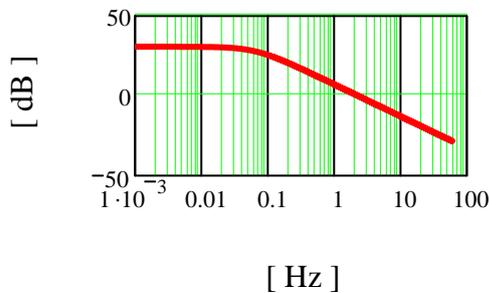
$$G_{iccv}(f) := G_{icc}(f) \cdot T_{icc}$$

Módulo do diagrama de Bode da planta

Fase do diagrama de Bode da planta

$$GGiccdB(f) := 20 \cdot \log(|G_{iccv}(f)|)$$

$$FASEGicc(f) := \arg(G_{iccv}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



3.3. Definição do tipo de controlador a ser usado

* Controlador P + filtro PB

$$FT: Cicc = k_{icc} \cdot \frac{1}{s + p_{icc}}$$

3.4 Projeto do compensador

A frequência de corte do filtro deve ser um valor entre 5 e 10 vezes menor que a frequência da rede.

A frequência de cruzamento deve ser um valor no mínimo 5 vezes menor que a frequência do pólo do filtro para garantir desacoplamento entre a planta e o filtro PB;

O ganho da planta deve ser ajustado para obter-se a frequência de cruzamento desejada, conseqüentemente, a dinâmica desejada.

Frequência do pólo do filtro PB:

$$(f_{rede} := 60\text{Hz})$$

$$\left(f_{pi} := \frac{f_{rede}}{10} \right)$$

$$(f_{pi}) = 6 \text{ Hz}$$

$$(f_{pi} := f_{pi})$$

Ajuste manual da frequência do pólo

Frequência de cruzamento desejada:

$$f_{c_{icc}} := \frac{f_{pi}}{22}$$

$$f_{c_{icc}} = 0.273 \text{ Hz}$$

Ganho da planta da frequência de cruzamento desejada:

$$\text{ganhoi} := \text{GGiccdB}(f_{c_{icc}}) \quad (\text{ganhoi}) = 18.185$$

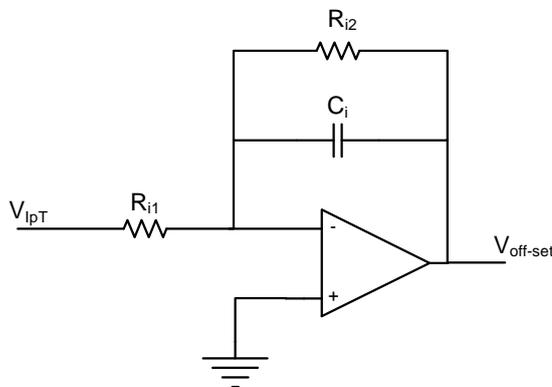
Ganho necessário no controlador:

$$\text{ganho_comp} := -\text{ganhoi} - 20 \cdot \log \left(\left| \frac{\text{Hz}}{j \cdot 2 \cdot \pi f_{c_{icc}} + 2 \cdot \pi f_{pi}} \right| \right) \quad (\text{ganho_comp}) = 13.351 \text{ em dB}$$

$$\left(\frac{\text{ganho_comp}}{20} \right) \quad (\text{ganhoreal_comp}) = 4.651 \text{ ganho real}$$

3.4.1 Cálculo dos componentes elétricos da estrutura para implementação do compensador

Circuito elétrico:



Função de Transferência:

$$\left(\text{Cicc} = \frac{Ri2}{Ri1} \cdot \frac{1}{s \cdot Ri2 \cdot Ci2 + 1} \right)$$

Fig . Circuito elétrico de Cicc.

Componentes:

$$(Ri2 := 18k\Omega) \text{ Definir valor para Ri2}$$

$$\left(Ci2 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot Ri2 \cdot f_{pi}} \right) \quad (Ci2) = 1.474 \times 10^{-6} \text{ F}$$

$$Ci2 := 1.4\mu\text{F}$$

Ajuste para valores comerciais

$$Ri1 := \frac{Ri2}{\text{ganhoreal_comp}} \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_{pi}}{\text{Hz}} \right) \quad (Ri1) = 145.907 \text{ k}\Omega$$

$$(Ri1 := 150k\Omega)$$

Ajuste para valores comerciais

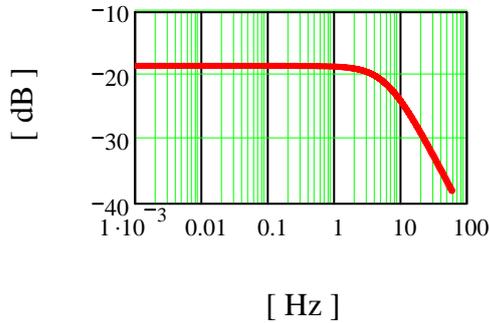
3.4.2 Função de transferência do compensador implementado

Função de transferência do compensador P+FPB:

$$\left(\text{Cicc}(f) := \frac{Ri2}{Ri1} \cdot \frac{1}{s(f) \cdot Ri2 \cdot Ci2 + 1} \right)$$

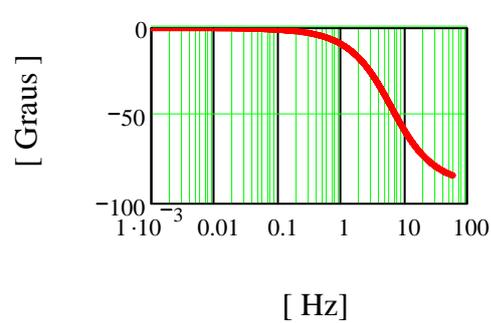
Módulo do diagrama de Bode do compensador

$$GCiccdB(f) := 20 \cdot \log(|Cicc(f)|)$$



Fase do diagrama de Bode do compensador

$$FASECicc(f) := \arg(Cicc(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



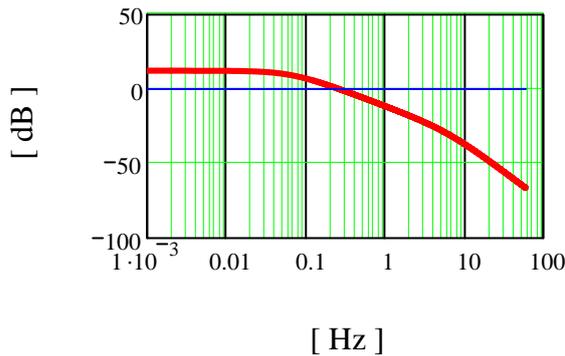
3.4.3 Análise da FTMA da malha de corrente média

Definição FTMA:

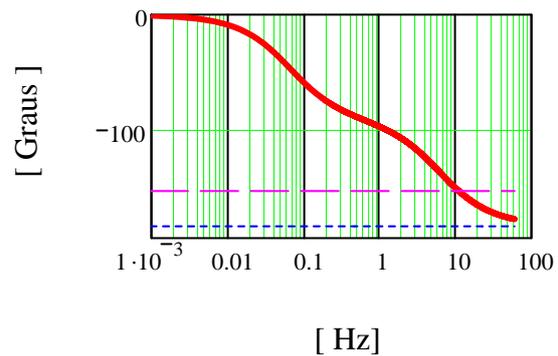
$$GFTMA_{iccdB}(f) := GGiccdB(f) + GCiccdB(f)$$

$$FASEFTMA_{icc}(f) := FASEGicc(f) + FASECicc(f)$$

Módulo do diagrama de Bode da FTMA



Fase do diagrama de Bode da FTMA



3.4.4 Cálculo da margem de fase do sistema

Cálculo da margem de fase do sistema compensado:

$$fc_{icc} = 0.273 \text{ Hz}$$

frequência de cruzamento desejada

Fase da planta:

$$FASEGicc(fc_{icc}) = -76.334$$

Fase do compensador:

$$FASECicc(fc_{icc}) = -2.473$$

Fase do sistema compensador:

$$FASEFTMA_{icc}(fc_{icc}) = -78.806$$

Margem de fase:

$$MF_i := 180 + FASEFTMA_{icc}(fc_{icc})$$

$$(MF_i) = 101.194$$

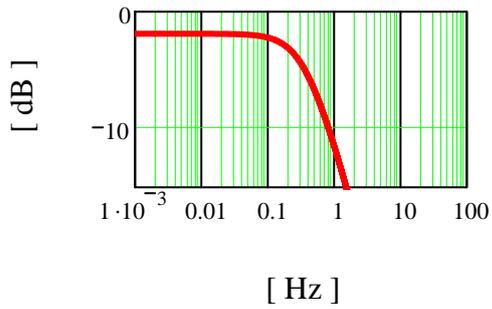
3.4.5 análise da FTMF da malha de corrente média

Em relação a referência:

$$FTMF_{icc}(f) := \frac{C_{icc}(f) \cdot G_{icc}(f)}{1 + C_{icc}(f) \cdot G_{icc}(f)}$$

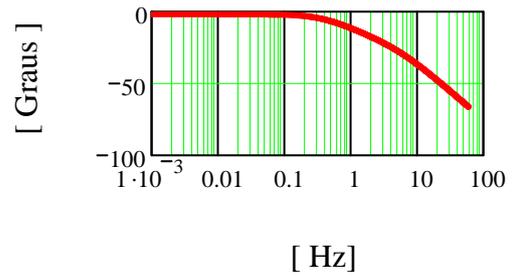
Módulo do diagrama de Bode da planta

$$GFTMF_{icc}(f) := 20 \cdot \log(|FTMF_{icc}(f)|)$$



Fase do diagrama de Bode da planta

$$FASEFTMF_{icc}(f) := \arg(FTMF_{icc}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



Fim da Planilha!

**B. PLANILHA DE ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE DOS
INVERSORES EM PARALELO**

INEP - Instituto de Eletrônica de Potência

Planilha - Estudo em Regime Permanente do Paralelismo de Inversores com Malha de Corrente

Autor: **Telles B. Lazzarin, Msc. Eng.**
Orientador: **Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.**

Data: **01/09/2008**

Revisão: **02**

1 - Análise do Controlador de Tensão:

1.1 Dados do compensador de tensão:

$$R_{iz} := 56k\Omega$$

$$R_{ip} := 1.5k\Omega$$

$$C_{fz} := 22nF$$

$$C_i := 3.2nF$$

$$R_{fz} := 22k\Omega$$

Análise do compensador:

$$\text{Ganho: } \frac{R_{fz}}{R_{ip}} = 14.667$$

$$\text{zero 1: } \frac{1}{R_{iz} \cdot C_i} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi} = 888.141 \text{ Hz}$$

$$\text{polo 2: } \frac{R_{ip} + R_{iz}}{C_i \cdot R_{ip} \cdot R_{iz}} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi} = 34.045 \text{ kHz}$$

$$\text{zero 2: } \frac{1}{C_{fz} \cdot R_{fz}} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi} = 328.833 \text{ Hz}$$

Dados auxiliares:

$$f_s := 60\text{Hz}$$

f_s = frequência de operação

$$j := \sqrt{-1}$$

$$\omega_s := 2 \cdot \pi \cdot f_s$$

$$\omega_s = 376.991 \text{ Hz}$$

$$s(f) := j \cdot 2\pi f$$

$$f := 1\text{Hz}, 2\text{Hz}.. 50000\text{Hz}$$

Função de transferência do compensador de tensão em função dos componentes de implementação:

$$H(f, R_{iz}, C_i, R_{ip}, R_{fz}, C_{fz}) := \frac{\left(\frac{1}{R_{iz} \cdot C_i} + s(f) \right) \cdot \left(\frac{1}{C_{fz} \cdot R_{fz}} + s(f) \right) \cdot \left(\frac{R_{fz}}{R_{ip}} \right)}{s(f) \cdot \left(\frac{R_{ip} + R_{iz}}{C_i \cdot R_{ip} \cdot R_{iz}} + s(f) \right)}$$

Comportamento do compensador de tensão em regime permanente na frequência de operação é definido:

$$Z_v := H(f_s, R_{iz}, C_i, R_{ip}, R_{fz}, C_{fz})$$

Forma complexa:

Parte real:

Parte Imaginária:

Argumento:

$$Z_v = 0.521 - 2.072i$$

$$\text{Re}(Z_v) = 0.521$$

$$\text{Im}(Z_v) = -2.072$$

$$\frac{180}{\pi} \cdot \arg(Z_v) = -75.895$$

Definindo o compensador em função dos seus componentes:

$$Z_v(f, R_{iz}, C_i, R_{ip}, R_{fz}, C_{fz}) := H(f, R_{iz}, C_i, R_{ip}, R_{fz}, C_{fz})$$

Em f_s :

$$Z_v(f_s, R_{iz}, C_i, R_{ip}, R_{fz}, C_{fz}) = 0.521 - 2.072i$$



2 - Análise de Dois inversores em Paralelo

2.1 Dados dos inversores:

$$V_{cc} := 300\text{v}$$

tensão do barramento CC

$$n := 1.63$$

relação de transformação do transformador

$$V_t := 2.5\text{v}$$

valor de pico da tensão triângula (portadora) do modulador PWM

Ganho estático do inversor:

Ganho do sensor de corrente:

$$k_{inv} := \frac{V_{cc} \cdot n}{V_t}$$

$$k_{inv} = 195.6$$

$$T_{IL} := \frac{1}{1000} \cdot 75$$

$$T_{IL} = 0.075$$

Ganho do sensor de tensão:

$$k_v := \frac{5}{311}$$

$$k_v = 0.016$$

2.2 Análise em regime permanente de dois inversores conectados em paralelo:

Definindo as tensões VAB dos inversores 1 e 2 em relação aos parâmetros do circuito de controle:

$$V_{AB1} = \frac{k_{inv1}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} \cdot V_{ref} + \frac{k_{inv1} \cdot k_{v1}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} \cdot (Z_{L1} \cdot I_{L.f1}) - \frac{K_{inv1} \cdot \frac{Z_{11}}{Z_{v1}}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} \cdot I_{L.f1}$$

$$V_{AB2} = \frac{k_{inv2}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \cdot V_{ref} + \frac{k_{inv2} \cdot k_{v2}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \cdot (Z_{L2} \cdot I_{L.f2}) - \frac{K_{inv2} \cdot \frac{Z_{12}}{Z_{v2}}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \cdot I_{L.f2}$$

Definindo as tensões VAB dos inversores 1 e 2 em relação aos parâmetros do circuito de potência:

$$V_{AB1} = I_{L.f1} \cdot Z_{L1} + (I_{L.f1} + I_{L.f2}) \cdot Z_{out}$$

ou:

$$V_{AB1} = I_{L.f1} \cdot (Z_{out} + Z_{L1}) + I_{L.f2} \cdot Z_{out}$$

$$V_{AB2} = I_{L.f2} \cdot Z_{L2} + (I_{L.f1} + I_{L.f2}) \cdot Z_{out}$$

$$V_{AB2} = I_{L.f1} \cdot Z_{out} + I_{L.f2} \cdot (Z_{out} + Z_{L2})$$

Substituindo nas equações acima as definições de VAB1 e VAB2 em relação aos parâmetros de controle, têm-se:

$$\frac{k_{inv1}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} \cdot V_{ref} + \frac{k_{inv1} \cdot k_{v1}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} \cdot (Z_{L1} \cdot I_{L.f1}) - \frac{K_{inv1} \cdot \frac{Z_{11}}{Z_{v1}}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} \cdot I_{L.f1} = I_{L.f1} \cdot (Z_{out} + Z_{L1}) + I_{L.f2} \cdot Z_{out}$$

$$\frac{k_{inv2}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \cdot V_{ref} + \frac{k_{inv2} \cdot k_{v2}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \cdot (Z_{L2} \cdot I_{L.f2}) - \frac{K_{inv2} \cdot \frac{Z_{12}}{Z_{v2}}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \cdot I_{L.f2} = I_{L.f1} \cdot Z_{out} + I_{L.f2} \cdot (Z_{out} + Z_{L2})$$

Com as expressões acima, pode-se montar um sistema linear de duas equações e duas incógnitas (ILf1 e ILf2):

$$\frac{k_{inv1}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} \cdot V_{ref} = I_{Lf1} \left[Z_{out} + Z_{L1} \left(1 - \frac{k_{inv1} \cdot k_{v1}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} \right) + \frac{K_{inv1} \cdot \frac{Z_{I1}}{Z_{v1}}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} \right] + I_{Lf2} \cdot Z_{out}$$

$$\frac{k_{inv2}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \cdot V_{ref} = I_{Lf1} \cdot Z_{out} + I_{Lf2} \left[Z_{out} + Z_{L2} \left(1 - \frac{k_{inv2} \cdot k_{v2}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \right) + \frac{K_{inv2} \cdot \frac{Z_{I2}}{Z_{v2}}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \right]$$

Definindo algumas variáveis auxiliares:

$$\begin{aligned} AA &= \frac{k_{inv1}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} \cdot V_{ref} & BB &= Z_{out} + Z_{L1} \left(1 - \frac{k_{inv1} \cdot k_{v1}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} \right) + \frac{K_{inv1} \cdot \frac{Z_{I1}}{Z_{v1}}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} & CC &= Z_{out} \\ DD &= \frac{k_{inv2}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \cdot V_{ref} & FF &= Z_{out} + Z_{L2} \left(1 - \frac{k_{inv2} \cdot k_{v2}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \right) + \frac{K_{inv2} \cdot \frac{Z_{I2}}{Z_{v2}}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} & EE &= Z_{out} \end{aligned}$$

Obs: EE é igual a CC, mas as duas serão consideradas variáveis diferentes para resolver o sistema linear.

O sistema linear pode ser escrito:

$$AA = I_{Lf1} \cdot BB + I_{Lf2} \cdot CC$$

$$DD = I_{Lf1} \cdot EE + I_{Lf2} \cdot FF$$

A solução desse sistema é:

$$I_{Lf1} = \frac{AA \cdot FF - CC \cdot DD}{BB \cdot FF - EE \cdot CC}$$

$$I_{Lf2} = \frac{BB \cdot DD - EE \cdot AA}{FF \cdot BB - EE \cdot CC}$$

Assim:

$$I_{Lf1} = \frac{\left(\frac{k_{inv1}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} \cdot V_{ref} \right) \left[Z_{out} + Z_{L2} \left(1 - \frac{k_{inv2} \cdot k_{v2}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \right) + \frac{K_{inv2} \cdot \frac{Z_{I2}}{Z_{v2}}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \right] - Z_{out} \left(\frac{k_{inv2}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \cdot V_{ref} \right)}{\left[Z_{out} + Z_{L1} \left(1 - \frac{k_{inv1} \cdot k_{v1}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} \right) + \frac{K_{inv1} \cdot \frac{Z_{I1}}{Z_{v1}}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} \right] \left[Z_{out} + Z_{L2} \left(1 - \frac{k_{inv2} \cdot k_{v2}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \right) + \frac{K_{inv2} \cdot \frac{Z_{I2}}{Z_{v2}}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \right] - Z_{out}^2}$$

$$I_{Lf2} = \frac{\left[Z_{out} + Z_{L1} \cdot \left(1 - \frac{k_{inv1} \cdot k_{v1}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} \right) + \frac{K_{inv1} \cdot \frac{Z_{I1}}{Z_{v1}}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} \right] \cdot \left(\frac{k_{inv2}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \cdot V_{ref} \right) - Z_{out} \cdot \left(\frac{k_{inv2}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \cdot V_{ref} \right)}{\left[Z_{out} + Z_{L2} \cdot \left(1 - \frac{k_{inv2} \cdot k_{v2}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \right) + \frac{K_{inv2} \cdot \frac{Z_{I2}}{Z_{v2}}}{\frac{1}{Z_{v2}} + k_{inv2} \cdot k_{v2}} \right] \cdot \left[Z_{out} + Z_{L1} \cdot \left(1 - \frac{k_{inv1} \cdot k_{v1}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} \right) + \frac{K_{inv1} \cdot \frac{Z_{I1}}{Z_{v1}}}{\frac{1}{Z_{v1}} + k_{inv1} \cdot k_{v1}} \right] - Z_{out}^2}$$

Com os valores de ILf1 e ILf2 obtém-se a corrente de carga em regime permanente:

$$I_{out} = I_{Lf1} + I_{Lf2}$$

Entende-se carga a impedância de carga Z_o e o capacitor equivalente C_f do filtro de saída dos inversores. Assim, I_{out} em relação a carga é definida:

$$I_{out} = I_{Zo} + I_{Cf1} + I_{Cf2}$$

E a tensão tensão de saída do sistema:

$$V_{out} = I_{out} \cdot Z_{out}$$

Com as variáveis do circuito equivalente de dois inversores conectados em paralelo definidas, é possível obter o fluxo de potência dos inversores para a carga, entre os inversores e a potência aparente, ativa e reativa da carga:

$$P_{10} = \frac{|V_{out}| \cdot |V_{AB1}| \cdot \sin(\arg(V_{AB1}) - \arg(V_{out}))}{Z_{Lf1}}$$

Fluxo de potência ativa do inversor 1 para carga

$$P_{20} = \frac{|V_{out}| \cdot |V_{AB2}| \cdot \sin(\arg(V_{AB2}) - \arg(V_{out}))}{Z_{Lf2}}$$

Fluxo de potência ativa do inversor 2 para carga

$$Q_{10} = \frac{|V_{out}| \cdot |V_{AB1}| \cdot \cos(\arg(V_{out}) - \arg(V_{AB1})) - (|V_{out}|)^2}{Z_{Lf1}}$$

Fluxo de potência reativa do inversor 1 para carga

$$Q_{20} = \frac{|V_{out}| \cdot |V_{AB2}| \cdot \cos(\arg(V_{out}) - \arg(V_{AB2})) - (|V_{out}|)^2}{Z_{Lf2}}$$

Fluxo de potência reativa do inversor 2 para carga

$$P_{12} = \frac{|V_{AB1}| \cdot |V_{AB2}| \cdot \sin(\arg(V_{AB2}) - \arg(V_{AB1}))}{Z_{Lf1} + Z_{Lf2}}$$

Fluxo de potência ativa do inversor 1 e o inversor 2

$$Q_{12} = \frac{|V_{AB1}| \cdot |V_{AB2}| \cdot \cos(\arg(V_{AB2}) - \arg(V_{AB1})) - (|V_{AB2}|)^2}{Z_{Lf1} + Z_{Lf2}}$$

Fluxo de potência reativa do inversor 1 e o inversor 2

$$S_{out} = V_{out} \cdot \overline{I_{out}}$$

Potência aparente na carga

2.3 Análise matemática do inversor em regime permanente:

Definindo a tensão de referência:

$$V_{ref} = 5.203 \text{ v}$$

Definição dos dados do circuito:

$L_{f1} := 1100\mu\text{H}$	Indutor do filtro do inversor 1	
$C_{f1} := 36\mu\text{F}$	Capacitor do filtro do inversor 1	
$L_{f2} := 1100\mu\text{H}$	Indutor do filtro do inversor 2	
$C_{f2} := 36\mu\text{F}$	Capacitor do filtro do inversor 2	
$C_{ft} := C_{f1} + C_{f2}$	$C_{ft} = 72\mu\text{F}$	Capacitor equivalente do sistema
$R_o := 10\Omega$	Resistência da carga	
$Z_o := R_o$	Carga total	
$k_{inv1} := k_{inv}$	$k_{inv} = 195.6$	Ganho estático do inversor
$k_{inv2} := k_{inv}$		
$k_{v1} := 1.01k_v$	$k_{v1} = 0.016$	Ganho do sensor de tensão
$k_{v2} := 1.0k_v$	$k_{v2} = 0.016$	Variação de 1%
$R_{iz1} := 1.01R_{iz}$	$R_{iz2} := R_{iz}$	$R_{iz} = 56\text{k}\Omega$
$C_{i1} := 1.01 \cdot C_i$	$C_{i2} := C_i$	$C_i = 3.2\text{nF}$
$R_{ip1} := 1.01R_{ip}$	$R_{ip2} := R_{ip}$	$R_{ip} = 1.5\text{k}\Omega$
$R_{fz1} := 1.01R_{fz}$	$R_{fz2} := R_{fz}$	$R_{fz} = 22\text{k}\Omega$
$C_{fz1} := 1.01C_{fz}$	$C_{fz2} := C_{fz}$	$C_{fz} = 22\text{nF}$
$T_{IL1} := T_{IL}$		
$T_{IL2} := T_{IL}$	$T_{IL} = 0.075$	Ganho do sensor de corrente
$R_{I1} := R_I$	$R_{I1} = 0.3\Omega$	Compensador de corrente
$R_{I2} := R_I$	$R_{I2} = 0.3\Omega$	

Valores dos componentes do compensador de tensão

Variação de 1%

Comportamento dos compensadores de tensão em regime permanente na frequência de operação:

$$Z_{v1}(f, R_{iz}, C_i, R_{ip}, R_{fz}, C_{fz}) := H(fs, R_{iz}, C_i, R_{ip}, R_{fz}, C_{fz})$$

$$Z_{v2}(f, R_{iz}, C_i, R_{ip}, R_{fz}, C_{fz}) := H(fs, R_{iz}, C_i, R_{ip}, R_{fz}, C_{fz})$$

Forma complexa:

$$Z_{v1}(fs, R_{iz}, C_i, R_{ip}, R_{fz}, C_{fz}) = 0.521 - 2.072i$$

Forma complexa:

$$Z_{v2}(fs, R_{iz}, C_i, R_{ip}, R_{fz}, C_{fz}) = 0.521 - 2.072i$$

Módulo:

$$|Z_{v1}(fs, R_{iz}, C_i, R_{ip}, R_{fz}, C_{fz})| = 2.136$$

Módulo:

$$|Z_{v2}(fs, R_{iz}, C_i, R_{ip}, R_{fz}, C_{fz})| = 2.136$$

Argumento:

$$\frac{180}{\pi} \cdot \arg(Z_{v1}(fs, R_{iz}, C_i, R_{ip}, R_{fz}, C_{fz})) = -75.895$$

Argumento:

$$\frac{180}{\pi} \cdot \arg(Z_{v2}(fs, R_{iz}, C_i, R_{ip}, R_{fz}, C_{fz})) = -75.895$$

Comportamento dos compensadores de corrente em regime permanente na frequência de operação:

$$Z_{I1}(R_{I1}) := R_{I1} \cdot T_{IL1} \quad Z_{I1}(R_{I1}) = 0.023 \Omega$$

$$Z_{I2}(R_{I2}) := R_{I2} \cdot T_{IL2} \quad Z_{I2}(R_{I2}) = 0.023 \Omega$$

Cálculo da impedância de saída (carga + capacitor) em regime permanente:

$$Z_{out}(Z_o, C_{ft}) = (9.314 - 2.528i) \Omega$$

Cálculo da impedância ZL1 e ZL2 em regime permanente:

$$Z_{L1}(L_{f1}) := j \cdot \omega_s \cdot L_{f1} \quad Z_{L1}(L_{f1}) = 0.415i \Omega$$

$$Z_{L2}(L_{f2}) := j \cdot \omega_s \cdot L_{f2} \quad Z_{L2}(L_{f2}) = 0.415i \Omega$$



2.4 Resultados:

condições:

carga: $Z_o = 10 \Omega$

Ganho da malha de corrente: $R_{I1} = 0.3 \Omega$ $R_{I2} = 0.3 \Omega$

Capacitor CF: $C_{ft} = 7.2 \times 10^{-5} F$

Indutância LF: $L_{f1} = 1.1 \times 10^{-3} H$ $L_{f2} = 1.1 \times 10^{-3} H$

Correntes das malhas (ILf1 e ILf2)

ILf1

Forma complexa:

$$I_{Lf1}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) = (15.13 + 4.159i) A$$

Módulo:

$$|I_{Lf1}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2})| = 15.691 A$$

Argumento:

$$\arg(I_{Lf1}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2})) \cdot \frac{180}{\pi} = 15.37$$

ILf2

Forma complexa:

$$I_{Lf2}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) = (16.559 - 1.188i) A$$

Módulo:

$$|I_{Lf2}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2})| = 16.601 A$$

Argumento:

$$\arg(I_{Lf2}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2})) \cdot \frac{180}{\pi} = -4.103$$

Tensões VAB1 e VAB2

VAB1

Forma complexa:

$$V_{AB1_1}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) = (300.929 - 46.165i) v$$

$$V_{AB1_2}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) = (300.929 - 46.165i) v$$

Módulo:

$$\left| V_{AB1_1}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) \right| = 304.449 \text{ V}$$

Argumento:

$$\arg(V_{AB1_1}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2})) \cdot \frac{180}{\pi} = -8.722$$

VAB2

Forma complexa:

$$V_{AB2_1}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) = (303.146 - 45.573i) \text{ V}$$

$$V_{AB2_2}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) = (303.146 - 45.573i) \text{ V}$$

Módulo:

$$\left| V_{AB2_1}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) \right| = 306.553 \text{ V}$$

Argumento:

$$\arg(V_{AB2_1}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2})) \cdot \frac{180}{\pi} = -8.549$$

Tensão de saída

Forma complexa:

$$V_{out}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) = (302.654 - 52.44i) \text{ V}$$

Módulo:

$$\left| V_{out}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) \right| = 307.163 \text{ V}$$

Argumento:

$$\arg(V_{out}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2})) \cdot \frac{180}{\pi} = -9.83$$

Corrente de carga

Forma complexa:

$$I_{out}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) = (31.689 + 2.971i) \text{ A}$$

Módulo:

$$\left| I_{out}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) \right| = 31.828 \text{ A}$$

Argumento:

$$\arg(I_{out}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2})) \cdot \frac{180}{\pi} = 5.356$$

Fluxo de Potência:

$$P10(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) = 4.361 \times 10^3 \text{ W}$$

$$P20(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) = 5.074 \times 10^3 \text{ W}$$

$$Q10(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) = -2.052 \times 10^3 \text{ W}$$

$$Q20(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) = -508.811 \text{ W}$$

$$P12(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) = 338.326 \text{ W}$$

$$Q12(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) = -777.885 \text{ W}$$

Potência aparente na carga:

$$S_{out}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2}) = (9.435 \times 10^3 - 2.561i \times 10^3)$$

Potência ativa na carga:

$$\text{Re}(S_{out}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2})) = 9.435 \times 10^3 \text{ W}$$

Potência reativa na carga:

$$\text{Im}(S_{out}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{I1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{I2})) = -2.561 \times 10^3 \text{ W}$$

2.5 Estudo da variação do ganho do sensor de corrente

$$Z_o = 10 \Omega$$

Carga atual.

$$R_{Lc} = 0.3 \Omega$$

Para análise dos gráficos faz-se $RI=2 \cdot RI$ de projeto

$$\Delta R_I := 0.001 \cdot R_I \dots 2 \cdot R_I$$

Variação de RI

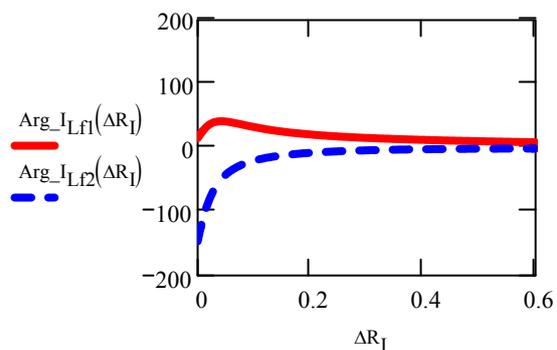
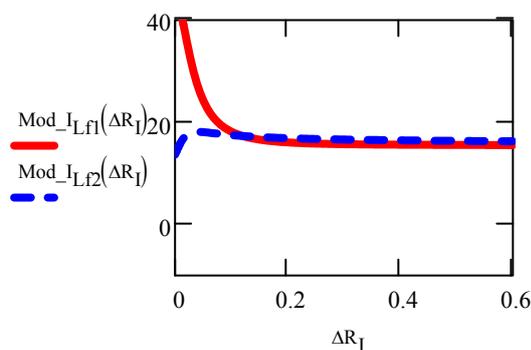
ILf1 e ILf2

$$\text{Mod}_{ILf1}(\Delta R_I) := \frac{|I_{Lf1}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)|}{|1|}$$

$$\text{Mod}_{ILf2}(\Delta R_I) := \frac{|I_{Lf2}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)|}{|1|}$$

$$\text{Arg}_{ILf1}(\Delta R_I) := \arg(I_{Lf1}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

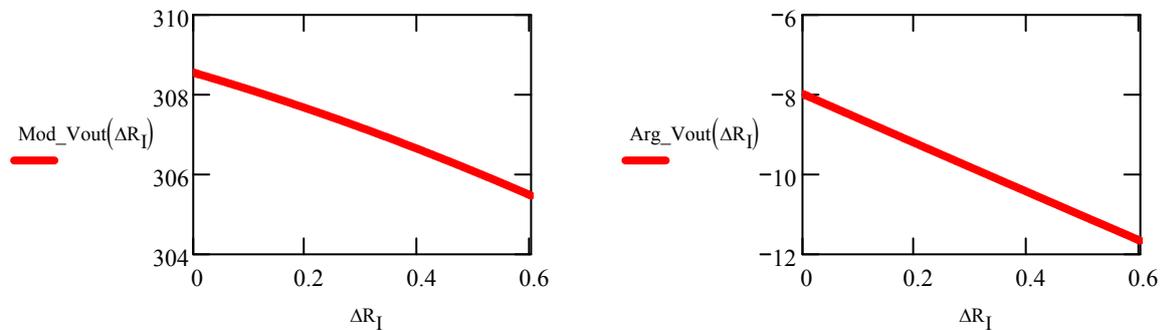
$$\text{Arg}_{ILf2}(\Delta R_I) := \arg(I_{Lf2}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



Vout

$$\text{Mod_Vout}(\Delta R_I) := \frac{|V_{\text{out}}(k_{\text{inv}1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{\text{inv}2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)|}{|1|}$$

$$\text{Arg_Vout}(\Delta R_I) := \arg(V_{\text{out}}(k_{\text{inv}1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{\text{inv}2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



VAB1 e VAB2

$$\text{Mod_VAB1_2}(\Delta R_I) := |V_{\text{AB1_2}}(k_{\text{inv}1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{\text{inv}2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)|$$

$$\text{Arg_VAB1_2}(\Delta R_I) := \arg(V_{\text{AB1_2}}(k_{\text{inv}1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{\text{inv}2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)) \cdot \frac{18}{\pi}$$

$$\text{Mod_VAB2_2}(\Delta R_I) \square |V_{\text{AB2_2}}(k_{\text{inv}1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{\text{inv}2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)|$$

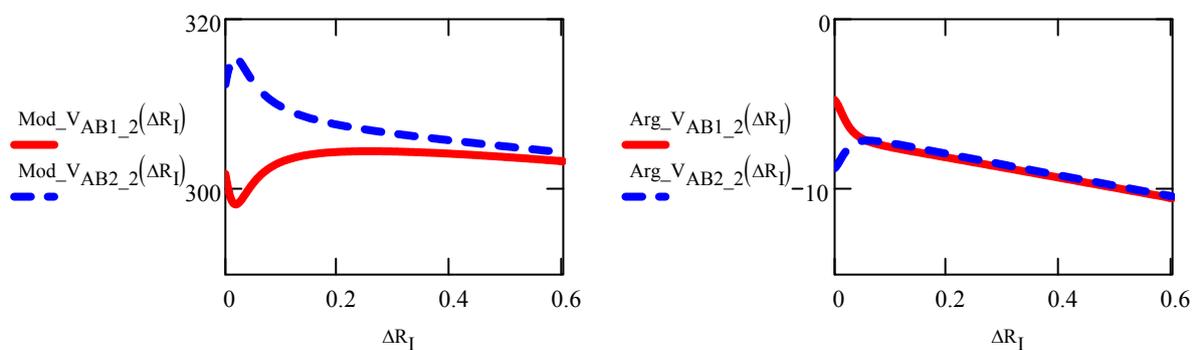
$$\text{Arg_VAB2_2}(\Delta R_I) := \arg(V_{\text{AB2_2}}(k_{\text{inv}1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{\text{inv}2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)) \cdot \frac{18}{\pi}$$

$$\text{Mod_VAB1_3}(\Delta R_I) := |V_{\text{AB1_2}}(k_{\text{inv}1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{\text{inv}2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)|$$

$$\text{Arg_VAB1_3}(\Delta R_I) := \arg(V_{\text{AB1_2}}(k_{\text{inv}1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{\text{inv}2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)) \cdot \frac{18}{\pi}$$

$$\text{Mod_VAB2_3}(\Delta R_I) := |V_{\text{AB2_2}}(k_{\text{inv}1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{\text{inv}2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)|$$

$$\text{Arg_VAB2_3}(\Delta R_I) := \arg(V_{\text{AB2_2}}(k_{\text{inv}1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{\text{inv}2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)) \cdot \frac{18}{\pi}$$



Fluxos de Potência Ativa e Reativa do Inversor 1 para a Carga

$$\text{Fluxo_P10}(\Delta R_I) := \text{P10}(k_{\text{inv}1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, f_s, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{\text{inv}2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)$$

$$\text{Fluxo_Q10}(\Delta R_I) := \text{Q10}(k_{\text{inv}1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, f_s, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{\text{inv}2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)$$

Fluxos de Potência Ativa e Reativa do Inversor 2 para a Carga

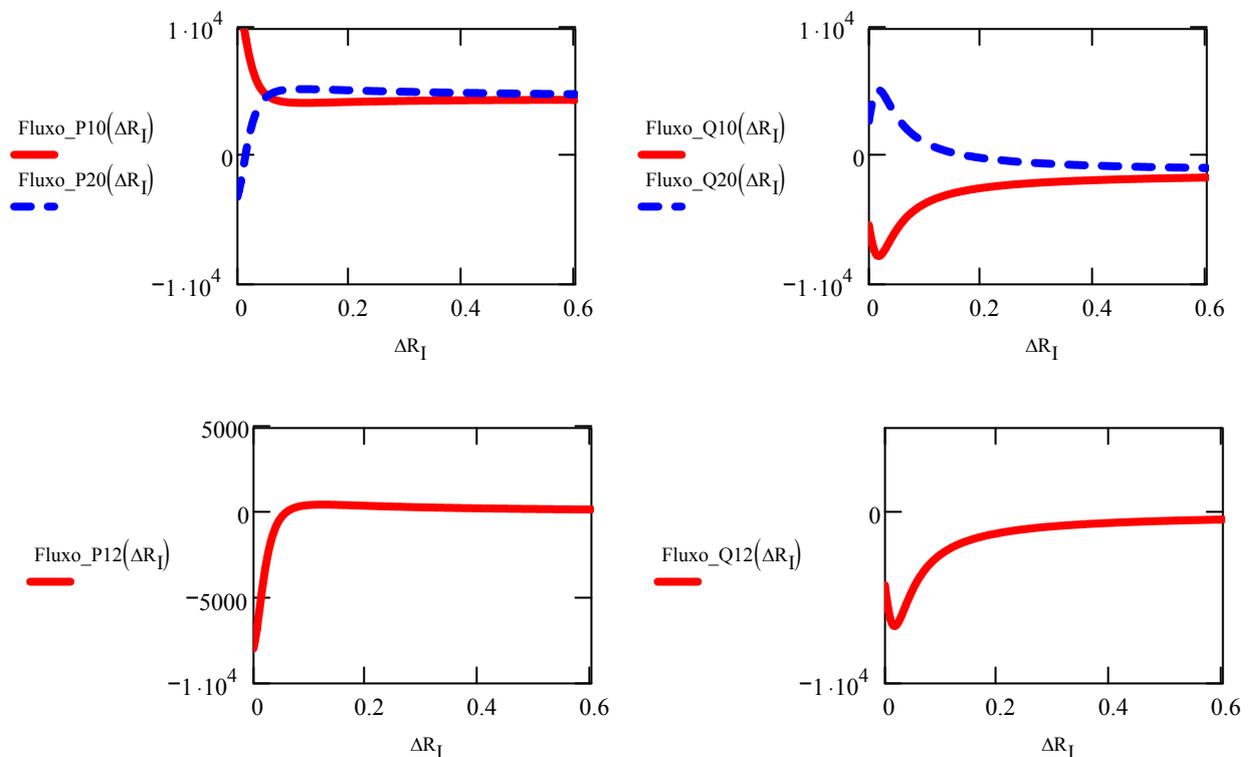
$$\text{Fluxo_P20}(\Delta R_I) := \text{P20}(k_{\text{inv}1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, f_s, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{\text{inv}2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)$$

$$\text{Fluxo_Q20}(\Delta R_I) := \text{Q20}(k_{\text{inv}1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, f_s, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{\text{inv}2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)$$

Fluxos de Potência Ativa e Reativa do Inversor 1 para o Inversor 2

$$\text{Fluxo_P12}(\Delta R_I) := \text{P12}(k_{\text{inv}1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, f_s, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{\text{inv}2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)$$

$$\text{Fluxo_Q12}(\Delta R_I) := \text{Q12}(k_{\text{inv}1}, k_{v1}, L_{f1}, Z_o, C_{ft}, f_s, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, \Delta R_I, k_{\text{inv}2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, \Delta R_I)$$



2.6 Estudo da variação da tensão de saída V_{out} em função da carga com R_I fixo

$$R_{I1} := 0.3\Omega$$

Atual - Definir!

$$Z_o = 10\ \Omega$$

Carga atual.

$$R_{I2} := 0.3\Omega$$

$$Z_{o\text{max}} := 10\Omega$$

Valor máximo de carga - Definir

$$X_{\text{aux}} := 20$$

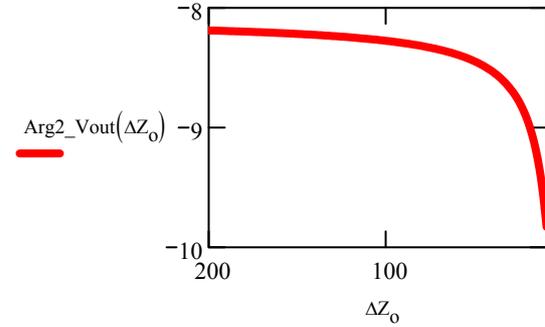
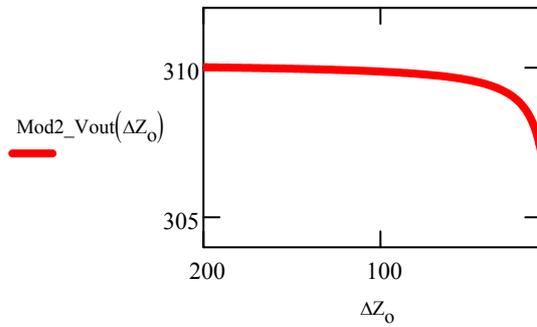
Variavel auxiliar

$$\Delta Z_o := Z_{omax} \cdot Z_{omax} + 0.1 Z_{omax} \cdot X_{aux} \cdot Z_{omax}$$

Variação de carga nos gráficos

$$\text{Mod2_Vout}(\Delta Z_o) := \frac{|V_{out}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, \Delta Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{l1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{l2})|}{|1|}$$

$$\text{Arg2_Vout}(\Delta Z_o) := \arg(V_{out}(k_{inv1}, k_{v1}, L_{f1}, \Delta Z_o, C_{ft}, fs, R_{iz1}, C_{i1}, R_{ip1}, R_{fz1}, C_{fz1}, R_{l1}, k_{inv2}, k_{v2}, L_{f2}, R_{iz2}, C_{i2}, R_{ip2}, R_{fz2}, C_{fz2}, R_{l2})) \cdot \frac{180}{\pi}$$



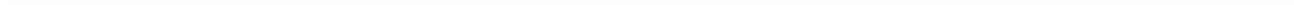
$$\text{Mod2_Vout}(X_{aux} Z_{omax}) = 310.012 \text{ V} \quad (\text{sem carga})$$

$$\text{Mod2_Vout}(1 Z_{omax}) = 307.163 \text{ V} \quad (\text{com carga})$$

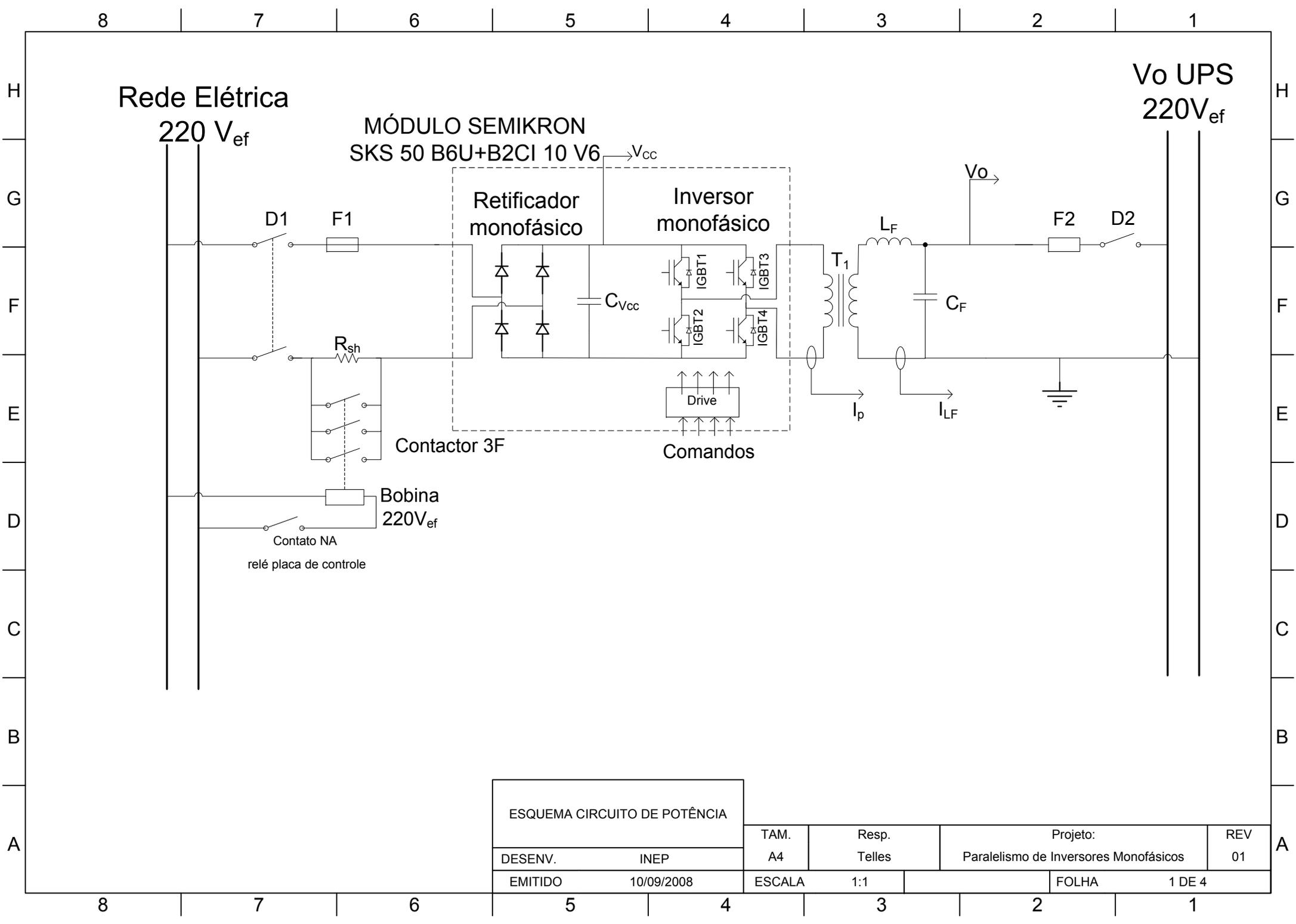
$$\text{Reg_estatica} := \frac{\text{Mod2_Vout}(1 Z_{omax})}{\text{Mod2_Vout}(X_{aux} Z_{omax})} \cdot 100$$

$$\text{Reg_estatica} = 99.081 \%$$

Fim da Planilha!



C. ESQUEMAS ELÉTRICO DOS CIRCUITOS DE POTÊNCIA E
CONTROLE DO INVERSOR MONOFÁSICO DE TENSÃO



Rede Elétrica

220 V_{ef}

MÓDULO SEMIKRON
SKS 50 B6U+B2CI 10 V6

Retificador
monofásico

Inversor
monofásico

V_o UPS
220V_{ef}

D1

F1

V_{cc}

C_{Vcc}

IGBT1

IGBT3

IGBT2

IGBT4

L_F

V_o

F2

D2

C_F

R_{sh}

T₁

I_p

I_{LF}

Contactor 3F

Comandos

Bobina
220V_{ef}

Contato NA

relé placa de controle

ESQUEMA CIRCUITO DE POTÊNCIA		TAM. A4	Resp. Telles	Projeto: Paralelismo de Inversores Monofásicos	REV 01
DESENV.	INEP	ESCALA	1:1	FOLHA	1 DE 4
EMITIDO	10/09/2008				

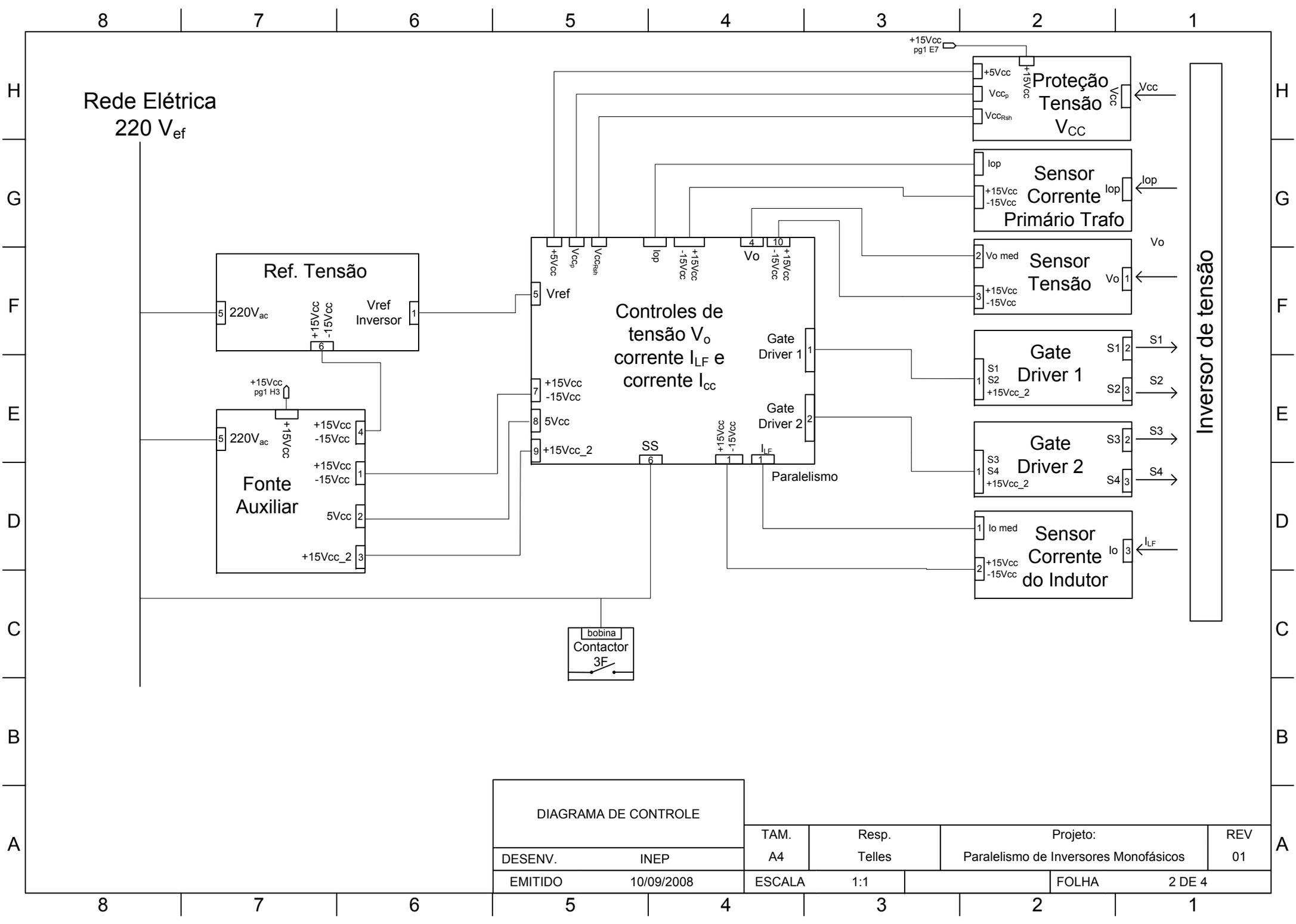
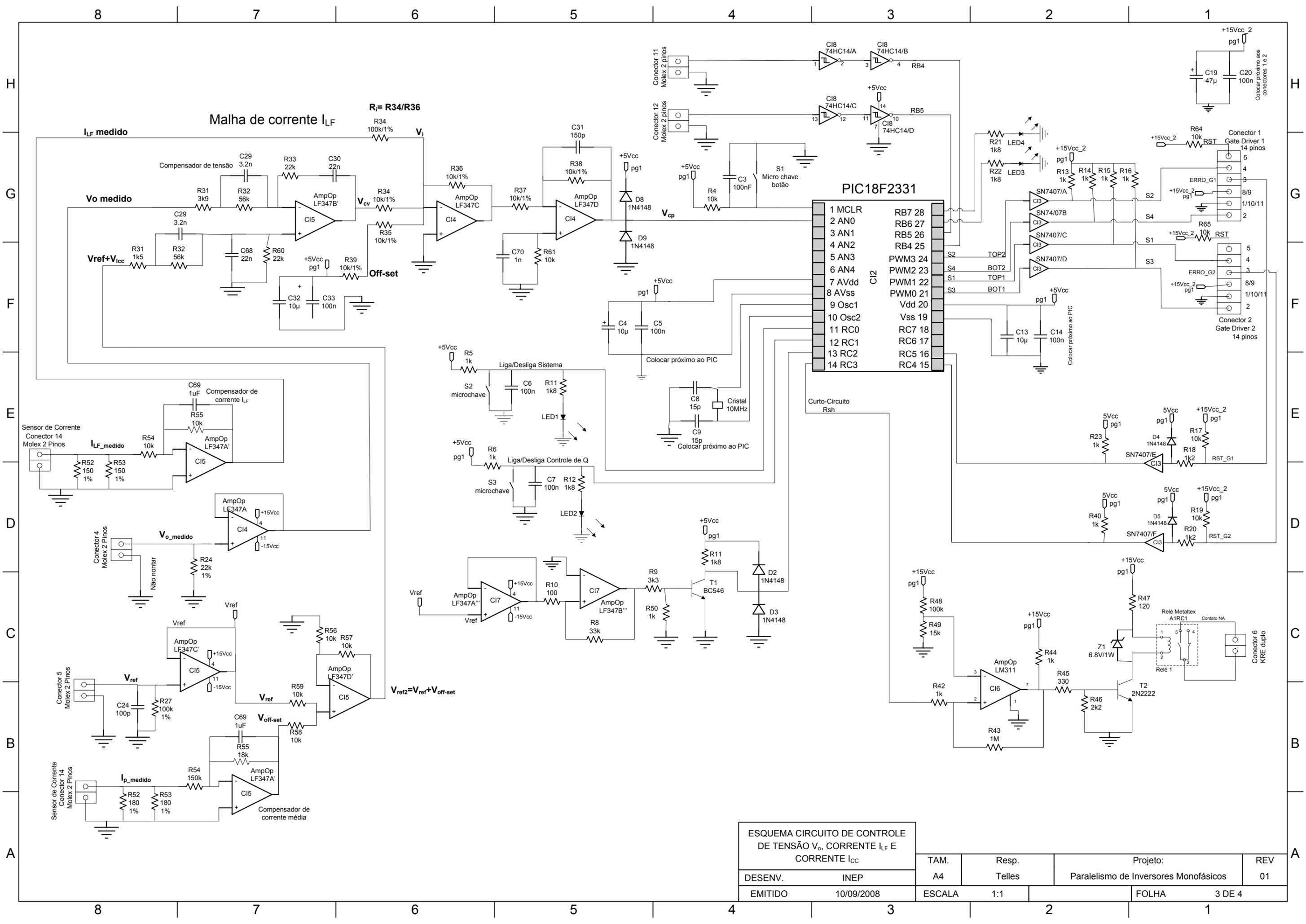


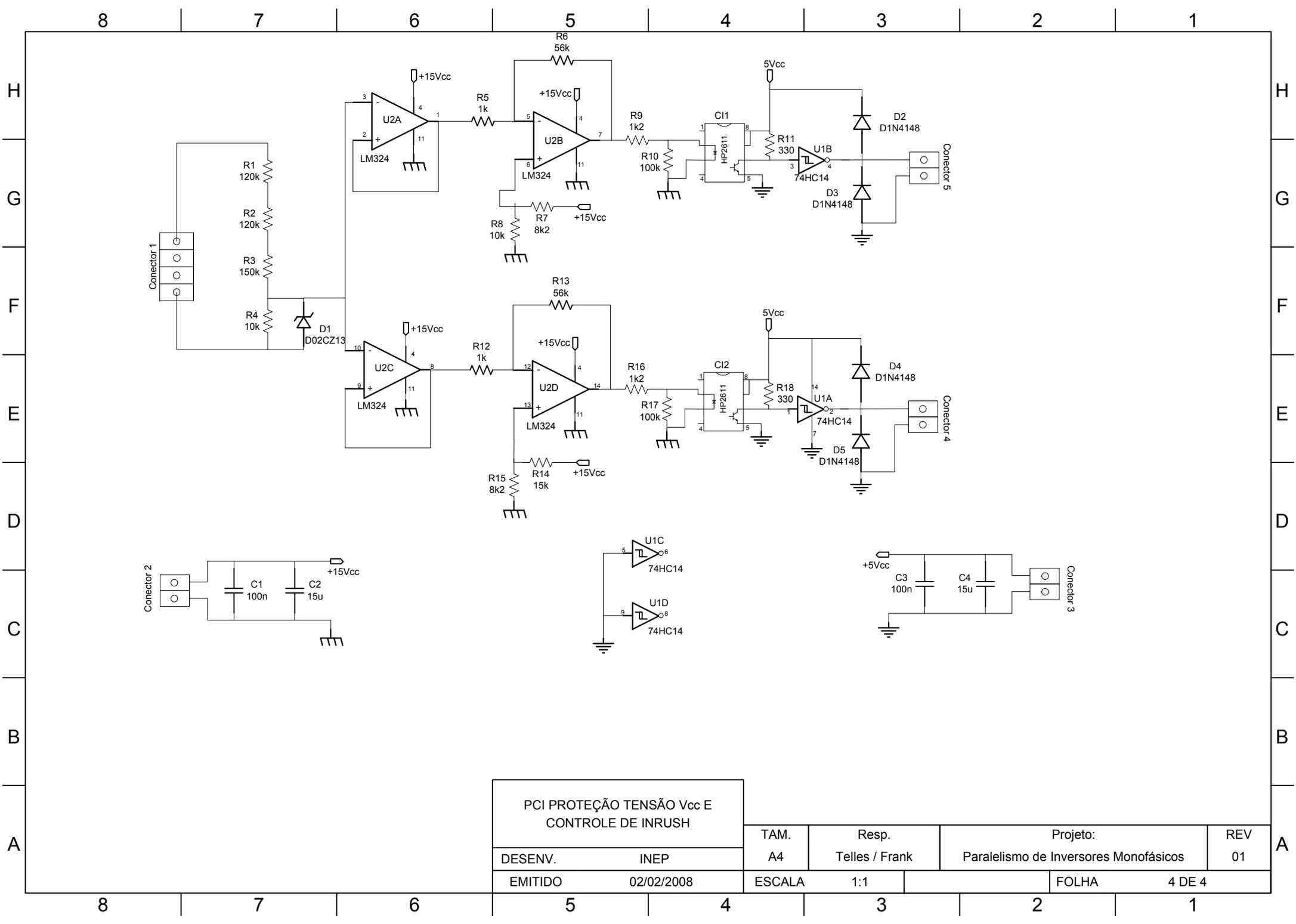
DIAGRAMA DE CONTROLE	
DESENV.	INEP
EMITIDO	10/09/2008

TAM. A4	Resp. Telles	Projeto: Paralelismo de Inversores Monofásicos	REV 01
ESCALA	1:1	FOLHA	2 DE 4



ESQUEMA CIRCUITO DE CONTROLE DE TENSÃO V_o , CORRENTE I_{LF} E CORRENTE I_{cc}

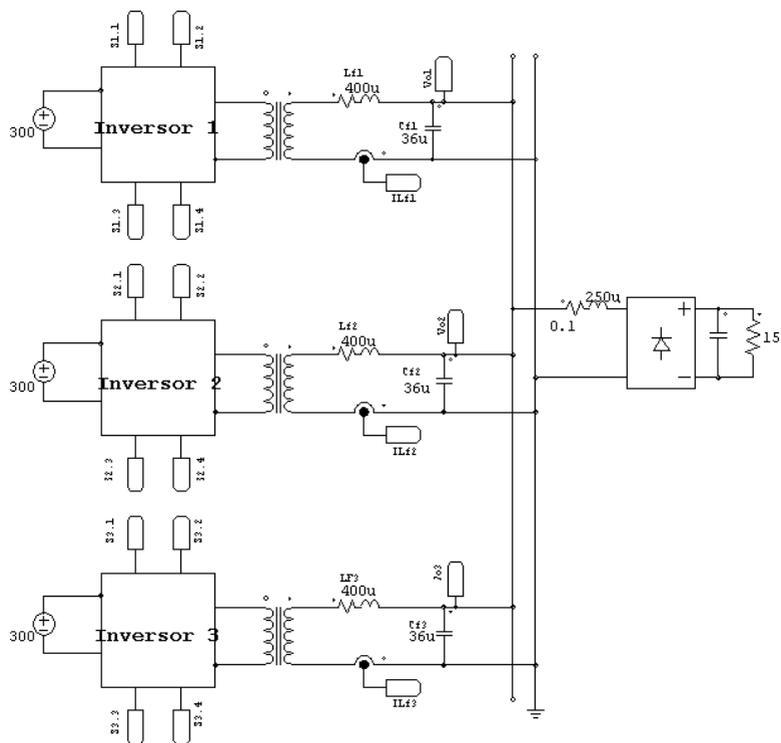
DESENV.	INEP	TAM.	A4	Resp.	Telles	Projeto:	Paralelismo de Inversores Monofásicos	REV	01
EMITIDO	10/09/2008	ESCALA	1:1	FOLHA	3 DE 4				



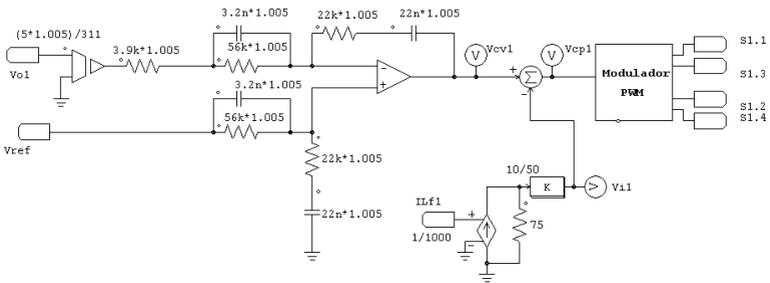
PCI PROTEÇÃO TENSÃO Vcc E CONTROLE DE INRUSH	
DESENV.	INEP
EMITIDO	02/02/2008

TAM. A4	Resp. Telles / Frank	Projeto: Paralelismo de Inversores Monofásicos	REV 01
ESCALA	1:1	FOLHA	4 DE 4

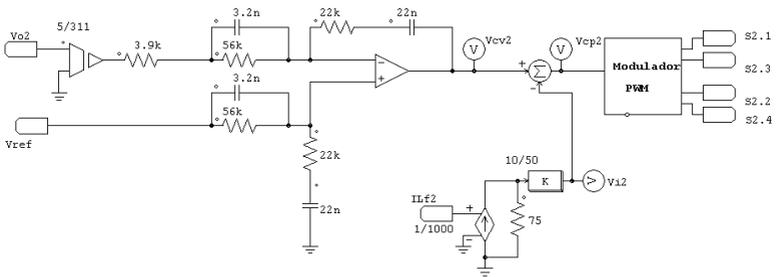
D. CIRCUITO DE SIMULAÇÃO DO PARALELISMO DOS INVERSORES MONOFÁSICOS DE TENSÃO



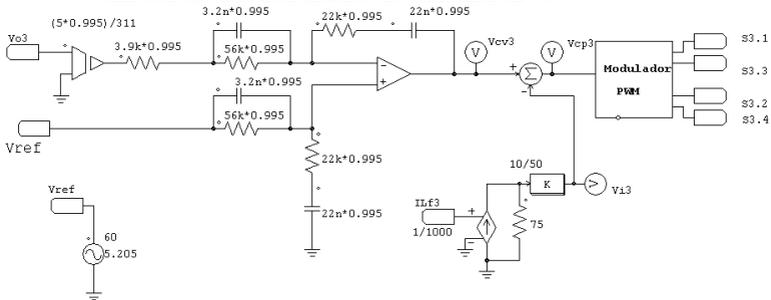
Circuito de controle do inversor 1



Circuito de controle do inversor 2

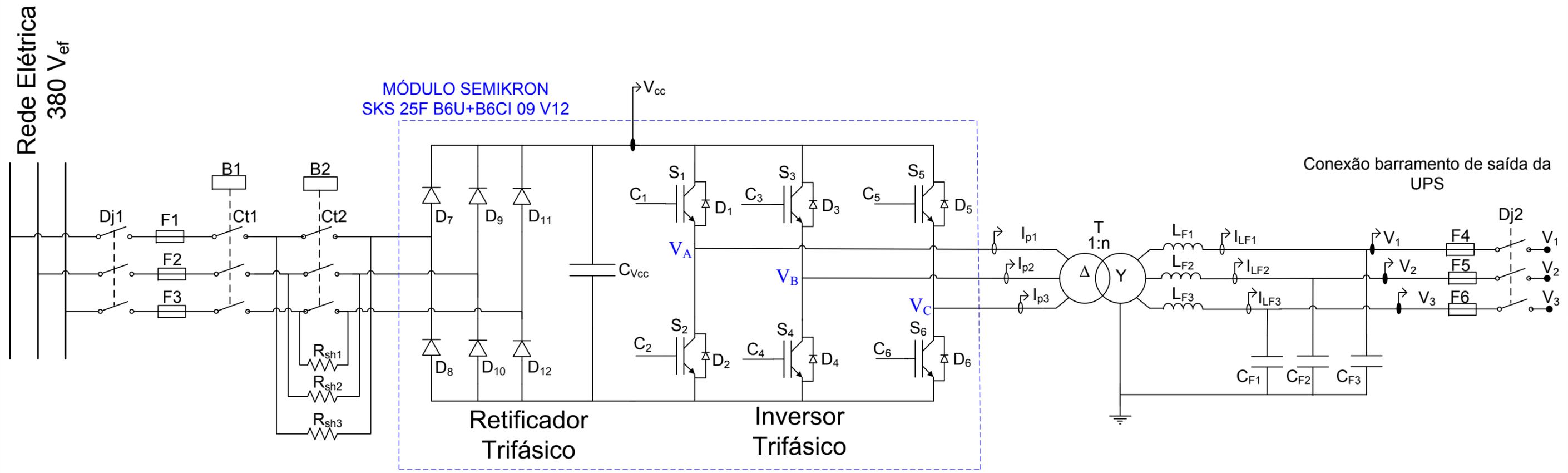


Circuito de controle do inversor 3

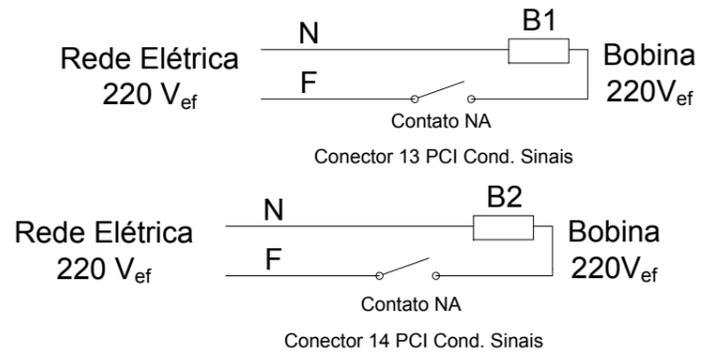


**E. ESQUEMAS ELÉTRICOS DOS CIRCUITOS DE POTÊNCIA E
CONTROLE DO INVERSOR TRIFÁSICO DE TENSÃO**

Esquema Elétrico do Circuito de Potência



MÓDULO SEMIKRON
SKS 25F B6U+B6CI 09 V12



CIRCUITO DE POTÊNCIA		TAM.	Resp.	Projeto:	REV
DESENV.	INEP	A4	Telles	Paralelismo de Inversores Trifásicos	01
EMITIDO	04/04/2009	ESCALA	1:1	FOLHA	1 DE 14

Diagrama de Blocos das PCIs do Inversor 3F

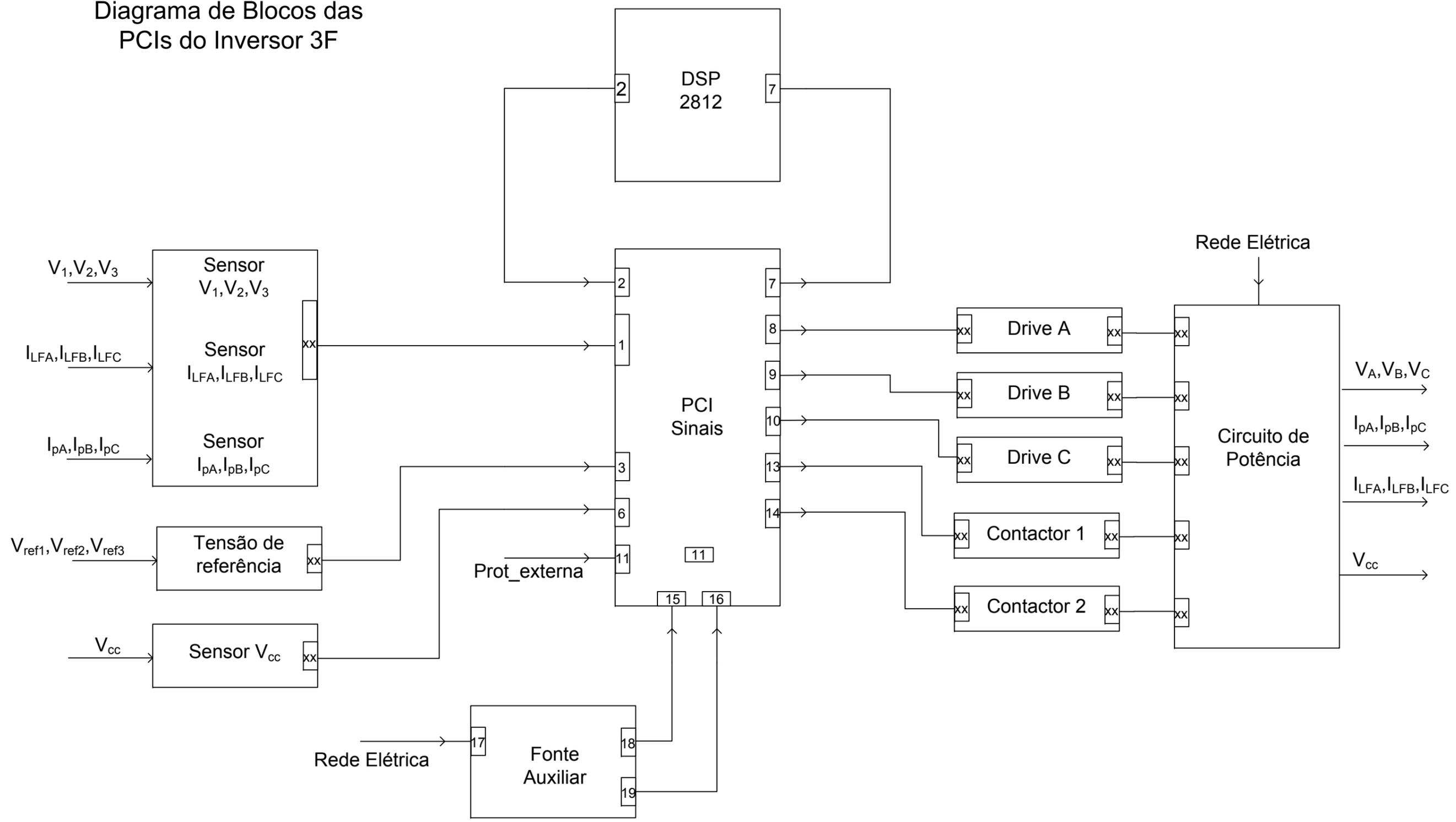
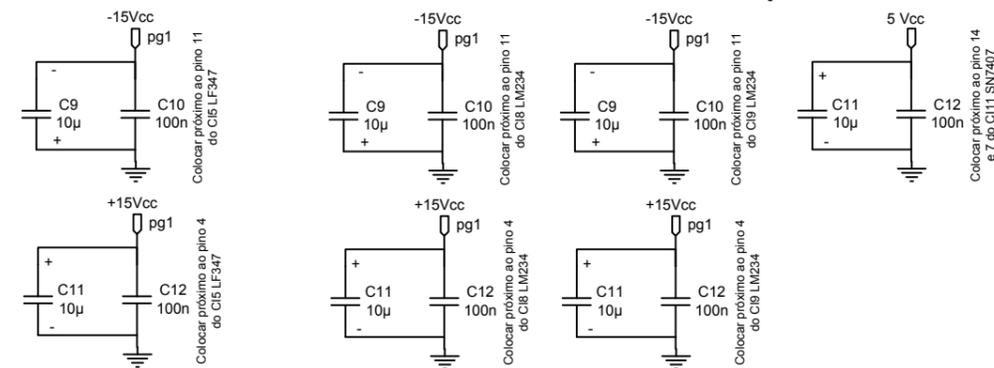
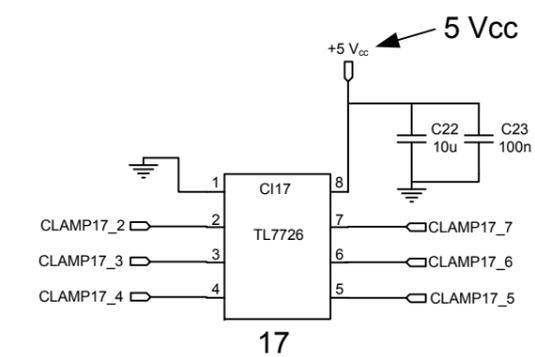
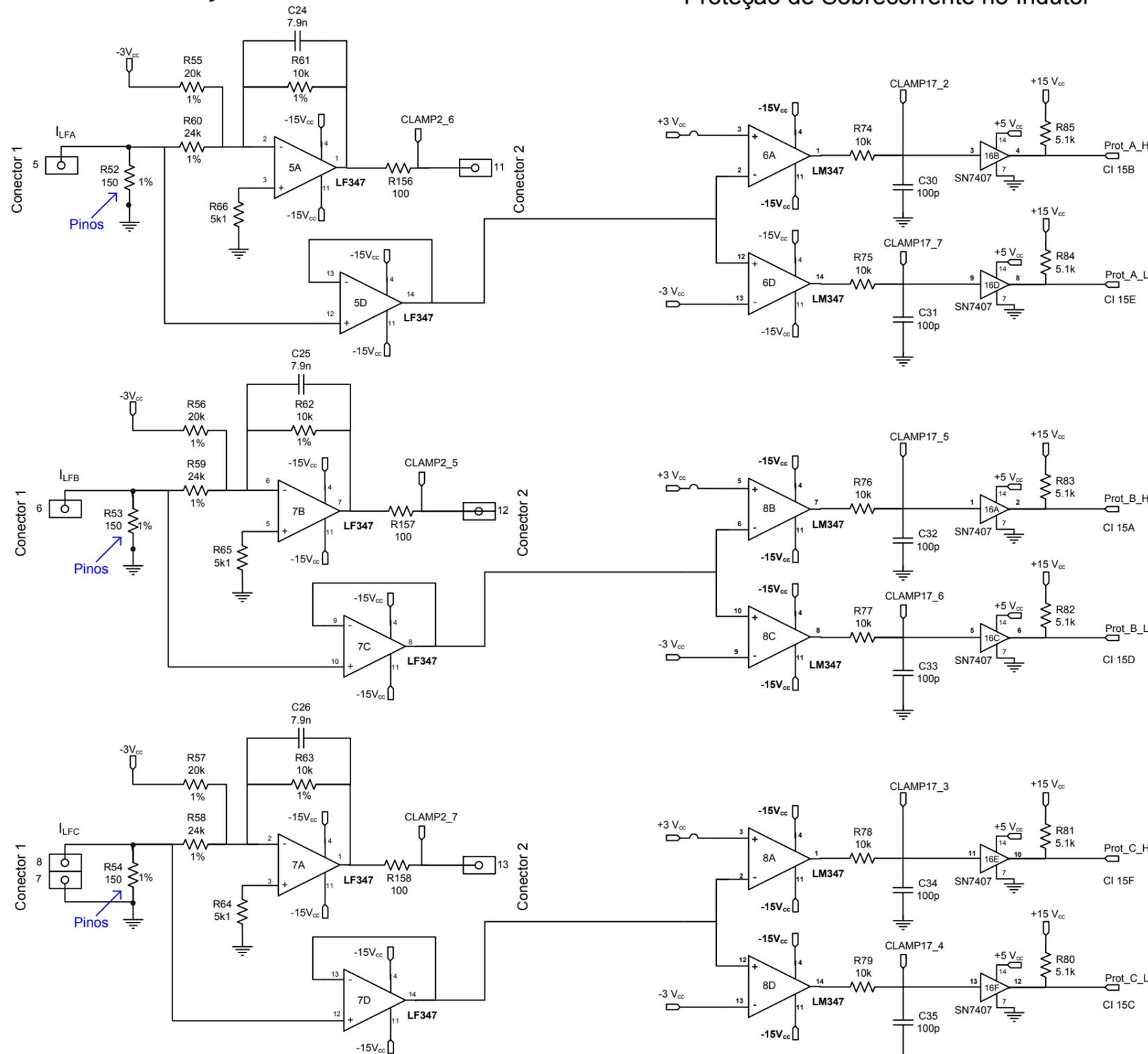


DIAGRAMA DE BLOCOS DAS PCIs		TAM.	Resp.	Projeto:		REV
DESENV.	INEP	A4	Telles	Paralelismo de Inversores Trifásicos		01
EMITIDO	04/04/2009	ESCALA	1:1	FOLHA	2 DE 14	

Medição da Corrente do Indutor

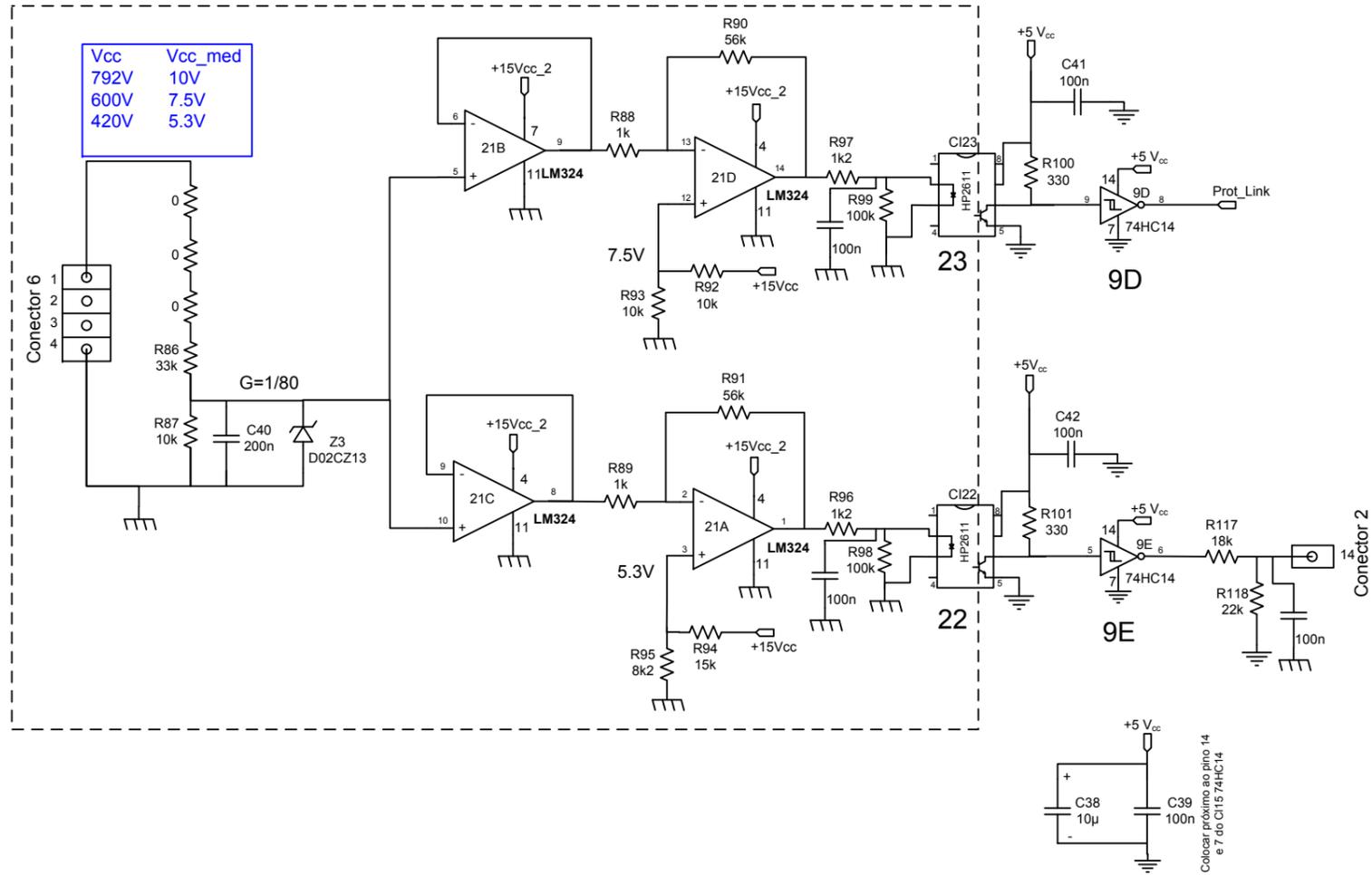
Proteção de Sobrecorrente no Indutor



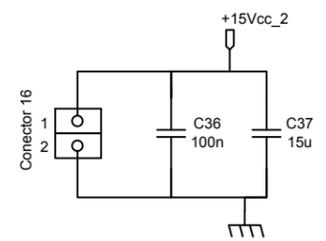
ESQUEMA PCI CONDICIONAMENTO DE SINAIS	
DESENV.	INEP
EMITIDO	04/04/2009

TAM. A4	Resp. Telles	Projeto: Paralelismo de Inversores Trifásicos	REV 01
ESCALA 1:1	FOLHA 4 DE 14		

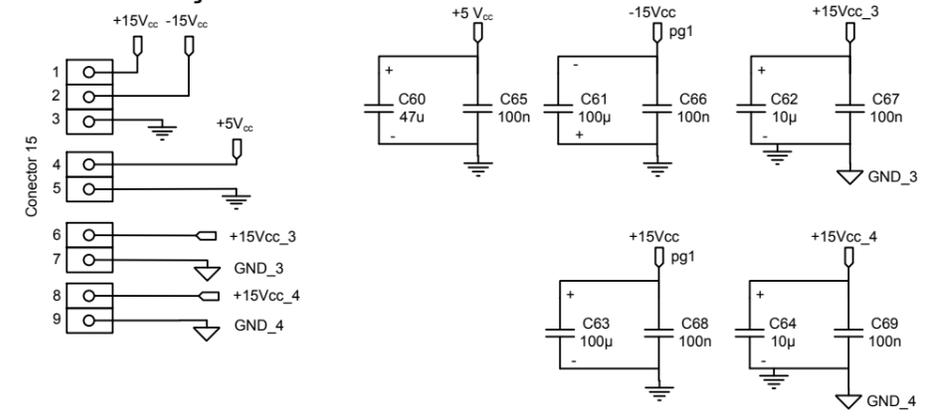
OBS: Outra referência! Deixar 10mm de distância da outra referência.



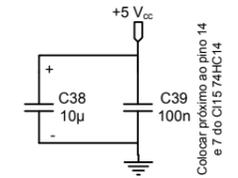
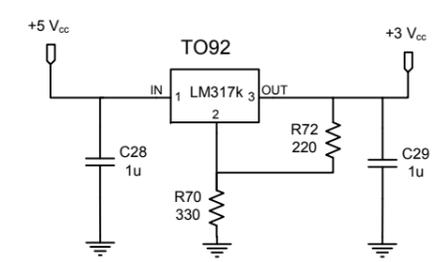
Alimentação da PCI – Fonte Isolada



Alimentação da PCI – Fonte Comum



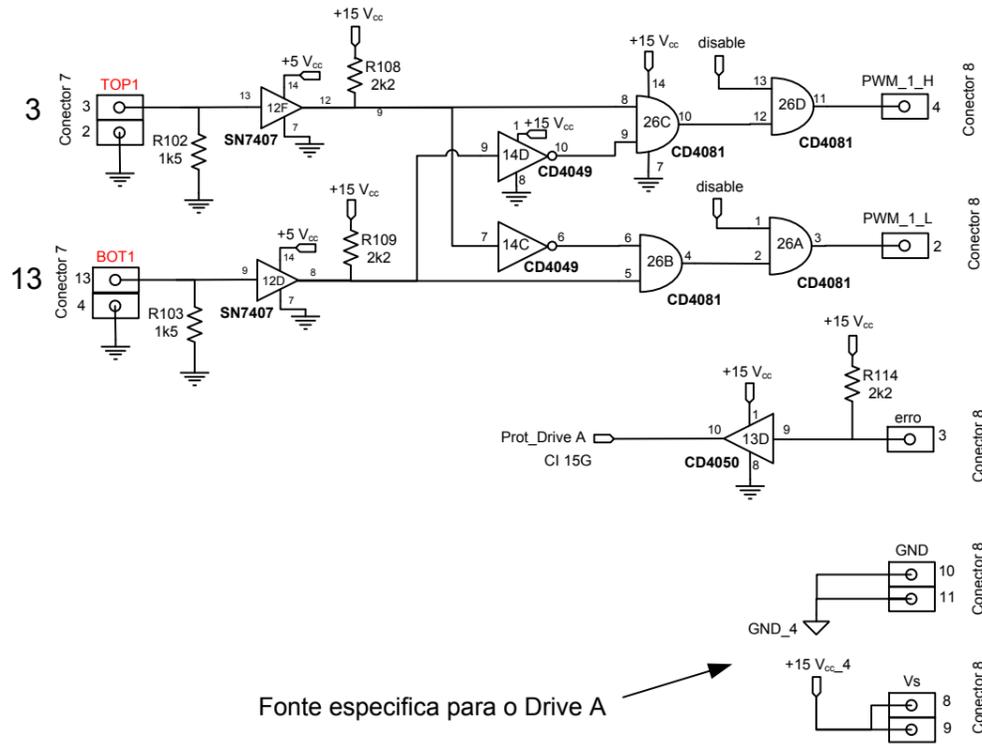
Fonte de +3Vcc



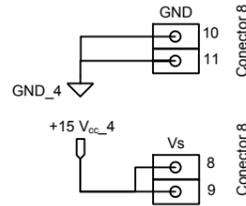
Colocar próximo ao pino 14 e 7 do CI15 74HC14

ESQUEMA PCI CONDICIONAMENTO DE SINAIS		TAM. A4	Resp. Telles	Projeto: Paralelismo de Inversores Trifásicos	REV 01
DESENV. INEP	EMITIDO 04/04/2009	ESCALA	1:1	FOLHA	5 DE 14

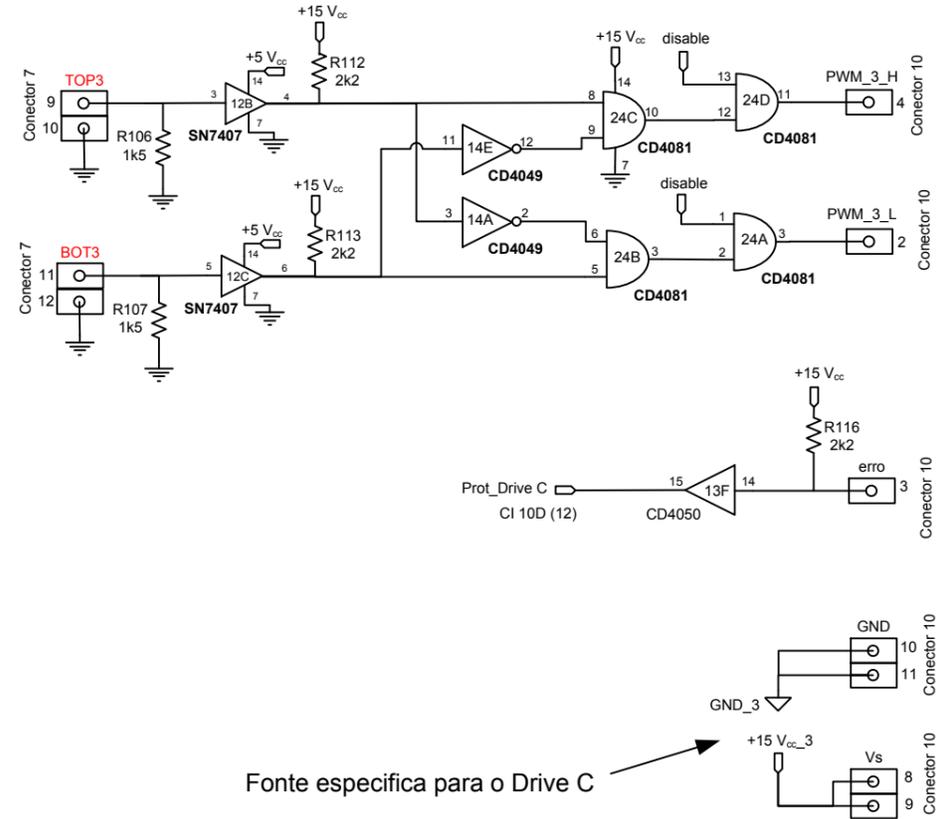
Saídas DSP – DRIVE A



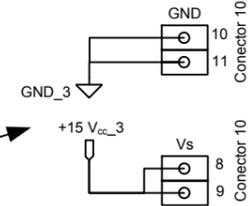
Fonte específica para o Drive A



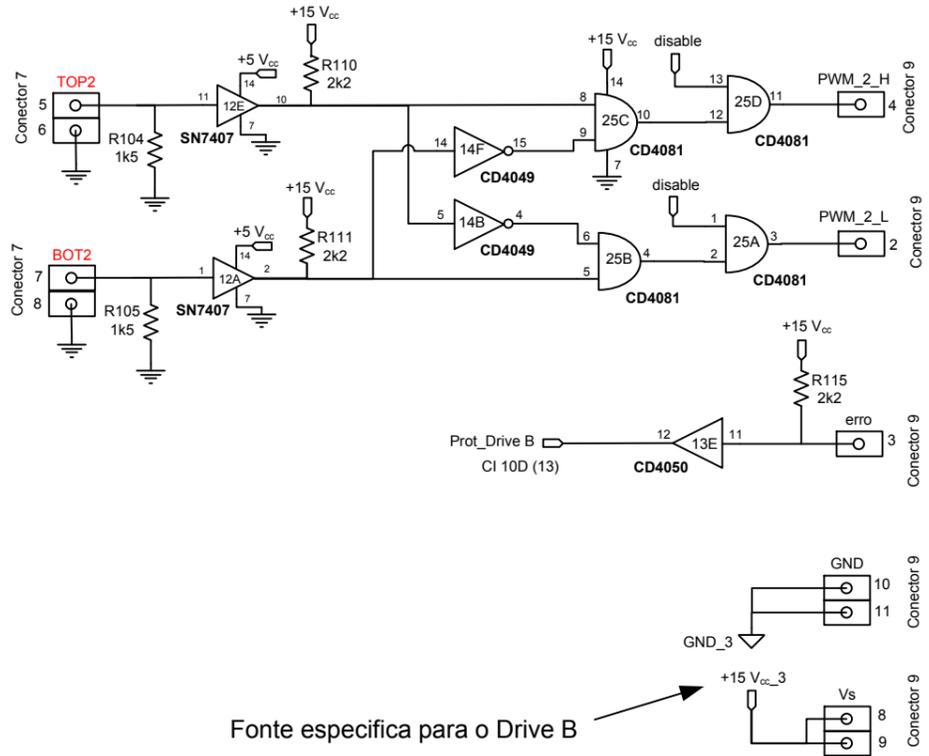
Saídas DSP – DRIVE C



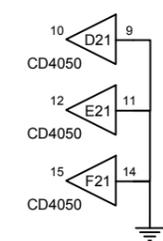
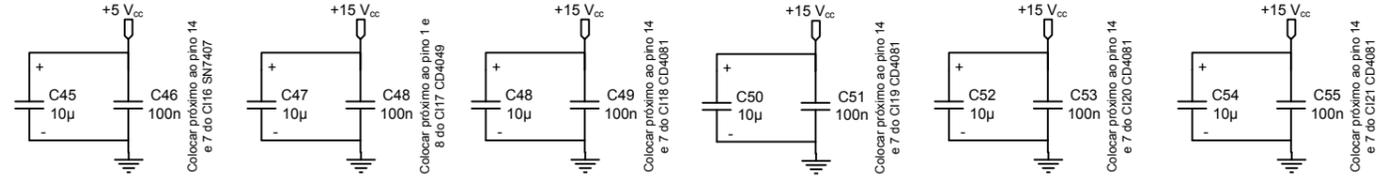
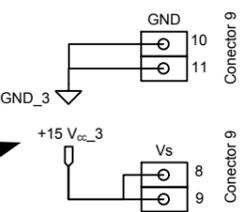
Fonte específica para o Drive C



Saídas DSP – DRIVE B

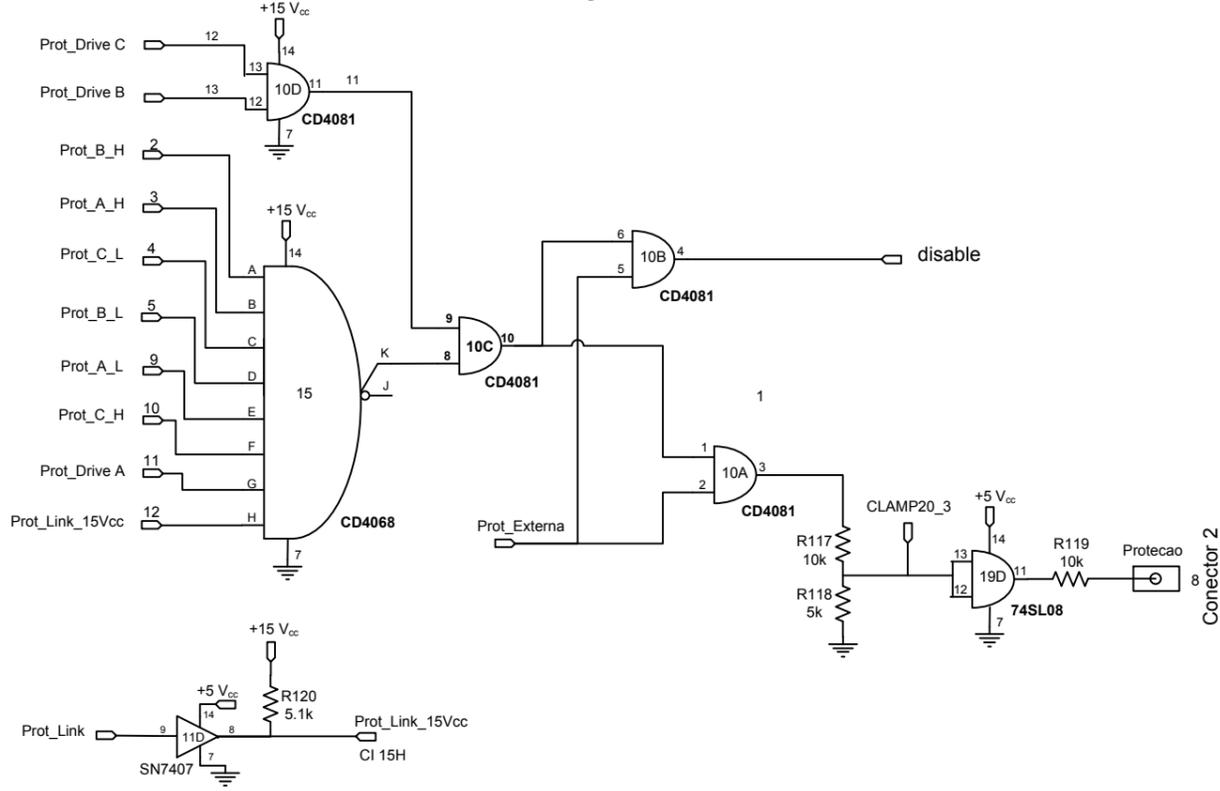


Fonte específica para o Drive B

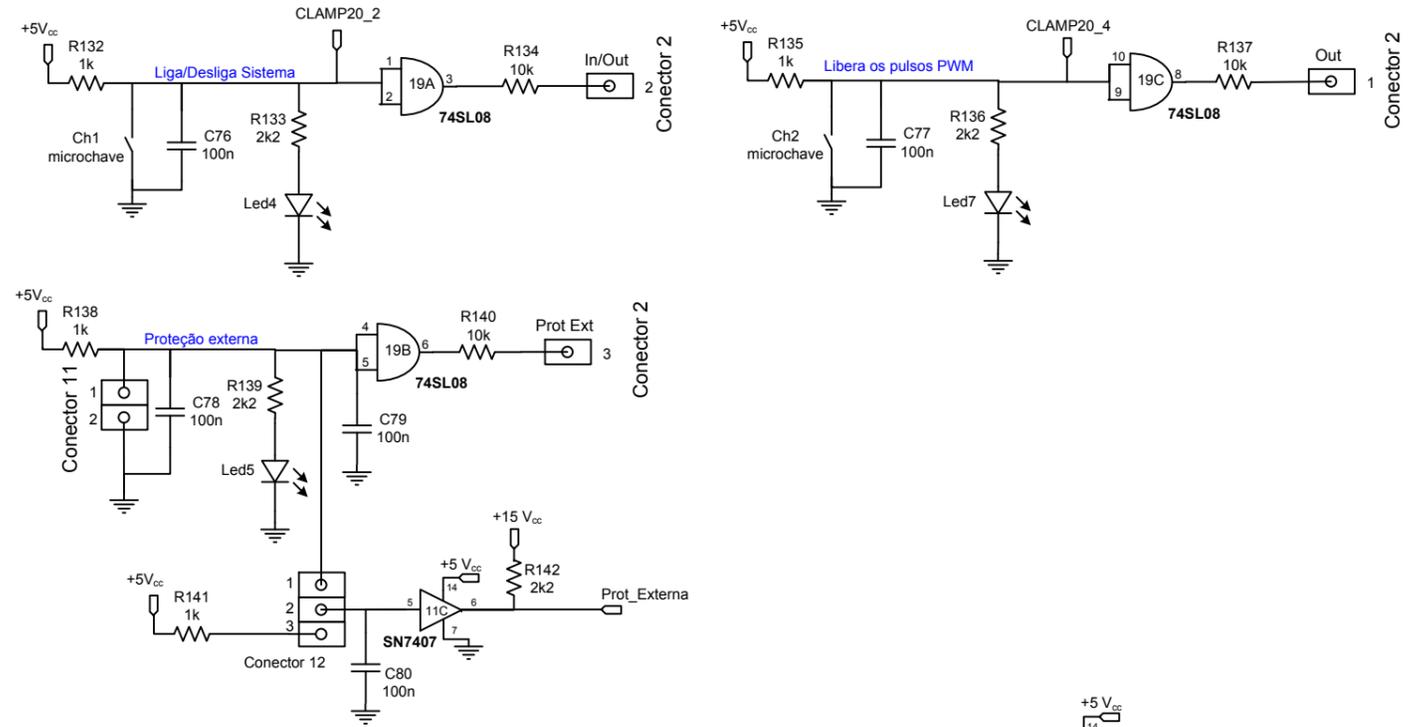


ESQUEMA PCI CONDIIONAMENTO DE SINAIS		TAM. A4	Resp. Telles	Projeto: Paralelismo de Inversores Trifásicos	REV 01
DESENV. INEP	04/04/2009	ESCALA	1:1	FOLHA	6 DE 14

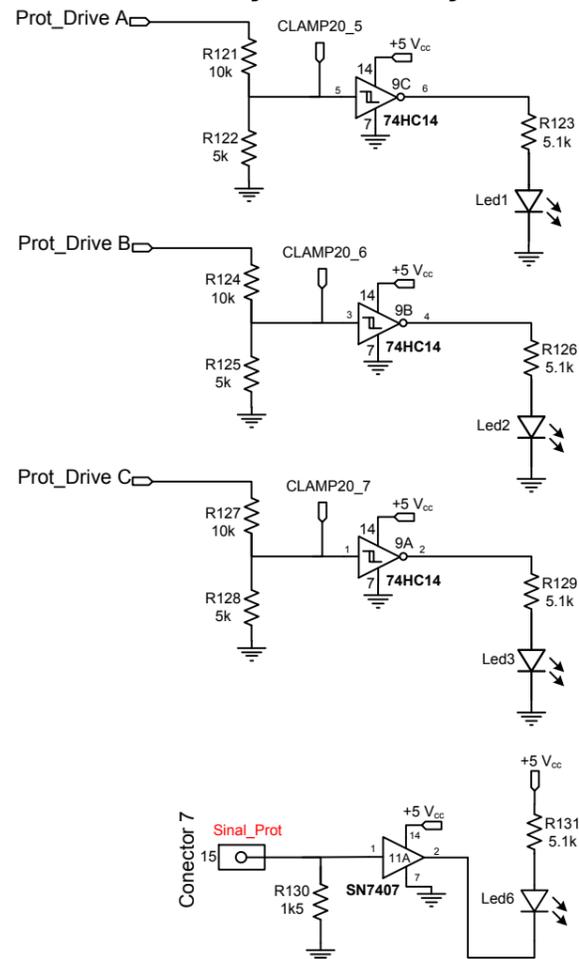
Tratador de Proteções



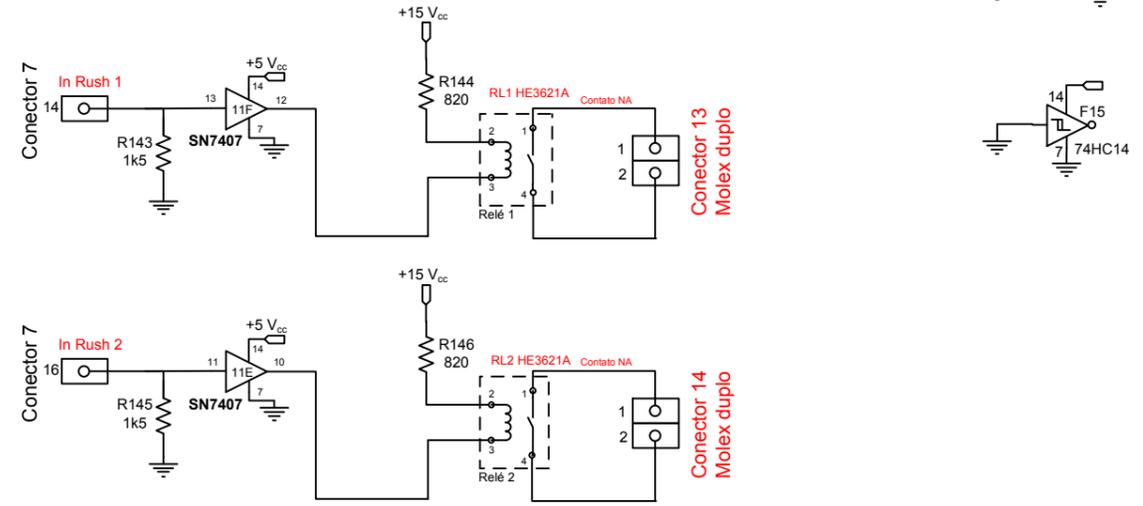
Chaves on/off



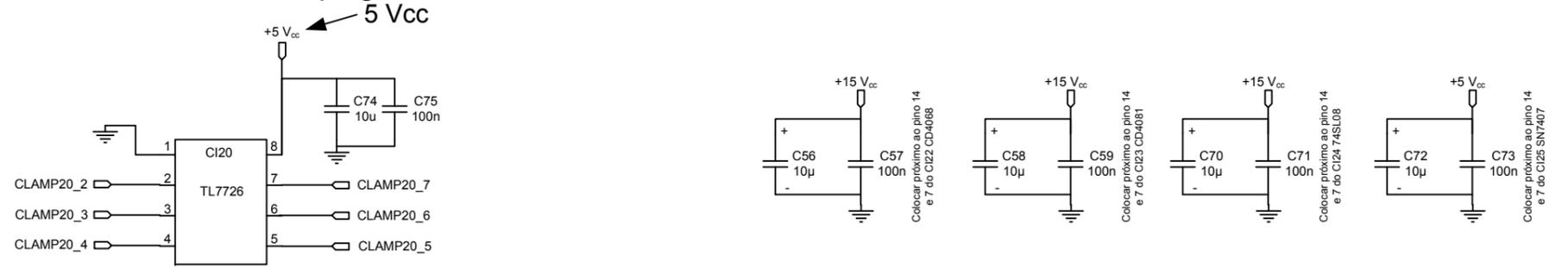
Sinalização de Erro nos Drives e Atuação de Proteção



Controle Inrush



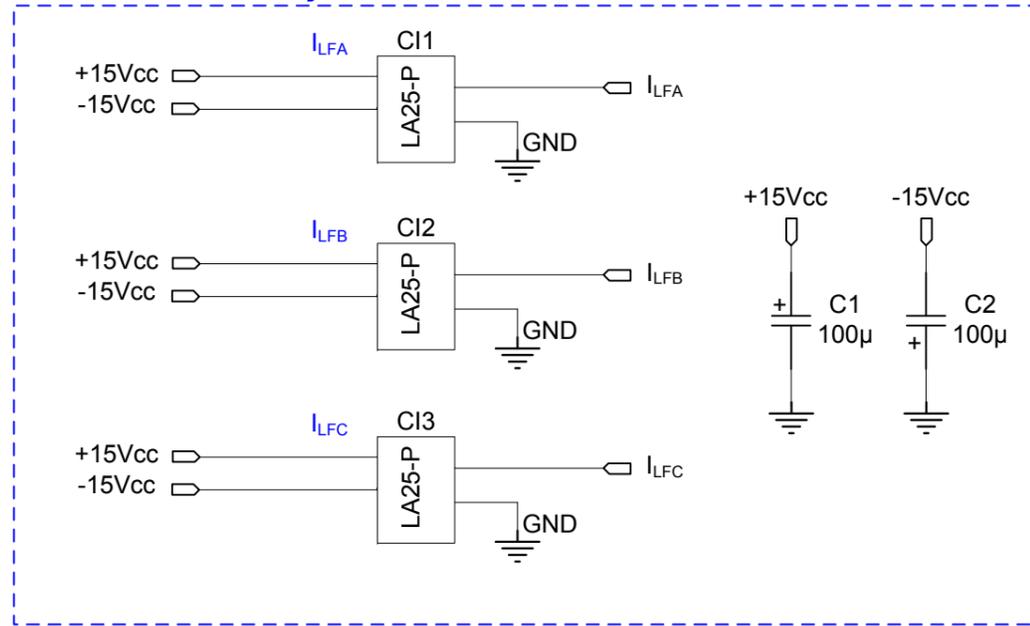
Circuito Clamping



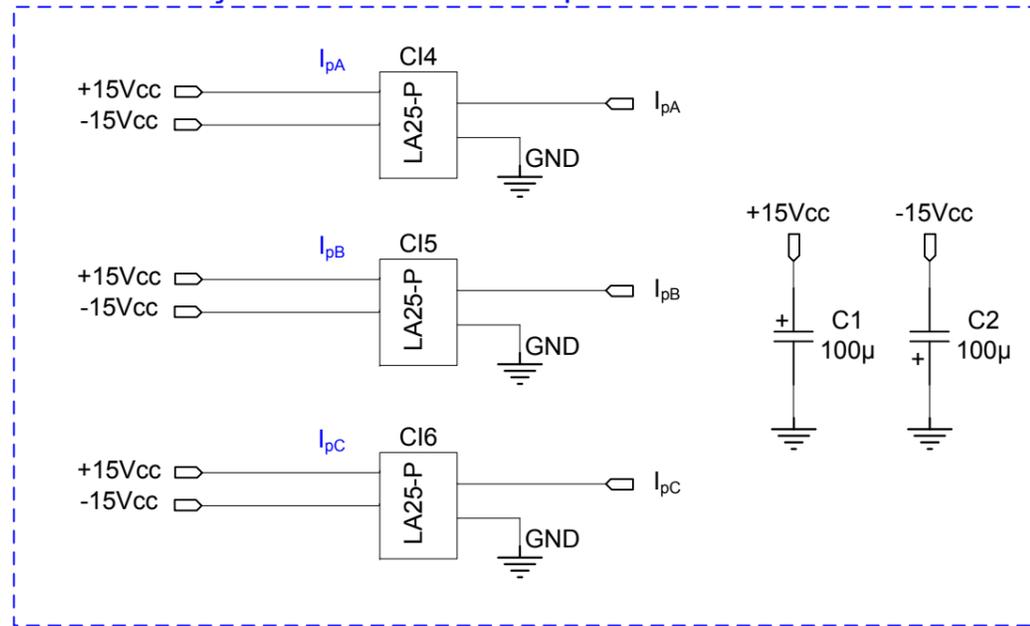
ESQUEMA PCI CONDICIONAMENTO DE SINAIS

TAM. A4	Resp. Telles	Projeto: Paralelismo de Inversores Trifásicos	REV 01
DESENV. INEP	EMITIDO 04/04/2009	ESCALA 1:1	FOLHA 7 DE 14

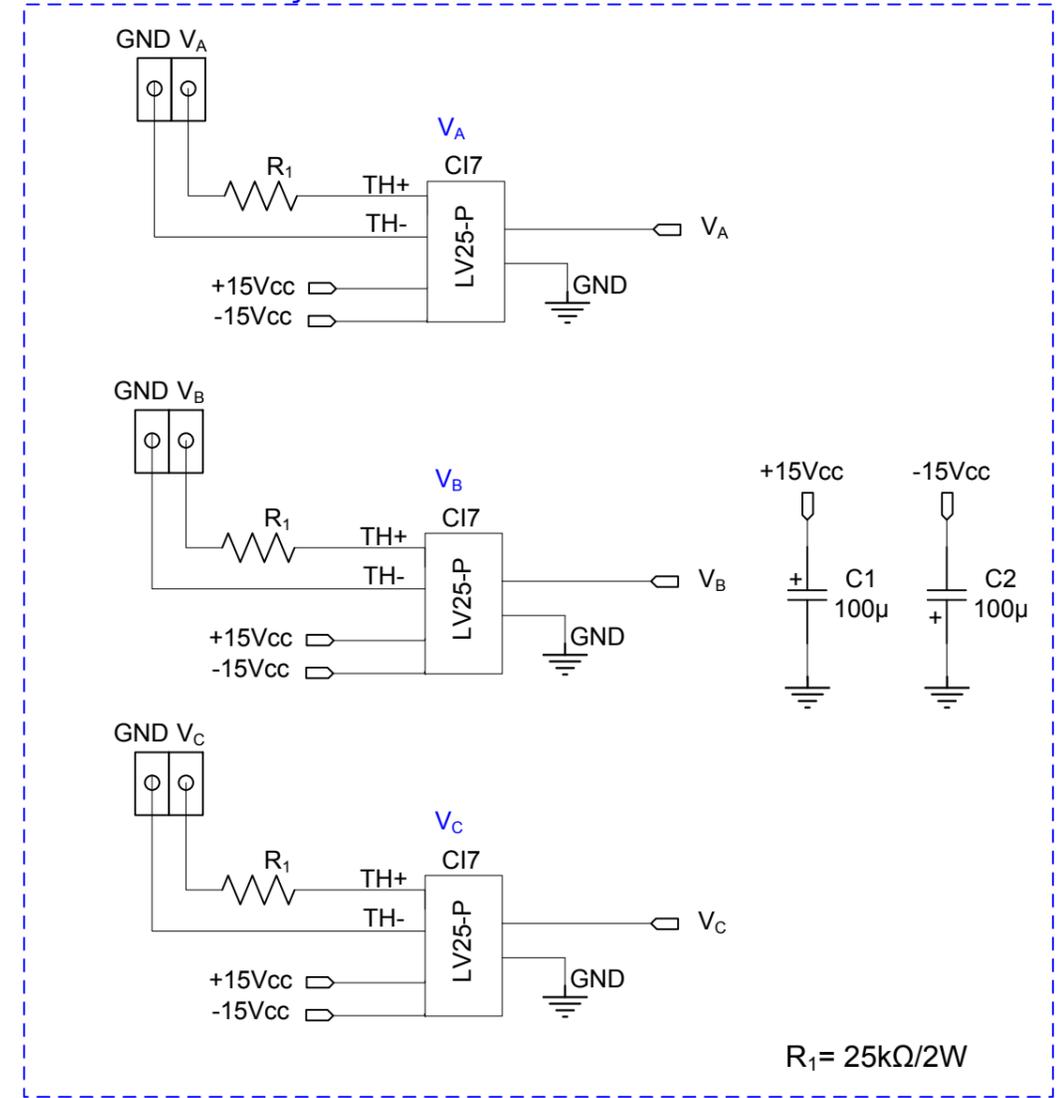
Medição das correntes dos indutores



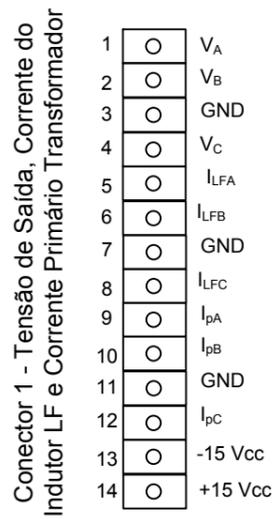
Medição das correntes dos primários do transformador



Medição das tensões de saída



Conector Flatcable
14 vias



PCI de medição		TAM.	Resp.	Projeto:		REV
DESENV.	INEP	A4	Telles	Paralelismo de Inversores Trifásicos		01
EMITIDO	15/06/2009	ESCALA	1:1	FOLHA	8 DE 14	

F. CONTROLE DIGITAL DO INVERSOR TRIFÁSICO DE TENSÃO

F.1. Controle Digital do Inversor Trifásico de Tensão

F.1.1 Introdução

A implementação do controle digital foi feita no *kit* de desenvolvimento *eZdspTM* da *Spectrum Digital Incorporated*. Este *kit* utiliza o DSP (*Digital Signal Processor*) TMS320F2812 da *Texas Instrumets*. A programação do software foi realizada em linguagem C na plataforma *eZdsp Code Composer Studio v3.1*. As rotinas de controle foram inseridas nos laços de interrupção de *underflow* e período do módulo *event manager-A* configurado como modulador PWM. As rotinas de proteção são executadas a partir da interrupção externa XINT do próprio DSP. O programa está estruturado no formato numérico Q.15.

F.1.2 Descrição do Programa

F.1.2.1 Fluxo Principal

A estrutura principal do programa desenvolvido segue o fluxograma da Figura F.1.

Inicialmente, o software configura todos os periféricos do DSP utilizados no projeto. Depois fica esperando o comando para ligar o inversor, que é comandado através de uma chave externa, colocadas no hardware de controle e conectadas à GPIOA 10 do TMS320F2812. Ao acionar a chave conectada a porta GPIOA10, o programa inicializa as variáveis de controle, os *flags* e executa a calibração das medições dos ADC, o que garante a eliminação dos *off-sets* presentes nas medidas dos sinais analógicos.

Após a calibração dos ADC o programa inicializa o retificador do circuito de potência, responsável em gerar o barramento CC do inversor. Nessa etapa, o DSP aciona um contactor, que alimenta o retificador com a rede elétrica em série com resistores de *in-rush*. Depois de atingida uma determinada tensão no barramento CC, o DSP recebe um sinal

digital e comanda um segundo contactor, que colocam em curto-circuito os resistores de *in-rush*.

Após a inicialização, são configuradas as interrupções do módulo EVA, responsável pela geração dos pulsos que acionam os interruptores do inversor, e a interrupção externa, a qual tem a função de efetuar as rotinas de proteção do sistema.

Por fim, o inversor entra no laço infinito, no qual trabalhará durante todo o tempo. Nesta etapa, o usuário comanda através de uma segunda chave externa colocada no hardware e conectada à GPIOA11 do DSP, a inicialização e o desligamento do inversor de tensão. Ao acionar a chave, o inversor inicializa com um *soft-start* de 3 segundos, o qual multiplica as referências de tensão por um sinal crescente de 0 a 1 (sinal em rampa). Ao desligar a chave, o software desliga o inversor abrindo todos os seus interruptores.

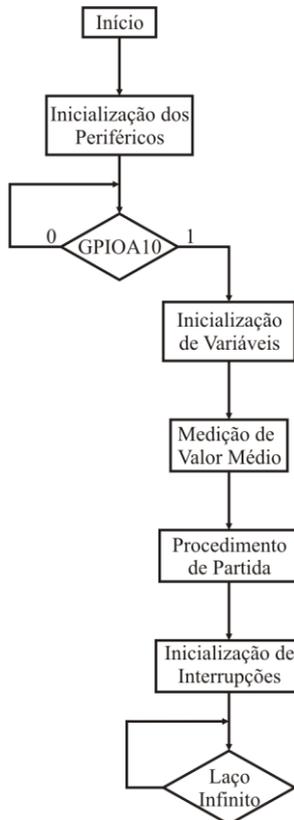


Figura F.1 - Fluxograma do programa principal.

F.1.2.2 Gerenciamento das Interrupções

As interrupções existentes no software de controle do inversor são as seguintes:

- Interrupção do EVA quando este apresenta *underflow*;
- Interrupção do EVA quando o mesmo atinge o valor do período de amostragem;
- Interrupção externa XINT.

As interrupções do módulo PWM ocorrem periodicamente sincronizadas com o período de amostragem, cuja frequência é de 20,160 kHz. É utilizada uma modulação escalar, com portadora triangular e frequência de comutação de 10,080 kHz. Portanto, têm-se duas amostragem por período de comutação (*double-update*). A frequência portadora pode ser ajustada através dos parâmetros de configuração do software.

A interrupção externa ocorre eventualmente quando um pedido do hardware, responsável pelo gerenciamento das proteções, apresenta mudança de estado. Figura F.2 ilustra o fluxograma de ocorrência das interrupções.

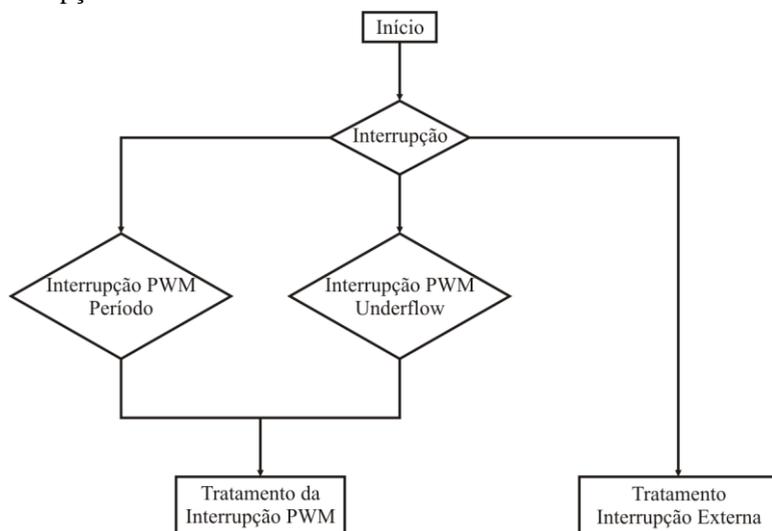


Figura F.2 – Fluxograma para gerenciamento das interrupções do DSP.

F.1.2.3 Tratamento das Interrupções do EVA

As interrupções do módulo PWM realizam as funções de controle do inversor. Todas as rotinas de controle são operadas pelo mesmo tratador. Estas rotinas são apresentadas no fluxograma da Figura F.3.

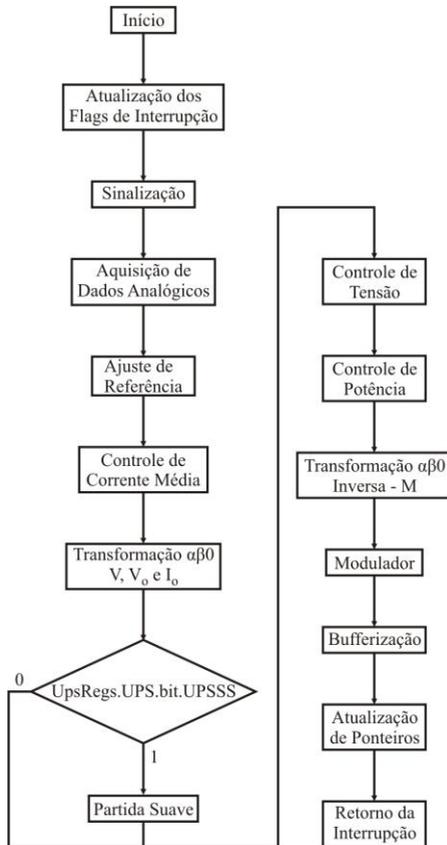


Figura F.3 - Fluxograma do tratador da interrupção do PWM.

Após a ocorrência das interrupções e desvio de fluxo para o tratador da interrupção, os *flags* correspondentes são atualizados. A aquisição de dados inicia-se via software. São monitoradas doze (12) variáveis: Tensões de referência (ADC0-ADC2), correntes do primário do transformador (ADC3-ADC5), tensões de saída (ADC6-ADC9) e correntes de saída (ADCA-ADCC). Para eliminação de ruído é utilizado um filtro que lê “x” vezes o ADC e usa a média das leituras (isto em cada período de amostragem). A variável “x” é ajustada no início do programa e precisa ser múltiplo de 2. Neste projeto usou-se “x” igual 4. Em todas as leituras do conversor AD são retiradas os valores CC e escalonadas em Q15.

Após as leituras dos AD’s, inicia-se o cálculo das transformadas $\alpha\beta$, controle de corrente média, controle de tensão, com ajuste de base

configurável, controle do paralelismo e transformada inversa. O modulador é o responsável pelo escalonamento das variáveis de saída do controle, que está na base Q15, com a portadora triangular. No modulador, é aplicado um ganho de dois nos sinais moduladores, devido ao ajuste das variáveis medidas no conversor AD. Por fim, os ponteiros para gerenciamento de variáveis são atualizados e a interrupção é finalizada.

F.1.2.4 Tratador da Interrupção XINT

A interrupção externa tem a função de processar o pedido de atuação da proteção oriunda do hardware. Esse sinal é processado pelo DSP a partir da mudança de estado da entrada *XINT* do processador. A Figura F.4 ilustra o fluxograma do tratador de interrupção externa.

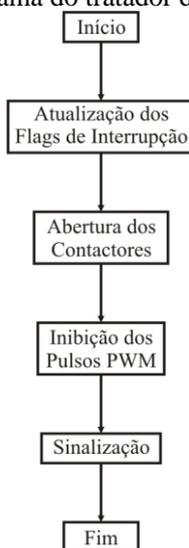


Figura F.4 - Fluxograma do tratador da interrupção externa.