

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

**Adriano Ruseler**

**INVERSOR MODULAR PARA O  
ACIONAMENTO DE MOTORES COM  
ENROLAMENTOS DIVIDIDOS E ABERTOS**

**Florianópolis, Santa Catarina – Brasil**

**16 de setembro de 2016**



**Adriano Ruseler**

**Inversor modular para o acionamento de motores  
com enrolamentos divididos e abertos**

Tese submetida ao 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. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.

Florianópolis, Santa Catarina – Brasil

16 de setembro de 2016

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Ruseler, Adriano

Inversor modular para o acionamento de motores com enrolamentos divididos e abertos / Adriano Ruseler; orientador, Telles Brunelli Lazzarin - Florianópolis, SC, 2016.

324 p.

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

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Acionamento em média tensão. 3. Conversores modulares. 4. Inversores de tensão. 5. Múltiplos enrolamentos por fase. I. Brunelli Lazzarin, Telles. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

**Adriano Ruseler**

**Inversor modular para o acionamento de motores  
com enrolamentos divididos e abertos**

Esta Tese foi julgada adequada para 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.

Florianópolis, 16 de setembro de 2016.



---

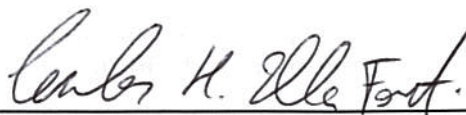
**Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.**  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica



---

**Prof. Télles Brunelli Lazzarin, Dr.**  
Orientador  
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC

Banca Examinadora:



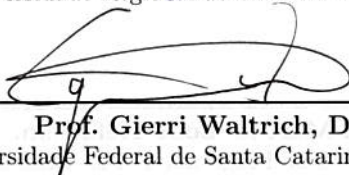
---

**Prof. Carlos Henrique Illa Font, Dr.**  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná –  
UTFPR



---

**Prof. Romeu Hausmann, Dr.**  
Universidade Regional de Blumenau – FURB



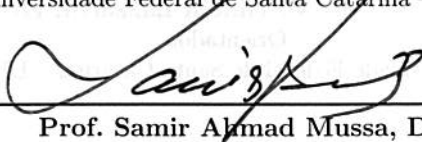
---

**Prof. Gierri Waltrich, Dr.**  
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC



---

**Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.**  
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC



---

**Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.**  
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC

*Dedico este trabalho a todos aqueles que buscam a autocrítica ao invés da autoafirmação.*





---

## AGRADECIMENTOS

---

Agradeço a todos os meus familiares, em especial aos meus pais Alcides Ruseler (*in memoriam*) e Anita Ruseler. Ao meu querido irmão, Alan Ruseler, a minha irmã Andréia Ruseler e aos meus sobrinhos, Renan Ruseler e Kamilly Ruseler.

Ao meu orientador e amigo, Telles Brunelli Lazzarin. Sinto-me honrado por tê-lo tido como coorientador<sup>1</sup> e orientador. O sucesso e a conclusão deste trabalho estão diretamente relacionados ao seu companheirismo, disciplina, paciência, organização, liderança e a sua maneira de orientar a pesquisa.

Ao meu ex-orientador Ivo Barbi<sup>2</sup>.

Ao relator e membro da banca, Carlos Henrique Illa Font, pelas contribuições para a melhoria do trabalho, pelas discussões técnicas e pela disponibilidade de avaliar o trabalho. Gostaria de aproveitar e agradecer-lô pela amizade e por todos estes anos de convívio.

Aos demais professores da banca examinadora, Romeu Hausmann, Samir Ahmad Mussa, Gierr Waltrich, Roberto Francisco Coelho e André Luís Kirsten pelas contribuições para a melhoria do trabalho, pelas discussões técnicas, pela disponibilidade de avaliar o trabalho e pela amizade.

Ao Clóvis Antônio Petry, por ter sido o moderador no exame de qualificação.

Aos demais professores do INEP, Arnaldo José Perin, Denizar Cruz Martins e Marcelo Lobo Heldwein pelo convívio e pelos conhecimentos transmitidos.

---

<sup>1</sup> A coorientação se iniciou após o exame de qualificação (18/10/2013).

<sup>2</sup> Orientou de 20/06/2011 à 13/04/2016.

A todos aqueles que contribuíram de forma distinta para o meu amadurecimento pessoal e profissional. Em especial<sup>3</sup>, Jackson Lago, Franciéli Lima de Sá, Lisandra Kittel Ries, Walbemark Marques dos Santos, Gean Jacques Maia de Sousa, Rodrigo de Souza Santos (*Rodrigão*), Tiago Kommers Jappe, Daniel Augusto Figueiredo Collier (*Daniel Gyanrahi*), Joabel Moia, Eduardo Valmir de Souza (*Aspira*), Jefferson William Zanotti, Márcio Silveira Ortmann, Bruno Scortegagna Dupczak, Alan Dorneless Callegaro, Andreas Mattos Pratto Corrêa, André Gutierrez Andreta, Rafael Henrique Eckstein, Marcos José Jacobski (*Pitanga*), Delvanei Gomes Bandeira Jr., André Luiz Fuerback, Luis Juarez Camurça, Gilberto Valentim Silva, Mauricio Dalla Vecchia, Marcelo Dias Pedroso, Henrique Rocha Mamede, Roberto Buerger, Cassio Maraffon, Daniel Flores Cortez, Mauro André Pagliosa, Lenon Schmitz e Nilton Francisco Oliveira da Silva.

Aos demais amigos e colegas que dividiram sala comigo durante o doutorado, Jacson Luis de Oliveira, Nuno Miguel Martins da Rocha, Paulo Junior Silva Costa, Gustavo Novloski, Antonio José Bento Bottion, Gabriel Tibola e Gleyson Luiz Piazza. Muito obrigado pela amizade e pelo convívio.

Aos demais amigos e colegas de laboratório<sup>4</sup>, Alessandro Batschauer, Alex Augusto Costa Machado, André de Bastiani Lange, André Luiz Schlingmann, André T. Schneider, Artur Pagnoncelli Galbiatti, Caio Vale Barbosa Eiterer, Carolina Knaesel, Cesar Arbugeri, Daniel Tobias da Silva Borges, Diogo Duarte Kenski, Esio Eloi dos Santos Filho, Gabriel Beu Nogueira de Macedo, Gabriel Grunitzki Facchinello, Gustavo Carlos Knabben, Igor Carvalho Finelli, Jéssika Melo, Joselito Heerdt, Lucas Lapolli Brighenti, Lucas Rocha Búrigo, Márcio Moura, Marcos Antonio Salvador, Marcos Paulo Moccelini, Moises Carlos Tanca Villanueva, Neilor Colombo Dal Pont, Rogério Luiz da Silva Júnior, Ronny Glauber de Almeida Cacao, Sergio Luis Brockveld Junior, Thiago Antonio Pereira, Vanderlei Cardoso, Víctor Ferreira Gruner, Victor Hugo Kittel Ries, Vinícius Bernardi Fuerback

---

<sup>3</sup> A ordem não está necessariamente relacionada à importância.

<sup>4</sup> Possivelmente estão esquecendo de alguém. Aproveito para agradecer aqueles que por ventura eu tenha esquecido de citar.

e Wagner Hoffmann.

As pessoas que compartilharam projetos comigo, Victor Maryama, Daniela Dantas da Silva, Lucas Munaretto, Gustavo Andres Finamor, Luiz Carlos Gili, Daniel Gomes Makohin e Mateo Daniel Roig Greidanus.

Aos funcionários do INEP, Diogo Duarte Luiz, Antonio Luiz Schalata Pacheco, Luiz Marcellus Coelho e Ângelo Manoel de Matos Leal por proporcionarem as condições para a realização deste trabalho.

A WEG, em especial ao Paulo José Torri pelo motor de indução trifásico de enrolamentos em aberto e divididos.

A todos os meus alunos e alunas, pela oportunidade que me deram em poder ensinar e sentir a magia de ser professor.

Ao CNPQ por ter financiado meus estudos.

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

Finalizo agradecendo ao povo brasileiro pois toda a minha formação escolar advém de recursos públicos.

Muito obrigado a todos!



*Pesquisa científica é a arte isolar o ego e as crenças da  
interpretação dos fatos.*

*O verdadeiro valor de uma ideia não está na sua aceitação, mas sim  
na sua coerência.*

*Amadurecer é a arte de dominar as emoções com o uso da razão*

*Busco defender ideias não pessoas.*



---

## RESUMO

---

Esta tese de doutorado tem por objetivo o estudo em malha aberta de uma nova topologia para o acionamento de motores de indução trifásicos com enrolamentos em aberto e divididos (*open-end split winding induction motor drive*) alimentados em média tensão, com o uso de semicondutores de baixa tensão e de alta frequência de comutação (20 kHz). Todos os módulos de uma fase são conectados em série na entrada (1200 V) e, assim, promovendo a divisão dos esforços de tensão. Cada submódulo alimenta um enrolamento em particular do motor, o que resulta na divisão da corrente de fase entre os submódulos através da conexão magnética proporcionada pelo motor. O trabalho demonstra que existe um auto balanço das tensões de entrada dos módulos na conexão série, uma divisão natural e equilibrada nas correntes de saída dos inversores, o que permite a operação da estrutura em malha aberta. O desenvolvimento do trabalho se inicia com o estudo da versão monofásica, seguido do estudo do equilíbrio de potência dos inversores e finalizando a etapa monofásica com resultados experimentais. Na versão trifásica será realizado um estudo prévio utilizando um transformador trifásico, sendo em seguida conectado a um motor trifásico (660 V, 10 Hp e 6 polos) com três enrolamentos independentes por fase, finalizando a abordagem do trabalho. Algumas das desvantagens incluem o processamento monofásico de potência, ondulação de corrente na entrada CC e o número elevado de capacitores.

**Palavras-chaves:** Acionamento em média tensão, conversores modulares, inversores de tensão, múltiplos enrolamentos por fase.





---

# ABSTRACT

---

This PhD thesis aims to study in open loop configuration a new topology to drive an open-end split winding induction motor for medium voltage applications (up to 1000V), with the use of low voltage and high frequency switching semiconductors (20 kHz). All modules of one stage are connected in series at the input (1200 V) and thus promoting the division of the voltage stress. Each submodule feeds a particular motor winding, which results in the current sharing among the submodules through the magnetic connection provided by the machine. The work demonstrates that there is a self-balance of input voltages of the modules in the series connection, a natural and balanced output currents sharing of the inverters, which allows the operation in open loop mode. The development of the work begins with the study of a single-phase version, followed by the study of inverters balance of power and ending with experimental results. In the three-phase version, a previous study will be held using a three-phase transformer with multiple windings per phase. After confirming the proper operation, it will be connected to a three-phase motor (660 V, 10 Hp and 6 poles) with three independent windings per phase, finalizing the approach of the work. Some of the disadvantages includes the single-phase power processing, current ripple at the DC input and the high number of capacitors.

**Key-words:** Medium-Voltage AC Drives, Modular converter, Multiple-winding per phase, Open-end split winding.



---

# KURZFASSUNG

---

Diese Doktorarbeit präsentiert eine neue Topologie für den Antrieb von Dreiphasen-Induktionsmotoren mit offenen und aufgeteilten Wicklungen (*Open-End-Split winding induction motor drive*) und Mittelspannungsversorgung, unter Verwendung von Halbleitern für Niederspannung und hoher Schaltfrequenz (20 kHz). Alle Module einer Phase sind in Reihe an den Eingang (1200 V) geschaltet, wodurch die Spannungsbelastung gemindert wird. Jedes Modul speist eine bestimmte Motorwicklung, was dazu führt, dass der Phasenstrom zwischen den Untermodulen geteilt wird, welches durch die Magnetverbindung des Motors ermöglicht wird. Die Arbeit zeigt, dass eine natürliche gleichmäßige Spannungsverteilung der Eingangsspannung über die in serie geschalteten Module geschieht, und eine natürliche und ausgeglichene Stromverteilung der Wechselrichterströme erfolgt, wodurch der Betrieb ohne Regelkreis ermöglicht wird. Die Ausarbeitung dieser Dissertation beginnt mit der Analyse des einphasigen Systems, gefolgt von der Auswertung der gleichgewichtigen Leistungsverteilung in den Wechselrichtern und mit abschließenden praktischen Versuchen des einphasigen Systems. In der Drei-Phasen-Version wird eine Vorstudie durch einen Dreiphasentransformator, angeschlossen an einen Drehstrommotor (660 V, 10 Hp und 6-polig) mit drei unabhängigen Wicklungen pro Phase durchgeführt. Einige der Nachteile sind die Verarbeitung der Einphasenleistung, die Welligkeit des Stromes am Gleichspannungseingang und die große Anzahl von Kondensatoren.

**Stichwörter:** Mittelspannungsantriebe, Spannungswechselrichter, modular, Mehrfachwicklungen pro Phase.



---

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

---

Figura 1.1 – Ilustração do sistema completo de acionamento, desde a rede elétrica de alimentação até a carga a ser acionada. <i>Scope of efficiency standardization</i> (EN50598) . . . . .	57
Figura 1.2 – Tipos de sistemas HVDC de transmissão de energia elétrica em grandes quantidades. . . . .	58
Figura 1.3 – Grupo 01: Torque inversamente proporcional à velocidade angular e potência elétrica constante. . . . .	59
Figura 1.4 – Grupo 02: Torque constante e potência elétrica proporcional à velocidade angular. . . . .	60
Figura 1.5 – Grupo 03: Torque proporcional à velocidade angular e potência elétrica proporcional ao quadrado da velocidade angular. . . . .	60
Figura 1.6 – Grupo 04: Torque proporcional ao quadrado da velocidade angular e potência elétrica proporcional ao cubo da velocidade angular. . . . .	61
Figura 1.7 – Inversor 2L-VSI com IGBTs em série. Figura extraída de (KOURO et al., 2012). . . . .	63
Figura 1.8 – Inversor com grampeamento de ponto médio (NPC) de três níveis. Figura adaptada de (KOURO et al., 2012). . . . .	64
Figura 1.9 – Conversor com capacitores flutuantes de quatro níveis. Figura adaptada de (KOURO et al., 2012). . . . .	65
Figura 1.10 – Conversor cascata de sete níveis. Figura retirada de (KOURO et al., 2012). . . . .	66
Figura 1.11 – Conversor MMC. Fonte: (SOUSA, 2014); . . . . .	68
Figura 1.12 – Configuração A – Fonte CC dupla e assimétrica. . . . .	69
Figura 1.13 – Configuração B – Fonte CC única. . . . .	70
Figura 1.14 – Configuração C – Fonte CA única. . . . .	71

Figura 1.15–Configuração D – Fonte CA com acúmulo capacitivo.	71
Figura 1.16–Desenho ilustrativo de um motor trifásico com três enrolamentos divididos por fase. . . . .	72
Figura 1.17–Conversor modular (MHF) (LAMBERTZ; MARQUARDT; MAYER, 2010). . . . .	72
Figura 1.18–MV-ASD Modular, alimentado por um retificador de 24 pulsos. As conexões em delta representam arranjos trifásicos dos enrolamentos em aberto do motor (CENGELCI; ENJETI; GRAY, 1999). . .	74
Figura 1.19–Inversor trifásico proposto com pontes H em série na entrada ( <i>ISHB–Input Series H–Bridge</i> ). . . . .	75
Figura 2.1 – Topologia monofásica com três sub-módulos. . .	81
Figura 2.2 – Nomenclatura utilizada com a finalidade de estudar o comportamento do sub-módulo (Ponte H). . . . .	82
Figura 2.3 – Representação da topologia monofásica com três sub-módulos e fontes de corrente substituindo a carga. . . . .	82
Figura 2.4 – Estados topológicos válidos por sub-módulo (Ponte H). a) Interruptores inferiores estão ativos, aplicando tensão nula na carga. b) Tensão positiva aplicada à carga. c) Tensão negativa imposta à carga e tensão nula aplicada com interruptores superiores conduzindo. . . . .	83
Figura 2.5 – Estados possíveis durante o tempo morto dos interruptores. a) Tensão negativa imposta pelo sentido da corrente na carga. b) Tensão positiva aplicada à carga devido ao sentido da corrente $i_k$ . . . . .	84
Figura 2.6 – Modulação três níveis empregada e sua implementação utilizando circuitos lógicos. . . . .	85
Figura 2.7 – Modulação dente de serra com portadoras defasadas e tensão de saída $v_0$ gerada com a combinação das tensões ( $v_1$ , $v_2$ e $v_3$ ). . . . .	85
Figura 2.8 – Circuito equivalente utilizado para analisar o equilíbrio de tensão entre dois submódulos. . . . .	88
Figura 2.9 – Sistema considerando o transformador ideal para $n$ inversores. . . . .	90

Figura 2.10–Circuitos equivalentes clássicos do transformador de dois enrolamentos. (a) Modelo T, (b) Modelo $\pi$ e (c) Modelo <i>cantilever</i> . . . . .	91
Figura 2.11–Modelo <i>cantilever</i> estendido para um transformador monofásico com quatro enrolamentos. . . . .	92
Figura 2.12–Circuito equivalente <i>cantilever</i> estendido do transformador monofásico com quatro enrolamentos, associado aos inversores e à carga RLC. . . . .	92
Figura 2.13–Representação clássica de sistemas de potências aplicada ao modelo <i>cantilever</i> do transformador de múltiplos enrolamentos. . . . .	93
Figura 2.14–Sistema equivalente considerando 3 inversores e as indutâncias de filtragem. . . . .	94
Figura 2.15–Circuito equivalente de $n$ portas para o transformador de quatro enrolamentos. . . . .	95
Figura 2.16–Circuito equivalente com três inversores e um transformador ideal de múltiplos enrolamentos. . . . .	99
Figura 2.17–Distribuição das potências ativas e reativas entre os módulos. . . . .	109
Figura 2.18–Resultado da simulação para capacitores inicialmente desbalanceados em tensão. (a) Corrente de saída em cada inversor, (b) Tensão sobre os capacitores. . . . .	113
Figura 3.1 – Módulo SPCIM-450-60-20 adquirido da SUPPLIER.	117
Figura 3.2 – Diagrama de blocos da intercomunicação dos inversores. . . . .	118
Figura 3.3 – Retificador de 18 pulsos delta zigue-zague com saída série conectado ao protótipo monofásico. . . . .	119
Figura 3.4 – Foto do protótipo monofásico SP-ISHB-T. . . . .	120
Figura 3.5 – Sincronismo entre as portadoras e transmissão de um pacote de dados via comunicação CAN. . . . .	121
Figura 3.6 – Sincronismo entre as portadoras e transmissão de um pacote de dados via protocolo de comunicação CAN. . . . .	122

Figura 3.7	– CH1: Tensão na saída do inversor 01 ( $v_{inv_1}$ ). CH2: Tensão na saída do inversor 02 ( $v_{inv_2}$ ). CH3: Tensão na saída do transformador ( $v_{inv_3}$ ). CH4: Corrente na saída do transformador ( $i_0$ ). M: Somatório das tensões de saída dos inversores. . . . .	123
Figura 3.8	– CH1: Tensão na saída do inversor 02 ( $v_{inv_2}$ ). CH2: Tensão na saída do inversor 03 ( $v_{inv_3}$ ). CH3: Tensão na saída do transformador ( $v_0$ ). CH4: Tensão na saída do inversor 01 ( $v_{inv_1}$ ). M: Somatório das tensões de saída dos inversores. . . . .	124
Figura 3.9	– Detalhe nas tensões dos enrolamentos do transformador. CH1: Tensão na saída do inversor 02 ( $v_{inv_2}$ ). CH2: Tensão na saída do inversor 03 ( $v_{inv_3}$ ). CH3: Tensão na saída do transformador ( $v_0$ ). CH4: Tensão na saída do inversor 01 ( $v_{inv_1}$ ). . . . .	125
Figura 3.10	– Detalhe nas tensões dos enrolamentos do transformador. CH1: Tensão na saída do inversor 02 ( $v_{inv_2}$ ). CH2: Tensão na saída do inversor 03 ( $v_{inv_3}$ ). CH3: Tensão na saída do transformador ( $v_0$ ). CH4: Tensão na saída do inversor 01 ( $v_{inv_1}$ ). . . . .	126
Figura 3.11	– Correntes nas saídas de cada inversor. CH1: Corrente na saída do inversor 03 ( $v_{inv_3}$ ). CH2: Corrente na saída do inversor 02 ( $v_{inv_2}$ ). CH3: Corrente na saída do inversor 01 ( $v_{inv_1}$ ). . . . .	127
Figura 3.12	– Corrente na carga e correntes nas saídas dos inversores. CH1: Corrente na saída do inversor 03 ( $v_{inv_3}$ ). CH2: Corrente na saída do inversor 02 ( $v_{inv_2}$ ). CH3: Corrente na saída do inversor 01 ( $v_{inv_1}$ ). CH4: Corrente na carga ( $i_0$ ). . . . .	128
Figura 3.13	– Componente harmônico da corrente na saída dos inversores. . . . .	128
Figura 3.14	– Correntes nas saídas dos inversores e corrente na carga com a inclusão da indutância de filtragem. CH1: Corrente na saída do inversor 03 ( $v_{inv_3}$ ). CH2: Corrente na saída do inversor 02 ( $v_{inv_2}$ ). CH3: Corrente na saída do inversor 01 ( $v_{inv_1}$ ). CH4: Corrente na carga ( $i_0$ ). . . . .	129



Figura 3.15–Conteúdo harmônico das correntes de saída dos inversores considerando a indutância de filtragem. CH1: Corrente na saída do inversor 03 ( $v_{inv_3}$ ). CH2: Corrente na saída do inversor 02 ( $v_{inv_2}$ ). CH3: Corrente na saída do inversor 01 ( $v_{inv_1}$ ). CH4: Corrente na carga ( $i_0$ ). . . . .	130
Figura 3.16–Tensões na saídas dos inversores e tensão na carga para condição de potência nominal. . . . .	131
Figura 3.17–Espectro harmônico das tensões geradas na saída dos inversores. CH1: Corrente na saída do inversor 03 ( $v_{inv_3}$ ). CH2: Corrente na saída do inversor 02 ( $v_{inv_2}$ ). CH3: Corrente na saída do inversor 01 ( $v_{inv_1}$ ). . . . .	131
Figura 3.18–Conteúdo harmônico da corrente de entrada CC.	132
Figura 3.19–Erro relativo por inversor para diferentes tensões CC de barramento. . . . .	135
Figura 3.20–Erro relativo por inversor das potências ativas de saída dos inversores. . . . .	135
Figura 3.21–Erro relativo por inversor das correntes de saída dos inversores. . . . .	136
Figura 4.1 – Conversor multinível proposto, conectado a um transformador trifásico de múltiplos enrolamentos e a uma carga <i>RLC</i> . . . . .	141
Figura 4.2 – (a) Lógica PWM por fase para modulação senoidal com portadores defasadas. (b) Moduladoras ( $m_a, m_b, m_c$ ) e portadoras triangulares ( $Cr_{\theta_c,1}, Cr_{\theta_c,2}, Cr_{\theta_c,3}$ ) para a modulação PWM senoidal com portadoras defasados em fase (PS–SPWM). (c) Tensão de saída gerada na fase A ( $V_{a0}$ ). . . .	142
Figura 4.3 – Diagrama de fluxos no transformador e definições utilizadas neste capítulo. . . . .	143
Figura 4.4 – Circuito magnético implementado no simulador PSIM. . . . .	144
Figura 4.5 – Corrente de carga e corrente na saída de cada submódulo (ponte completa) para fase A (a), B (b) e C (c). . . . .	146

Figura 4.6 – Potência ativa por sub-módulo (ponte completa) para fase A (a), B (b) e C (c). . . . .	147
Figura 4.7 – Potência reativa por sub-módulo (ponte completa) para fase A (a), B (b) e C (c). . . . .	148
Figura 4.8 – Tensão nos capacitores de barramento por sub-módulo (ponte completa) para fase A (a), B (b) e C (c). . . . .	149
Figura 4.9 – Estrutura simplificada com um único submódulo.	151
Figura 4.10 – Estrutura monofásica equivalente com fonte de corrente substituindo o inversor. . . . .	151
Figura 4.11 – Estrutura equivalente trifásica com fontes de corrente substituindo os inversores e impedância RL de circulação. . . . .	154
Figura 4.12 – Resultados de simulação da estrutura mostrada na Figura 4.11 considerando os valores da Tabela 4.5 (correntes equilibradas em amplitude e fase). (a) Corrente de entrada; (b) Corrente das fases B e C; (c) Corrente da fase C. . . . .	159
Figura 4.13 – Resultados de simulação da estrutura mostrada na Figura 4.11 conforme os valores da Tabela 4.6 (correntes desequilibradas e fases equilibradas). (a) Corrente de entrada; (b) Corrente das fases B e C; (c) Corrente da fase C. . . . .	160
Figura 4.14 – Resultados de simulação da estrutura mostrada na Figura 4.11 conforme os valores da Tabela 4.7 (Correntes equilibradas e fases desequilibradas). (a) Corrente de entrada; (b) Corrente das fases B e C; (c) Corrente da fase C. . . . .	161
Figura 4.15 – Correntes e fases equilibradas em 180Hz, conforme valores apresentados na Tabela 4.8. (a) Corrente de entrada; (b) Corrente das fases B e C; (c) Corrente da fase C. . . . .	162
Figura 4.16 – Correntes e fases equilibradas em 60Hz na fase A, 180Hz na fase B e 300Hz na fase C (ver Tabela 4.9). (a) Corrente de entrada; (b) Corrente das fases B e C; (c) Corrente da fase C. . . . .	163

Figura 4.17–Foto do protótipo trifásico com transformador de múltiplos enrolamentos. . . . .	164
Figura 4.18–Tensões de saída $v_{a0}$ (CH3), $v_{b0}$ (CH2), $v_{c0}$ (CH1) nos sub-módulos da fase C e tensão multinível resultante da soma matemática. . . . .	165
Figura 4.19–Espectro harmônico das tensões de saída $v_{a0}$ (CH3), $v_{b0}$ (CH2) e $v_{c0}$ (CH1) nos sub-módulos da fase C. . . . .	166
Figura 4.20–Tensão de entrada $v_{in}$ (CH4) e tensões de carga $v_{a0}$ (CH3), $v_{b0}$ (CH2), $v_{c0}$ (CH1). . . . .	166
Figura 4.21–Tensões nos capacitores de barramento dos sub-módulos da fase C e tensão de entrada $v_{in}$ . . . . .	167
Figura 4.22–Correntes de carga na fase C e correntes de saída em cada inversor para a mesma fase. . . . .	167
Figura 4.23–Corrente de carga na fase C e correntes de saída em cada inversor para a mesma fase. . . . .	168
Figura 4.24–Corrente de entrada $i_{in}$ e correntes na carga. . . . .	169
Figura 4.25–Espectro harmônico da corrente de entrada $i_{in}$ . . . . .	169
Figura 4.26–Espectro harmônico das correntes na carga. . . . .	170
Figura 5.1 – Inversor trifásico proposto com pontes H em série na entrada (ISHB– <i>Input Series H-Bridge</i> ). . . . .	175
Figura 5.2 – Enrolamentos do motor de indução . . . . .	175
Figura 5.3 – Conexões do motor. . . . .	175
Figura 5.4 – Foto do protótipo trifásico. Gaiola com altura de 60 cm, profundidade de 41 cm e largura de 83 cm. . . . .	176
Figura 5.5 – Motor de indução trifásico conectado ao gerador de ímãs permanentes. . . . .	176
Figura 5.6 – Modelo para simulação do motor de indução de múltiplos enrolamentos. . . . .	178
Figura 5.7 – Velocidade do eixo para o motor conectado ao gerador com resistência de carga igual à $71,50\Omega$ . (a) MIT equivalente. (b) Combinação com três MITs. . . . .	180
Figura 5.8 – Velocidade do eixo para o motor conectado ao gerador com resistência de carga igual à $7,15\Omega$ . (a) MIT equivalente. (b) Combinação com três MITs. . . . .	181
Figura 5.9 – Torque no eixo para o motor conectado ao gerador com resistência de carga igual à $71,50\Omega$ . (a) MIT equivalente. (b) Combinação com três MITs. . . . .	182

Figura 5.10–Torque no eixo para o motor conectado ao gerador com resistência de carga igual à $7,15\Omega$ . (a) MIT equivalente. (b) Combinação com três MITs. . . .	183
Figura 5.11–Tensão nos capacitores de barramento para resistência série equivalente diferente no capacitor 1 da fase A. (a) Tensões na fase A; (b) Tensões na fase B; (c) Tensões na fase C. . . . .	184
Figura 5.12–Representação da conexão implementada em laboratório, na qual, cada ponte completa é alimentada de forma isolada. . . . .	186
Figura 5.13–Correntes na fase A para a condição a vazio (#0).	187
Figura 5.14–Correntes na fase B para a condição a vazio (#0).	188
Figura 5.15–Correntes na fase C para a condição a vazio (#0).	189
Figura 5.16–Correntes na fase A para a condição com carga. .	190
Figura 5.17–Correntes na fase B para a condição com carga. .	191
Figura 5.18–Correntes na fase C para a condição com carga. .	192
Figura 5.19–Correntes na fase A para na condição de operação a vazio (#0). . . . .	196
Figura 5.20–Correntes na fase B para na condição de operação a vazio (#0). . . . .	197
Figura 5.21–Correntes na fase C para na condição de operação a vazio (#0). . . . .	198
Figura 5.22–Correntes na fase A para na condição de operação com três degraus de carga (#3). . . . .	199
Figura 5.23–Correntes na fase B para na condição de operação com três degraus de carga (#3). . . . .	200
Figura 5.24–Correntes na fase C para na condição de operação com três degraus de carga (#3). . . . .	201
Figura 5.25–Erro relativo na tensão dos capacitores de barramento CC [%] para a condição de operação a vazio (#0), com um degrau de carga (#1), com dois degraus de carga (#2) e três degraus de carga (#3) (veja Tabela 5.9). . . . .	203
Figura 5.26–CH1 – corrente no enrolamento $W_{b1}$ , CH2 – corrente de entrada do conversor $I_{in}$ ou $I_{in,ABC}$ , CH3 – corrente de entrada CC $I_{in,AB}$ nas fases B e A, CH4 – corrente CC $I_{in,A}$ na entrada da fase A. .	204

Figura 5.27–CH2 – corrente de entrada do conversor $I_{in}$ ou $I_{in,ABC}$ , CH3 – corrente de entrada CC $I_{in,AB}$ nas fases B e A, CH4 – corrente CC $I_{in,A}$ na entrada da fase A. Na condição com um degrau de carga.	205
Figura 5.28–CH2 – corrente de entrada do conversor $I_{in}$ ou $I_{in,ABC}$ , CH3 – corrente de entrada CC $I_{in,AB}$ nas fases B e A, CH4 – corrente CC $I_{in,A}$ na entrada da fase A. Na condição com cinco degraus de carga.	206
Figura 5.29–Erro relativo das correntes eficazes de saída dos inversores em diferentes condições de carga $\#n$ , com $R_0 = 71,50\Omega/n$ .	210
Figura 5.30–Erro relativo das tensão eficazes de saída dos inversores em diferentes condições de carga $\#n$ , com $R_0 = 71,50\Omega/n$ .	211
Figura 5.31–Erro relativo das potências ativas processadas pelos inversores em diferentes condições de carga $\#n$ , com $R_0 = 71,50\Omega/n$ .	212
Figura 5.32–Erro relativo das potências aparentes processadas pelos inversores em diferentes condições de carga $\#n$ , com $R_0 = 71,50\Omega/n$ .	213
Figura 5.33–Erro relativo das potências reativas processadas pelos inversores em diferentes condições de carga $\#n$ , com $R_0 = 71,50\Omega/n$ .	214
Figura 5.34–Curva de rendimento da topologia TP–ISHB–M para diferentes condições de carga $\#n$ , com $R_0 = 71,50\Omega/n$ .	215
Figura 6.1 – Correntes nas saídas dos inversores e corrente na carga da topologia SP–ISHB–T com portadoras defasadas.	219
Figura 6.2 – Correntes nas saídas dos inversores e corrente na carga da topologia SP–ISHB–T com portadoras em fase.	220
Figura A.1–Configuração genérica para conexão a um motor de enrolamentos em aberto e divididos utilizando submódulos trifásicos com entrada associada em série.	236
Figura A.2–Sub-módulo proposto Boost + VSI.	237

Figura A.3–Sub-módulo proposto ( <i>Boost – NPC</i> ) – BNPC. . . . .	239
Figura A.4–Tensão de entrada, corrente de entrada e a tensão sobre o indutor <i>boost</i> . . . . .	240
Figura A.5–Tensão e corrente de entrada para potência nominal de 7,50kW. . . . .	241
Figura A.6–Tensão de entrada, tensões nos capacitores de barramento e o seu somatório. . . . .	241
Figura A.7–Tensões CC de entrada e corrente de saída em um dos inversores. . . . .	242
Figura A.8–Tensão CC de entrada e correntes na saída de um dos inversores. . . . .	242
Figura A.9–Dinâmica das tensões nos capacitores para a condição de transição de operando com carga nominal para a vazio. . . . .	243
Figura A.10–Dinâmica das correntes trifásicas para a condição de transição de operando a vazio para carga nominal. . . . .	243
Figura A.11–Dinâmica das correntes de uma fase em comum para a condição de transição de operando com carga nominal para operação a vazio. . . . .	244
Figura A.12–Dinâmica das correntes de uma fase em comum para a condição de transição de operando a vazio para carga nominal. . . . .	244
Figura B.1–Modelo elétrico por enrolamento do motor de indução trifásico. . . . .	248
Figura B.2–Modelo equivalente por submódulo que representa as tensões de modo diferencial e a tensão de modo comum. . . . .	249
Figura B.3–Modelo equivalente por submódulo que relaciona os referenciais e considera as tensões de modo comum em componentes CC e CA. . . . .	249
Figura B.4–Modelo equivalente por submódulo que representa as tensões de modo diferencial e a componente CA da tensão de modo comum. . . . .	250
Figura B.5–Esquemático para calcular as tensões de modo comum por fase na estrutura TP–ISHB. . . . .	250
Figura C.1–Retificador 18 pulsos Delta Zigue-Zague saída série conectado ao protótipo monofásico. . . . .	252

Figura C.2–Nomenclatura do transformador utilizado por retificador trifásico. . . . .	253
Figura C.3–Conexão delta no primário do transformador. . .	254
Figura C.4–Tensões de entrada. . . . .	254
Figura C.5–Correntes de entrada do retificador de 18 pulsos. . . . .	255
Figura D.1–Circuito equivalente <i>cantilever</i> estendido do transformador com quatro enrolamentos utilizado. . .	260
Figura D.2–Diagrama esquemático do transformador e parâmetros medidos no ensaio a vazio. . . . .	261
Figura D.3–Conexões realizadas para o ensaio de curto-circuito com o secundário $W_2$ em aberto. . . . .	262
Figura D.4–Conexões realizadas para o ensaio de curto-circuito com o secundário $W_3$ em aberto. . . . .	263
Figura D.5–Conexões realizadas para o ensaio de curto-circuito com o secundário $W_4$ em aberto. . . . .	264
Figura D.6–Conexões realizadas para o ensaio de curto-circuito com o secundário $W_4$ em aberto. . . . .	264
Figura D.7–Diagrama de fluxos e definições utilizadas nesta seção. . . . .	267
Figura D.8–Circuito magnético implementado no simulador. . .	268
Figura E.1–Sistema de duas barras ( $a$ e $b$ ) conectadas por uma impedância $x_{ab}$ . . . . .	278
Figura F.1–Circuito equivalente para circulação AC de corrente por fase. . . . .	287
Figura G.1–Topologia monofásica com fontes de corrente. . .	290
Figura G.2–Estados topológicos válidos por sub-módulo (Ponte H). . . . .	291
Figura G.3–Estados possíveis durante o tempo morto dos interruptores. . . . .	292
Figura G.4–Ilustração das correntes no sistema com três módulos. . . . .	292





---

## LISTA DE TABELAS

---

Tabela 2.1 – Valores obtidos para simulação da versão monofásico do conversor. . . . .	111
Tabela 2.2 – Parâmetros medidos do transformador monofásico de quatro enrolamentos. . . . .	112
Tabela 3.1 – Valores de especificação do protótipo monofásico.	116
Tabela 3.2 – Tensão, corrente e potências nos módulos na potência nominal. . . . .	133
Tabela 3.3 – Tensão, corrente e potências nos módulos para 300 V no capacitor de entrada de cada inversor. .	133
Tabela 3.4 – Tensão, corrente e potências nos módulos para 200 V no capacitor de entrada de cada inversor. .	134
Tabela 3.5 – Tensão, corrente e potências nos módulos para 100 V no capacitor de entrada de cada inversor. .	134
Tabela 4.1 – Permeâncias do transformador trifásico de múltiplos enrolamentos obtidas experimentalmente. . .	145
Tabela 4.2 – Valores para o protótipo da estrutura TP-ISHB-T.	145
Tabela 4.3 – Valores eficazes e médios obtidos via simulação aplicando os parâmetros listados. . . . .	150
Tabela 4.4 – Valores para simulação das corrente de entrada da estrutura TP-ISHB. . . . .	155
Tabela 4.5 – Valores equilibrados para simulação das corrente de entrada da estrutura TP-ISHB. . . . .	156
Tabela 4.6 – Valores em 60 Hz desequilibrados em amplitude para simulação das corrente de entrada da estrutura TP-ISHB. . . . .	156
Tabela 4.7 – Valores em 60 Hz desequilibrados em fase para simulação das corrente de entrada da estrutura TP-ISHB. . . . .	157

Tabela 4.8 – Valores equilibrados de amplitude e fase em 180 Hz para simulação das corrente de entrada da estrutura TP-ISHB. . . . .	157
Tabela 4.9 – Valores equilibrados de amplitude e fase para simulação das corrente de entrada da estrutura TP-ISHB considerando harmônicos na carga. . . . .	158
Tabela 5.1 – Parâmetros por fase do circuito elétrico equivalente @ 20°C do motor de indução trifásico. . . . .	177
Tabela 5.2 – Valores utilizados para simulação do motor de indução (MI) trifásico com enrolamentos conectador em paralelo. . . . .	179
Tabela 5.3 – Valores utilizados para simulação do motor de indução (MI) trifásico com enrolamentos em aberto.	179
Tabela 5.4 – Valores utilizados para simulação do gerador de ímãs permanentes (PMSM). . . . .	179
Tabela 5.5 – Resultados experimentais para a condição de operação a vazio (349,42 W). . . . .	194
Tabela 5.6 – Resultados experimentais para a condição com um degrau de carga (2,08kW). . . . .	194
Tabela 5.7 – Resultados experimentais com dois degraus de carga (2,90kW). . . . .	194
Tabela 5.8 – Resultados experimentais para a condição com três degraus de carga (3,68 kW). . . . .	195
Tabela 5.9 – Resultados experimentais que consideram a tensão nos capacitores de barramento e corrente na saída dos inversores para a condição de operação a vazio (#0), com um degrau de carga (#1), com dois degraus de carga (#2) e três degraus de carga (#3).	202
Tabela 5.10 – Corrente na saída dos inversores para diferentes condições de carga. . . . .	208
Tabela 5.11 – Tensão na saída dos inversores para diferentes condições de carga. . . . .	208
Tabela 5.12 – Potência ativa na saída dos inversores para diferentes condições de carga. . . . .	209
Tabela 5.13 – Potência aparente na saída dos inversores para diferentes condições de carga. . . . .	209

Tabela 5.14–Potência reativa na saída dos inversores para diferentes condições de carga. . . . .	209
Tabela 5.15–Potência de entrada, potência de saída e rendimento da topologia TP–ISHB–M. . . . .	215
Tabela C.1–Características elétricas do transformador. . . . .	253
Tabela D.1–Parâmetros medidos do transformador monofásico de quatro enrolamentos. . . . .	265
Tabela D.2–Parâmetros medidos do transformador trifásico .	269
Tabela D.3–Permeâncias obtidas via ensaios de curto e a vazio.	273



---

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

---

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AC	<i>Alternate Current</i>
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i> (Conversor analógico digital)
ANPC	<i>Active NPC</i>
APOD	<i>Alternative Phase Opposition Disposition</i> (Disposição em oposição de fase alternativa)
ASD	<i>Adjustable Speed Drive</i>
B2B	<i>Back-to-Back</i>
BDM	<i>Basic Drive Module</i> (Módulo de Acionamento Básico)
C-NPC	<i>Cascaded NPC</i>
C-FC	<i>Cascaded FC</i>
CA	Corrente Alternada
CAN	<i>Controller Area Network</i>
CC	Corrente Contínua
CCV	<i>Cycloconverter</i> (Cicloconversor)
CDM	<i>Complete Drive Module</i> (Módulo de Acionamento Completo)
CHB	<i>Cascaded H-Bridge</i>

CMC	<i>Conventional Matrix Converter</i>
CSC	<i>Current-Source Converters</i>
CSI	<i>Current-Source Inverters</i>
DC	<i>Direct Current</i> (Corrente contínua)
DMC	<i>Direct Matrix Converter</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
dsPIC	<i>Digital Signal Programmable Interface Controller</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
eCAN	<i>Enhanced Controller Area Network</i>
EMC	<i>Electromagnetic Compatibility</i>
EMI	<i>Electromagnetic interference</i>
FACTS	<i>Flexible Alternating Current Transmission Systems</i>
FB PWM	<i>Full Bridge PWM</i> (Ponte completa com modulação PWM)
FC	<i>Flying Capacitor</i> (Capacitor flutuante)
FETs	<i>Field-Effect Transistor</i>
FOC	<i>Field-Oriented Control</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
GTO	<i>Gate Turn-Off thyristor</i>
HANPC	<i>Hybrid ANPC</i>
HNPC	<i>H-bridge NPC</i>
HVAC	<i>High Voltage Alternate Current</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>

IMC	<i>Indirect Matrix Converter</i>
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
IGCT	<i>Integrated Gate-Commutated Thyristors</i>
IM	<i>Induction Machine</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
ISHB	<i>Input Series H-Bridge</i> (Pontes H conectadas em série na entrada)
SP-ISHB	<i>Single-Phase Input Series H-Bridge</i> (Inversor Monofásico com Pontes H conectadas em série na entrada)
SP-ISHB-T	<i>Input Series H-Bridge – Single-Phase with Transformer</i> (Inversor Monofásico com Pontes H conectadas em série na entrada e transformador na saída)
TP-ISHB	<i>Three-Phase – Input Series H-Bridge</i> (Inversor Trifásico com Pontes H conectadas em série na entrada)
TP-ISHB-T	<i>Three-Phase – Input Series H-Bridge with Transformer</i> (Inversor Trifásico com Pontes H conectadas em série na entrada e transformador na saída)
TP-ISHB-M	<i>Three-Phase – Input Series H-Bridge with Motor</i> (Inversor Trifásico com Pontes H conectadas em série na entrada e motor na saída)
LCC	<i>Line-Commutated Converter</i>
LCIs	<i>Load-Commutated Inverters</i> (Inversores comutados pela frequência da rede)
M2C	<i>Modular Multilevel Converter</i> (ou MMC)
MHF	<i>Modular High Frequency Converter</i>

MV-ASD	<i>Medium voltage adjustable speed drive</i>
MM-MI	<i>Modular Motor - Modular Inverter</i>
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NPP	<i>Neutral Point Piloted</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamping</i>
PDS	<i>Power Drive System</i> (Sistema de Acionamento de Potência)
PI	Controlador Proporcional Integral
PIC	<i>Programmable Interface Controller</i>
PID	Controlador Proporcional Integral Derivativo
PSCPWM	<i>Phase Shifted Carrier PWM</i> (Modulação PWM com portadoras defasadas)
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Machine</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
PWM-CSI	<i>Pulse Width Modulation - Current Source Inverters</i> (Inversores de Corrente com Modulação por Largura de Pulso)
SBNPC	<i>Stacked Boost-NPC</i>
SBVSI	<i>Stacked Boost-VSI</i>
SCR	<i>Silicon-Controlled Rectifier</i>
SPB	<i>Stacked Polyphase Bridge</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Valor Quadrático Médio)
SHE	<i>Selective Harmonic Elimination</i>



SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
VSC	<i>Voltage-Source Converter</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
WECS	<i>Wind Energy Conversion System</i>
ZOH	<i>Zero-Order Holder (Sustentador de Ordem Zero)</i>



---

## LISTA DE SÍMBOLOS

---

$k$	Número de módulos ou sub-módulos (ou índice) em uma configuração topológica
$k_{\max}$	Número total (máximo) de módulos ou sub-módulos em uma configuração topológica
$h$	Número de barras (ou índice relacionado a uma barra) num sistema de potência
$\tau$	Torque elétrico
$\omega$	Velocidade angular em rad por segundo
$n_k$	Relação de transformação entre o enrolamento conectado a carga com relação ao conectado no módulo $k$
$n_{\text{eq}}$	Relação de transformação equivalente entre o enrolamento conectado a carga com relação aos conectados nos módulos
$m_k$	Índice de modulação do sinal modulador relacionado ao módulo $k$
$m_{\text{avg}}$	Média dos índices de modulação $m_k$
$\rho_k$	Coefficiente de ponderação do índice de modulação do sinal modulador relacionado ao módulo $k$
$V_{\text{RMS}}$	Valor RMS de tensão [V]
$I_{\text{RMS}}$	Valor RMS de corrente [A]
$V_{\text{in}}$	Tensão média de entrada do conversor [V]

$V_{cc}$	Tensão total de entrada do conversor [V]
$I_{cc}$	Corrente total de entrada do conversor [A]
$I_{in}$	Corrente de entrada do conversor [A]
$P_{in}$	Potência ativa de entrada do conversor [W]
$Q_{in}$	Potência reativa de entrada do conversor [VA]
$S_{in}$	Potência aparente de entrada do conversor [VA]
$\hat{V}_k$	Tensão de pico associada ao módulo $k$ , ou a barra $h$ [V]
$\bar{V}_k$	Tensão complexa da barra $k$ [V]
$\bar{I}_k$	Corrente complexa da barra $k$ [A]
$\bar{V}_k^*$	Tensão complexo conjugada da barra $k$ [V]
$\bar{I}_k^*$	Corrente complexo conjugada da barra $k$ [A]
$V_{dc,k}$	Tensão CC de entrada do módulo $k$ [V]
$V_{Ck}$	Tensão no capacitor associado ao módulo $k$ [V]
$i_0$	Corrente instantânea na carga [A]
$v_0$	Tensão instantânea na carga [V]
$v_{0,ref}$	Tensão instantânea de referência na carga [V]
$v_{Ck}$	Tensão instantânea no capacitor de entrada referente ao módulo $k$ [V]
$v_{Ck,ref}$	Tensão instantânea de referência no capacitor de entrada referente ao módulo $k$ [V]
$\hat{V}_h$	Tensão de pico da barra $h$ [V]
$\hat{I}_h$	Corrente de pico da barra $h$ [A]
$v_h$	Tensão instantânea da barra $h$ [V]
$i_h$	Corrente instantânea da barra $h$ [A]

$V_h$	Tensão eficaz da barra $h$ [V]
$I_h$	Corrente eficaz da barra $h$ [A]
$\mathbf{V}_h$	Vetor de tensões de barras para um sistema com $h$ barras [V]
$\mathbf{I}_h$	Vetor de correntes de barras para um sistema com $h$ barras [A]
$P_k$	Potência ativa associado ao módulo $k$ , ou a barra $h$ [W]
$Q_k$	Potência reativa associado ao módulo $k$ , ou a barra $h$ [VA]
$S_k$	Potência aparente complexa associada ao módulo $k$ , ou a barra $h$ [VA]
$\bar{S}_k$	Potência aparente associado ao módulo $k$ , ou a barra $h$ [VA]
$v_{smk}$	Tensão de entrada referente ao módulo (ou sub-módulo) $k$ [V]
$i_{smk}$	Corrente de entrada referente ao módulo (ou sub-módulo) $k$ [A]
$W_k$	Enrolamento do motor ou transformador conectado ao módulo (ou sub-módulo) $k$
$V_{k,\text{RMS}}$	Tensão eficaz sobre o enrolamento conectado ao módulo (ou sub-módulo) $k$ [V]
$R_{k,\text{RMS}}$	Corrente eficaz sobre o enrolamento conectado ao módulo (ou sub-módulo) $k$ [V]
$Z_h$	Matriz impedância de barras para um sistema com $h$ barras [ $\Omega$ ]
$R_h$	Matriz resistência de barras para um sistema com $h$ barras [ $\Omega$ ]

$X_h$	Matriz reatância de barras para um sistema com $h$ barras [ $j\Omega$ ]
$Y_h$	Matriz admitância de barras para um sistema com $h$ barras [ $\mathcal{U}$ ]
$G_h$	Matriz condutância de barras para um sistema com $h$ barras [ $\mathcal{U}$ ]
$B_h$	Matriz susceptância de barras para um sistema com $h$ barras [ $j\mathcal{U}$ ]
$X_{rc}$	Reatância da linha $r$ e coluna $c$ na matriz $X_h$ [ $j\Omega$ ]
$B_{rc}$	Susceptância da linha $r$ e coluna $c$ na matriz $B_h$ [ $j\mathcal{U}$ ]
$l_{rc}$	Indutância equivalente entre o ramo da barra $r$ à barra $c$ [H]
$b_{rc}$	Susceptância equivalente entre o ramo da barra $r$ à barra $c$ [ $\mathcal{U}$ ]
$X_{eq,h0}$	Reatância equivalente entre a barra $h$ e a barra de carga [ $j\Omega$ ]
$L_{eq,h0}$	Indutância equivalente entre a barra $h$ e a barra de carga na frequência $\omega_o$ [H]
$V_{\text{grid}}$	Tensão da rede [V]
$R_0$	Resistência equivalente da carga [ $\Omega$ ]
$C_0$	Capacitância equivalente da carga [H]
$L_0$	Indutância equivalente da carga [H]
$L_m$	Indutância de magnetização do transformador [H]
$L_{\text{eq}}$	Indutância equivalente da associação em paralelo das indutancias $l_{h2}$ [H]
$f_o$	Frequência da rede [Hz]

$\omega_o$	Frequência da rede em radiandos $2\pi f_o$ [rad/s]
$\theta_o$	Ângulo inicial do sinal modulador em radiando [rad]
$f_c$	Frequência do sinal portador [Hz]
$\omega_c$	Frequência da portadora em radiandos $2\pi f_c$ [rad/s]
$\theta_c$	Ângulo inicial da portadora em radiando [rad]
$\phi$	Ângulo da componente fundamental de tensão entre o(s) inversor(es) e a carga [rad]
$\delta$	Ângulo da componente fundamental de tensão entre o(s) inversor(es) e a barra referente a indutância de magnetização do transformador [rad]
$\psi$	$\phi - \delta$ [rad]
$R_{eq,k}$	Resistência de entrada equivalente do módulo (ou, sub-módulo) $k$ [ $\Omega$ ]
$\Delta R_k$	Variação da resistência de entrada do módulo (ou, sub-módulo) $k$ [ $\Omega$ ]
$Y_{eq,k}$	Reatância de entrada equivalente do módulo (ou, sub-módulo) $k$ [ $\mathcal{U}$ ]
$\Delta Y_k$	Variação da reatância de entrada do módulo (ou, sub-módulo) $k$ [ $\mathcal{U}$ ]
$C_k$	Capacitância do capacitor do módulo $k$ [F]
$R_{Ck}$	Resistência série equivalente do capacitor de entrada do módulo $k$ [F]
$D_{ul,k}$	Diodo superior esquerdo do módulo $k$
$D_{ll,k}$	Diodo inferior esquerdo do módulo $k$
$D_{um,k}$	Diodo superior central do módulo $k$
$D_{lm,k}$	Diodo inferior central do módulo $k$

$D_{ur,k}$	Diodo superior direito do módulo $k$
$D_{lr,k}$	Diodo inferior direito do módulo $k$
$S_{ul,k}$	Interruptor superior esquerdo do módulo $k$
$S_{ll,k}$	Interruptor inferior esquerdo do módulo $k$
$S_{um,k}$	Interruptor superior central do módulo $k$
$S_{lm,k}$	Interruptor inferior central do módulo $k$
$S_{ur,k}$	Interruptor superior direito do módulo $k$
$S_{lr,k}$	Interruptor inferior direito do módulo $k$
$v_{CM}^{f,k}$	Tensão de modo comum da fase $f$ do módulo $k$
$v_{DM+}^{f,k}$	Tensão de modo diferencial positiva da fase $f$ do módulo $k$
$v_{DM-}^{f,k}$	Tensão de modo diferencial negativa da fase $f$ do módulo $k$



---

# SUMÁRIO

---

<b>CAPÍTULO 1</b>		<b>55</b>
<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO GERAL E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>55</b>
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO	56
1.2	ACIONAMENTO ELÉTRICO	56
1.2.1	Tipos de rede elétrica	56
1.2.2	Sistema de acionamento de potência	58
1.2.3	Módulo de acionamento completo	58
1.2.4	Módulo de acionamento básico	58
1.2.5	Máquina elétrica	59
1.2.6	Tipos de carga	59
1.3	MÓDULO DE ACIONAMENTO BÁSICO	61
1.3.1	Conversão direta (CA-CA)	61
1.3.1.1	Cicloconversores	61
1.3.1.2	Conversores Matriciais	61
1.3.2	Conversão indireta com barramento CC indutivo (CA-CC-CA)	62
1.3.3	Conversão indireta com barramento CC capacitivo (CA-CC-CA)	62
1.4	CONVERSÃO INDIRETA COM BARRAMENTO CC CAPACITIVO (CA-CC-CA)	62
1.4.1	Inversor de tensão com IGBTs em série	63
1.4.2	Inversor com grampeamento de ponto médio	64
1.4.3	Inversor com capacitor flutuante	65
1.4.4	Ponte H em cascata	66
1.4.5	Conversor modular multinível	67

1.5	MITS COM ENROLAMENTOS EM ABERTO E O SEU ACIONAMENTO . . . . .	68
<b>1.5.1</b>	<b>Enrolamentos em aberto e únicos por fase . . . . .</b>	<b>69</b>
1.5.1.1	Fonte CC dupla e assimétrica . . . . .	69
1.5.1.2	Fonte CC única . . . . .	70
1.5.1.3	Fonte CA única . . . . .	70
1.5.1.4	Fonte CA com acúmulo capacitivo . . . . .	70
<b>1.5.2</b>	<b>Enrolamentos em aberto e divididos por fase . . . . .</b>	<b>71</b>
1.5.2.1	Submódulos monofásicos . . . . .	71
1.5.2.2	Submódulos trifásicos . . . . .	73
1.6	PROPOSTA DE TESE . . . . .	74
<b>1.6.1</b>	<b>Nomenclatura utilizada para referenciar a estrutura proposta . . . . .</b>	<b>76</b>
1.7	CONCLUSÃO . . . . .	77
<b>CAPÍTULO 2 . . . . .</b>		<b>79</b>
<b>2</b>	<b>ESTUDO DA VERSÃO MONOFÁSICA DO INVERSOR PROPOSTO (SP-ISHB) . . . . .</b>	<b>79</b>
2.1	INTRODUÇÃO . . . . .	80
2.2	TOPOLOGIA PROPOSTA . . . . .	80
2.3	ESTUDO DA ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO . . . . .	80
<b>2.3.1</b>	<b>Sentido das correntes nos capacitores em função do estado topológico . . . . .</b>	<b>81</b>
<b>2.3.2</b>	<b>Modulação PSCPWM . . . . .</b>	<b>84</b>
<b>2.3.3</b>	<b>Expressão da corrente na entrada dos inversores . . . . .</b>	<b>86</b>
2.4	BALANÇO DAS TENSÕES COM FONTES DE CORRENTE NA SAÍDA DOS INVERSORES . . . . .	86
2.5	MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DO TRANSFORMADOR DE MÚLTIPLOS ENROLAMENTOS . . . . .	90
<b>2.5.1</b>	<b>Modelo ideal simplificado do transformador de múltiplos enrolamentos . . . . .</b>	<b>90</b>

2.5.2	Modelo estendido de Cantilever para transformador de múltiplos enrolamentos . . . . .	91
2.5.3	Modelo de n-portas do transformador com múltiplos enrolamentos . . . . .	94
2.6	OBTENÇÃO DAS GRANDEZAS ELÉTRICAS EM REGIME PERMANENTE . . . . .	97
2.6.1	Considerando o circuito equivalente do transformador idealizado . . . . .	97
2.6.1.1	Caso com três inversores . . . . .	99
2.6.2	Considerando as indutâncias de dispersão via análise por fluxo de potência . . . . .	101
2.7	ANÁLISE DAS TENSÕES NOS CAPACITORES DE BARRAMENTO . . . . .	109
2.7.1	Relação da potência ativa com a tensão nos capacitores . . . . .	109
2.8	SIMULAÇÃO DO SISTEMA MONOFÁSICO . . . . .	111
2.8.1	Parâmetros utilizados para a simulação do SP-ISHB . . . . .	111
2.8.2	Mecanismo de auto balanço das tensões nos capacitores . . . . .	112
2.9	CONCLUSÕES . . . . .	112
<b>CAPÍTULO 3 . . . . .</b>		<b>115</b>
<b>3</b>	<b>VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DA TOPOLOGIA MONOFÁSICA (SP-ISHB) . . . . .</b>	<b>115</b>
3.1	INTRODUÇÃO . . . . .	116
3.2	DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO . . . . .	116
3.2.1	Módulos inversores . . . . .	116
3.2.2	Processador digital . . . . .	117
3.2.3	Lógica de sincronismo e intercomunicação . . . . .	117
3.2.4	Transformador monofásico de 4 enrolamentos . . . . .	118
3.2.5	Fonte CC de entrada com 1200 V . . . . .	119

3.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . . .	119
3.3.1	Sincronismo entre as portadoras . . . . .	120
3.3.2	Proteção do conversor . . . . .	120
3.3.3	Sincronismo entre os sinais moduladores . . . . .	121
3.3.4	Não idealidades do transformador monofásico utilizado . . . . .	124
3.3.5	Corrente na saída dos módulos sem indutância de filtragem . . . . .	125
3.3.6	Inclusão da indutância de filtragem na saída dos inversores . . . . .	126
3.3.7	Distribuição da potência processada de cada módulo	133
3.4	CONCLUSÕES . . . . .	137
<b>CAPÍTULO 4 . . . . .</b>		<b>139</b>
4	<b>TOPOLOGIA TRIFÁSICA COM TRANSFORMADOR (TP-ISHB-T) . . . . .</b>	<b>139</b>
4.1	INTRODUÇÃO . . . . .	140
4.2	TOPOLOGIA TRIFÁSICA COM TRANSFORMADOR DE MÚLTIPLOS ENROLAMENTOS .	140
4.2.1	Modelagem, simulação e medição do transformador trifásico de múltiplos enrolamentos . . . . .	142
4.2.2	Resultados de simulação da estrutura trifásica com transformador de múltiplos enrolamentos . . . . .	144
4.3	ANÁLISE DA CORRENTE DE ENTRADA EM CADA SUBMÓDULO . . . . .	151
4.3.1	Simulações das correntes de entrada dos sub-módulos	154
4.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA A VERSÃO TRIFÁSICA (TP-ISHB-T) . . . . .	164
4.5	CONCLUSÃO . . . . .	171
<b>CAPÍTULO 5 . . . . .</b>		<b>173</b>

<b>5</b>	<b>EXPERIMENTAÇÃO COM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO (TP-ISHB-M) . . .</b>	<b>173</b>
5.1	INTRODUÇÃO . . . . .	174
5.2	TOPOLOGIA TRIFÁSICA CONECTADA A UM MOTOR (TP-ISHB-M) . . . . .	174
5.2.1	<b>Detalhes do protótipo implementado . . . . .</b>	<b>174</b>
5.2.2	<b>Simulação da topologia com o motor de indução trifásico . . . . .</b>	<b>177</b>
5.2.2.1	Capacitores com diferentes RSE . . . . .	178
5.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM RETIFICADORES INDIVIDUAIS . . . . .	185
5.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA ESTRUTURA TP-ISHB-M . . . . .	193
5.4.1	<b>Correntes de saída dos inversores e seu espectro harmônico . . . . .</b>	<b>193</b>
5.4.2	<b>Medição das grandezas de saída dos inversores para diferentes conduções de carga . . . . .</b>	<b>193</b>
5.4.3	<b>Comportamentos das tensões nos capacitores de barramento . . . . .</b>	<b>202</b>
5.4.4	<b>Ondulações de corrente no barramento CC . . . . .</b>	<b>202</b>
5.4.5	<b>Aquisições com os inversores reposicionados . . . . .</b>	<b>207</b>
5.5	CONCLUSÕES . . . . .	216
<b>CAPÍTULO 6 . . . . .</b>		<b>217</b>
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO GERAL . . . . .</b>	<b>217</b>
6.1	CONCLUSÃO GERAL . . . . .	218
6.1.1	<b>Topologia SP-ISHB . . . . .</b>	<b>218</b>
6.1.2	<b>Topologia TP-ISHB-T . . . . .</b>	<b>219</b>
6.1.3	<b>Topologia TP-ISHB-M . . . . .</b>	<b>220</b>
6.1.3.1	Vantagens da estrutura TP-ISHB-M . . . . .	221
6.1.3.2	Desvantagens da estrutura TP-ISHB-M . . . . .	222

6.2	TRABALHOS PUBLICADOS . . . . .	222
6.2.1	SP-ISHB-T – SOBRAEP . . . . .	222
6.2.2	TP-ISHB-T – ICIT 2015 . . . . .	223
6.2.3	TP-ISHB-M – COBEP 2015 . . . . .	223
6.3	TRABALHOS FUTUROS . . . . .	224
6.3.1	Estrutura trifásica com submódulos monofásicos (TP-ISHB) . . . . .	224
6.3.2	Estrutura composta por submódulos trifásicos . . . . .	224

REFERÊNCIAS . . . . .	225
-----------------------	-----

**APÊNDICE A – TOPOLOGIAS UTILIZANDO SUB-MÓDULOS TRIFÁSICOS** 235

A.1	– TOPOLOGIAS COM SUB-MÓDULOS TRIFÁSICOS . . . . .	236
A.1.1	<b>Versão com submódulos trifásicos (VSIs)</b> . . . . .	236
A.1.1.1	Vantagens da estrutura com submódulos trifásicos (SPB) . . . . .	236
A.1.2	<b>Submódulos Boost + VSI</b> . . . . .	237
A.1.2.1	Modo conectado da topologia SBVSI . . . . .	237
A.1.2.2	Modo desconectado da topologia SBVSI . . . . .	237
A.1.2.3	Modo Boost da topologia SBVSI . . . . .	238
A.1.3	<b>Submódulos Boost + NPC</b> . . . . .	238
A.1.3.1	Modo conectado da topologia SBNPC . . . . .	238
A.1.3.2	Modo desconectado da topologia SBNPC . . . . .	239
A.1.3.3	Modo Boost da topologia SBNPC . . . . .	239
A.2	– RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA TOPOLOGIA SBVSI EM MODO BOOST . . . . .	240
A.2.1	<b>Conclusões</b> . . . . .	245

**APÊNDICE B – TENSÃO DE MODO COMUM EM TP-ISHB-M** . . . . . 247

B.1	– INTRODUÇÃO . . . . .	248
-----	------------------------	-----

<b>B.1.1</b>	<b>Modelos equivalentes . . . . .</b>	<b>248</b>
<b>APÊNDICE C – FONTE CC DE ENTRADA . 251</b>		
C.1	RETIFICADOR DE 18 PULSOS . . . . .	252
C.2	CONFIGURAÇÃO DO RETIFICADOR DE 18 PULSOS . . . . .	252
C.3	NOMENCLATURA DOS TRANSFORMADORES	252
C.4	CONEXÕES DOS ENROLAMENTOS PRIMÁRIOS	253
<b>C.4.1</b>	<b>Conexão em Y no secundário. . . . .</b>	<b>254</b>
<b>C.4.2</b>	<b>Conexão Zigue-Zague –20 graus . . . . .</b>	<b>255</b>
<b>C.4.3</b>	<b>Conexão Zigue-Zague +20 graus . . . . .</b>	<b>257</b>
<b>APÊNDICE D – MEDIÇÃO DOS PARÂMETROS DO TRANSFORMADOR . . . . . 259</b>		
D.1	INTRODUÇÃO . . . . .	260
D.2	ENSAIO A VAZIO . . . . .	260
D.3	ENSAIO DE CURTO CIRCUITO . . . . .	261
D.4	PARÂMETROS DO TRANSFORMADOR TRI-FÁSICO . . . . .	266
D.5	OBTENÇÃO DO CIRCUITO MAGNÉTICO EQUIVALENTE DO TRANSFORMADOR . . . . .	266
<b>APÊNDICE E – ANÁLISE DA TROCA DE POTÊNCIA ENTRE DUAS BARRAS . . . . . 275</b>		
E.1	REPRESENTAÇÕES COMPLEXAS DOS ELEMENTOS PASSIVOS . . . . .	276

E.2	-	TROCA DE POTÊNCIA ATIVA E REATIVA ENTRE DUAS BARRAS . . . . .	278
<b>APÊNDICE F - ANÁLISE DAS CORRENTES DE CIRCULAÇÃO . . . . . 283</b>			
F.1	-	INTRODUÇÃO . . . . .	284
F.2	-	TENSÃO DE FASE COM IMPEDÂNCIA R DE CIRCULAÇÃO . . . . .	284
F.2.1		Tensão de fase com impedância RL de circulação .	285
F.2.2		Corrente AC de fase com impedância RL de cir- culação . . . . .	286
<b>APÊNDICE G - MAPA DE VETORES DA TO- POLOGIA TP-ISHB . . . . . 289</b>			
G.1	-	ESPAÇO DE VETORES DA TOPOLOGIA MO- NOFÁSICA . . . . .	290
G.2	-	EQUACIONAMENTO DA CORRENTES NOS CAPACITORES . . . . .	291
<b>ANEXO A - ARTIGO PUBLICADO NA RE- VISTA SOBRAEP . . . . . 297</b>			
A.1	-	SP-ISHB-T - SOBRAEP . . . . .	298
<b>ANEXO B - ARTIGO PUBLICADO NO ICIT 2015 . . . . . 309</b>			
B.1	-	TP-ISHB-T - ICIT 2015 . . . . .	310
<b>ANEXO C - ARTIGO PUBLICADO NO CO- BEP 2015 . . . . . 317</b>			
C.1	-	TP-ISHB-M - COBEP 2015 . . . . .	318



# CAPÍTULO 1

---

## INTRODUÇÃO GERAL E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

---

*A verdadeira motivação de um pesquisador está em desenvolver suas  
próprias ideias seguindo a sua intuição.*

## 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO

A utilização de máquinas elétricas pela humanidade revolucionou não só a indústria, mas também a forma de processar e converter a energia elétrica em mecânica.

A área que estuda a conversão de energia elétrica em torque mecânico é denominada de acionamento elétrico, sendo impulsionada principalmente pelos avanços na eletrônica de potência.

Dependendo do tipo de motor utilizado, dos níveis de potência e das características da rede elétrica, a escolha da configuração topológica mais adequada requer um estudo aprofundado e detalhado dos desafios existentes.

Este capítulo tem por objetivo introduzir e contextualizar o foco do presente trabalho, assim como apresentar uma revisão bibliográfica relacionada ao tema de estudo, o qual busca propor uma solução vantajosa para o acionamento elétrico de um motor de média tensão.

## 1.2 ACIONAMENTO ELÉTRICO

Um sistema de acionamento de potência (PDS–*Power Drive System*) é estruturado conforme a Figura 1.1. Em sua essência é composto o módulo de acionamento básico ou *Basic Drive Module* (BDM), foco de atuação da eletrônica de potência. Cada elemento deste diagrama é detalhado nas subseções a seguir.

### 1.2.1 Tipos de rede elétrica

A rede elétrica é o ponto de conexão do sistema primário de fornecimento de energia para PDS. Dependendo das características de fornecimento da energia elétrica, o módulo de acionamento completo (CDM–*Complete Drive System*) deve ser projetado de forma a adequar os níveis de tensão, corrente e frequência para acionar o motor elétrico em questão.

Ao se considerar que o motor é acionado distante da rede de alimentação, utilizam-se geralmente transmissão com elevados níveis

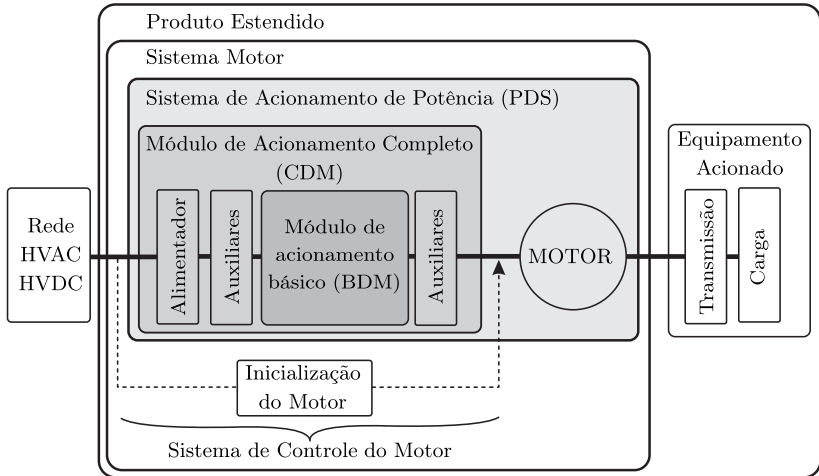


Figura 1.1 – Ilustração do sistema completo de acionamento, desde a rede elétrica de alimentação até a carga a ser acionada. *Scope of efficiency standardization (EN50598)*

de tensão, reduzindo os níveis de corrente e, assim, aumentando a eficiência do sistema. A transmissão pode ser em corrente contínua (HVDC) (MOHARANA; VARMA; LITZENBERGER, 2012) ou em corrente alternada (BERGE; VARMA; LITZENBERGER, 2012a; BERGE; VARMA; LITZENBERGER, 2012b; RAHMAN et al., 2012).

A tecnologia HVDC é largamente reconhecida como vantajosa para transmissão de grandes potências e distâncias (BAHRMAN; JOHNSON, 2007), podendo ser dividida basicamente em duas configurações: a convencional, com conversores fonte de corrente comutados na frequência da rede (CSCs - *Current Source Converters*) e a com conversores de tensão que comutam com frequência própria (VSCs - *Voltage Source Converters*) também comercialmente conhecida como HVDC *Light*, conforme ilustrado na Figura 1.2.

A transmissão em HVDC utilizando VSCs com modulação PWM, teve seu primeiro projeto comercial no final dos anos 90 (AXELSSON et al., 2001). A comutação com frequência própria, o controle dinâmico da tensão e a capacidade de *black-start* permitiram

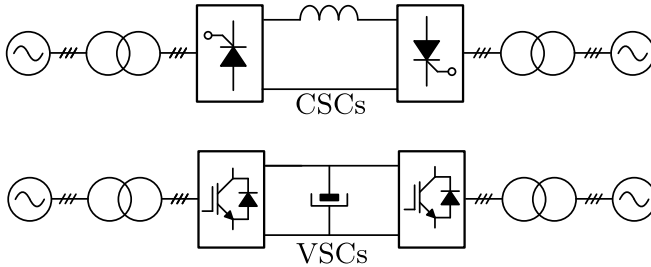


Figura 1.2 – Tipos de sistemas HVDC de transmissão de energia elétrica em grandes quantidades.

obter um sistema compacto de transmissão em HVDC para suprir plataformas *offshore* por cabos submarinos a longas distâncias. Os VSCs podem operar com frequências variáveis possibilitando um acionamento mais eficaz de grandes compressores ou bombas acoplados a motores de média e de alta tensões (BAHRMAN; JOHNSON, 2007). Dentre as topologias VSC, a tendência atual está em utilizar topologias multiníveis (FLOURENTZOU; AGELIDIS; DEMETRIADES, 2009).

### 1.2.2 Sistema de acionamento de potência

O sistema de acionamento de potência (ver Figura 1.1) ou PDS constitui do módulo de acionamento completo (CDM) em conjunto com o motor elétrico.

### 1.2.3 Módulo de acionamento completo

O módulo de acionamento completo (ver Figura 1.1) ou *Complete Drive Module* (CDM), contém o módulo de acionamento propriamente dito, assim como dispositivos auxiliares para conexão com a rede elétrica (transformadores, por exemplo) e componentes auxiliares para a conexão com o motor.

### 1.2.4 Módulo de acionamento básico

O módulo de acionamento básico (ver Figura 1.1) ou BDM, constitui o módulo de acionamento em sua essência e desta forma

constituindo a área de atuação da eletrônica de potência, a qual é explorada com mais detalhes na seção 1.3.

### 1.2.5 Máquina elétrica

Motores de corrente contínua (CC) ou de corrente alternada (CA) podem ser utilizados no acionamento elétrico, convertendo energia elétrica em torque mecânico. Inicialmente, limitações tecnológicas favoreciam o uso de máquinas em corrente contínua em aplicações de tração elétrica, porém com o avanço da eletrônica de potência, o uso do motor trifásico de corrente alternada (CA) se tornou uma alternativa viável e mais eficiente.

### 1.2.6 Tipos de carga

Os motores elétricos acionam cargas mecânicas que possuem uma determinada característica de torque por velocidade. A potência elétrica está relacionada com o torque e com a velocidade angular ( $\omega$ ), por meio da expressão:  $P = \tau\omega$ .

A seguir são listados os quatro principais grupos de cargas acionadas por motores elétricos:

**Grupo 1:** O primeiro grupo consiste de máquinas que acionam cargas sob tensão mecânica (Figura 1.3), cujo torque mecânico é inversamente proporcional à velocidade angular  $\tau(\omega) \sim \omega^{-1}$ . Neste grupo se incluem, por exemplo, as ferramentas de corte e máquinas de corte folheado.

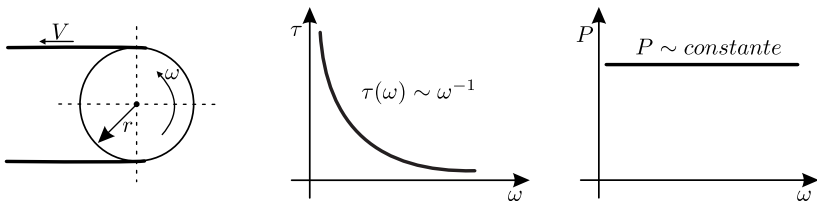


Figura 1.3 – Grupo 01: Torque inversamente proporcional à velocidade angular e potência elétrica constante.

**Grupo 2:** O segundo grupo consiste de cargas com torque constante (Figura 1.4) e potência elétrica proporcional à velocidade

angular. Neste grupo se incluem, por exemplo, correias transportadoras, guindastes, bombas volumétricas, compressores, bem como máquinas-ferramentas.

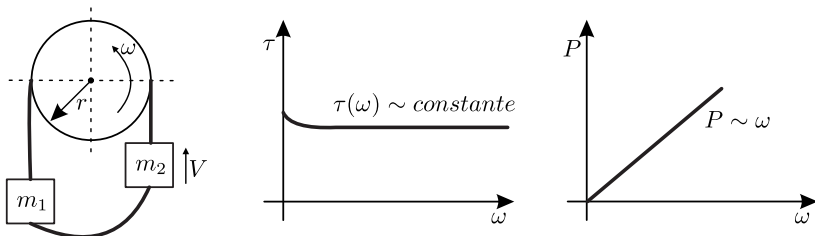


Figura 1.4 – Grupo 02: Torque constante e potência elétrica proporcional à velocidade angular.

**Grupo 3:** O terceiro grupo consiste de cargas com torque proporcional à velocidade angular (Figura 1.5) e potência elétrica proporcional ao quadrado da velocidade angular. Neste grupo se incluem, por exemplo, bombas hidráulicas, rolos, máquinas de alisamento e outras máquinas de processamento.

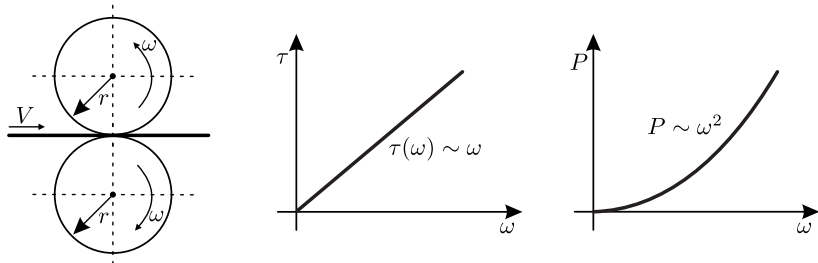


Figura 1.5 – Grupo 03: Torque proporcional à velocidade angular e potência elétrica proporcional ao quadrado da velocidade angular.

**Grupo 4:** O quarto grupo consiste de cargas com torque proporcional ao quadrado velocidade angular (Figura 1.6) e potência elétrica proporcional ao cubo da velocidade angular. Neste grupo se incluem, por exemplo, máquinas que operam por força centrífuga, como centrífugas, bombas centrífugas e ventiladores.

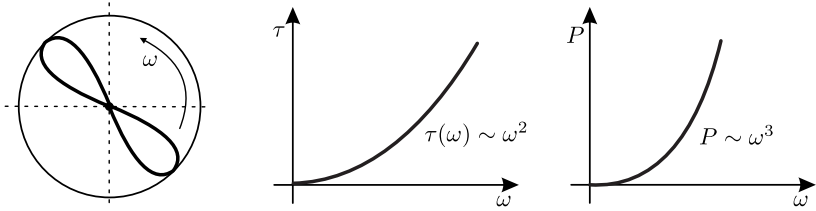


Figura 1.6 – Grupo 04: Torque proporcional ao quadrado da velocidade angular e potência elétrica proporcional ao cubo da velocidade angular.

### 1.3 MÓDULO DE ACIONAMENTO BÁSICO

O módulo de acionamento básico (BDM) (ver Figura 1.1), concentra a eletrônica de potência responsável pela conversão de energia da rede elétrica para o motor, a qual pode ser realizada de forma direta ou indireta. A conversão indireta possui um estágio intermediário de armazenamento que pode ser indutivo (campo magnético) ou capacitivo (campo elétrico) (WU et al., 2008).

#### 1.3.1 Conversão direta (CA-CA)

A conversão direta de energia no acionamento elétrico pode ser realizada com a utilização de cicloconversores ou de conversores matriciais (FRIEDLI; KOLAR, 2012).

##### 1.3.1.1 Cicloconversores

O cicloconversor (CCV) converte tensões alternadas com frequência e amplitude constante em tensões alternadas com amplitude e frequência variáveis, sem o acúmulo intermediário de energia (WU et al., 2008). Por operar com frequência de comutação definida pela rede, a máxima frequência de saída é inferior à de entrada.

##### 1.3.1.2 Conversores Matriciais

Conversores matriciais são conversores com comutação forçada formados por um conjunto de interruptores bidirecionais operando em frequências superiores ou inferiores às de entrada, sendo

assim, podem gerar frequência acima da frequência de entrada do sistema (WHEELER et al., 2002).

### 1.3.2 Conversão indireta com barramento CC indutivo (CA–CC–CA)

A conversão de energia com barramento indutivo tem a propriedade de fonte de corrente e, por este motivo, chamada de inversor de corrente ou *Current-Source Inverter* (CSI). Os CSI podem ser divididos em dois grupos, comutados via modulação por largura de pulso (PWM–CSI) e comutados pela frequência da rede *Load-Commutated Inverters* (LCIs).

Os inversores de corrente comutados na frequência da rede elétrica utilizam tiristores (GTO, IGCT, ...) como elementos principais, enquanto os comutados por modulação PWM utilizam interruptores totalmente controlados (SCR – *silicon-controlled rectifier*).

Uma das desvantagens principais das topologias com barramento indutivo está na resposta dinâmica lenta devido à inércia de corrente imposta pela indutância de barramento (WU et al., 2008).

### 1.3.3 Conversão indireta com barramento CC capacitivo (CA–CC–CA)

Revisões e classificações de topologias utilizadas no acionamento de motores de média e de alta potência e conversão indireta com barramento CC capacitivo são encontradas em (SANCHEZ-RUIZ et al., 2012; KOURO et al., 2012), a qual serão utilizadas neste trabalho. Assim, uma abordagem com maiores detalhes se faz necessária.

## 1.4 REVISÃO SOBRE ACIONAMENTO COM CONVERSÃO INDIRETA COM BARRAMENTO CC CAPACITIVO (CA–CC–CA)

Uma comparação entre as principais topologias para acionamento é apresentada nesta seção, considerando as seguintes figuras de mérito:



1. Esforços sobre os semicondutores (tensão e corrente);
2. Redundância (falhas de semicondutores);
3. Capacitores no barramento (tensão, corrente e frequência de operação);
4. Modularidade e facilidade na integração com a carga e na manutenção;
5. Existência de tensão multinível aplicada à carga;
6. Número de fontes isoladas (necessidade de transformador em baixa frequência);
7. Baixa taxa de distorção harmônica (THD).

#### 1.4.1 Inversor de tensão com IGBTs em série

Com o objetivo de atender a aplicações de média tensão com os interruptores disponíveis, o inversor 2L-VSI clássico emprega IGBTs associados em série, como é mostrado na Figura 1.7. Como o emprego de IGBTs associados em série requer complexos circuitos auxiliares (ABBATE et al., 2005) para que haja uma distribuição igualitária das tensões nos interruptores, sobretudo durante as comutações, é pouco utilizado em aplicações industriais.

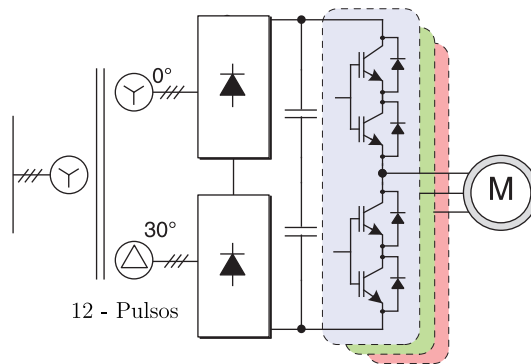


Figura 1.7 – Inversor 2L-VSI com IGBTs em série. Figura extraída de (KOURO et al., 2012).

### 1.4.2 Inversor com grampeamento de ponto médio

Topologias multiníveis têm apresentado um crescimento acentuado nos últimos anos (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002), sendo a topologia pioneira neste ramo apresentada no início dos anos 80 (NABAE; TAKAHASHI; AKAGI, 1981; BAKER, 1981), conhecida com Inversor com Grampeamento do Ponto Médio (NPC–*Neutral Point Clamped*), representado na Figura 1.8. A principal característica é a submissão dos interruptores a tensões iguais à metade da tensão do barramento de tensão contínua, para o caso de três níveis. Além disso, disponibiliza na carga tensão com maior número de níveis que o inversor anterior, contribuindo para reduzir harmônicas de corrente. O inversor NPC pode ser estendido para produzir maior quantidade níveis na saída (MEYER; ROMAUS; DeDoncker, 2005), porém com pouca aceitação pela indústria.

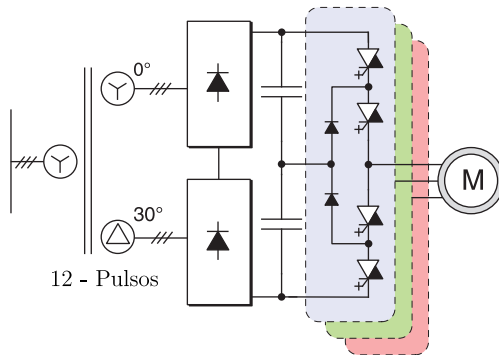


Figura 1.8 – Inversor com grampeamento de ponto médio (NPC) de três níveis. Figura adaptada de (KOURO et al., 2012).

Comparando o inversor NPC, com o 2L-VSI, tem-se:

- Vantagens (LAI; PENG, 1995):
  - Para um número elevado de níveis na tensão de saída, dispensa-se o uso de filtros;
- Desvantagens (LAI; PENG, 1995):
  - Número excessivo de diodos para se atingir um número elevado de níveis na tensão de saída;

- Aumento da complexidade do sistema de controle para manter o equilíbrio das tensões nos capacitores de entrada.

### 1.4.3 Inversor com capacitor flutuante

A topologia a capacitor flutuantes foi proposta por (MEYNARD, 1993; MEYNARD; FOCH, 1992). A versão de quatro níveis apresentada na Figura 1.9 possui aplicações práticas, porém não é produzida industrialmente. Este conversor gera multiníveis na tensão de saída e reduz a tensão reversa aplicada aos semicondutores devido ao uso de capacitores de grampeamento entre dois interruptores.

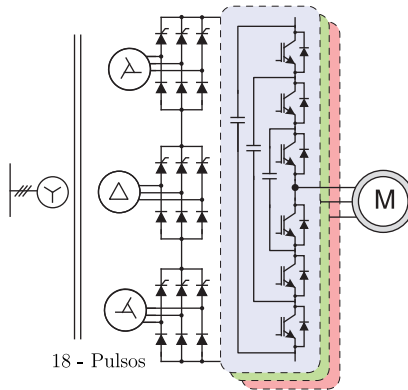


Figura 1.9 – Conversor com capacitores flutuantes de quatro níveis. Figura adaptada de (KOURO et al., 2012).

- Vantagens (LAI; PENG, 1995):
  - Um grande número de capacitores possibilita o armazenamento de energia que pode ser fornecida durante curtos períodos de interrupção do fornecimento de energia da fonte principal;
  - Possibilidade de gerar um número elevado de níveis na tensão de saída, eliminando a necessidade de filtros de harmônicos.
- Desvantagens (LAI; PENG, 1995; KOURO et al., 2012):

- Um número excessivo de capacitores é requerido à medida que se eleva o número de níveis na tensão de saída, tornando-o inviável para aplicações que exijam um número elevado de níveis de tensão;
- Dentre os componentes do conversor, os capacitores são mais susceptíveis a falhas, tornando-o não atrativo para aplicações industriais;
- Alta frequência de comutação é requerida para o controle adequado do balanço de tensão dos capacitores;
- Necessidade de circuitos de pré-carga para os capacitores flutuantes.

#### 1.4.4 Ponte H em cascata

A associação em cascata do conversor ponte completa (CHB – *Cascaded H-Bridge*) foi primeiramente apresentada em (MARCHESONI; MAZZUCHELLI; TENCONI, 1988) como uma solução não convencional para estabilização do plasma. Durante os anos 90, o CHB ganhou força (HAMMOND, 1997) e foco para o acionamento em média tensão. Esta topologia consiste da conexão em série de pontes H, como mostrado na Figura 1.10, o que permite o aumento do número de níveis na carga de forma natural.

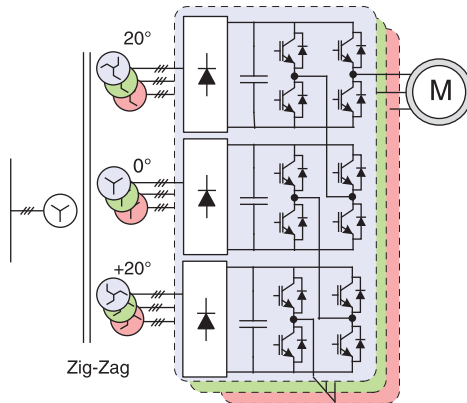


Figura 1.10 – Conversor cascata de sete níveis. Figura retirada de (KOURO et al., 2012).

- Vantagens (LAI; PENG, 1995):
  - Requer um número mínimo de componentes entre os apresentados anteriormente para atingir o mesmo número de níveis na tensão de saída;
  - Estrutura modular, sem a necessidade de diodos de grampeamento ou capacitores para o balanço de tensão.
- Desvantagens (LAI; PENG, 1995):
  - Necessita de fontes isoladas para cada ponte H, e por isso requer transformadores de baixa frequência (especiais e volumosos) na entrada;

#### 1.4.5 Conversor modular multinível

O conversor modular multinível (MMC – *Modular Multilevel Converter*) foi primeiramente apresentado em (MARQUARDT A. LESNICAR, 2002) e em (LESNICAR, 2003). Esta topologia emprega pares de conversores meia-ponte em cascata. A Figura 1.11 apresenta a configuração em dupla-estrela, que é encontrada em aplicações de alta tensão (HVDC *plus* (FRIEDRICH, 2010)).

- Vantagens:
  - Estrutura modular;
  - Sem capacitores no barramento CC;
  - Possibilidade de controlar a tensão em ambos os lados, CA ou CC;
  - Possibilidade de operar com redundância;
  - Diferentemente do CHB, não necessita de fontes isoladas.
- Desvantagens:
  - Comparado ao CHB, necessita do dobro de capacitores para se obter o mesmo número de níveis;

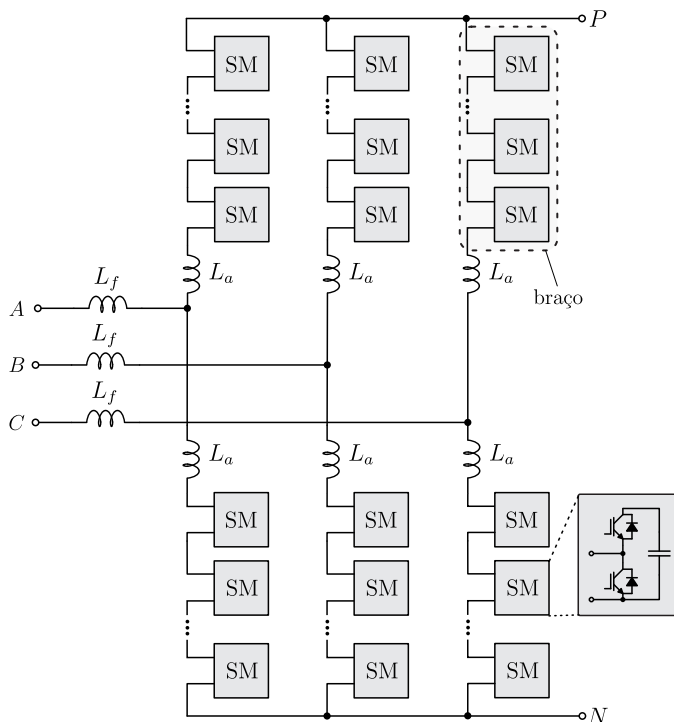


Figura 1.11 – Conversor MMC. Fonte: (SOUSA, 2014);

- Grande quantidade de energia armazenada nos capacitores<sup>1</sup>;
- Requer o controle individual da tensão de cada capacitor.

## 1.5 REVISÃO SOBRE CONEXÕES COM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS COM ENROLAMENTOS EM ABERTO E SEU ACIONAMENTO

O acionamento elétrico engloba tanto a topologia de potência quanto a configuração do motor. O tipo de acionamento depende das características elétrica e construtivas do motor.

<sup>1</sup> Essa pode ser considerada uma vantagem na ocasião de falta de energia na entrada, pois a falta é transparente para a carga.

Enrolamentos em aberto significam que as duas extremidades dos enrolamentos de uma determinada fase estão acessíveis.

Tradicionalmente, o acionamento elétrico em máquinas com enrolamentos em aberto foi proposto para aplicações de alta potência, com o intuito de dividir a potência processada por cada conversor (STEMMLER; GUGGENBACH, 1993).

Uma das vantagens da configuração com enrolamentos em aberto está na possibilidade de se obter tensões multiníveis utilizando conversores convencionais de dois níveis, como o bloco de construção básico (REDDY; SOMASEKHAR, 2013).

### 1.5.1 Enrolamentos em aberto e únicos por fase

Nesta seção são apresentadas configurações de acionamento os quais utilizam apenas um único enrolamento com extremidades acessíveis por fase.

#### 1.5.1.1 Fonte CC dupla e assimétrica

A configuração genérica com duas fontes assimétricas para o acionamento elétrico de um motor com enrolamentos em aberto é apresentada na Figura 1.12.

A assimetria nas fontes CC é utilizada para a obtenção de um número maior de níveis nos enrolamentos do motor (REDDY; SOMASEKHAR, 2013).

A principal desvantagem desta configuração está no fato de as fontes de tensão CC serem isoladas para eliminar as correntes de modo comum (SIVAKUMAR et al., 2009).

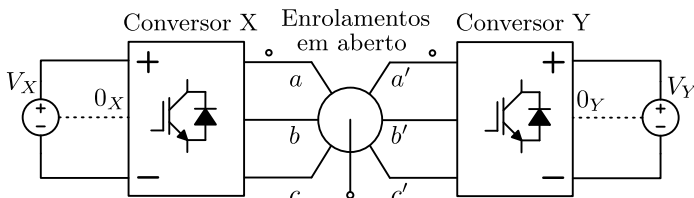


Figura 1.12 – Configuração A – Fonte CC dupla e assimétrica.

### 1.5.1.2 Fonte CC única

A configuração genérica com uma única fonte CC para o acionamento elétrico de um motor com enrolamentos em aberto é apresentada na Figura 1.13, sendo sua realização mais simples com o uso de dois conversores VSI em cascata (CORZINE; SUDHOFF; WHITCOMB, 1999; BALJU et al., 2003).

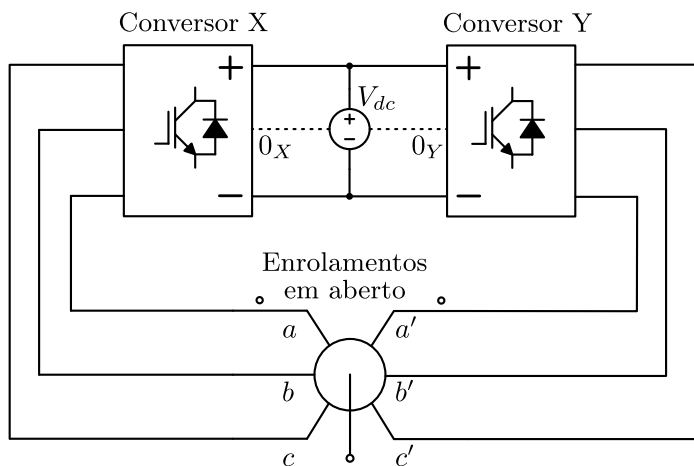


Figura 1.13 – Configuração B – Fonte CC única.

### 1.5.1.3 Fonte CA única

A configuração genérica com uma única fonte CA para o acionamento elétrico de um motor com enrolamentos em aberto é apresentado na Figura 1.14.

A conversão direta entre fontes CA é realizada por conversores matriciais (GUPTA et al., 2010).

### 1.5.1.4 Fonte CA com acúmulo capacitivo

A configuração híbrida com uma fonte CA para o acionamento elétrico de um motor com enrolamentos em aberto é apresentado na Figura 1.15. Existe uma segunda fonte CC criada via acúmulo capacitivo de energia que por esta razão, constitui uma configuração híbrida (PITIC; KLUMPNER, 2008).



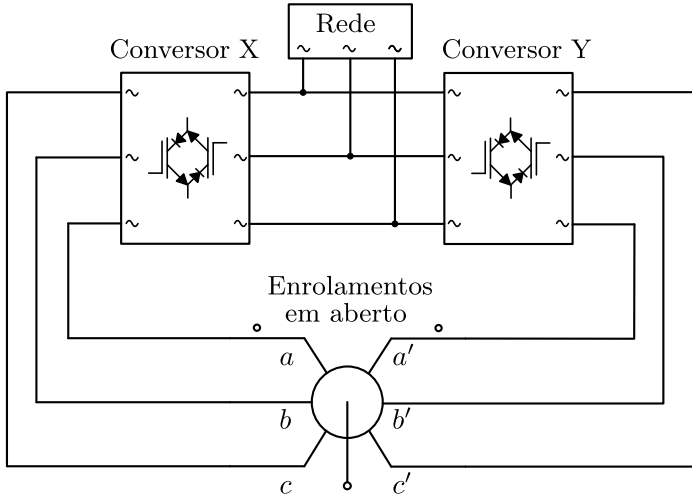


Figura 1.14 – Configuração C – Fonte CA única.

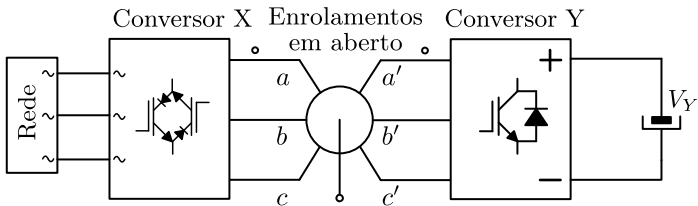


Figura 1.15 – Configuração D – Fonte CA com acúmulo capacitivo.

## 1.5.2 Enrolamentos em aberto e divididos por fase

Quando existe mais de um enrolamento com extremidades acessíveis por fase, chama-se de enrolamentos em aberto e divididos por fase<sup>2</sup> (*Open-end split windings*) (ver Figura 1.16).

As estruturas básicas (submódulos) podem ser monofásicas ou trifásicas, conforme descrito a seguir:

### 1.5.2.1 Submódulos monofásicos

Um conceito novo de conversores modulares em alta frequência (MHF–*Modular High Frequency*) (ver Figura 1.17) adequado

<sup>2</sup> Motor com múltiplos enrolamentos em aberto por fase.

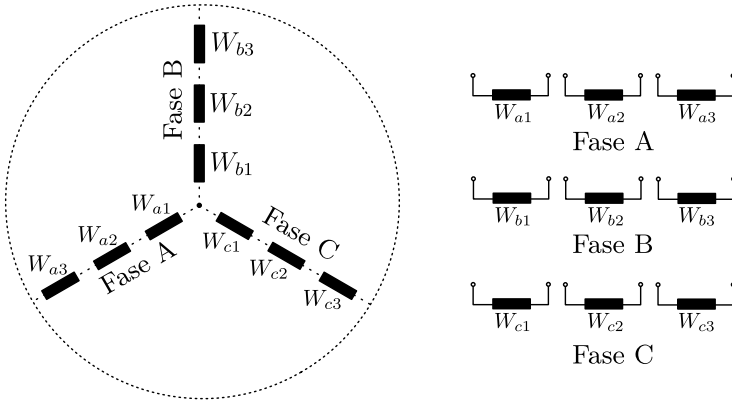


Figura 1.16 – Desenho ilustrativo de um motor trifásico com três enrolamentos divididos por fase.

para FETs de baixa potência é apresentado em (LAMBERTZ; MARQUARDT; MAYER, 2010). Um aspecto chave do conversor MHF é o fato de que todos os capacitores no barramento CC são controlados, sendo que a comutação em alta frequência pode ser utilizada em toda a faixa de operação, melhorando a resposta do sistema e reduzindo ruídos audíveis. A característica de torque e velocidade pode ser estabelecida independentemente da tensão de entrada, dentro de uma larga faixa de operação.

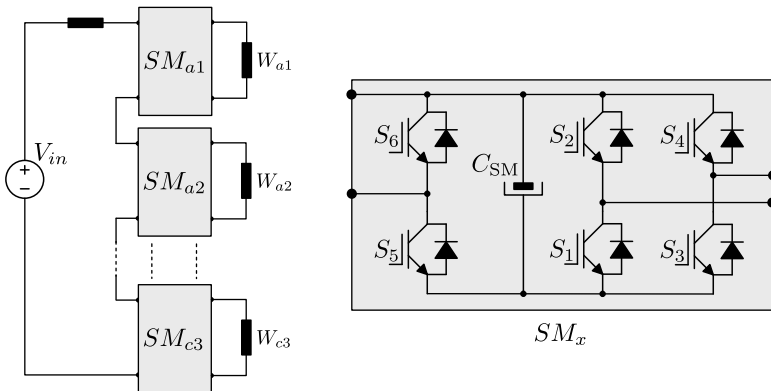


Figura 1.17 – Conversor modular (MHF) (LAMBERTZ; MARQUARDT; MAYER, 2010).

Estratégias de controle adequadas permitem a minimização das capacitâncias requeridas (SCHULZ; MARQUARDT; MAYER, 2014), assim como o controle do fluxo de potência reativa e ativa no conversor (SCHULZ; LAMBERTZ; MARQUARDT, 2013).

- Vantagens:
  - Estrutura modular;
  - Sem capacitores no barramento CC;
  - Possibilidade de controlar ambos os lados, CA ou CC;
  - Possibilidade de operar com redundância;
  - Possibilidade de integração com o motor quando for aplicado em acionamento elétrico.
- Desvantagens:
  - Requer o uso de motores especiais (múltiplos enrolamentos por fase).

#### 1.5.2.2 Submódulos trifásicos

O conceito de motores modulares conectados a inversores modulares é apresentado em (CENGELCI; ENJETI; GRAY, 1999). Mostra-se que é possível reconectar os enrolamentos de um motor em diferentes grupos trifásicos, sendo cada grupo alimentado por um inversor, resultando em um sistema de acionamento de motores de alto desempenho, cuja ilustração é apresentada na Figura 1.18. A solução apresentada é tolerante a falhas, podendo operar com potência reduzida em caso de falha do motor ou de um grupo inversor.

As vantagens da configuração com enrolamentos divididos e em aberto (WANG; HAN, 2015; WANG; HAN, 2014):

**Projeto simples na terminação dos enrolamentos:** Os enrolamentos clássicos requerem isolamento extra devido à interação com o par de polos vizinhos. Sem interconexões entre as terminações dos enrolamentos, o processo de fabricação é simplificado e o seu custo reduzido.

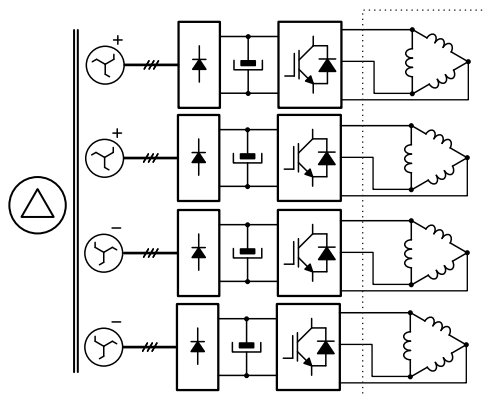


Figura 1.18 – MV-ASD Modular, alimentado por um retificador de 24 pulsos. As conexões em delta representam arranjos trifásicos dos enrolamentos em aberto do motor (CENGELCI; ENJETI; GRAY, 1999).

**Baixa tensão de isolamento:** Na configuração clássica, os terminais devem suportar 100% da tensão de linha aplicada à máquina. Isto oferece um desafio no projeto da isolamento, definindo o tempo útil da máquina. Na configuração proposta por (CENGELCI; ENJETI; GRAY, 1999), a máquina precisa suportar apenas  $1/n$  da flutuação da tensão aplicada. Como resultado, a máquina pode ter uma vida útil maior mantendo-se a isolamento ou apresentar a mesma vida útil com uma isolamento mais barata.

**Construção modular:** A máquina pode ser projetada por partes sem considerar as interconexões. A topologia proposta pode ser conectada individualmente em cada segmento da máquina. Os custos de produção e de manutenção serão reduzidos devido à construção modular.

## 1.6 PROPOSTA DE TESE

A proposta desta tese consiste do estudo e do desenvolvimento da estrutura apresentada na Figura 1.19, a qual baseia-se na conexão série na entrada de inversores monofásicos para reduzir esforços de tensão nos interruptores, fornecendo uma característica

associada aos conversores multiníveis, sendo assim apropriada para aplicação com tensão CC elevada<sup>3</sup>. O motor, para o caso apresentado, é composto por um total de nove enrolamentos.

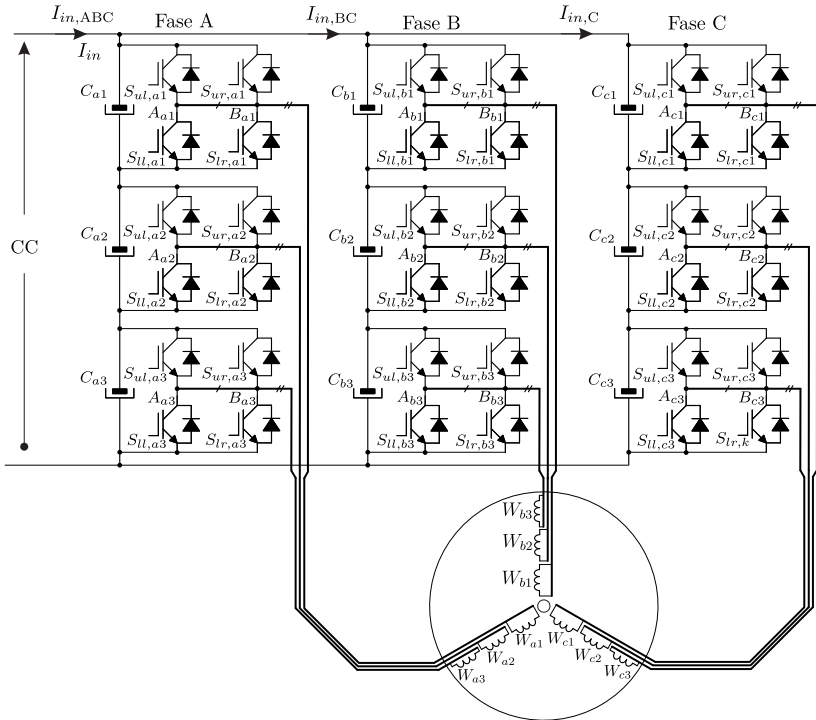


Figura 1.19 – Inversor trifásico proposto com pontes H em série na entrada (ISHB-Input Series H-Bridge).

Em síntese, esta tese possui os seguintes objetivos:

*Objetivo geral da tese:* propor uma nova topologia para o acionamento de um motor de indução trifásico alimentado em média tensão em corrente contínua com uso de semicondutores de baixa tensão.

*Abordagem e solução do problema:* a topologia proposta para estudo é composta da associação de inversores monofásicos em série,

<sup>3</sup> Topologia proposta pelo Prof. Ivo Barbi, com base em (SILVA, 2009).

permitindo a divisão de esforços de tensão e, subseqüentemente, a utilização de semicondutores de baixa tensão.

*Desenvolvimento:* inicia-se com o estudo da versão monofásica e do equilíbrio das tensões dos capacitores de barramento, seguindo para a versão trifásica com o uso de um transformador de múltiplos enrolamentos. Por fim, conecta-se a topologia proposta a um motor de indução trifásico.

*Verificação experimental:* cada versão topológica analisada é verificada experimentalmente com a construção de um protótipo. Resultados experimentais são obtidos com um transformador e, ao final, conecta-se um motor de indução trifásico projetado especialmente para o acionamento elétrico deste trabalho.

### 1.6.1 Nomenclatura utilizada para referenciar a estrutura proposta

As diferentes configurações topológicas sob análise e desenvolvimento apresentadas neste trabalho, seguem a nomenclatura:

**ISHB** *Input Series H-Bridge* (Pontes H conectadas em série na entrada)

**SP-ISHB** *Single-Phase Input Series H-Bridge* (Inversor Monofásico com Pontes H conectadas em série na entrada)

**SP-ISHB-T** *Single-Phase - Input Series H-Bridge with Transformer* (Inversor Monofásico com Pontes H conectadas em série na entrada e transformador na saída)

**TP-ISHB** *Three-Phase - Input Series H-Bridge* (Inversor Trifásico com Pontes H conectadas em série na entrada)

**TP-ISHB-T** *Three-Phase - Input Series H-Bridge with Transformer* (Inversor Trifásico com Pontes H conectadas em série na entrada e transformador na saída)

**TP-ISHB-M** *Three-Phase - Input Series H-Bridge with Motor* (Inversor Trifásico com Pontes H conectadas em série na entrada e motor na saída)

## 1.7 CONCLUSÃO

Conversores estáticos aplicados ao acionamento elétrico podem ser projetados tirando proveito das configurações dos enrolamentos da máquina. Os motores com enrolamentos em aberto iniciam esta área de pesquisa (TAKAHASHI; OHMORI, 1989; WANG; HAN, 2015).

Esta abordagem permite a elevação dos níveis de tensão e da distribuição de potência de módulos básicos mais simples ou de dois níveis.

O passo adiante nas configurações dos enrolamentos é o conceito de motores modulares apresentado em (CENGELCI; ENJETI; GRAY, 1999; TEODORESCU et al., 2002), na qual os enrolamentos podem ser configurados em diferentes grupos trifásicos, cada um acionado por um conversor estático, resultando em uma topologia de alta performance para o acionamento elétrico em alta potência e média tensão.

O conceito apresentado traz as seguintes vantagens (TEODORESCU et al., 2000):

- Uso de sistemas de baixa tensão de isolamento na construção do inversor, resultando no emprego de semicondutores de baixa tensão (HAN, 2014).
- Melhoramento na confiabilidade devido à redundância e tolerância a falha.
- Projeto modular, resultando em reduções no custo da produção, de manutenção e de desenvolvimento do produto.
- Adaptação das características de torque e de velocidade via alteração das configurações dos enrolamentos.
- Flexibilidade de localização do retificador de entrada (HAN, 2014).
- Possibilidade de integração do conversor com a máquina (WANG; LI; HAN, 2013) com ganho na densidade de potência e de custo final.

O aumento do número de fases apresenta diversas vantagens com relação a solução trifásica (WARD; HÄRER, 1969), tal como, redução na pulsação de torque, aumento na densidade de torque, tolerância à falha, estabilidade, alta eficiência e baixa ondulação de corrente (RENUKADEVI; RAJAMBAL, 2011).

Nesta tese, a topologia chamada de pontes H em série na entrada (*ISHB-Input Series H-Bridge*) (RUSELER; LAZZARIN; BARBI, 2015b) é apresentada e estudada como uma solução para o acionamento em média tensão e alta potência. Módulos são conectados em série para reduzir os esforços de tensão nos semicondutores de potência (ver Figura 1.19). O retificador de entrada é separado do inversor, oferecendo flexibilidade no projeto e localização de ambos conversores.



## CAPÍTULO 2

---

### ESTUDO DA VERSÃO MONOFÁSICA DO INVERSOR PROPOSTO (SP-ISHB)

---

*“Knowledge comes by taking things apart: analysis. But wisdom  
comes by putting things together.”*

John A. Morrison

## 2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por objetivo analisar a versão monofásica do conversor apresentado na Figura 1.19. Trata-se de um inversor monofásico com pontes H conectadas em série na entrada, denominado de **SP-ISHB** (*Single-Phase Input Series H-Bridge*). O estudo inicia-se com o caso particular de três sub-módulos por fase, e depois para uma generalização para  $n$  sub-módulos. Os pontos que serão estudados são:

- Estados topológicos e estratégia de modulação utilizada;
- Escolha da estratégia de modulação de três níveis mais adequada;
- Análise do equilíbrio das tensões nos capacitores;
- Modelo equivalente do transformador de múltiplos enrolamentos;
- Troca de potência entre os inversores.

## 2.2 TOPOLOGIA PROPOSTA

O estágio de potência do inversor monofásico é formado por três inversores do tipo ponte completa, associados em série na entrada, alimentados pelo barramento de tensão contínua, como está representado na Figura 2.1 e fornecendo energia para a carga através do acoplamento magnético do transformador.

## 2.3 ESTUDO DA ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO

Os estados topológicos da topologia proposta dependem da modulação escolhida. Assim, definida a topologia, o próximo passo é a escolha da sua modulação, a qual é abordada nesta seção.

As figuras de mérito da estratégia de modulação, nesta aplicação são:

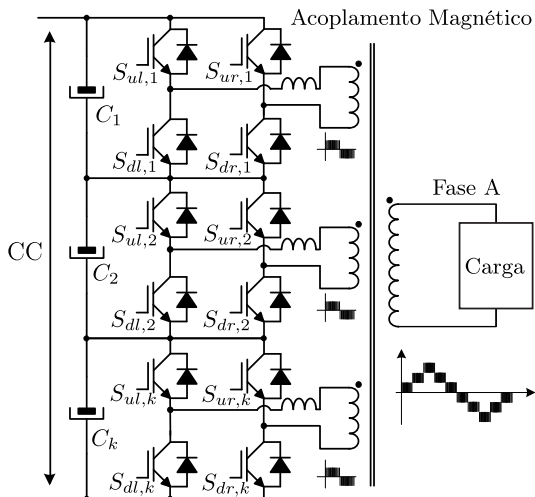


Figura 2.1 – Topologia monofásica com três sub-módulos.

- Manter o equilíbrio das tensões nos capacitores (análise do sentido da corrente nos capacitores em cada etapa de operação);
- Gerar tensões com vários níveis na carga (requer defasagem das portadoras em alta frequência).

### 2.3.1 Sentido das correntes nos capacitores em função do estado topológico

A modulação a ser escolhida deve garantir o equilíbrio adequado das correntes nos capacitores, evitando que a tensão se anule ou convirja para a tensão total de barramento. A Figura 2.2 apresenta a nomenclatura utilizada para o  $k$ -ésimo conversor.

O estudo do comportamento das correntes no conversor se inicia com a análise da Figura 2.3, a qual apresenta o conversor na versão monofásica. Fontes de corrente substituem a carga para este caso particular com três sub-módulos, o que simplifica a análise dos estados topológicos possíveis.

A Figura 2.4 ilustra o sentido das correntes no sub-módulo para os estados topológicos válidos, considerando modulação de três

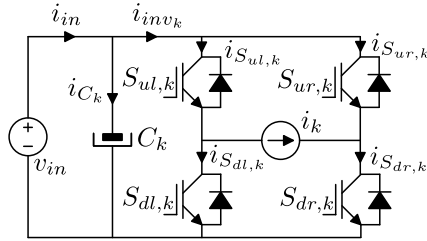


Figura 2.2 – Nomenclatura utilizada com a finalidade de estudar o comportamento do sub-módulo (Ponte H).

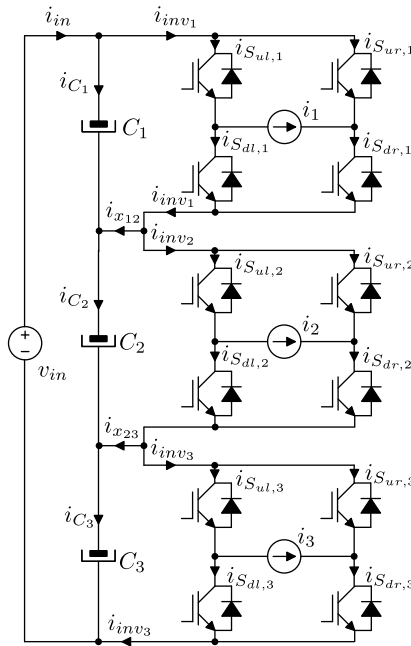


Figura 2.3 – Representação da topologia monofásica com três sub-módulos e fontes de corrente substituindo a carga.

níveis. A Figura 2.5 apresenta os estados possíveis durante o tempo morto dos interruptores, ou seja, instante em que nenhum interruptor é comandado a conduzir.

Observa-se que o caso em que ambos os interruptores estão ativados ou desativados (estados proibidos) não é considerado nessa

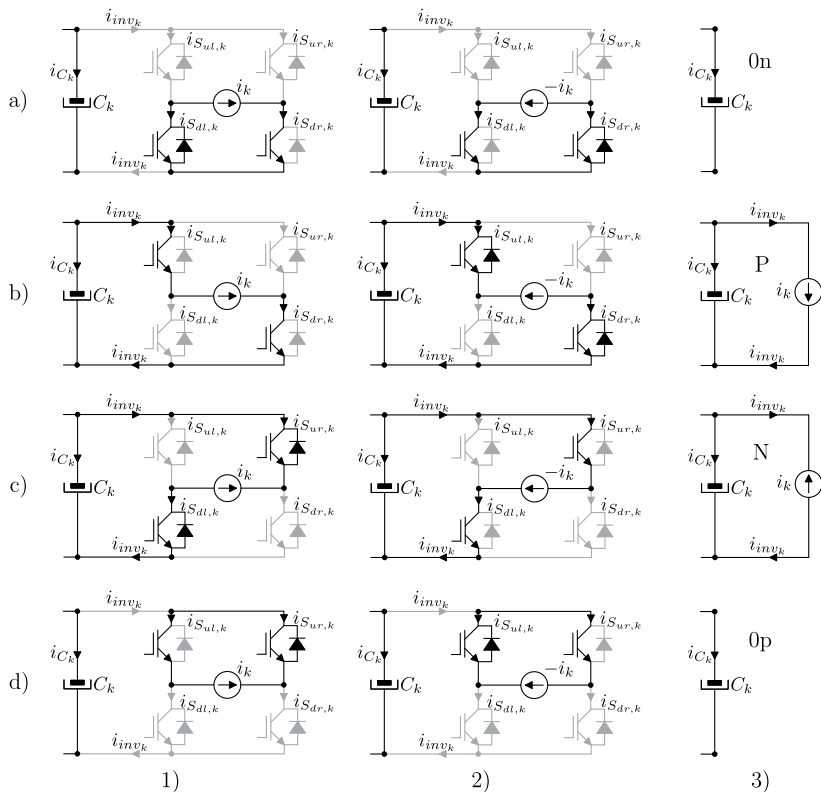


Figura 2.4 – Estados topológicos válidos por sub-módulo (Ponte H).  
 a) Interruptores inferiores estão ativos, aplicando tensão nula na carga. b) Tensão positiva aplicada à carga. c) Tensão negativa imposta à carga e tensão nula aplicada com interruptores superiores conduzindo.

análise. O primeiro representa um curto de braço e o segundo a abertura da fonte de corrente  $i_k$ .

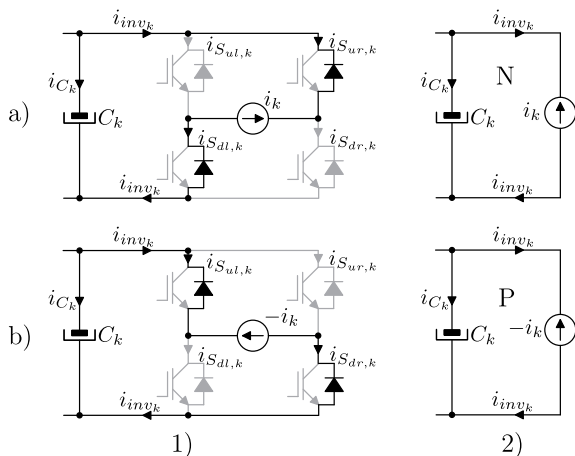


Figura 2.5 – Estados possíveis durante o tempo morto dos interruptores. a) Tensão negativa imposta pelo sentido da corrente na carga. b) Tensão positiva aplicada à carga devido ao sentido da corrente  $i_k$ .

### 2.3.2 Modulação com portadoras defasadas (PSCPWM)

A modulação PWM com portadoras defasadas (PSCPWM) de três níveis empregada no presente trabalho, para o conversor mostrado na Figura 2.1, é apresentada na Figura 2.6.

O sinal PWM é senoidal com frequência fundamental de  $f_o$  (Hz) e fase  $\theta_o$  com índice de modulação  $m_o$ . O sinal portador apresenta frequência de  $f_c$  (Hz) e fase  $\theta_c$ . O defasamento das portadoras é dado por  $\Delta\theta_c = (k - 1)\frac{\pi}{n}$  rad com o intuito de se obter o número de níveis na saída, onde  $k$  é o  $k$ -ésimo inversor em um total de  $n$  inversores (RUSELER; LAZZARIN; BARBI, 2015a). Para o caso em estudo com  $n = 3$ , cada portadora apresenta um deslocamento de fase de  $\Delta\theta_c = \frac{\pi}{3}$ , ou seja, 60 graus (0, 60 e 120 graus). A Figura 2.7 apresenta a modulação dente de serra<sup>1</sup> com portadoras defasadas e tensão de saída  $v_0$  gerada com a combinação das tensões ( $v_1$ ,  $v_2$  e  $v_3$ ).

<sup>1</sup> Portadoras dente de serra foram utilizadas devido a limitações no modo de operação do dsPIC utilizado, no caso, o uso dos pulsos de sincronismo do módulo PWM.

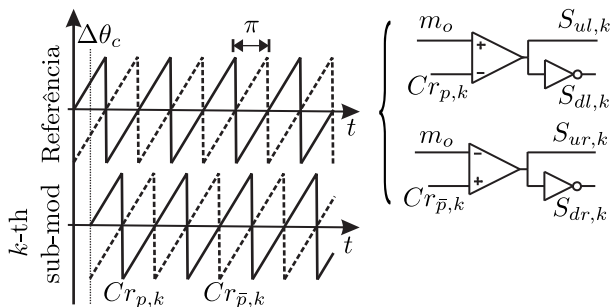


Figura 2.6 – Modulação três níveis empregada e sua implementação utilizando circuitos lógicos.

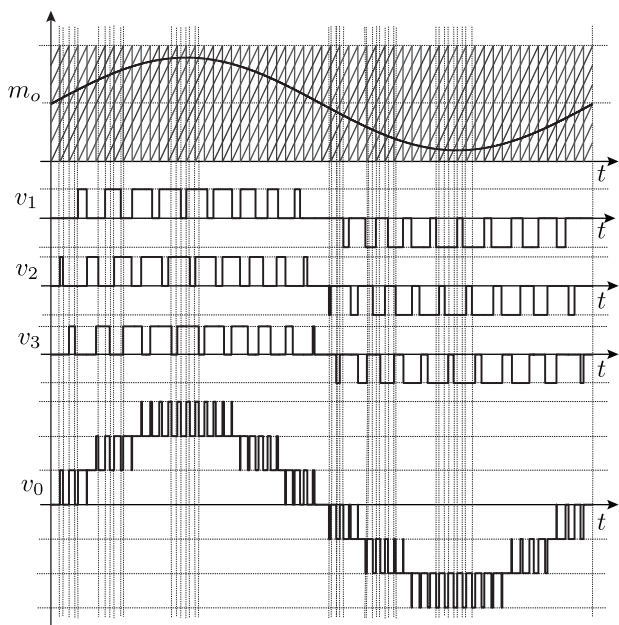


Figura 2.7 – Modulação dente de serra com portadoras defasadas e tensão de saída  $v_0$  gerada com a combinação das tensões ( $v_1$ ,  $v_2$  e  $v_3$ ).

### 2.3.3 Expressão da corrente na entrada dos inversores

A corrente de saída  $i_k$ , ao se considerar apenas a componente fundamental da frequência  $f_o$ , é dada por

$$i_k(\theta) = I_k \text{sen}(\theta + \theta_k). \quad (2.1)$$

Assim, a razão cíclica do inversor  $d_o$  torna-se:

$$d_o(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} m_o \text{sen}(\theta). \quad (2.2)$$

Aplicando (2.1) e (2.2) com a nomenclatura da Figura 2.2. O valor médio quase instantâneo da corrente em cada interruptor é dado por

$$\langle i_{\text{Sul},k}(\theta) \rangle_{T_s} = d_o(\theta) i_k(\theta) \quad (2.3a)$$

$$\langle i_{\text{Sdr},k}(\theta) \rangle_{T_s} = d_o(\theta) i_k(\theta) \quad (2.3b)$$

$$\langle i_{\text{Sur},k}(\theta) \rangle_{T_s} = -[1 - d_o(\theta)] i_k(\theta) \quad (2.3c)$$

$$\langle i_{\text{Sdl},k}(\theta) \rangle_{T_s} = -[1 - d_o(\theta)] i_k(\theta) \quad (2.3d)$$

O valor médio quase instantâneo da corrente de entrada dos inversores  $i_{inv_k}$  é determinada como se segue,

$$i_{inv_k}(\theta) = \langle i_{\text{Sul},k}(\theta) \rangle_{T_s} + \langle i_{\text{Sur},k}(\theta) \rangle_{T_s} \quad (2.4a)$$

$$= d_o(\theta) i_k(\theta) - [1 - d_o(\theta)] i_k(\theta) \quad (2.4b)$$

$$= [2d_o(\theta) - 1] i_k(\theta) \quad (2.4c)$$

$$= I_k m_o \text{sen}(\theta) \text{sen}(\theta + \theta_k) \quad (2.4d)$$

A relação (2.4d), ao ser expandida, pode ser reescrita em função das componentes CA e CC:

$$i_{inv_k}(\theta) = \frac{m_o I_k}{2} \cos(\theta_k) - \frac{m_o I_k}{2} \cos(2\theta + \theta_k). \quad (2.5)$$

## 2.4 BALANÇO DAS TENSÕES CONSIDERANDO FONTES DE CORRENTE NA SAÍDA DOS INVERSORES

Devido à conexão série na entrada CC dos inversores, desequilíbrios de tensão ou de energia armazenada nos capacitores devem



ser analisados para verificar a operação adequada do mesmo.

Para a operação em regime permanente e considerando-se a capacitância dos capacitores de barramento suficientemente elevadas, a componente CA da corrente  $i_{inv_k}$  flui totalmente pelo capacitor  $C_k$ , e a componente CC seja a corrente de entrada  $i_{in}$ . Assim:

$$i_{in}(\theta) - i_{Ck}(\theta) = \underbrace{\frac{m_o I_k}{2} \cos(\theta_k)}_{i_{in}(\theta)} - \underbrace{\frac{m_o I_k}{2} \cos(2\theta + \theta_k)}_{i_{Ck}(\theta)} \quad (2.6)$$

$$i_{inv_k}(\theta) = \underbrace{\frac{m_o I_k}{2} \cos(\theta_k)}_{i_{in}(\theta)} - \underbrace{\frac{m_o I_k}{2} \cos(2\theta + \theta_k)}_{i_{Ck}(\theta)} \quad (2.7)$$

As expressões para a corrente de entrada  $i_{in}$  (2.8) e para a corrente no capacitor  $C_k$  chamada de  $i_{Ck}$  (2.9) são dadas por

$$i_{in}(\theta) = \frac{m_o I_k}{2} \cos(\theta_k), \quad (2.8)$$

e

$$i_{Ck}(\theta) = \frac{m_o I_k}{2} \cos(2\theta + \theta_k). \quad (2.9)$$

O balanço de tensão entre dois capacitores adjacentes pode ser analisado ao se considerar a Figura 2.8. A corrente a ser observada como responsável pela carga e descarga dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  é definida como  $i_{x_{12}}$  em (2.10). O objetivo é mostrar que a tensão atinge um ponto de operação estável dentro de pequenas variações paramétricas.

$$i_{x_{12}}(\theta) = i_{inv_1}(\theta) - i_{inv_2}(\theta) \quad (2.10)$$

Substituindo (2.5), que define a corrente no inversor  $k$ , em

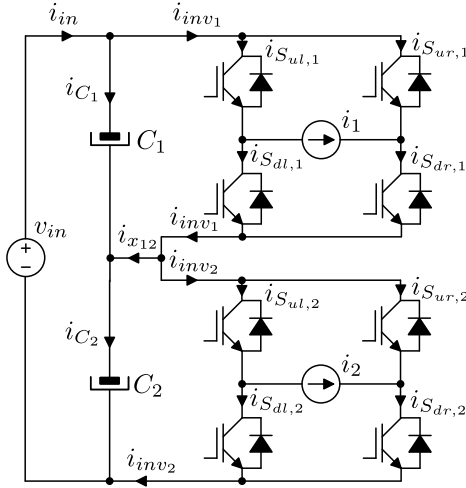


Figura 2.8 – Circuito equivalente utilizado para analisar o equilíbrio de tensão entre dois submódulos.

(2.10), tem-se:

$$\begin{aligned}
 i_{x12}(\theta) &= \frac{m_o}{2} [I_1 \cos(\theta_1) - I_2 \cos(\theta_2)] + \\
 &+ \underbrace{\frac{m_o I_2}{2} \cos(2\theta + \theta_2)}_{i_{C2}} - \underbrace{\frac{m_o I_1}{2} \cos(2\theta + \theta_1)}_{i_{C1}}. \quad (2.11)
 \end{aligned}$$

O valor médio quase instantâneo da corrente entre capacitores adjacentes é calculado com o auxílio de

$$I_{x12,dc} = \frac{m_o}{2} [I_1 \cos(\theta_1) - I_2 \cos(\theta_2)]. \quad (2.12)$$

A parte real da corrente de saída do inversor é  $\Re\{i_k\} = I_k \cos(\theta_k)$ , assim, a componente CC se torna

$$I_{x12,dc} = \frac{m_o}{2} (\Re\{i_1\} - \Re\{i_2\}). \quad (2.13)$$

Como resultado, se o valor da parte real da corrente for igual em todos os inversores (2.14), a componente CC da corrente em

regime permanente é nula e a tensão no capacitor atinge o seu valor de regime.

$$\Re\{i_1\} = \Re\{i_2\} = \dots = \Re\{i_k\} \quad (2.14)$$

A parte real da corrente  $i_k$  é determinada considerando a potência ativa processada apenas para a componente fundamental, dada por

$$P_k = \frac{\hat{V}_k \hat{I}_k}{2} \cos(\theta_k). \quad (2.15)$$

Com 100% de rendimento, a potência ativa se iguala à

$$P_k = \frac{\hat{V}_k \hat{I}_k}{2} \cos(\theta_k) = I_{in} V_{Ck}. \quad (2.16)$$

O valor de pico da tensão de saída do inversor está relacionada com a tensão aplicada ao capacitor e com o índice de modulação:  $\hat{V}_k = m_o V_{Ck}$ . Aplicando tal resultado em (2.16), obtém-se:

$$\frac{m_o V_{Ck} \hat{I}_k}{2} \cos(\theta_k) = I_{in} V_{Ck}. \quad (2.17)$$

A tensão do capacitor é eliminada por simplificação em (2.17), obtendo-se a componente real de  $i_k$ .

$$I_k \cos(\theta_k) = \frac{2I_{in}}{m_o} = \Re\{i_k(\theta_k)\}. \quad (2.18)$$

A relação (2.18) comprova a igualdade (2.14), logo as componentes reais das correntes de saída dos inversores são iguais anulando a corrente  $i_{x12}$  em (2.13), assegurando a estabilidade local das tensões em regime permanente.

## 2.5 MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DO TRANSFORMADOR DE MÚLTIPLOS ENROLAMENTOS

Nesta seção é apresentado o circuito equivalente do transformador mostrado na Figura 2.1, que possui múltiplos enrolamentos. O modelo do transformador será necessário para a análise dos valores das corrente na saída dos inversores.

Duas abordagens são realizadas, a primeira considera o transformador como sendo ideal (Subseção 2.5.1) e a segunda leva em consideração as indutâncias mútuas e a magnetizante (Subseções 2.5.2 e 2.5.3).

### 2.5.1 Modelo ideal simplificado do transformador de múltiplos enrolamentos

A análise inicial da operação do conversor em sua versão monofásica pode ser realizada considerando o transformador ideal, ou seja, as indutâncias de dispersão e a magnetizante são ignoradas.

A configuração resultante é apresentada na Figura 2.9, na qual cada inversor está conectado a um transformador monofásico ideal de dois enrolamentos.

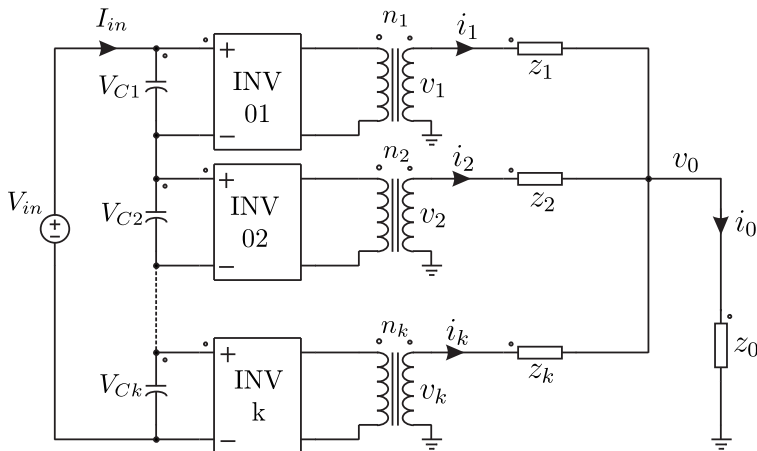


Figura 2.9 – Sistema considerando o transformador ideal para  $n$  inversores.

No modelo ideal, as trocas de potência devido ao acoplamento magnético não são representáveis, assim, um modelo mais elaborado deve ser buscado.

### 2.5.2 Modelo estendido de Cantilever para transformador de múltiplos enrolamentos

Um circuito equivalente simplificado e uma abordagem prática para obtenção dos parâmetros deve ser buscado para se analisar o comportamento do sistema. A Figura 2.10 apresenta os circuitos equivalentes clássicos do transformador de dois enrolamentos, dentre os quais o modelo *cantilever* chama a atenção por possuir o menor número de componentes.

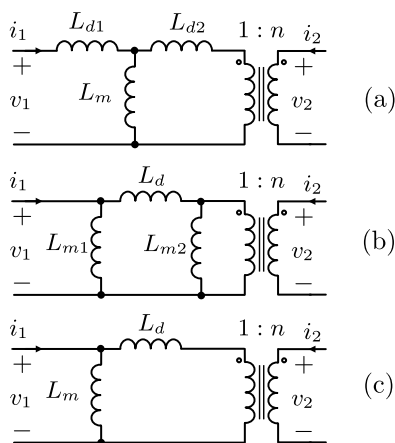


Figura 2.10 – Circuitos equivalentes clássicos do transformador de dois enrolamentos. (a) Modelo T, (b) Modelo  $\pi$  e (c) Modelo *cantilever*.

Uma versão estendida do circuito equivalente *cantilever* e uma metodologia para obtenção dos parâmetros de um transformador com múltiplos enrolamentos são apresentadas em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 1998). A Figura 2.11 apresenta o modelo de *cantilever* estendido para um transformador de quatro enrolamentos, no qual  $l_{22}$  representa a indutância magnetizante, enquanto as demais indutâncias representam as indutâncias de dispersão.

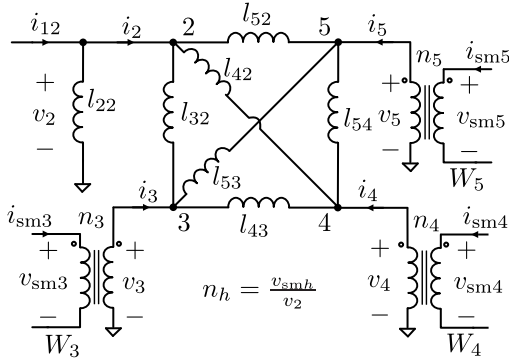


Figura 2.11 – Modelo *cantilever* estendido para um transformador monofásico com quatro enrolamentos.

Adicionando os inversores e uma carga RLC ao circuito equivalente da Figura 2.11, obtém-se a Figura 2.12.

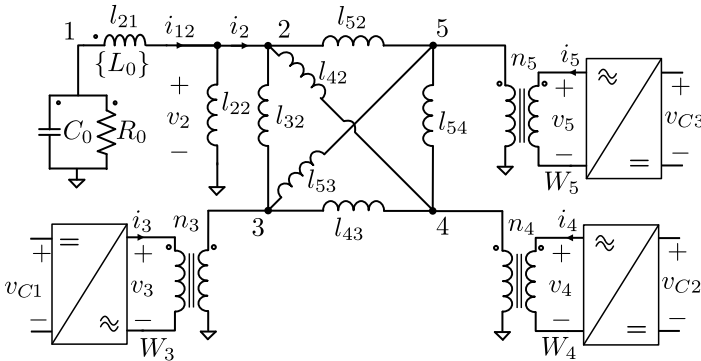


Figura 2.12 – Circuito equivalente *cantilever* estendido do transformador monofásico com quatro enrolamentos, associado aos inversores e à carga RLC.

Considerando cada inversor como uma fonte de tensão, o mecanismo de troca de potência entre eles e a carga pode ser estudado de uma maneira similar à técnica empregada na análise do fluxo de potência de um sistema de potência em regime permanente senoidal. A Figura 2.13 apresenta o sistema de potência equivalente. Cada inversor gera uma tensão controlada em sua saída e, por isso, é

representado por uma barra de geração. A tensão no capacitor de carga é controlada pelo sistema, o que é uma característica de uma barra de carga. A indutância de magnetização também é conectada a uma barra para tornar o equacionamento do sistema consistente. Sendo o número de inversores variável, a contagem das barras se inicia pela barra de carga.

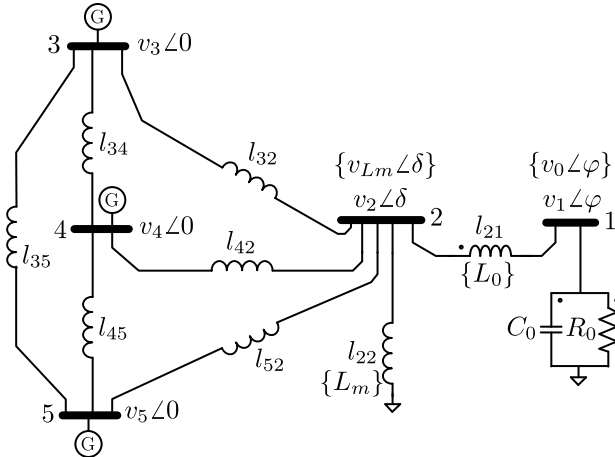


Figura 2.13 – Representação clássica de sistemas de potências aplicada ao modelo *cantilever* do transformador de múltiplos enrolamentos.

A utilização da representação em sistema de potência tem grandes vantagens para o estudo das trocas de potência entre os inversores. Por se tratar de uma topologia modular, a adição de módulos corresponde à adição de barras ao mesmo, o que permite uma abordagem sistemática para o equacionamento da troca de potências ativas e reativas.

O defasamento das portadoras inicialmente pensado para se obter tensão multinível no transformador, promove a troca de potência ativa em alta frequência, o que é atenuado com a adição de um indutor de filtragem  $L_k$  na saída de cada inversor.

A inclusão do indutor de filtragem resulta na inclusão de uma barra por inversor, como mostrado na Figura 2.14, cujo número de barras aumenta para  $n = 8$ .

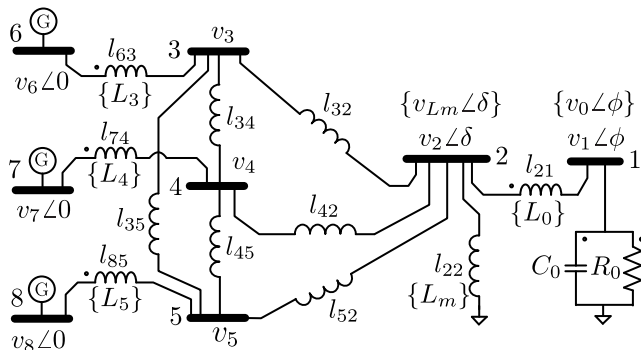


Figura 2.14 – Sistema equivalente considerando 3 inversores e as indutâncias de filtragem.

A inclusão dos indutores de filtragem na saída dos inversores tem como principais objetivos:

- Inibir a troca de potência ativa entre os inversores em alta frequência, devido à estratégia de modulação utilizada<sup>2</sup>;
- Equilibrar a potência processada pelos inversores.

### 2.5.3 Modelo de n-portas do transformador monofásico de múltiplos enrolamentos

Outra possibilidade de investigação do comportamento e efeito da troca de potência entre módulos (ou envolvendo a carga) pode ser realizada utilizando a representação multiportas do transformador de múltiplos enrolamentos (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 1998). A Figura 2.15 apresenta o circuito equivalente utilizado para representar um transformador de quatro enrolamentos.

Por convenção, a carga está conectada no secundário e os inversores em cada primário do transformador.

Cada enrolamento primário é representado por um circuito equivalente Thévenin. A indutância série é igual à combinação em pa-

<sup>2</sup> A causa se deve ao defasamento das portadoras, inicialmente incluído para a obtenção de multiníveis na carga.



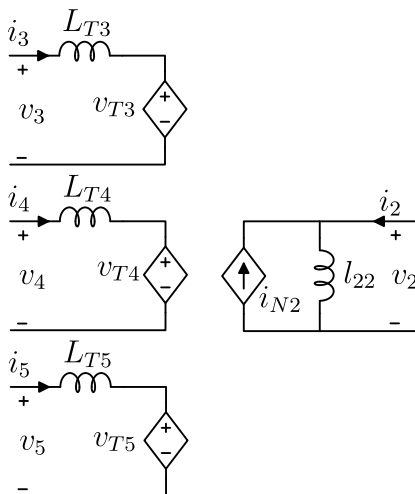


Figura 2.15 – Circuito equivalente de  $n$  portas para o transformador de quatro enrolamentos.

ralelo de todas as indutâncias conectadas ao enrolamento  $k$ , refletidas pela relação de transformação, calculada por:

$$L_{Tk} = n_k^2 \left( l_{k2} \parallel l_{k3} \parallel \dots \parallel l_{k(k-1)} \parallel l_{k(k+1)} \parallel \dots \parallel l_{kN} \right) \quad (2.19)$$

Exemplificando para o caso de três enrolamentos primários:

$$L_{T3} = n_3^2 (l_{32} \parallel l_{34} \parallel l_{35}) \quad (2.20)$$

$$L_{T4} = n_4^2 (l_{42} \parallel l_{43} \parallel l_{45}) \quad (2.21)$$

$$L_{T5} = n_5^2 (l_{52} \parallel l_{53} \parallel l_{54}) \quad (2.22)$$

A fórmula geral para a obtenção das tensões de Thévenin é

apresentada em (2.23).

$$v_{T_k} = \frac{L_{T_k}}{n_k l_{2k}} v_2 + \frac{L_{T_k}}{n_k n_3 l_{3k}} v_3 + \cdots + \frac{L_{T_k}}{n_k n_{(k-1)} l_{(k-1)k}} v_N +$$

$$+ \frac{L_{T_k}}{n_k n_{(k+1)} l_{(k+1)k}} v_N + \cdots + \frac{L_{T_k}}{n_k n_N l_{Nk}} v_N \quad (2.23)$$

Exemplificando para o transformador com 4 enrolamentos, tem-se:

$$v_{T3} = \frac{L_{T3}}{n_3 l_{23}} v_2 + \frac{L_{T3}}{n_3 n_4 l_{43}} v_4 + \frac{L_{T3}}{n_3 n_5 l_{53}} v_5 \quad (2.24)$$

$$v_{T4} = \frac{L_{T4}}{n_4 l_{24}} v_2 + \frac{L_{T4}}{n_4 n_3 l_{34}} v_3 + \frac{L_{T4}}{n_4 n_5 l_{54}} v_5 \quad (2.25)$$

$$v_{T5} = \frac{L_{T5}}{n_5 l_{25}} v_2 + \frac{L_{T5}}{n_5 n_3 l_{35}} v_3 + \frac{L_{T5}}{n_5 n_4 l_{45}} v_4 \quad (2.26)$$

A corrente no secundário do transformador pode ser calculada por (2.27).

$$i_{N2} = \sum_{k=3}^h n_k i_k \quad (2.27)$$

Com as equações acima obtidas, é possível implementar numericamente o modelo apresentado na Figura 2.15. Este modelo é mais adequado para a análise dinâmica da estrutura por utilizar fontes de tensão e corrente para representar o transformador de múltiplos enrolamentos.

## 2.6 OBTENÇÃO DAS GRANDEZAS ELÉTRICAS EM REGIME PERMANENTE

Esta seção tem por finalidade apresentar o equacionamento do ponto de operação em regime permanente do conversor monofásico.

As análises são realizadas considerando as seguintes simplificações.

- Transformador ideal com impedância em série na saída de cada inversor (indutâncias mútuas são desconsideradas conforme estudo apresentado na subseção 2.5.1).
- Aplicação do modelo de *cantilever*, ou seja, considerando as indutâncias mútuas (ver subseção 2.5.2).

Serão considerados os casos particulares com dois e três inversores, em seguida uma generalização.

### 2.6.1 Considerando o circuito equivalente do transformador idealizado

Para uma análise inicial, considera-se o caso em que o transformador é ideal, conforme ilustração da Figura 2.9.

Considerando-se valores eficazes de tensão e corrente, a potência processada em cada módulo é dada por:

$$\bar{S}_k = V_k I_k \cos(\varphi_k - \theta_k) + j V_k I_k \sin(\varphi_k - \theta_k) \quad (2.28)$$

$$P_k = V_k I_k \cos(\varphi_k - \theta_k) \quad (2.29)$$

$$Q_k = V_k I_k \sin(\varphi_k - \theta_k) \quad (2.30)$$

A potência ativa do lado CC é igual a potência ativa processada do lado CA

$$P_k = \frac{\hat{V}_k \hat{I}_k}{2} \cos(\varphi_k - \theta_k) = I_{in} V_{Ck} \quad (2.31)$$

Valores de pico das tensões em cada barra relacionadas com a tensão média no respectivo capacitor:

$$\hat{V}_k = m V_{Ck} \quad (2.32)$$

$$\frac{mV_{Ck}\hat{I}_k}{2} \cos(\varphi_k - \theta_k) = I_{in}V_{Ck}. \quad (2.33)$$

Adotando o ângulo  $\varphi_k$  da tensão de modulação como referência do sistema ( $\varphi_k = 0$ ), tem-se

$$\hat{I}_k \cos(\theta_k) = \frac{2I_{in}}{m} = I_R. \quad (2.34)$$

Considera-se inicialmente apenas dois inversores:

$$\begin{aligned} -n_1\hat{V}_1 + z_1i_1 + (i_1 + i_2)z_0 &= 0 \\ -n_2\hat{V}_2 + z_2i_2 + (i_1 + i_2)z_0 &= 0 \end{aligned} \quad (2.35)$$

obtendo-se,

$$\begin{aligned} -n_1\hat{V}_1 + (z_1 + z_0)i_1 + z_0i_2 &= 0 \\ -n_2\hat{V}_2 + z_0i_1 + (z_0 + z_2)i_2 &= 0. \end{aligned} \quad (2.36)$$

Ao se representar o sistema (2.36) na forma fasorial ( $z_k = R_k + jX_k$  e  $i_k = i_{kR} + ji_{kX}$ ), e separando a parte real da imaginária,

$$\begin{aligned} 0 &= (2R_0 + R_1)i_R - (X_0 + X_1)i_{1X} - X_0i_{2X} - n_1\hat{V}_1 \\ 0 &= (R_0 + R_1)i_{1X} + R_0i_{2X} + (2X_0 + X_1)i_R \\ 0 &= (2R_0 + R_2)i_R - X_0i_{1X} - (X_0 + X_2)i_{2X} - n_2\hat{V}_2 \\ 0 &= R_0i_{1X} + (R_0 + R_2)i_{2X} + (2X_0 + X_2)i_R \\ mV_{in} &= n_1\hat{V}_1 + n_2\hat{V}_2. \end{aligned} \quad (2.37)$$

O conjunto de equações acima pode ser representado na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ mV_{in} \end{bmatrix} = [\mathbf{A}_2] \begin{bmatrix} i_R \\ i_{1X} \\ i_{2X} \\ \hat{V}_1 \\ \hat{V}_2 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Sendo,

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} (2R_0 + R_1) & -(X_0 + X_1) & -X_0 & -n_1 & 0 \\ (2X_0 + X_1) & (R_0 + R_1) & R_0 & 0 & 0 \\ (2R_0 + R_2) & -X_0 & -(X_0 + X_2) & 0 & -n_2 \\ (2X_0 + X_2) & R_0 & (R_0 + R_2) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & n_1 & n_2 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

A resolução do sistema matricial fornece:

$$\begin{aligned} i_{1X} &= mV_{in} \frac{(-4R_0X_0 - R_0X_1 + R_0X_2 - 2R_2X_0 - R_2X_1)}{-\det(\mathbf{A}_2)} n_1 n_2 \\ i_{2X} &= mV_{in} \frac{(4R_0X_0 + R_0X_1 - R_0X_2 + 2R_1X_0 - R_1X_2)}{-\det(\mathbf{A}_2)} n_1 n_2 \\ i_R &= mV_{in} \frac{(R_0R_1 + R_0R_2 + R_1R_2)}{-\det(\mathbf{A}_2)} n_1 n_2 \end{aligned} \quad (2.40)$$

### 2.6.1.1 Caso com três inversores

Neste caso, os três inversores conectados aos transformadores monofásicos ideais (com relação de transformação  $n_1$ ,  $n_2$  e  $n_3$ ), como mostrado na Figura 2.16, são analisados. É obtido o sistema de equações (2.41), considerando fases iniciais iguais ( $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = 0$ ) com resistência de carga de  $R_0$ , sendo  $R_k$  a resistência série e  $L_k$  a indutância série na saída de cada inversor ( $k = 1, 2, 3, \dots, m$ ).

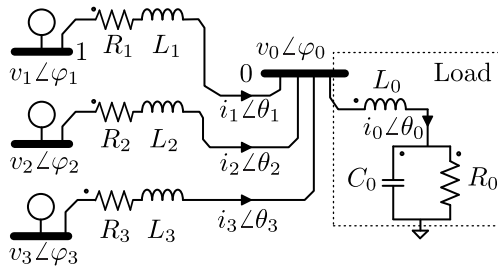


Figura 2.16 – Circuito equivalente com três inversores e um transformador ideal de múltiplos enrolamentos.

$$-n_1 \hat{V}_1 + R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + (i_1 + i_2 + i_3) R_0 = 0 \quad (2.41a)$$

$$-n_2 \hat{V}_2 + R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + (i_1 + i_2 + i_3) R_0 = 0 \quad (2.41b)$$

$$-n_3 \hat{V}_3 + R_3 i_3 + L_3 \frac{di_3}{dt} + (i_1 + i_2 + i_3) R_0 = 0 \quad (2.41c)$$

$$\begin{bmatrix} n_1 \hat{V}_1 \\ n_2 \hat{V}_2 \\ n_3 \hat{V}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} jX_1 + jX_0 + (R_1 + R_0) & jX_0 + R_0 & jX_0 + R_0 \\ jX_0 + R_0 & jX_2 + jX_0 + (R_2 + R_0) & jX_0 + R_0 \\ jX_0 + R_0 & jX_0 + R_0 & jX_3 + jX_0 + (R_3 + R_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_R + j i_{1X} \\ i_R + j i_{2X} \\ i_R + j i_{3X} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ m_o V_{in} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_3} = \underbrace{\begin{bmatrix} (3R_0 + R_1) & -(X_0 + X_1) & -X_0 & -X_0 & -n_1 & 0 & 0 \\ (3X_0 + X_1) & (R_0 + R_1) & R_0 & R_0 & 0 & 0 & 0 \\ (3R_0 + R_2) & -X_0 & -(X_2 + X_0) & -X_0 & 0 & -n_2 & 0 \\ (3X_0 + X_2) & R_0 & (R_0 + R_2) & R_0 & 0 & 0 & 0 \\ (3R_0 + R_3) & -X_0 & -X_0 & -(X_3 + X_0) & 0 & 0 & -n_3 \\ (3X_0 + X_3) & R_0 & R_0 & (R_0 + R_3) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & n_1 & n_2 & n_3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_3} \underbrace{\begin{bmatrix} i_R \\ i_{1X} \\ i_{2X} \\ i_{3X} \\ \hat{V}_1 \\ \hat{V}_2 \\ \hat{V}_3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_3} \quad (2.43)$$

Este sistema de equações pode ser representado na forma matricial  $\mathbf{B}_3 = \mathbf{A}_3 \mathbf{x}_3$  como mostrado em (2.42), onde  $i_R = \Re\{i_k\}$  e  $i_{kX} = \Im\{i_k\}$ . Note a inclusão de uma carga arbitrária ( $R_0 + jX_0$ ). Separa-se a parte real da imaginária e obtém-se a solução conforme o sistema  $\mathbf{x}_3 = \mathbf{A}_3^{-1} \mathbf{B}_3$  em conjunto com (2.43). Os demais parâmetros são obtidos via  $i_k = i_R + j i_{kX}$ ,  $\hat{I}_k = |i_k|$  e  $\theta_k = \arg(i_k)$ .

Para o caso geral com  $n$  sub-módulos, o sistema de equações torna-se  $\mathbf{x}_n = \mathbf{A}_n^{-1} \mathbf{B}_n$ .

### 2.6.2 Considerando as indutâncias de dispersão via análise por fluxo de potência

A análise tem como objetivo obter as variáveis em regime permanente na frequência fundamental do sistema da Figura 2.13, mas pode ser estendida para todas as componentes harmônicas de tensão provenientes das barras de geração.

Considerando que as barras  $a$  e  $b$  sejam dois inversores, para que não troquem potência ativa, as componentes fundamentais de tensão devem estar em fase. A condição de igualdade de fase (E.31) é atendida se o sinal modulador de cada inversor for comum.

Pelo fato de o sistema a ser estudado possuir a peculiaridade das tensões nas saídas dos inversores apresentarem o mesmo ângulo, busca-se uma solução analítica para o fluxo de potência da estrutura apresentada na Figura 2.13, com o intuito de identificar os elementos críticos para o funcionamento adequado do mesmo.

Por conveniência, o ângulo das barras de geração é tomado como referência, sendo igual a zero. As tensões nas barras de geração são definidas em (2.44).

$$V_k = |V_k|_{(k \geq 3)} \quad (2.44)$$

A tensão na barra de carga (barra 1) é definida na expressão (2.45) com ângulo  $\phi$  em relação as barras de geração.

$$V_1 = |V_1| [\cos(\phi) + j \sen(\phi)] \quad (2.45)$$

Sendo comumente utilizado o índice zero para referenciar a carga, a expressão (2.45) é rescrita em (2.46).

$$V_0 = |V_0| [\cos(\phi) + j \operatorname{sen}(\phi)] \quad (2.46)$$

A tensão da barra intermediária entre as barras de geração e a barra de carga, definida em (2.47), recebe o ângulo  $\delta$  em relação as barras de geração.

$$V_2 = |V_2| [\cos(\delta) + j \operatorname{sen}(\delta)] \quad (2.47)$$

Sendo que o indutor que representa a indutância de magnetização do transformador está conectada na barra 2, opta-se, por questão de praticidade, chamá-la de barra  $L_m$ . Assim, a expressão (2.47) é reescrita em (2.48).

$$V_{Lm} = |V_{Lm}| [\cos(\delta) + j \operatorname{sen}(\delta)] \quad (2.48)$$

A potência reativa na barra 2 decorrente da indutância de magnetização do transformador é dada por (2.49).

$$Q_{Lm} = \frac{V_{Lm}^2}{\omega_o L_m} = \frac{V_{Lm} V_{Lm}^*}{\omega_o L_m} \quad (2.49)$$

A representação matricial do sistema de equações  $\mathbf{J} = \mathbf{YV}$  para a solução do fluxo de potência é formado pelo vetor  $\mathbf{J}$  composto das injeções de corrente nas barras (2.50), pela matriz das admitâncias de barra  $\mathbf{Y}$  e pelo vetor de tensões de barra  $\mathbf{V}$ . Mais detalhes sobre a representação matricial são apresentados no apêndice E.

$$J_k = \frac{S_k^*}{V_k^*} = \frac{P_k - jQ_k}{V_k^*} \quad (2.50)$$

Para o caso em que as resistências são desconsideradas, a matriz das admitâncias de barra possui apenas a parte imaginária, formada pela matriz das susceptâncias de barra (2.51).

$$\mathbf{J} = j\mathbf{BV} \quad (2.51)$$



Aplicando em (2.51) o vetor que representa a corrente injetada nas barras e o das tensões de barra para um número  $n$  de barras, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{P_0 - jQ_0}{V_0^*} \\ -jQ_{Lm} \\ \frac{V_{Lm}^*}{V_3} \\ \frac{P_3 - jQ_3}{V_3^*} \\ \vdots \\ \frac{P_h - jQ_h}{V_h^*} \end{bmatrix} = j\mathbf{B} \begin{bmatrix} V_0 \\ V_{Lm} \\ V_3 \\ \vdots \\ V_h \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

Observe que a matriz das susceptâncias de barra para um sistema com  $n$  barras é definida por (2.53).

$$\mathbf{B}_n = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & B_{13} & \cdots & B_{1n} \\ B_{21} & B_{22} & B_{23} & \cdots & B_{2n} \\ B_{32} & B_{32} & B_{33} & \cdots & B_{3n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ B_{n1} & B_{n2} & B_{n3} & \cdots & B_{nn} \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

Para o caso em estudo, formado pelo sistema da Figura 2.13 e considerando a metodologia de obtenção dos parâmetros do transformador monofásico de múltiplos enrolamentos, apresentada no Apêndice D, a matriz (2.53) pode ser representada como (2.54).

$$\mathbf{B}_5 = \begin{bmatrix} B_{11} & -b_{12} & 0 & 0 & 0 \\ -b_{21} & B_{22} & -b_{23} & -b_{24} & -b_{25} \\ 0 & -b_{32} & B_{33} & -b_{34} & -b_{35} \\ 0 & -b_{42} & -b_{43} & B_{44} & -b_{45} \\ 0 & -b_{52} & -b_{53} & -b_{54} & B_{55} \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

A matriz de susceptâncias para o caso estudado (Figura 2.13), com seus valores literais é apresentado em (2.55), conforme estudo

realizado no Apêndice D.

$$\mathbf{B}_5 = \begin{bmatrix} -0,53 & 0,53 & 0 & 0 & 0 \\ 0,53 & -13,90 & 4,45 & 4,28 & 4,71 \\ 0 & 4,45 & -10,60 & 3,74 & 2,45 \\ 0 & 4,28 & 3,74 & -10,40 & 2,38 \\ 0 & 4,71 & 2,45 & 2,38 & -9,54 \end{bmatrix} \frac{1}{\Omega} \quad (2.55)$$

Aplicando, no sistema de equações (2.52), a restrição das portadoras estarem em fase, encontra-se (2.56).

$$\begin{bmatrix} \frac{P_0 - jQ_0}{V_0 \angle -\phi} \\ -jQ_{Lm} \\ \frac{V_{Lm} \angle -\delta}{P_3 - jQ_3} \\ \frac{V_3 \angle 0}{\vdots} \\ \frac{P_h - jQ_h}{V_h \angle 0} \end{bmatrix} = j\mathbf{B} \begin{bmatrix} V_0 (\cos \phi + j \operatorname{sen} \phi) \\ V_{Lm} (\cos \delta + j \operatorname{sen} \delta) \\ V_3 \angle 0 \\ \vdots \\ V_h \angle 0 \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

A injeção de corrente na barra 0 (barra de carga) é igual à (2.57).

$$\frac{P_0 - jQ_0}{V_0 \angle -\phi} = \frac{P_0 \cos \phi + Q_0 \operatorname{sen} \phi}{V_0} + j \frac{P_0 \operatorname{sen} \phi - Q_0 \cos \phi}{V_0} \quad (2.57)$$

Para a barra 2, a injeção de corrente é calculada por (2.58).

$$\frac{-jQ_{Lm}}{V_{Lm} \angle -\delta} = j \frac{V_{Lm} (\cos \delta + j \operatorname{sen} \delta)}{\omega_o L_m} = \frac{V_{Lm} (j \cos \delta - \operatorname{sen} \delta)}{\omega_o L_m} \quad (2.58)$$

A solução do sistema (2.56) é obtida separando a parte real

da imaginária. Desta forma:

$$\Re \left[ \begin{array}{c} \frac{P_0 - jQ_0}{V_0 (\cos \phi - j \operatorname{sen} \phi)} \\ j \frac{V_{Lm} (\cos \delta + j \operatorname{sen} \delta)}{\omega_o L_m} \\ \frac{P_3 - jQ_3}{V_3} \\ \vdots \\ \frac{P_h - jQ_h}{V_h} \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{c} \frac{P_0 \cos \phi + Q_0 \operatorname{sen} \phi}{V_0} \\ - \frac{V_{Lm} \operatorname{sen} \delta}{\omega_o L_m} \\ \frac{P_3}{V_3} \\ \vdots \\ \frac{P_h}{V_h} \end{array} \right] \quad (2.59)$$

$$\Im \left[ \begin{array}{c} \frac{P_0 - jQ_0}{V_0 (\cos \phi - j \operatorname{sen} \phi)} \\ j \frac{V_{Lm} (\cos \delta + j \operatorname{sen} \delta)}{\omega_o L_m} \\ \frac{P_3 - jQ_3}{V_3} \\ \vdots \\ \frac{P_h - jQ_h}{V_h} \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{c} \frac{P_0 \operatorname{sen} \phi - Q_0 \cos \phi}{V_0} \\ \frac{V_{Lm} \cos \delta}{\omega_o L_m} \\ - \frac{Q_3}{V_3} \\ \vdots \\ - \frac{Q_h}{V_h} \end{array} \right] \quad (2.60)$$

Expandindo o lado direito da igualdade formada pelo sistema de equações (2.56), tem-se (2.61).

$$\left[ \begin{array}{c} B_{11} V_0 \operatorname{sen} \phi - B_{12} V_{Lm} \operatorname{sen} \delta + j (B_{11} V_0 \cos \phi + B_{12} V_{Lm} \cos \delta + B_{13} V_3 + \dots + B_{1n} V_n) \\ B_{21} V_0 \operatorname{sen} \phi - B_{22} V_{Lm} \operatorname{sen} \delta + j (B_{21} V_0 \cos \phi + B_{22} V_{Lm} \cos \delta + B_{23} V_3 + \dots + B_{2n} V_n) \\ B_{31} V_0 \operatorname{sen} \phi - B_{32} V_{Lm} \operatorname{sen} \delta + j (B_{31} V_0 \cos \phi + B_{32} V_{Lm} \cos \delta + B_{33} V_3 + \dots + B_{3n} V_n) \\ \vdots \\ B_{n1} V_0 \operatorname{sen} \phi - B_{n2} V_{Lm} \operatorname{sen} \delta + j (B_{n1} V_0 \cos \phi + B_{n2} V_{Lm} \cos \delta + B_{n3} V_3 + \dots + B_{nn} V_n) \end{array} \right] \quad (2.61)$$

Igualando as partes reais de (2.59) com (2.61), obtém-se o

sistema (2.62) a ser resolvido.

$$\begin{bmatrix} \frac{P_0 \cos \phi + Q_0 \sin \phi}{V_0} \\ -\frac{V_0}{V_{Lm} \sin \delta} \\ \frac{\omega_o L_m}{P_3} \\ \frac{P_3}{V_3} \\ \vdots \\ \frac{P_n}{V_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{11} V_0 \sin \phi - B_{12} V_{Lm} \sin \delta \\ B_{21} V_0 \sin \phi - B_{22} V_{Lm} \sin \delta \\ B_{31} V_0 \sin \phi - B_{32} V_{Lm} \sin \delta \\ \vdots \\ B_{n1} V_0 \sin \phi - B_{n2} V_{Lm} \sin \delta \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

De (2.62), a primeira igualdade a ser resolvida é (2.63).

$$\frac{P_0 \cos \phi + Q_0 \sin \phi}{V_0} = B_{11} V_0 \sin \phi - B_{12} V_2 \sin \delta \quad (2.63)$$

Da segunda linha de (2.62) obtém-se:

$$-\frac{V_2 \sin \delta}{\omega_o L_m} = B_{21} V_0 \sin \phi - B_{22} V_2 \sin \delta \quad (2.64)$$

Isolando a tensão na barra 2 da equação (2.64) e atualizando os valores das susceptâncias apresentadas em (2.54), tem-se:

$$V_2 = \frac{B_{21}}{(B_{22} + B_{21})} \frac{V_0 \sin \phi}{\sin \delta} \quad (2.65)$$

Substituindo (2.65) em (2.63), obtém-se o ângulo  $\phi$  da barra de carga.

$$\phi = \arctan \left( \frac{P_0}{\left[ B_{11} - B_{12} \frac{B_{21}}{(B_{22} + B_{21})} \right] V_0^2 - Q_0} \right) \quad (2.66)$$

A equação (2.66) mostra que o ângulo da carga depende da tensão e da potência da carga e das indutâncias do sistema. Devido

à simetria da matriz de susceptâncias (2.54), é possível simplificar as equações utilizando (2.67).

$$B_{11} = B_{21} = B_{12} = \frac{1}{\omega_o l_{21}} \quad (2.67)$$

Reescrevendo a equação do ângulo do carga (2.66) de forma a evidenciar a indutância de carga  $L_0$ , tem-se:

$$\phi = \arctan \left( \frac{-P_0}{\left[ 1 + \frac{1}{\omega_o L_0 (B_{22} + b_{22})} \right] \frac{V_0^2}{\omega_o L_0} + Q_0} \right) \quad (2.68)$$

Assim, as equações (2.66) e (2.68) sintetizam os fatores que determinam o valor do ângulo de carga.

Para se obter a tensão na barra 2, considera-se que a potência ativa trocada entre as barras 1 e 2 é igual a potência ativa consumida na barra 1 (2.69), ou seja, igual a potência de carga.

$$P_{12} = P_0 = \frac{V_0 V_2 \sin(\phi - \delta)}{\omega_o L_0} = \frac{V_0 V_2}{\omega_o L_0} (\sin\phi \cos\delta - \sin\delta \cos\phi) \quad (2.69)$$

Substituindo (2.66) e (2.69) em (2.64), o ângulo  $\delta$  da barra 2 em relação as barras de geração pode ser calculado por (2.70).

$$\delta = \arctan \left( \frac{\sin(\phi)}{\left( \frac{B_{22} + b_{22}}{V_0^2 \sin(\phi)} \right) P_0 \omega_o^2 L_0^2 + \cos(\phi)} \right) \quad (2.70)$$

As demais igualdades do sistema de equações (2.62) apresentam a forma (2.71) que pode ser representada por (2.73) relacionando a potência fornecida em cada módulo pela tensão de saída do mesmo.

$$\frac{P_h}{V_h} = B_{h1}V_0 \sin \phi - B_{h2}V_2 \sin \delta \quad (2.71)$$

$$\frac{P_h}{V_h} = B_{h1}V_0 \sin \phi - B_{h2} \frac{B_{21}V_0 \sin \phi}{(B_{22} + B_{21})} \quad (2.72)$$

$$\frac{P_h}{V_h} = - \left[ B_{h2} \frac{B_{21}}{(B_{22} + B_{21})} \right] V_0 \sin \phi \quad (2.73)$$

Para simplificar a expressão (2.73), define-se uma reatância equivalente (2.74).

$$X_{\text{eq},h0} = - \frac{B_{22} + B_{21}}{B_{h2}B_{21}} \text{ para } h > 2 \quad (2.74)$$

A partir da qual, se obtém a tensão em cada módulo:

$$V_h = P_h \frac{X_{\text{eq},h0}}{V_0 \sin \phi} \quad (2.75)$$

Analogamente, resolvendo o sistema de equações (2.56) considerando a parte imaginária (2.76), encontra-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{P_0 \sin \phi - Q_0 \cos \phi}{V_{Lm} \cos \delta} \\ \frac{V_0}{\omega_o L_m} \\ \frac{Q_3}{V_3} \\ \vdots \\ \frac{-Q_h}{V_h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{11}V_0 \cos \phi + B_{12}V_{Lm} \cos \delta + B_{13}V_3 + \dots + B_{1h}V_h \\ B_{21}V_0 \cos \phi + B_{22}V_{Lm} \cos \delta + B_{23}V_3 + \dots + B_{2h}V_h \\ B_{31}V_0 \cos \phi + B_{32}V_{Lm} \cos \delta + B_{33}V_3 + \dots + B_{3h}V_h \\ \vdots \\ B_{h1}V_0 \cos \phi + B_{h2}V_{Lm} \cos \delta + B_{h3}V_3 + \dots + B_{hh}V_h \end{bmatrix} \quad (2.76)$$

De (2.76), cada linha, a partir da terceira, possui o formato (2.77).

$$\frac{-Q_h}{V_h} = B_{h1}V_0 \cos \phi + B_{h2}V_{Lm} \cos \delta + B_{h3}V_3 + \dots + B_{hh}V_h \quad (2.77)$$

Aplicando os valores anteriormente calculados, a potência reativa é obtida por (2.78).

$$Q_h = -V_h \left( B_{h1} V_1 \cos \phi + B_{h2} V_2 \cos \delta + \sum_{k=3}^n B_{hk} V_k \right) \quad (2.78)$$

Observa-se que as relações anteriormente desenvolvidas são válidas quando as resistências do circuito são negligenciáveis.

As equações finais obtidas permitem obter os valores de operação em regime permanente, considerando as indutâncias mútuas e a magnetizante.

## 2.7 ANÁLISE DAS TENSÕES NOS CAPACITORES DE BARRAMENTO

### 2.7.1 Relação da potência ativa com a tensão nos capacitores

A distribuição uniforme de potência ativa entre os módulos é desejada, uma vez que busca-se a igualdade de esforços entre os inversores. Uma breve investigação é realizada com o auxílio da Figura 2.17. Cada um dos inversores monofásicos individuais alimenta uma carga que processa potência ativa e reativa.

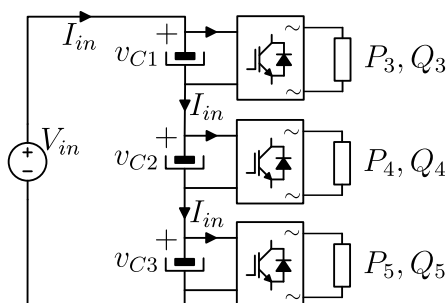


Figura 2.17 – Distribuição das potências ativas e reativas entre os módulos.

Considerando apenas a componente contínua da tensão e da corrente na fonte de tensão contínua  $V_{in}$ , pode-se escrever a equação

(2.79), que representa a potência na entrada do sistema.

$$P_{in} = V_{in}I_{in} \quad (2.79)$$

Como a potência total de entrada  $P_{in}$  é igual ao somatório das potências de entrada de cada módulo, pode-se escrever a expressão (2.80).

$$P_{in} = P_3 + P_4 + \dots + P_h = V_{in}I_{in} \quad (2.80)$$

A tensão de entrada pode ser substituída pelo somatório das tensões nos capacitores de cada inversor. Portanto, a partir de (2.80) pode-se obter (2.81).

$$P_{in} = (V_{C1} + V_{C2} + \dots + V_{Ck})I_{in} \quad (2.81)$$

Expandindo a equação (2.81) obtém-se a expressão (2.82).

$$P_{in} = V_{C1}I_{in} + V_{C2}I_{in} + \dots + V_{Ck}I_{in} \quad (2.82)$$

Assim, a potência ativa processada em cada módulo é igual à tensão sobre o capacitor multiplicada pela corrente de entrada, de acordo com a expressão (2.83).

$$P_h = V_{Ck}I_{in} \quad (2.83)$$

A tensão sobre cada um dos capacitores pode ser obtida em função da potência drenada pelo inversor dividida pela potência total de entrada, como representa a expressão (2.84).

$$V_{Ck} = V_{in} \left( \frac{P_h}{P_{in}} \right) \quad (2.84)$$

A expressão (2.84) mostra que o equilíbrio de tensão nos capacitores de barramento pode ser atingido garantindo o equilíbrio das potências ativas processadas pelos inversores.



## 2.8 SIMULAÇÃO DO SISTEMA MONOFÁSICO

Simulações são realizadas com o intuito de verificar a operação adequada do conversor e de comprovar alguns aspectos do equacionamento desenvolvido. Os parâmetros de simulação utilizados são descritos na Subseção 2.8.1.

O equacionamento referente ao auto balanço das tensões nos capacitores (ver Subseção 2.4) é verificado na Subseção 2.8.2.

### 2.8.1 Parâmetros utilizados para a simulação do SP-ISHB

Os parâmetros adotados para a simulação do conversor são apresentados na Tabela 2.1. A Tabela 2.2 lista os parâmetros medidos nos ensaios de curto-circuito e a vazio (ver Apêndice D). A nomenclatura das indutâncias se referem à Figura 2.12, assim como o modelo implementado no simulador. Para a situação na qual a indutância de filtragem são adicionadas, deve-se considerar a Figura 2.14.

Tabela 2.1 – Valores obtidos para simulação da versão monofásico do conversor.

Parâmetro	Valor	Descrição
$P_0$	5 kW	Potência nominal de saída
$V_0$	220 V	Tensão RMS nominal de saída
$V_{in}$	1200 V	Tensão média de entrada
$f_s$	20 kHz	Frequência de comutação
$f_o$	60 Hz	Frequência fundamental
$C_k$	1020 $\mu$ F	Valor dos capacitores de barramento
$R_0$	32 $\Omega$	Resistência de carga
$C_0$	15 $\mu$ F	Capacitância de carga
$L_0$	5 mH	Indutância de carga
$L_k$	1 mH	Indutância de filtragem
$n_k$	1:1:1:1	Relação de transformação
$k$	3	Número de inversores (sub-módulos)

Tabela 2.2 – Parâmetros medidos do transformador monofásico de quatro enrolamentos.

Parâmetros	Valor
$l_{22}$	264 mH
$l_{23}$ ou $l_{32}$	596 $\mu$ H
$l_{24}$ ou $l_{42}$	619 $\mu$ H
$l_{25}$ ou $l_{52}$	563 $\mu$ H
$l_{34}$ ou $l_{43}$	710 $\mu$ H
$l_{35}$ ou $l_{53}$	1081 $\mu$ H
$l_{45}$ ou $l_{54}$	1116 $\mu$ H

### 2.8.2 Mecanismo de auto balanço das tensões nos capacitores

Para verificar o mecanismo de auto balanço, uma simulação é realizada com os valores da Tabela 2.1, tensões iniciais desbalanceadas (450 V, 400 V and 350 V) e modulação PSCPWM. Como mostrado na Figura 2.18, as tensões nos capacitores atingem o ponto de equilíbrio após 25 ms, sem nenhuma estratégia de controle.

## 2.9 CONCLUSÕES

Este capítulo apresentou o estudo teórico da versão monofásica do conversor proposto utilizando um transformador monofásico de quatro enrolamentos. Analisou-se a modulação a ser empregada, o circuito equivalente do transformador e a distribuição de potência entre as partes constituintes do sistema.

A modulação por largura de pulso senoidal com portadoras defasadas (PSCPWM) de três níveis foi escolhida por manter todos os interruptores comutando durante um período de comutação, possibilitando o equilíbrio de carga e descarga dos capacitores e a manutenção da tensão no barramento CC. Observou-se que qualquer modulação que garanta o equilíbrio de carga e descarga dos capacitores pode ser empregada para modular a topologia.

O circuito equivalente do transformador de múltiplos enrolamentos adotado é apresentado em (ERICKSON; MAKSIMOVIC,

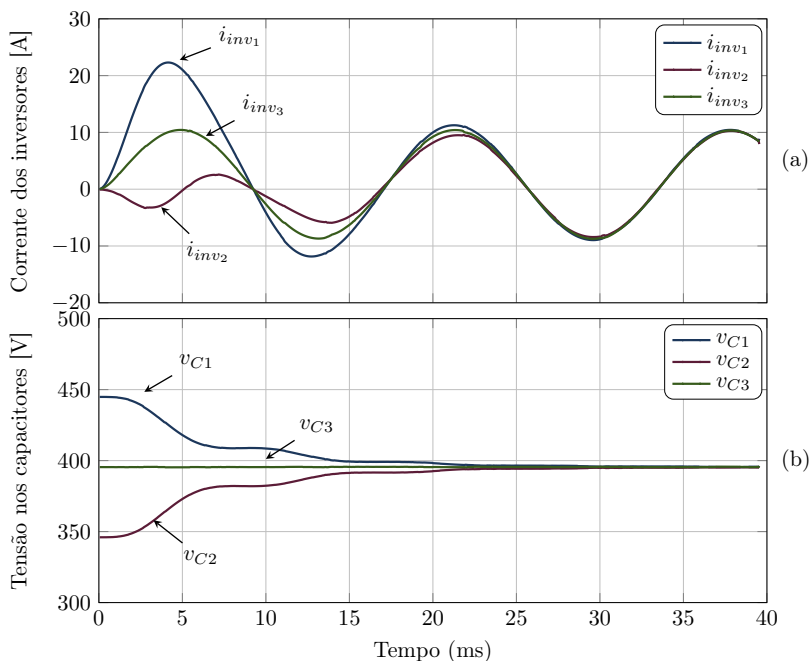


Figura 2.18 – Resultado da simulação para capacitores inicialmente desbalanceados em tensão. (a) Corrente de saída em cada inversor, (b) Tensão sobre os capacitores.

1998). A razão desta escolha está na possibilidade de interpretar o circuito equivalente do conversor como um sistema de potência, além de conter uma metodologia sistemática para medição dos parâmetros em laboratório.

A principal preocupação desta seção foi a distribuição de potência ativa de forma igualitária entre os inversores. A potência ativa processada em cada módulo está diretamente relacionada a tensão CC do respectivo capacitor de entrada. A troca de potência ativa entre os inversores é evitada garantindo a mesma fase do sinal modulador comum entre os inversores. A solução analítica do fluxo de potência é obtida, sendo possível relacionar a potência ativa processada por inversor com os parâmetros do sistema.

A troca de potência ativa em alta frequência pode ser anali-

sada com o modelo apresentado para frequência fundamental, conforme resultados apresentados no capítulo a seguir.

## CAPÍTULO 3

---

# VERIFICAÇÃO POR EXPERIMENTAÇÃO DA TOPOLOGIA MONOFÁSICA (SP–ISHB)

---

*“It is one’s duty to make the most of the best that is in him.”*

Duncan Stuart

### 3.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem como objetivo fazer a verificação experimental da topologia monofásica estudada. Os principais objetivos da implementação prática são:

- Comprovar a viabilidade da topologia estudada em termos de estabilidade e equilíbrio de potência processada entre os inversores;
- Validar o sincronismo dos sinais moduladores e portadores.

### 3.2 DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO

Uma breve descrição das partes principais do protótipo com três sub-módulos construído com as especificações da Tabela 3.1 e testado são apresentadas a seguir.

Tabela 3.1 – Valores de especificação do protótipo monofásico.

Parâmetro	Valor	Descrição
$P_0$	5 kW	Potência nominal de saída
$V_0$	220 V	Tensão RMS nominal de saída
$V_{in}$	1200 V	Tensão média de entrada
$f_s$	20 kHz	Frequência de comutação
$f_o$	60 Hz	Frequência fundamental
$C_k$	1020 $\mu$ F	Valor dos capacitores de barramento
$R_0$	32 $\Omega$	Resistência de carga
$C_0$	15 $\mu$ F	Capacitância de carga
$L_0$	5 mH	Indutância de carga
$L_k$	1 mH	Indutância de filtragem
$n_k$	1:1:1:1	Relação de transformação
$k$	3	Número de inversores (sub-módulos)

#### 3.2.1 Módulos inversores

Os módulos inversores utilizados no protótipo são fornecidos pelo fabricante SUPPLIER (ver Figura 3.1). O modelo adquirido é o

SPCIM-450-60-20 que possui potência nominal de 4,50kVA, frequência de chaveamento nominal de 20kHz<sup>1</sup>, capacitância equivalente dos capacitores de barramento de 1020 $\mu$ F com tensão máxima de 800V e corrente nominal de saída de 30A.

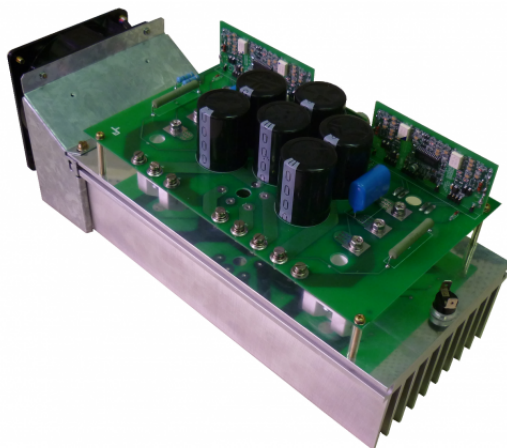


Figura 3.1 – Módulo SPCIM-450-60-20 adquirido da SUPPLIER.

### 3.2.2 Processador digital

O processador digital escolhido para acionar os inversores e o sistema é o dsPIC33EP64MC502 da microchip. Algumas características justificam a sua escolha, dentre elas o fato de possuir um módulo eCAN, possibilitando uma lógica de controle e gerência dos módulo mais completa<sup>2</sup>.

### 3.2.3 Lógica de sincronismo e intercomunicação

A Figura 3.2 apresenta a lógica de sincronismo e intercomunicação entre os módulos inversores. Os demais microcontroladores recebem o índice de modulação médio e são chamados de dsPICs escravos.

<sup>1</sup> Operou-se os inversores com 20 kHz, em aplicações de média tensão, as frequências de comutação são inferiores, tipicamente um décimo deste valor.

<sup>2</sup> Código fonte disponível em: <<https://github.com/AdrianoRuseler/SP-ISHB-T>>

O sincronismo dos sinais portadores é realizado por interrupção via alteração de nível lógico no pino externo gerado por pulsos provenientes do dsPIC mestre. Esse sincronismo é necessário para implementar o modulador proposto e assim obter multiníveis na carga<sup>3</sup>, considerando o transformador ideal.

O sincronismo do sinal modulador é obtido via comunicação CAN, necessário para evitar a troca de potência ativa entre os módulos inversores em baixa frequência.

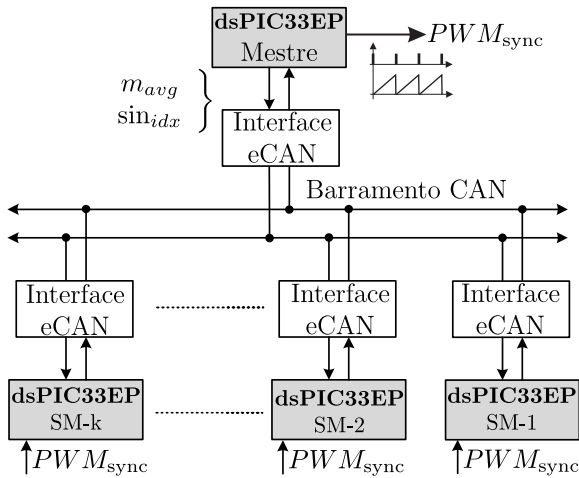


Figura 3.2 – Diagrama de blocos da intercomunicação dos inversores.

### 3.2.4 Transformador monofásico de 4 enrolamentos

O transformador monofásico de quatro enrolamentos utilizado possui núcleo de ferro-silício. Os parâmetros levantados, conforme metodologia apresentada no Apêndice D, formam os termos

<sup>3</sup> Ao se operar o módulo PWM do dsPIC com sincronismo via pulsos externos limita-se ao uso de portadoras dente de serra.



da matriz (3.1) das susceptâncias de barra.

$$\mathbf{B}_5 = \begin{bmatrix} -0,53 & 0,53 & 0 & 0 & 0 \\ 0,53 & -13,90 & 4,45 & 4,28 & 4,71 \\ 0 & 4,45 & -10,60 & 3,74 & 2,45 \\ 0 & 4,28 & 3,74 & -10,40 & 2,38 \\ 0 & 4,71 & 2,45 & 2,38 & -9,54 \end{bmatrix} \frac{1}{\Omega} \quad (3.1)$$

### 3.2.5 Fonte CC de entrada com 1200 V

Devido à ausência de fontes CC de média tensão com potência em torno de 20kW no laboratório, optou-se por construir um retificador de 18 pulsos com um auto-transformador variador de tensão (Varivolt) na entrada para ajustar a tensão de saída.

A Figura 3.3 apresenta a estrutura do retificador de 18 pulsos delta zigue-zague implementada, em conjunto com os inversores, transformador de múltiplos enrolamentos e carga.

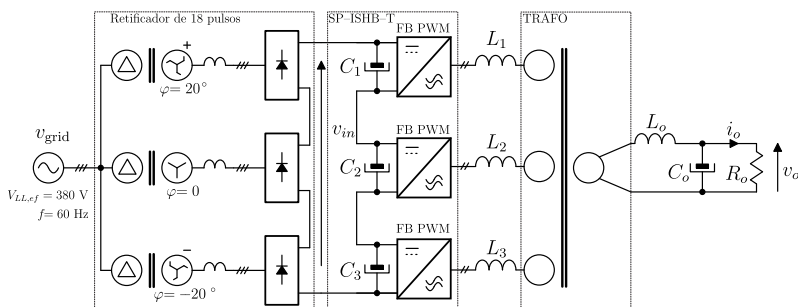


Figura 3.3 – Retificador de 18 pulsos delta zigue-zague com saída série conectado ao protótipo monofásico.

## 3.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais obtidos são apresentados e buscam validar o estudo teórico desenvolvido, assim como viabilizar a prospecção de novos problemas na realização da versão trifásica.



Figura 3.4 – Foto do protótipo monofásico SP-ISHB-T.

### 3.3.1 Sincronismo entre as portadoras

O sincronismo entre as portadoras é realizado via pulsos gerados no módulo PWM do dsPIC mestre. Cada dsPIC escravo recebe estes pulsos gerando interrupções via pino externo, as quais são utilizadas para sincronizar o módulo PWM. Este sincronismo é fundamental para defasar os três níveis de cada inversor, resultando em multiníveis de tensão na carga, supondo transformador ideal.

A Figura 3.5 apresenta resultados experimentais da transmissão de um pacote de dados via comunicação CAN, assim como o pulso enviado pelo dsPIC mestre para sincronizar as portadoras. As portadoras estão defasadas de 60 graus, entre os módulos.

### 3.3.2 Proteção do conversor

Com o uso da comunicação CAN, existe a possibilidade de coordenar a operação dos inversores de uma forma mais completa e eficiente, uma vez que cada módulo de comunicação CAN pode receber um endereço específico. Tendo isso em mente, cada inversor investiga o seu estado de operação, e caso identifique algum problema, o reporta para o dsPIC mestre.

A proteção sincronizada entre os módulos via comunicação

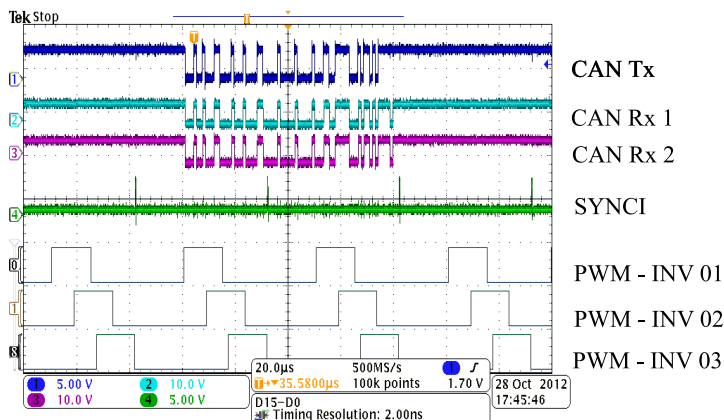


Figura 3.5 – Sincronismo entre as portadoras e transmissão de um pacote de dados via comunicação CAN.

CAN é mostrada na Figura 3.6. Quando a tensão de leitura em um dos conversores analógico digital (ADC) presente em um dsPIC escravo ultrapassa determinado valor, uma mensagem é enviada para o dsPIC mestre, que toma a decisão mais adequada. Neste caso, todos os módulos PWM são desativados.

Observa-se que um único barramento de comunicação CAN é realizado, assim, todas as mensagens são submetidas à logicas de prioridade e somente serão enviadas se o barramento estiver livre.

### 3.3.3 Sincronismo entre os sinais moduladores

O sincronismo dos sinais moduladores é realizado via comunicação CAN. Cada dsPIC gera o sinal modulador por busca recursiva em tabela. O ponteiro da tabela é incrementado a cada período de amostragem, e seu valor é corrigido por mensagem, via comunicação CAN, de forma a manter todos os índices em sincronismo. A mensagem é recebida a cada cinco amostragens, sendo este intervalo medido e corrigido antes da verificação de sincronismo<sup>4</sup>.

<sup>4</sup> A solução de geração e sincronismo dos pulsos comando utilizando microcontroladores e comunicação CAN, mostrou-se ser relativamente complexa e pouco robusta. Para estudos futuros, sugere-se o uso de FPGAs.

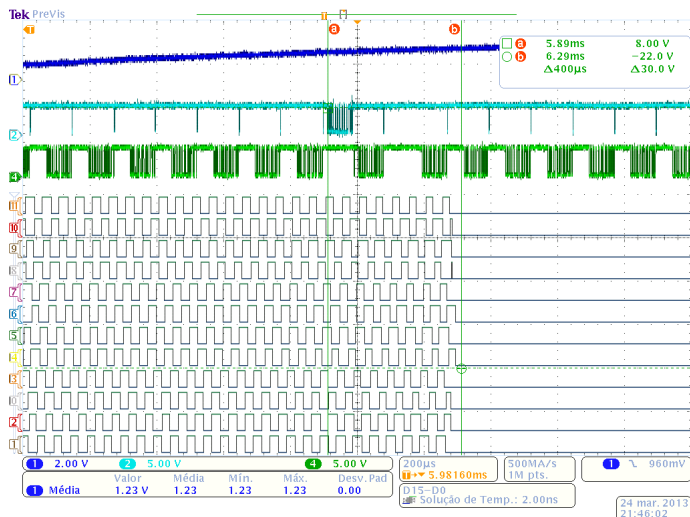


Figura 3.6 – Sincronismo entre as portadoras e transmissão de um pacote de dados via protocolo de comunicação CAN.

A Figura 3.7 apresenta a tensão de saída dos inversores e a corrente na carga, sendo possível a verificação de que o sinal modulante está em fase comprovando o adequado sincronismo dos moduladores. Também valida a defasagem e o sincronismo das portadoras e do sinal modulador, por consequência dos sete níveis obtidos pela soma das tensões de saída dos inversores.

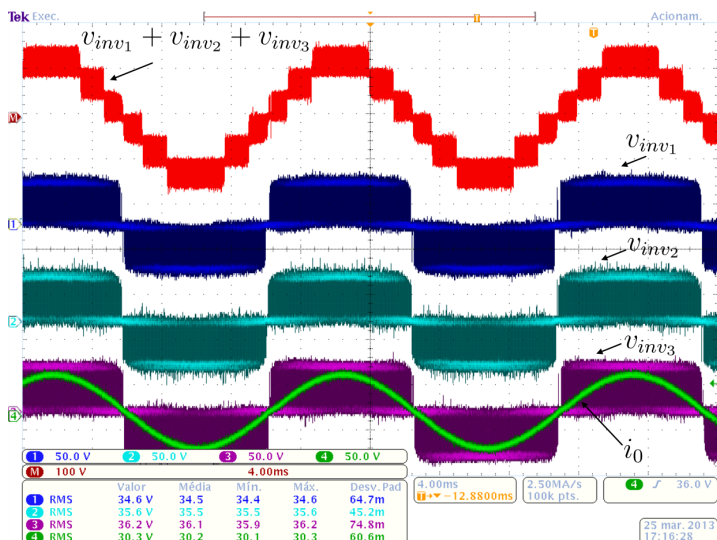


Figura 3.7 – CH1: Tensão na saída do inversor 01 ( $v_{inv1}$ ). CH2: Tensão na saída do inversor 02 ( $v_{inv2}$ ). CH3: Tensão na saída do transformador ( $v_{inv3}$ ). CH4: Corrente na saída do transformador ( $i_0$ ). M: Somatório das tensões de saída dos inversores.

### 3.3.4 Não idealidades do transformador monofásico utilizado

Medindo-se a tensão na saída do transformador, observa-se que os multiníveis de tensão não estão presentes (ver  $v_0$  na Figura 3.8). Isso se deve às características construtivas do transformador.

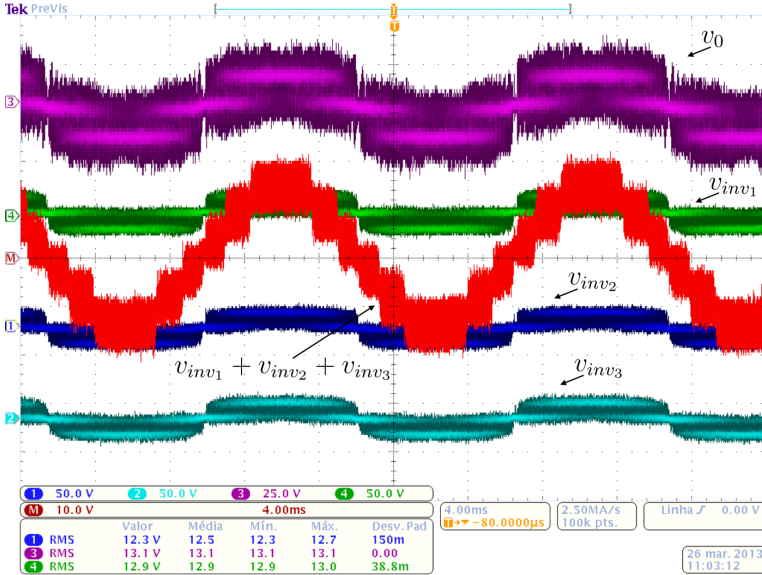


Figura 3.8 – CH1: Tensão na saída do inversor 02 ( $v_{inv2}$ ). CH2: Tensão na saída do inversor 03 ( $v_{inv3}$ ). CH3: Tensão na saída do transformador ( $v_0$ ). CH4: Tensão na saída do inversor 01 ( $v_{inv1}$ ). M: Somatório das tensões de saída dos inversores.

Um ampliação na Figura 3.8 mostra que as componentes em alta frequência não são igualmente atenuadas ou transmitidas para o secundário do transformador. Na Figura 3.9 apenas um inversor interfere em alta frequência na saída, no caso, apenas a variação em alta frequência da tensão de saída do inversor 02 ( $v_{inv2}$ ) é refletida para a tensão de saída do transformador ( $v_0$ ).

Ao se alterar o inversor conectado a um dos primários do transformador, a interferência em alta frequência se repete, evidenciando que o fenômeno está associado unicamente às características físicas e construtivas do transformador. Pela Figura 3.10, a troca

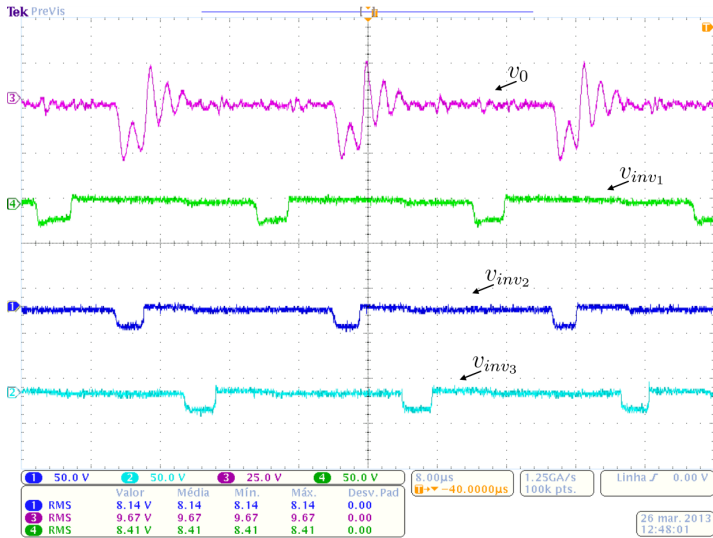


Figura 3.9 – Detalhe nas tensões dos enrolamentos do transformador. CH1: Tensão na saída do inversor 02 ( $v_{inv2}$ ). CH2: Tensão na saída do inversor 03 ( $v_{inv3}$ ). CH3: Tensão na saída do transformador ( $v_0$ ). CH4: Tensão na saída do inversor 01 ( $v_{inv1}$ ).

de inversores evidência que este efeito está associado a determinado enrolamento, no caso, apenas a variação em alta frequência da tensão de saída do inversor 03 ( $v_{inv3}$ ) é refletida para a tensão de saída do transformador ( $v_0$ ).

### 3.3.5 Corrente na saída dos módulos sem indutância de filtragem

Medindo-se a corrente na saída dos inversores com valores de 9,50 A, 16 A e 10,30 A (ver Figura 3.11), observa-se um considerável desequilíbrio<sup>5</sup>.

Medindo-se as correntes nas saídas dos inversores e comparando-as com a corrente na carga, segundo a Figura 3.12, observa-se um valor 80% inferior ao valor medido das correntes na saída dos inversores sem o indutor de filtragem. Uma forma de explorar a causa

<sup>5</sup> Conforme verificado posteriormente, este fenômeno se deve ao defasamento das portadoras. Para trabalhos futuros sugere-se o uso de portadoras em fase.

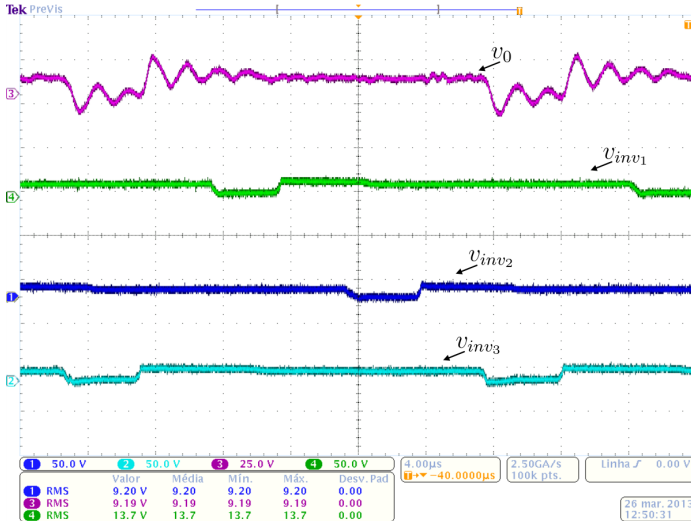


Figura 3.10 – Detalhe nas tensões dos enrolamentos do transformador. CH1: Tensão na saída do inversor 02 ( $v_{inv2}$ ). CH2: Tensão na saída do inversor 03 ( $v_{inv3}$ ). CH3: Tensão na saída do transformador ( $v_0$ ). CH4: Tensão na saída do inversor 01 ( $v_{inv1}$ ).

deste fenômeno é analisando a amplitude do espectro harmônico das correntes na saída de cada unidade, apresentado na Figura 3.13.

O fenômeno ocorrido na Figura 3.12 é explicado analisando o conteúdo harmônico. O defasamento das portadoras imposto pela modulação e a amplitude no dobro da frequência de modulação apresentada, implica na troca de potência ativa entre os inversores principalmente para frequência igual ao dobro da frequência de comutação. A solução proposta foi adicionar indutâncias de filtragem na saída de cada inversor<sup>6</sup>.

### 3.3.6 Inclusão da indutância de filtragem na saída dos inversores

A inclusão da indutância de filtragem na saída dos inversores se faz necessária para evitar a troca de potência ativa em alta frequência.

<sup>6</sup> Arbitrou-se o uso de uma indutância de 1 mH.



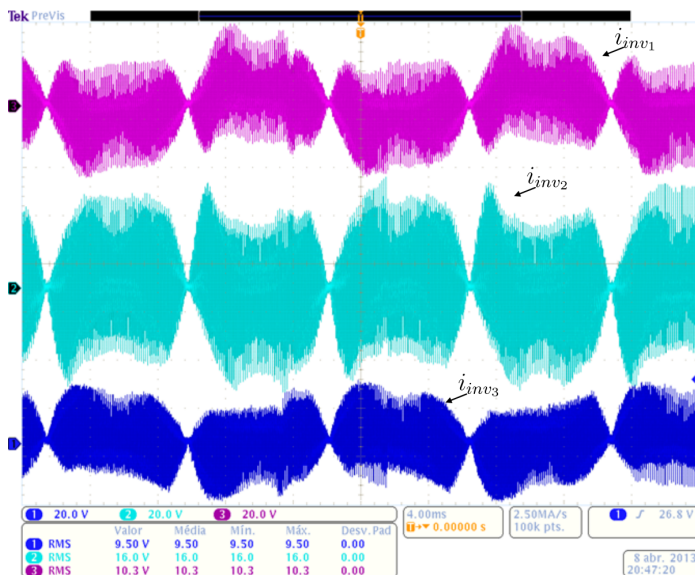


Figura 3.11 – Correntes nas saídas de cada inversor. CH1: Corrente na saída do inversor 03 ( $v_{inv3}$ ). CH2: Corrente na saída do inversor 02 ( $v_{inv2}$ ). CH3: Corrente na saída do inversor 01 ( $v_{inv1}$ ).

O espectro harmônico das correntes na entrada e saída do transformador<sup>7</sup> (ver Figura 3.14) é apresentado na Figura 3.15. As componentes de terceira, quinta e sétima ordem são provenientes da magnetizante do transformador e a taxa de distorção do sinal modulador utilizado.

As tensões geradas pelos inversores, assim como a sua soma matemática, são apresentadas na Figura 3.16, e o seu espectro harmônico na Figura 3.17.

O espectro harmônico da corrente de entrada do conversor é apresentado na Figura 3.18. Observe a componente em 120 Hz gerada pelo processamento de potência na forma monofásica<sup>8</sup>.

<sup>7</sup> Observa-se uma deformação nas correntes de saída dos inversores, cuja origem não é comprovada, porém suspeita-se da imprecisão no sincronismo via comunicação CAN.

<sup>8</sup> Alguns dos harmônicos gerados se devem a magnetizante do transformador.

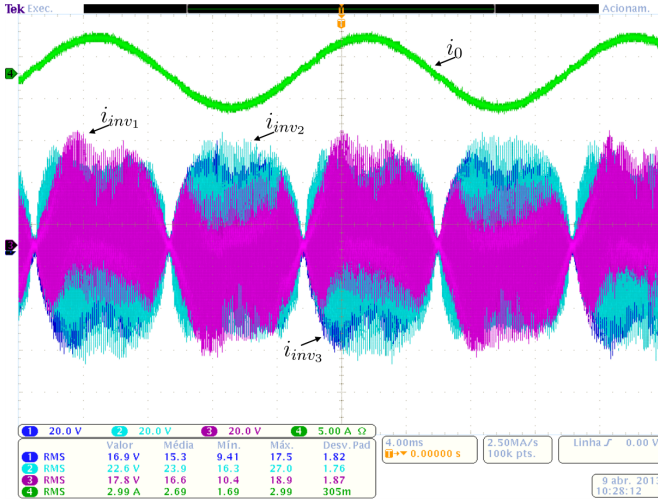


Figura 3.12 – Corrente na carga e correntes nas saídas dos inversores. CH1: Corrente na saída do inversor 03 ( $v_{inv3}$ ). CH2: Corrente na saída do inversor 02 ( $v_{inv2}$ ). CH3: Corrente na saída do inversor 01 ( $v_{inv1}$ ). CH4: Corrente na carga ( $i_0$ ).

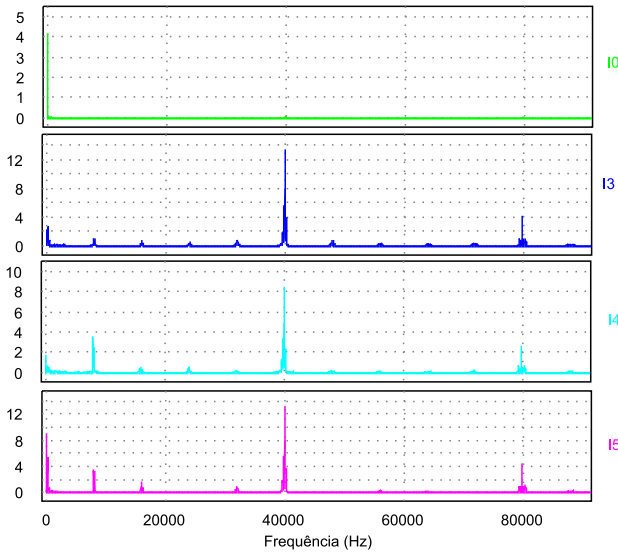


Figura 3.13 – Componente harmônico da corrente na saída dos inversores.

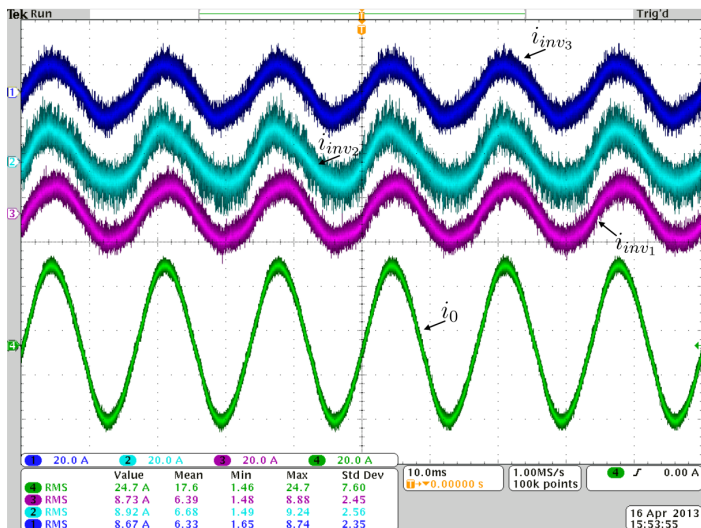


Figura 3.14 – Correntes nas saídas dos inversores e corrente na carga com a inclusão da indutância de filtragem. CH1: Corrente na saída do inversor 03 ( $v_{inv3}$ ). CH2: Corrente na saída do inversor 02 ( $v_{inv2}$ ). CH3: Corrente na saída do inversor 01 ( $v_{inv1}$ ). CH4: Corrente na carga ( $i_0$ ).

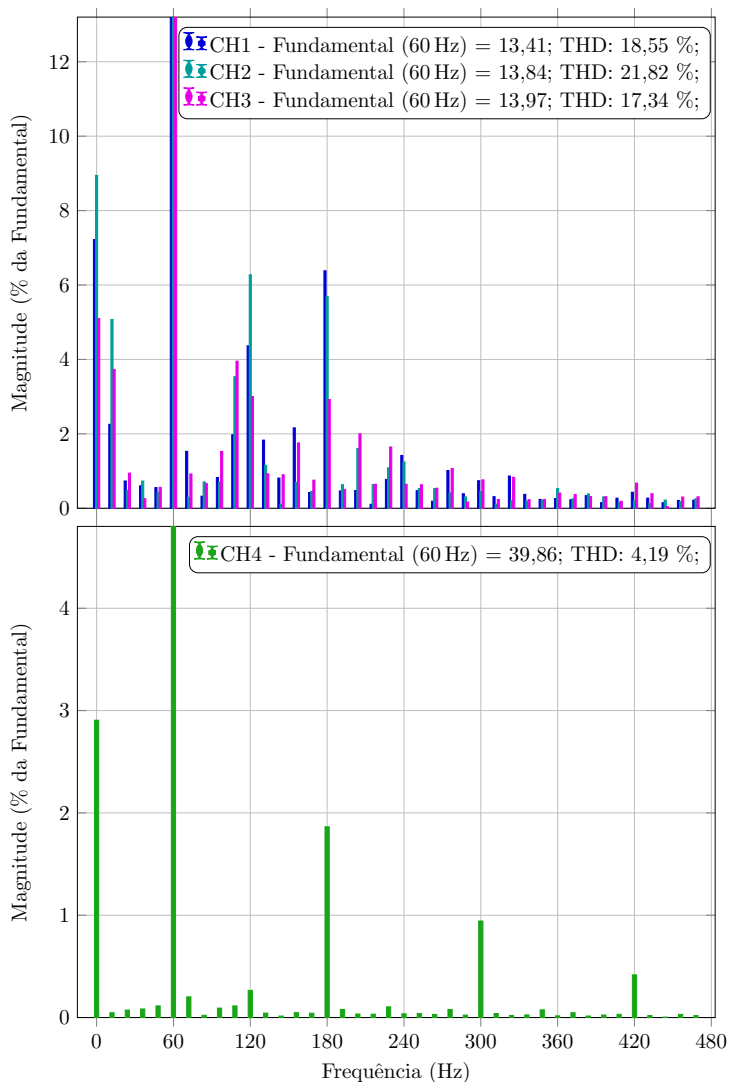


Figura 3.15 – Conteúdo harmônico das correntes de saída dos inversores considerando a indutância de filtragem. CH1: Corrente na saída do inversor 03 ( $v_{inv3}$ ). CH2: Corrente na saída do inversor 02 ( $v_{inv2}$ ). CH3: Corrente na saída do inversor 01 ( $v_{inv1}$ ). CH4: Corrente na carga ( $i_0$ ).

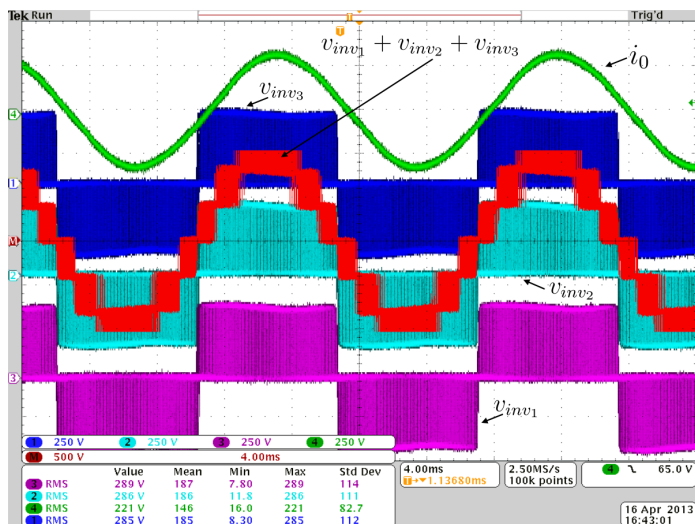


Figura 3.16 – Tensões na saídas dos inversores e tensão na carga para condição de potência nominal.

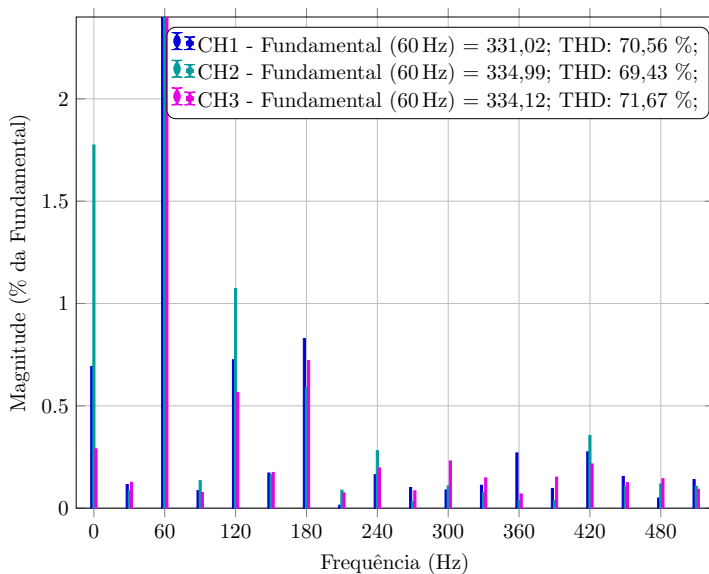


Figura 3.17 – Espectro harmônico das tensões geradas na saída dos inversores. CH1: Corrente na saída do inversor 03 ( $v_{inv3}$ ). CH2: Corrente na saída do inversor 02 ( $v_{inv2}$ ). CH3: Corrente na saída do inversor 01 ( $v_{inv1}$ ).

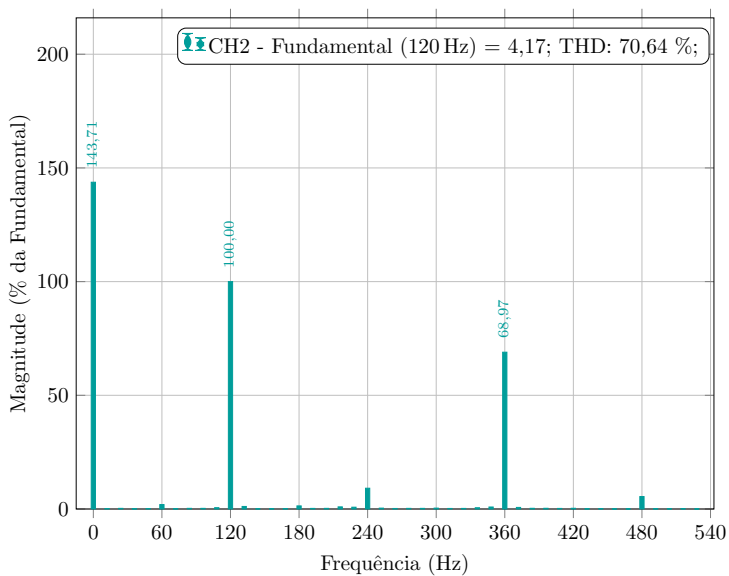


Figura 3.18 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada CC.

### 3.3.7 Distribuição da potência processada de cada módulo

Para observar a distribuição de potência entre os módulos, mede-se a corrente e a tensão na entrada e na saída de cada inversor. Utiliza-se o equipamento da YOKOGAWA, modelo WT1800, garantindo fidelidade e precisão nas medições.

As tabelas abaixo apresentam os resultados dos ensaios para tensão de barramento nominal (ver Tabela 3.2), para 900 V (ver Tabela 3.3), para 600 V (ver Tabela 3.5) e para 300 V (ver Tabela 3.5).

Tabela 3.2 – Tensão, corrente e potências nos módulos na potência nominal.

	Saída			Entrada		
	INV 01	INV 02	INV 03	INV 01	INV 02	INV 03
Vrms [V]	287,65	288,51	288,96	399,39	399,48	398,51
Irms [A]	9,92	9,91	10,20	7,18	7,18	7,18
P [kW]	-2,26	-2,28	-2,28	-2,37	-2,38	-2,36
S [kVA]	2,34	2,30	2,43	2,95	2,96	2,93
Q [kvar]	-0,63	-0,31	-0,86	-1,76	-1,76	-1,75

Tabela 3.3 – Tensão, corrente e potências nos módulos para 300 V no capacitor de entrada de cada inversor.

	Saída			Entrada		
	INV 01	INV 02	INV 03	INV 01	INV 02	INV 03
Vrms [V]	215,32	216,41	215,33	298,17	299,77	297,00
Irms [A]	7,42	7,57	7,24	5,02	5,02	5,02
P [kW]	-1,27	-1,28	-1,28	-1,33	-1,34	-1,33
S [kVA]	1,30	1,25	1,25	1,65	1,66	1,65
Q [kvar]	-0,27	0,33	0,00	-0,98	-0,98	-0,98

Tabela 3.4 – Tensão, corrente e potências nos módulos para 200V no capacitor de entrada de cada inversor.

	Saída			Entrada		
	INV 01	INV 02	INV 03	INV 01	INV 02	INV 03
Vrms [V]	143,84	144,59	144,62	199,79	200,61	198,79
Irms [A]	4,82	4,90	5,13	3,06	3,06	3,06
P [kW]	-0,57	-0,57	-0,57	-0,60	-0,60	-0,60
S [kVA]	0,56	0,57	0,60	0,74	0,75	0,74
Q [kvar]	0,00	0,00	-0,19	-0,44	-0,44	-0,43

Tabela 3.5 – Tensão, corrente e potências nos módulos para 100V no capacitor de entrada de cada inversor.

	Saída			Entrada		
	INV 01	INV 02	INV 03	INV 01	INV 02	INV 03
Vrms [V]	70,44	70,87	70,52	98,36	98,79	97,35
Irms [A]	2,36	2,43	2,41	1,73	1,73	1,73
P [kW]	-0,13	-0,14	-0,14	-0,14	-0,14	-0,14
S [kVA]	0,14	0,14	0,14	0,18	0,18	0,18
Q [kvar]	-0,02	0,04	-0,03	-0,11	-0,11	-0,11

A Figura 3.19 apresenta o erro relativo para diferentes tensões médias de barramento em cada capacitor, observa-se que o erro é baixo para condições nominais (0,20 %) e aumenta a medida em que a tensão diminui (0,80 %).

A Figura 3.20 compara o erro relativo das potências ativas de saída dos inversores, assim como as tensões de barramento, o erro relativo é baixo.

A maior desigualdade em termos relativos pode ser vista no valor eficaz da corrente de saída dos inversores (ver Figura 3.21), mostrando que caso uma estratégia de controle seja implementada, controlar as correntes dos inversores é mais crítico do que o controlar a tensão nos capacitores de barramento.



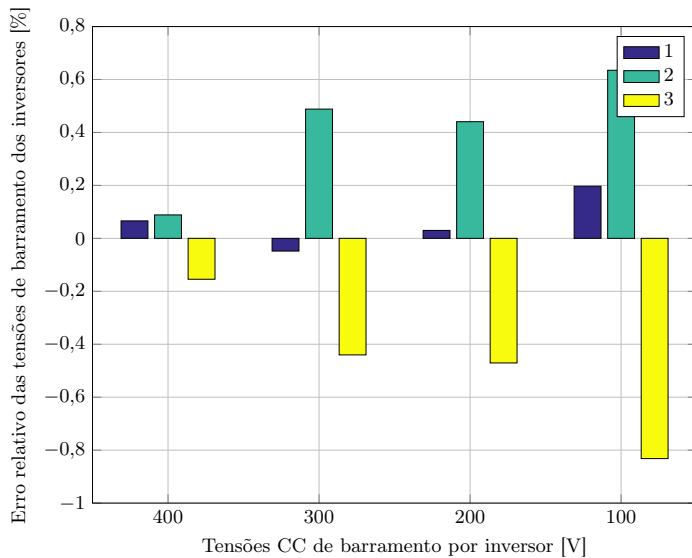


Figura 3.19 – Erro relativo por inversor para diferentes tensões CC de barramento.

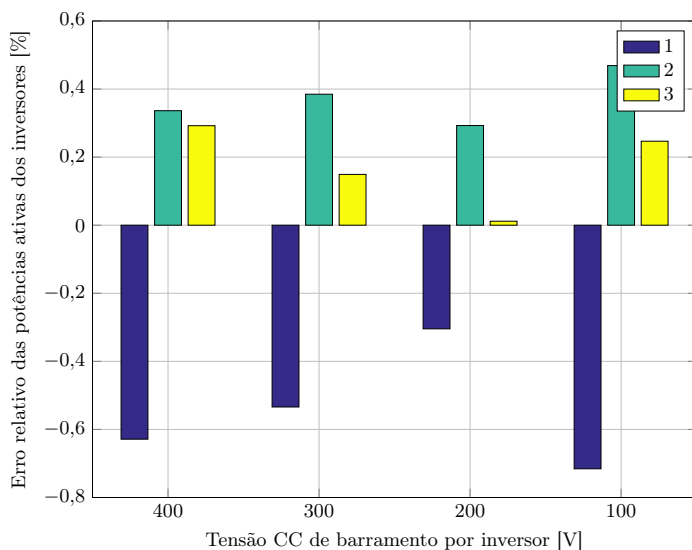


Figura 3.20 – Erro relativo por inversor das potências ativas de saída dos inversores.

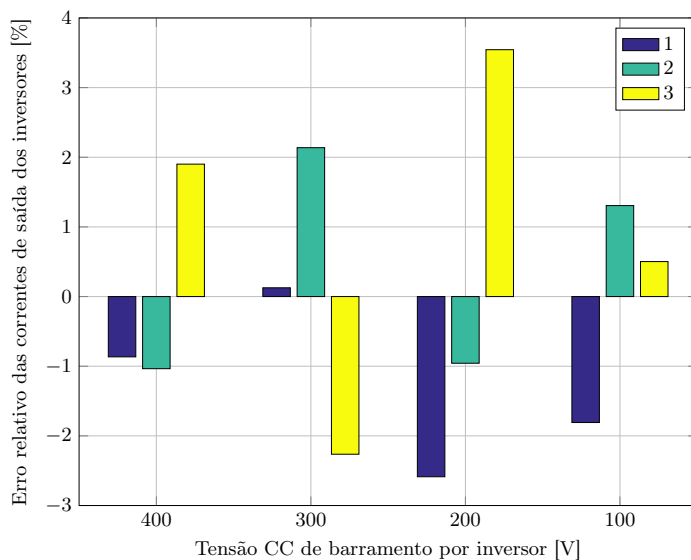


Figura 3.21 – Erro relativo por inversor das correntes de saída dos inversores.

### 3.4 CONCLUSÕES

A partir dos estudos teóricos e experimentais realizados, estabelecem-se as conclusões a seguir.

O auto balanço das tensões nos capacitores, e portanto a distribuição dos esforços de tensão sobre os interruptores e a operação estável em malha aberta foram verificados experimentalmente, validando análise realizada utilizando os modelos do Capítulo 2.

As assimetrias encontradas no transformador não influenciam de forma relevante na distribuição de potência do conversor.

A modelagem realizada para a troca de potência ativa em 60 Hz pode ser estendida para a troca no dobro da frequência de comutação (40 kHz), conforme resultados de simulação (ver Figura 3.13) e experimentais (ver Figura 3.12).

A inclusão de indutâncias<sup>9</sup> na saída dos inversores se faz necessária para evitar a troca de potência ativa entre os inversores em alta frequência, ou seja, o sincronismo do sinal modulador garante que não haja troca de potência ativa apenas em baixa frequência (60 Hz).

Observa-se que a diferença de tensão e de potência ativa ou aparente entre os módulos é mínima (abaixo de 4%), o que tornaria não crítico a implementação de um sistema de controle para garantir o equilíbrio de potência entre os inversores.

Conforme comparação apresentada na Figura 3.21, o controle de corrente dos inversores é mais crítico do que o controle de tensão<sup>10</sup>.

---

<sup>9</sup> Arbitrou-se o uso de uma indutância de 1 mH.

<sup>10</sup> Devido ao equilíbrio de potência encontrado, o controle da tensão dos capacitores de barramento não será realizado, optando-se por avançar para a versão trifásica.



## CAPÍTULO 4

---

# ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DA TOPOLOGIA TRIFÁSICA COM TRANSFORMADOR DE MÚLTIPLOS ENROLAMENTOS (TP-ISHB-T)

---

*“Os campos são mais verdes no dizer-se do que no seu verdor.”*

Fernando Pessoa

## 4.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por objetivo estudar o comportamento da versão trifásica do conversor proposto conectado a um transformador trifásico de múltiplos enrolamentos (TP-ISHB-T).

O transformador é utilizado como um estágio intermediário para analisar e validar o comportamento do conversor proposto na sua versão trifásica antes de estudá-lo com o motor de indução. Devido à complexidade em se determinar as indutâncias mútuas em um transformador trifásico de múltiplos enrolamentos, opta-se pela simulação com elementos magnéticos (ver Figura 4.4).

Em seguida, uma análise do comportamento das correntes de entrada CC dos sub-módulos é analisada. Por fim, resultados experimentais são apresentados.

## 4.2 DESCRIÇÃO DA TOPOLOGIA TRIFÁSICA CONECTADA A UM TRANSFORMADOR TRIFÁSICO DE MÚLTIPLOS ENROLAMENTOS

A topologia proposta conectada a um transformador trifásico de múltiplos enrolamentos é apresentada na Figura 4.1. Basicamente, a estrutura é formada pela replicação por fase da topologia monofásica apresentada nos capítulos anteriores.

Devido a simetria por fase apresentada pela estrutura, todo o estudo realizado para a versão monofásica é considerado na análise e implementação da topologia trifásica.

O acoplamento magnético provido pelo transformador é um fator chave na operação da topologia, por fazer a interface dos conversores ponte completa e a carga, os quais são comandados por uma modulação adequada.

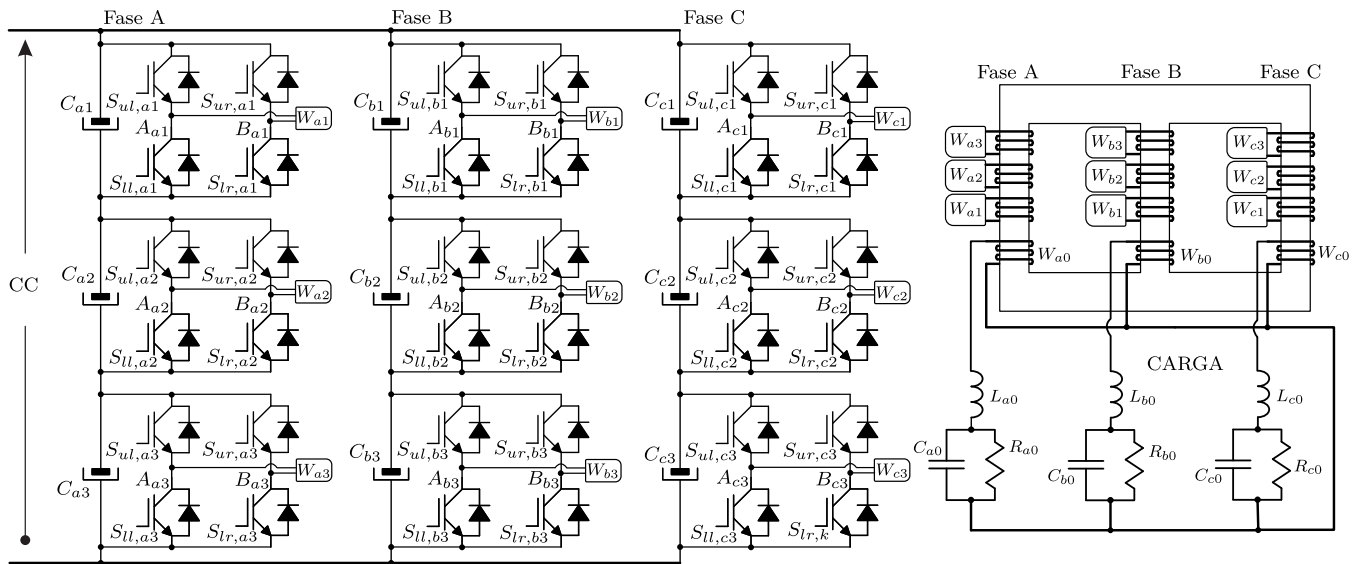


Figura 4.1 – Conversor multinível proposto, conectado a um transformador trifásico de múltiplos enrolamentos e a uma carga  $RLC$ .

A Figura 4.2 ilustra o circuito por fase utilizado para gerar o sinal PWM senoidal com frequência fundamental de  $f_o$  (Hz) e fase  $\theta_o$ . O sinal portador apresenta frequência de  $f_c$  (Hz) e fase  $\theta_c$ . O defasamento das portadoras é dado por  $\Delta\theta_c = (k-1)\frac{\pi}{n}$  rad com o intuito de obter o número de níveis na saída, onde  $k$  é o  $k$ -ésimo inversor em um total de  $n$  inversores<sup>1</sup>.

A implementação prática do modulador PWM é realizada em um FPGA, devido principalmente ao número de pulsos PWM que devem ser gerados e ao sincronismo entre portadoras e moduladoras necessário para evitar a troca de potência entre os inversores.

A estrutura resultante apresenta as características de divisão dos esforços de tensão, balanço das tensões nos capacitores e corrente entre os sub-módulos.

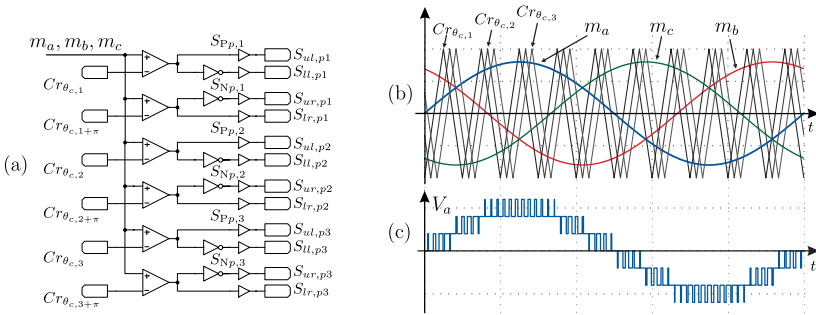


Figura 4.2 – (a) Lógica PWM por fase para modulação senoidal com portadoras defasadas. (b) Moduladoras ( $m_a, m_b, m_c$ ) e portadoras triangulares ( $Cr_{\theta_{e,1}}, Cr_{\theta_{e,2}}, Cr_{\theta_{e,3}}$ ) para a modulação PWM senoidal com portadoras defasados em fase (PS-SPWM). (c) Tensão de saída gerada na fase A ( $V_{a0}$ ).

#### 4.2.1 Modelagem, simulação e medição do transformador trifásico de múltiplos enrolamentos

Devido à complexidade em se determinar as indutâncias mútuas em um transformador trifásico de múltiplos enrolamentos,

<sup>1</sup> Como observado posteriormente, este defasamento não é recomendado, pois promove a troca de potência ativa no dobro da frequência de comutação.



opta-se pela simulação com elementos magnéticos (Figura 4.4) presentes nas principais ferramentas de simulação (PSIM, PLECS). Para tal, um breve equacionamento é apresentado.

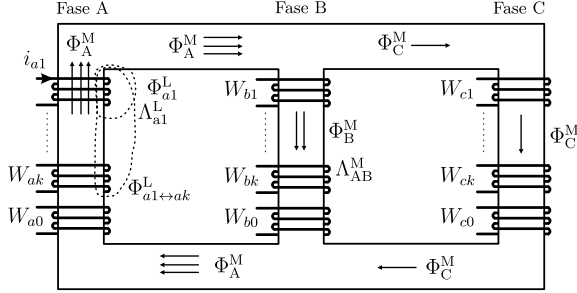


Figura 4.3 – Diagrama de fluxos no transformador e definições utilizadas neste capítulo.

A lei de Faraday prevê que a tensão induzida em um enrolamento cria uma corrente elétrica que resiste a variações de fluxo. A tensão no enrolamento pode ser escrita como

$$u = Ri + \frac{d}{dt}\Psi = Ri + L\frac{d}{dt}i = Ri + N\frac{d}{dt}\Phi. \quad (4.1)$$

As grandezas permeância ( $\Lambda$ ), fluxo magnético ( $\Phi$ ), fluxo magnético de dispersão ( $\Psi$ ), e indutância ( $L$ ) estão relacionados entre si por

$$L = N\frac{\Phi}{i} = \frac{\Psi}{i} = N^2\Lambda. \quad (4.2)$$

Considerando os caminhos magnéticos apresentados na Figura 4.3 o fluxo de dispersão  $\Psi_{pn}$  por fase  $p$  e submódulo  $n$  podem ser determinados como

$$\Psi_{pn} = \sum_{f=\{a,b,c\}} \sum_{x=0}^k \Psi_{pn}^{fx}. \quad (4.3)$$

O fluxo de dispersão  $\Psi_{pn}$  está relacionado ao fluxo magnético

$$\Psi_{pn} = N_{pn}\Phi_{pn} = N_{pn}(\Phi_P^M + \Phi_{pn}^L), \quad (4.4)$$

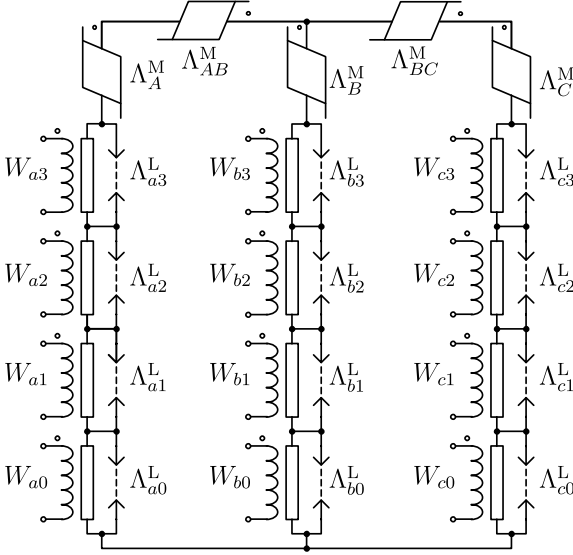


Figura 4.4 – Circuito magnético implementado no simulador PSIM.

e com a permeância

$$\Psi_{pn} = \sum_{f=\{a,b,c\}} \Lambda_{pf}^M \left( \sum_{x=0}^k N_{pn} N_{fx} i_{fx} \right) + N_{pn}^2 i_{pn} \Lambda_{pn}^L. \quad (4.5)$$

Onde  $p = \{a, b, c\}$  representa a fase,  $M$  o fluxo mútuo e  $L$  o fluxo de dispersão. Logo, o fluxo de dispersão e as indutâncias podem ser relacionadas por:

$$\Psi_{pn} = \sum_{f=\{a,b,c\}} \sum_{x=0}^k L_{pn}^{fx} i_{fx} \quad (4.6)$$

$$L_{pn}^{fx} = \begin{cases} \Lambda_{pf}^M N_{pn} N_{fx} & \text{if } pn \neq fx \\ N_{pn}^2 (\Lambda_{pp}^M + \Lambda_{pn}^L) & \text{if } pn = fx \end{cases} \quad (4.7)$$

#### 4.2.2 Resultados de simulação da estrutura trifásica com transformador de múltiplos enrolamentos

Simulações são realizadas com  $f_s = 19980\text{Hz}$ ,  $f_o = 60\text{Hz}$ ,  $V_{in} = 1200\text{V}$  e relação de transformação unitária (mais detalhes na

Tabela 4.1<sup>2</sup> e Tabela 4.2). A Tabela 4.3 lista os valores numéricos obtidos por simulação, a corrente de saída por fase é compartilhada entre os inversores como mostrado na Figura 4.5. O conversor opera com balanço de potência ativa (ver Figura 4.6) e reativa (ver Figura 4.7) sem estratégia de controle. Devido ao equilíbrio de potência ativa, cada capacitor de barramento atinge a mesma tensão de equilíbrio, conforme mostrado na Figura 4.8.

Tabela 4.1 – Permeâncias do transformador trifásico de múltiplos enrolamentos obtidas experimentalmente.

Núcleo (Mútuas)		Fase A (Dispersão)		Fase B (Dispersão)		Fase C (Dispersão)	
Nome	Valor	Nome	Valor	Nome	Valor	Nome	Valor
$\Lambda_A$	18,98 $\mu\text{H}$	$\Lambda_{a0}$	6,07 nH	$\Lambda_{b0}$	2,97 nH	$\Lambda_{c0}$	5,22 nH
$\Lambda_B$	27,05 $\mu\text{H}$	$\Lambda_{a1}$	14,58 nH	$\Lambda_{b1}$	17,22 nH	$\Lambda_{c1}$	14,68 nH
$\Lambda_C$	18,98 $\mu\text{H}$	$\Lambda_{a2}$	16,22 nH	$\Lambda_{b2}$	28,18 nH	$\Lambda_{c2}$	16,25 nH
$\Lambda_{AB} = \Lambda_{BC}$	9,49 $\mu\text{H}$	$\Lambda_{a3}$	17,57 nH	$\Lambda_{b3}$	32,35 nH	$\Lambda_{c3}$	18,36 nH

Tabela 4.2 – Valores para o protótipo da estrutura TP-ISHB-T.

Parâmetro	Valor	Descrição
$V_k$	220 V	Tensão RMS de saída por submódulo
$V_{in}$	1200 V	Tensão CC de entrada
$f_s$	19980 Hz	Frequência de comutação
$C_k$	1020 $\mu\text{F}$	Capacitância dos capacitores de barramento
$L_k$	1 mH	Indutâncias dos indutores de filtragem
$n_k$	1:1:1:1	Relação de transformação por fase
$k$	3	Número de inversores por fase (submódulos)
$P_0$	6 kW	Potência nominal de saída
$f_o$	60 Hz	Frequência fundamental
$m_o$	0,81	Índice de modulação
$R_0$	24 $\Omega$	Resistência de carga
$C_0$	15 $\mu\text{F}$	Capacitância de carga
$L_0$	0,70 mH	Indutância de carga

<sup>2</sup> Os parâmetros magnéticos foram obtidos na frequência fundamental. A validade do modelo magnético obtido não foi estudada com detalhes para altas frequências.

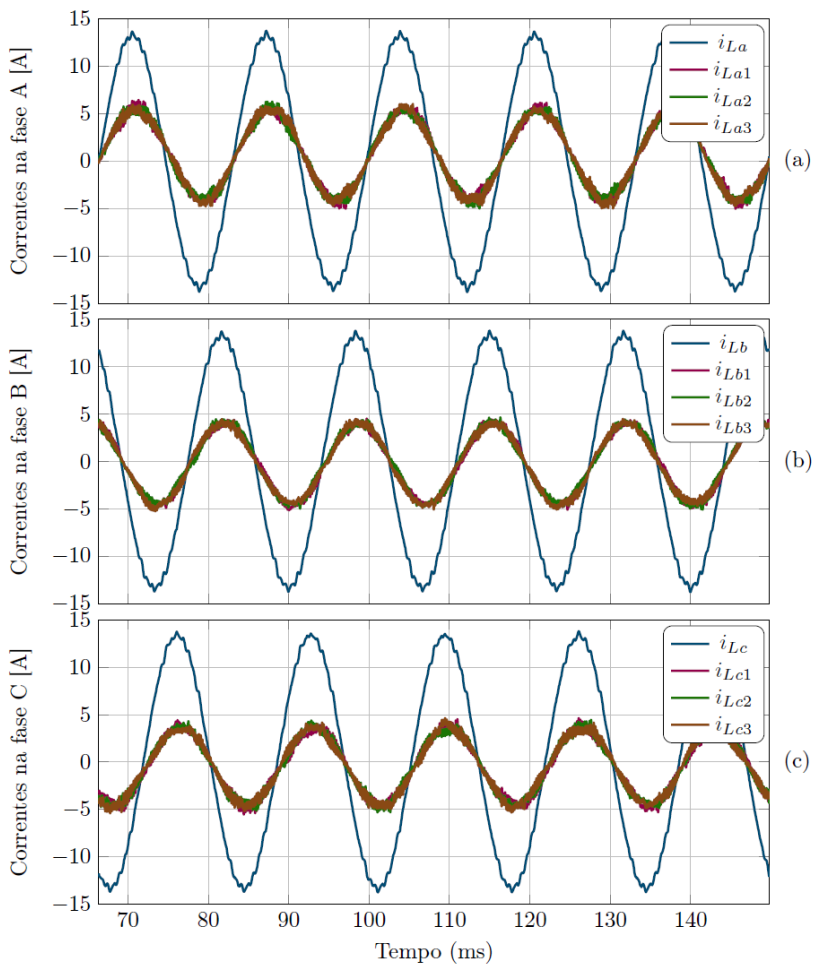


Figura 4.5 – Corrente de carga e corrente na saída de cada submódulo (ponte completa) para fase A (a), B (b) e C (c).

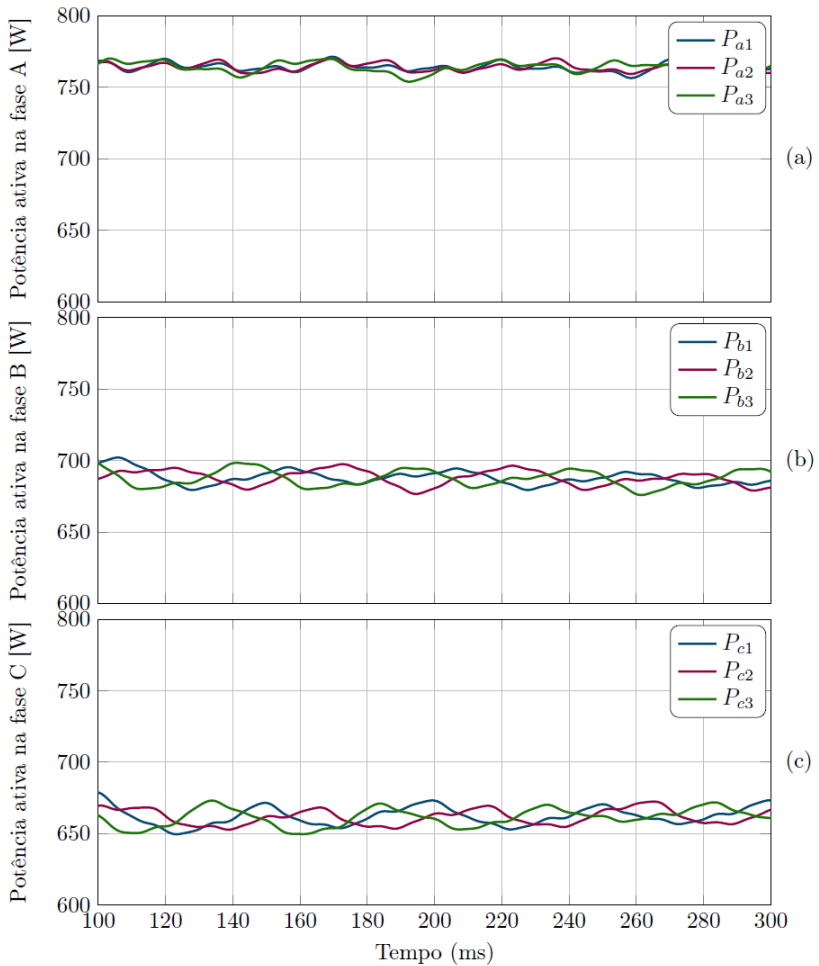


Figura 4.6 – Potência ativa por sub-módulo (ponte completa) para fase A (a), B (b) e C (c).

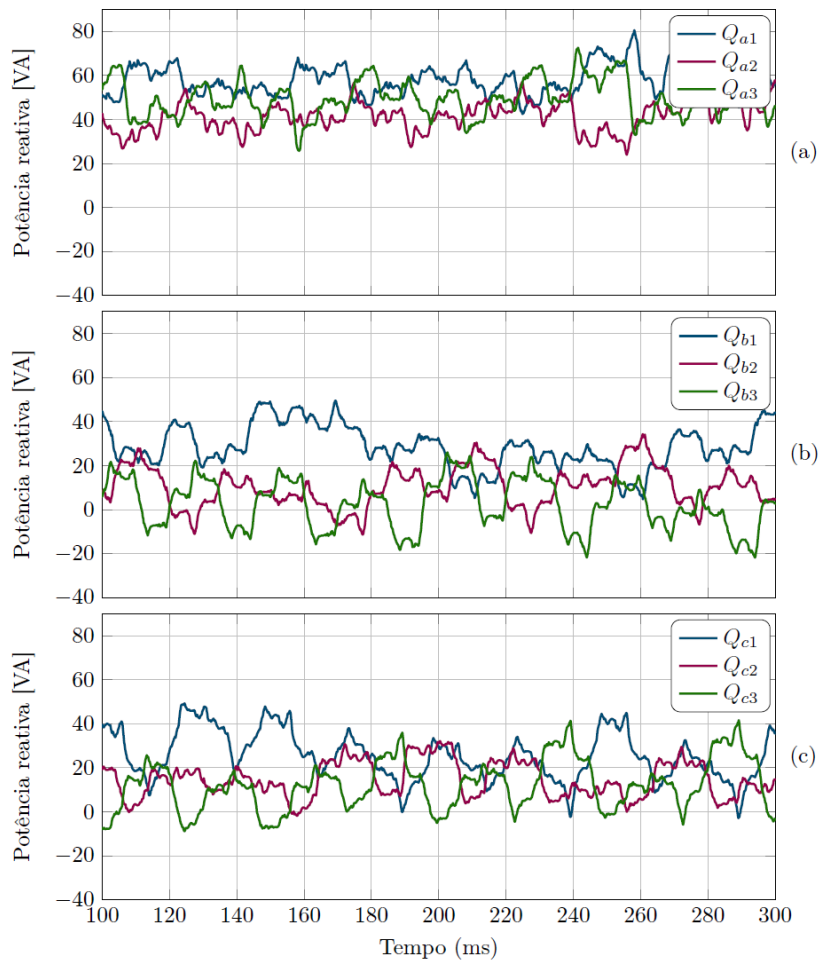


Figura 4.7 – Potência reativa por sub-módulo (ponte completa) para fase A (a), B (b) e C (c).

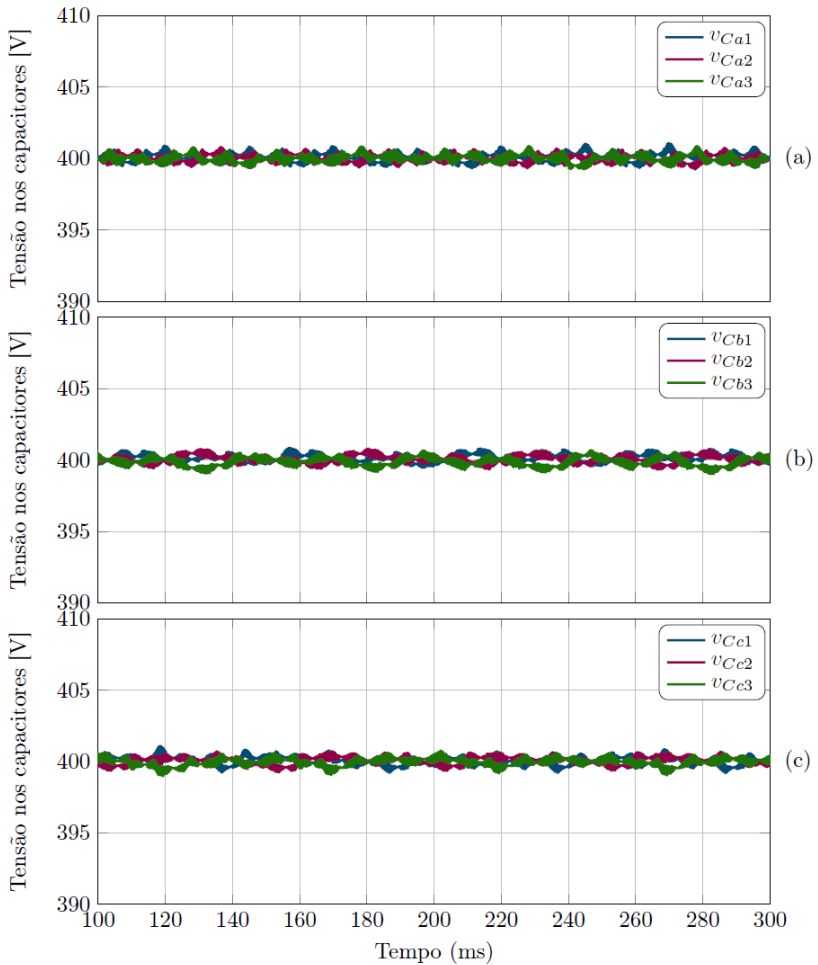


Figura 4.8 – Tensão nos capacitores de barramento por sub-módulo (ponte completa) para fase A (a), B (b) e C (c).

Tabela 4.3 – Valores eficazes e médios obtidos via simulação aplicando os parâmetros listados.

Fase A		Fase B		Fase C	
Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$I_{La1}$	3,47 A	$I_{Lb1}$	3,06 A	$I_{Lc1}$	2,98 A
$I_{La2}$	3,46 A	$I_{Lb2}$	3,06 A	$I_{Lc2}$	2,97 A
$I_{La3}$	3,46 A	$I_{Lb3}$	3,06 A	$I_{Lc3}$	2,98 A
$P_{a1}$	763,93 W	$P_{b1}$	687,85 W	$P_{c1}$	662,03 W
$P_{a2}$	764,26 W	$P_{b2}$	688,02 W	$P_{c2}$	661,67 W
$P_{a3}$	763,91 W	$P_{b3}$	687,42 W	$P_{c3}$	661,28 W
$Q_{a1}$	62,69 VA	$Q_{b1}$	41,27 VA	$Q_{c1}$	26,97 VA
$Q_{a2}$	40,07 VA	$Q_{b2}$	11,85 VA	$Q_{c2}$	2,36 VA
$Q_{a3}$	37,37 VA	$Q_{b3}$	-2,78 VA	$Q_{c3}$	9,57 VA
$V_{Ca1}$	399,82 V	$V_{Cb1}$	400,12 V	$V_{Cc1}$	400,02 V
$V_{Ca2}$	400,33 V	$V_{Cb2}$	400,03 V	$V_{Cc2}$	400,05 V
$V_{Ca3}$	400,02 V	$V_{Cb3}$	399,86 V	$V_{Cc3}$	399,93 V
$I_{Ca1}$	1,47 A	$I_{Cb1}$	1,29 A	$I_{Cc1}$	1,26 A
$I_{Ca2}$	1,47 A	$I_{Cb2}$	1,29 A	$I_{Cc2}$	1,27 A
$I_{Ca3}$	1,46 A	$I_{Cb3}$	1,29 A	$I_{Cc3}$	1,26 A



### 4.3 ANÁLISE DA CORRENTE DE ENTRADA EM CADA SUBMÓDULO

O processamento de potência monofásica apresenta pulsação em 120Hz que é refletida na corrente de entrada CC, considerando que o capacitor de barramento não irá absorver toda ondulação de corrente, ao se considerar que um baixo fator de ondulação é desejável, uma análise mais detalhada se faz necessária.

Para a análise das correntes no barramento CC, uma versão simplificada com apenas um único submódulo (ver Figura 4.9) é abordada. O inversor monofásico é substituído por uma fonte de corrente (ver Figura 4.10) conforme o equacionamento apresentado na seção 2.4. Por fim, uma impedância de entrada é considerada.

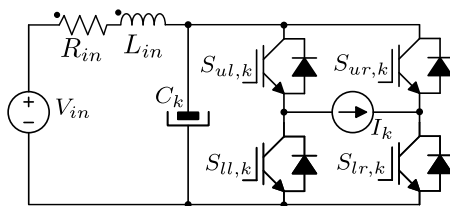


Figura 4.9 – Estrutura simplificada com um único submódulo.

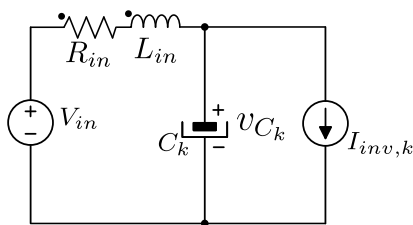


Figura 4.10 – Estrutura monofásica equivalente com fonte de corrente substituindo o inversor..

Aplica-se a lei das tensões na malha principal da Figura 4.10,

$$v_{C_k} = v_{in} - v_{L_{in}} - v_{R_{in}} \quad (4.8)$$

A corrente de entrada é igual ao somatório das correntes da

fonte com a do capacitor,

$$i_{in,k} = i_{Ck} + i_{inv,k} \quad (4.9)$$

resultando na relação,

$$i_{in,k} - i_{inv,k} = C_k \frac{d}{dt} v_{Ck}. \quad (4.10)$$

Sendo,

$$v_{L_{in}} = L_{in} \frac{d}{dt} i_{in,k} \quad (4.11)$$

e

$$v_{Ck} = v_{in} - L_{in} \frac{d}{dt} i_{in,k} - R_{in} i_{in,k}. \quad (4.12)$$

A equação diferencial que representa o comportamento do circuito apresentado na Figura 4.9 se resume a expressão

$$C_k L_{in} \frac{d^2}{dt^2} i_{in,k} + C_k R_{in} \frac{d}{dt} i_{in,k} + i_{in,k} = i_{inv,k}. \quad (4.13)$$

Considera-se as constantes  $\tau_k = R_{in} C_k$  e  $\omega_k^2 = L_{in} C_k$ , simplificando a expressão, tem-se

$$\omega_k^2 \frac{d^2}{dt^2} i_{in,k} + \tau_k \frac{d}{dt} i_{in,k} + i_{in,k} = i_{inv,k}. \quad (4.14)$$

A solução da equação diferencial (4.14) apresenta três componentes,

$$i_{in,k} = i_{in,k}^{\text{EXP}} + i_{in,k}^{\text{CC}} + i_{in,k}^{\text{OSC}} \quad (4.15)$$

uma componente transitória,

$$i_{in,k}^{\text{EXP}} = I_{in,k}(0) e^{-\frac{1}{2} \frac{(\tau_k - \sqrt{\tau_k^2 - 4\tau_k})}{\omega_k^2} t} \quad (4.16)$$

uma componente CC,

$$i_{in}^{\text{CC}} = \frac{m_o I_k}{2} \cos(\theta_k) \quad (4.17)$$

e uma componente oscilatória com  $\theta = \omega t$

$$i_{in}^{OSC} = \frac{m_o I_k}{2} \frac{(1 - 4\omega_k) \cos(2\theta + \theta_k) + 2\omega_o \tau_k \sin(2\theta + \theta_k)}{16\omega_k^4 \omega_o^4 + 4\tau_k^2 \omega_o^2 - 8\omega_k^2 \omega_o^2 + 1}. \quad (4.18)$$

O valor eficaz da componente oscilatória,

$$I_{in,k}^{OSC,RMS} = \frac{m_o I_k \sqrt{2}}{4} \frac{\sqrt{4\tau_k^2 \omega_o^2 + 16\omega_k^4 - 8\omega_k^2 + 1}}{[4\omega_o^2 (4\omega_k^4 \omega_o^2 + \tau_k^2 - 2\omega_k^2) + 1]} \quad (4.19)$$

é anulado apenas quando a corrente eficaz ou o índice de modulação for nulo, ou seja, em operação normal, a componente oscilatória depende dos parâmetros do circuito.

Considerando que as capacitâncias apresentam o mesmo valor, isto é,

$$\frac{1}{C_{eq}} = \sum_{k=1}^n \frac{1}{C_k} = \frac{n}{C_k}, \quad (4.20)$$

a corrente equivalente da fase, considerando capacitâncias iguais, é composta pela média das corrente de cada submódulo

$$i_{invF,eq} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n i_{invF,k} \quad (4.21)$$

Observa-se que o aumento do número de sub-módulos reduz o valor da capacitância equivalente, aumentando a oscilação de corrente na entrada CC.

Investigações são realizadas por simulação do circuito apresentada na Figura 4.11, as quais mostram que é possível obter uma corrente de entrada puramente CC caso o somatório das correntes em um conjunto trifásico qualquer seja nulo. Assim, com um controle da amplitude e fase das correntes é possível eliminar a parcela oscilatória da corrente na entrada do conversor.

A corrente total por fase  $i_{inF}$  da estrutura é igual ao somatório da corrente no inversor  $i_{invF,k}$  com a corrente no respectivo capacitor  $i_{CFk}$  de barramento, conforme

$$i_{invF,1} + i_{CF1} = i_{invF,2} + i_{CF2} = \dots = i_{invF,k} + i_{CFk} = i_{inF}, \quad (4.22)$$

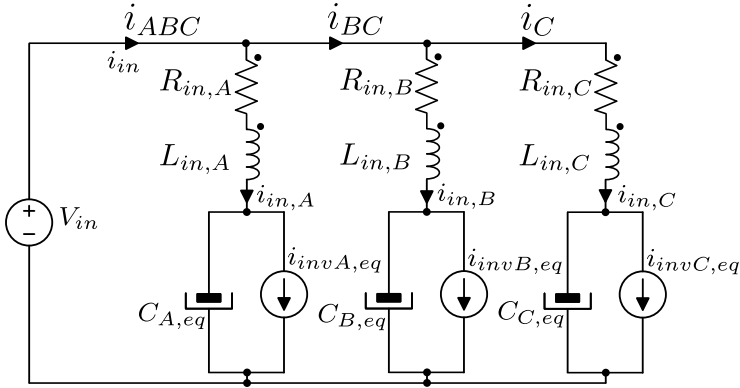


Figura 4.11 – Estrutura equivalente trifásica com fontes de corrente substituindo os inversores e impedância RL de circulação.

observa-se que a conexão da topologia proposta não garante que a soma das correntes para um conjunto trifásico seja nulo, ou melhor,  $i_{invA,1} + i_{invB,1} + i_{invC,1} \neq 0$ . Como resultado, o controle de corrente deve garantir tal condição para que não haja componente CA na corrente de entrada do conversor. Esta característica representa um esforço a mais para uma eventual estratégia de controle adotada, podendo ser considerada como uma desvantagem<sup>3</sup>.

### 4.3.1 Simulações das correntes de entrada dos sub-módulos

Simulações são realizadas com o intuito de verificar o equacionamento anteriormente apresentado, assim como o comportamento das correntes de entrada do conversor para diferentes condições de operação, considerando os parâmetros do circuito Figura 4.11 apresentados na Tabela 4.4.

Ao se considerar equilíbrio de amplitude e fase das correntes na carga (ver Tabela 4.5), é possível se obter corrente puramente CC na entrada do conversor (ver Figura 4.12). Ao se verificar uma desequilíbrio em amplitude (ver Tabela 4.6) ou em fase (ver Tabela 4.7)

<sup>3</sup> Considerando que inversores em média tensão operam com frequência de comutação baixa, apenas harmônicos de baixa ordem poderiam ser controlados.

surge uma oscilação senoidal na corrente de entrada conforme observado pelas Figuras 4.13 e 4.14 respectivamente.

Apenas harmônicos de 180 Hz são simulados (ver Tabela 4.8), resultando nas formas de onda apresentadas na Figura 4.15. Observa-se que apesar das amplitudes e fases estarem em equilíbrio, a corrente CC de entrada possui apenas componente alternada de corrente.

Harmônicos de 180 Hz e 300 Hz são considerados (ver Tabela 4.9). As formas de onda obtidas por simulação são mostradas na Figura 4.16, comprovando o efeito dos harmônicos na corrente de entrada. Supondo que a implementação de um controle equilibre as correntes de saída dos inversores em 60 Hz, apenas a ondulação em 120 Hz no barramento CC é compensada.

Além do fenômeno apresentado, existem correntes de circulação entre as fases, que por serem de intensidade relativamente menor, são apresentadas e estudadas apenas no apêndice F.

Tabela 4.4 – Valores para simulação das corrente de entrada da estrutura TP-ISHB.

Parâmetro	Valor	Descrição
$V_{in}$	1200 V	Tensão CC de entrada
$C_{F,eq}$	340 $\mu$ F	Capacitância equivalente de barramento da fase F
$R_{in,F}$	1 $\Omega$	Resistência de entrada da fase F
$L_{in,F}$	1 $\mu$ H	Indutância de entrada da fase F
$f_o$	60 Hz	Frequência fundamental
$m_o$	0,81	Índice de modulação

Tabela 4.5 – Valores equilibrados para simulação das corrente de entrada da estrutura TP-ISHB.

Parâmetro		Valor		
	Sub-módulo	1	2	3
$i_{inv,A}$	Frequência (Hz)	60	60	60
	Amplitude (A)	10	10	10
	Fase (Graus)	30	30	30
$i_{inv,B}$	Frequência (Hz)	60	60	60
	Amplitude (A)	10	10	10
	Fase (Graus)	30	30	30
$i_{inv,C}$	Frequência (Hz)	60	60	60
	Amplitude (A)	10	10	10
	Fase (Graus)	30	30	30

Tabela 4.6 – Valores em 60Hz desequilibrados em amplitude para simulação das corrente de entrada da estrutura TP-ISHB.

Parâmetro		Valor		
	Sub-módulo ( $k$ )	1	2	3
$i_{inv,A}$	Frequência (Hz)	60	60	60
	Amplitude (A)	8	8	8
	Fase (Graus)	30	30	30
$i_{inv,B}$	Frequência (Hz)	60	60	60
	Amplitude (A)	10	10	10
	Fase (Graus)	30	30	30
$i_{inv,C}$	Frequência (Hz)	60	60	60
	Amplitude (A)	10	10	10
	Fase (Graus)	30	30	30

Tabela 4.7 – Valores em 60Hz desequilibrados em fase para simulação das corrente de entrada da estrutura TP–ISHB.

<b>Parâmetro</b>		<b>Valor</b>		
	Sub-módulo	1	2	3
$i_{inv,A}$	Frequência (Hz)	60	60	60
	Amplitude (A)	10	10	10
	Fase (Graus)	15	15	15
$i_{inv,B}$	Frequência (Hz)	60	60	60
	Amplitude (A)	10	10	10
	Fase (Graus)	30	30	30
$i_{inv,C}$	Frequência (Hz)	60	60	60
	Amplitude (A)	10	10	10
	Fase (Graus)	30	30	30

Tabela 4.8 – Valores equilibrados de amplitude e fase em 180Hz para simulação das corrente de entrada da estrutura TP–ISHB.

<b>Parâmetro</b>		<b>Valor</b>		
	Sub-módulo	1	2	3
$i_{inv,A}$	Frequência (Hz)	180	180	180
	Amplitude (A)	10	10	10
	Fase (Graus)	30	30	30
$i_{inv,B}$	Frequência (Hz)	180	180	180
	Amplitude (A)	10	10	10
	Fase (Graus)	30	30	30
$i_{inv,C}$	Frequência (Hz)	180	180	180
	Amplitude (A)	10	10	10
	Fase (Graus)	30	30	30

Tabela 4.9 – Valores equilibrados de amplitude e fase para simulação das corrente de entrada da estrutura TP-ISHB considerando harmônicos na carga.

Parâmetro		Valor		
	Sub-módulo ( $k$ )	1	2	3
$i_{inv,A}$	Frequência (Hz)	60	180	300
	Amplitude (A)	10	10	10
	Fase (Graus)	30	30	30
$i_{inv,B}$	Frequência (Hz)	60	180	300
	Amplitude (A)	10	10	10
	Fase (Graus)	30	30	30
$i_{inv,C}$	Frequência (Hz)	60	180	300
	Amplitude (A)	10	10	10
	Fase (Graus)	30	30	30



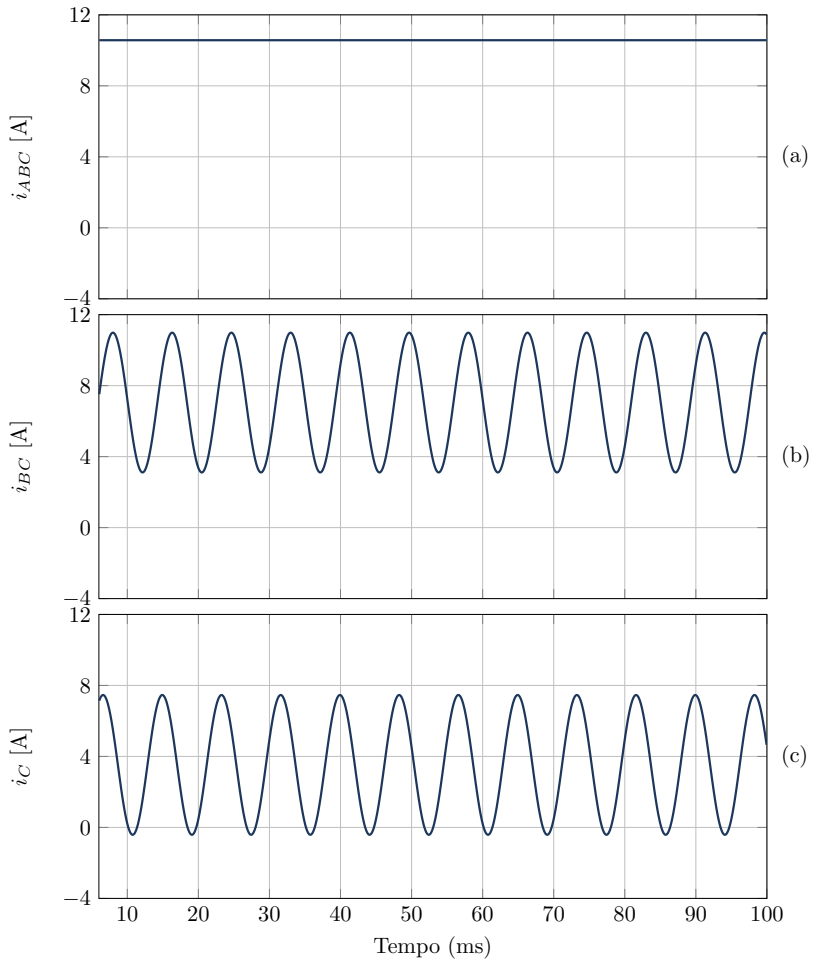


Figura 4.12 – Resultados de simulação da estrutura mostrada na Figura 4.11 considerando os valores da Tabela 4.5 (correntes equilibradas em amplitude e fase). (a) Corrente de entrada; (b) Corrente das fases B e C; (c) Corrente da fase C.

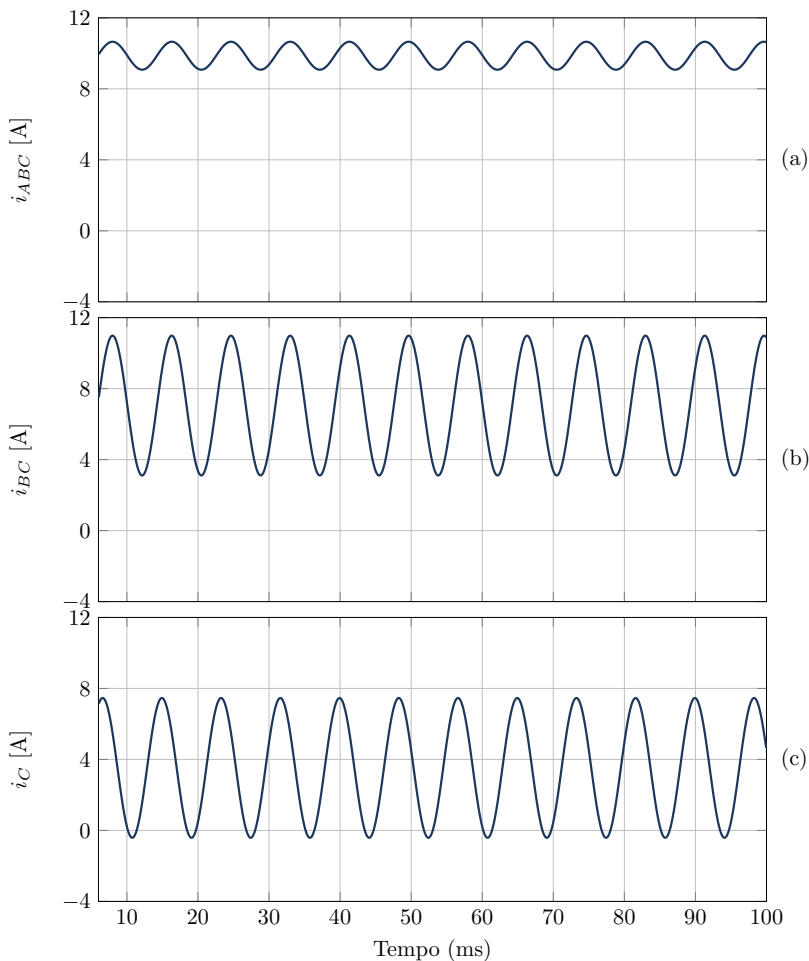


Figura 4.13 – Resultados de simulação da estrutura mostrada na Figura 4.11 conforme os valores da Tabela 4.6 (correntes desequilibradas e fases equilibradas). (a) Corrente de entrada; (b) Corrente das fases B e C; (c) Corrente da fase C.

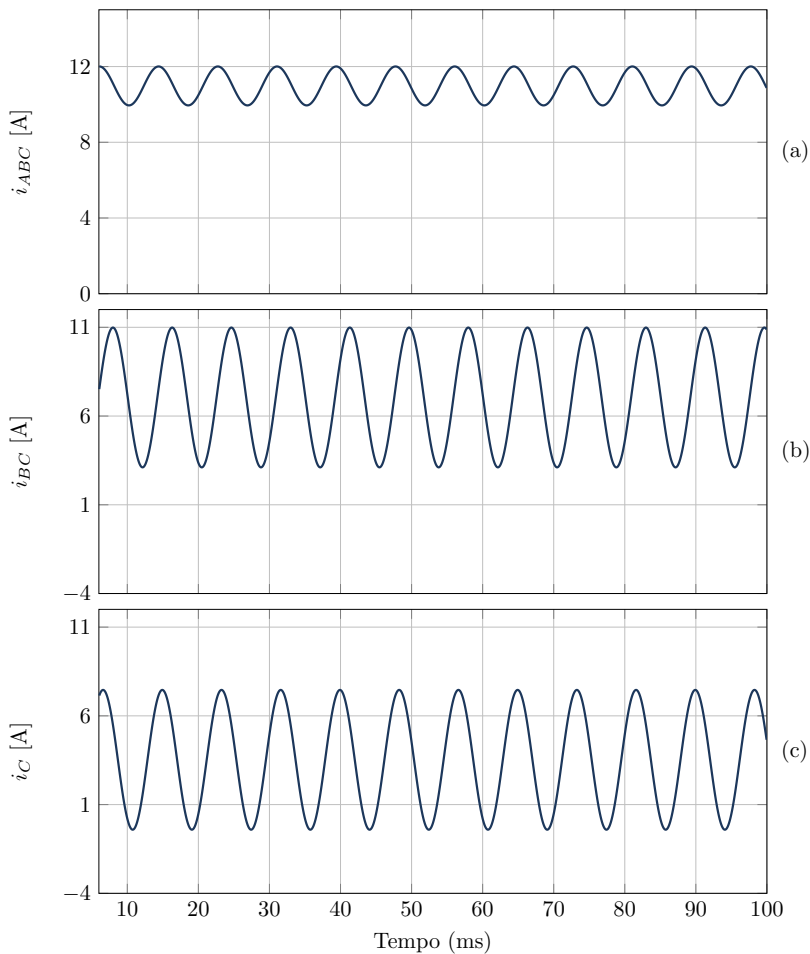


Figura 4.14 – Resultados de simulação da estrutura mostrada na Figura 4.11 conforme os valores da Tabela 4.7 (Correntes equilibradas e fases desequilibradas). (a) Corrente de entrada; (b) Corrente das fases B e C; (c) Corrente da fase C.

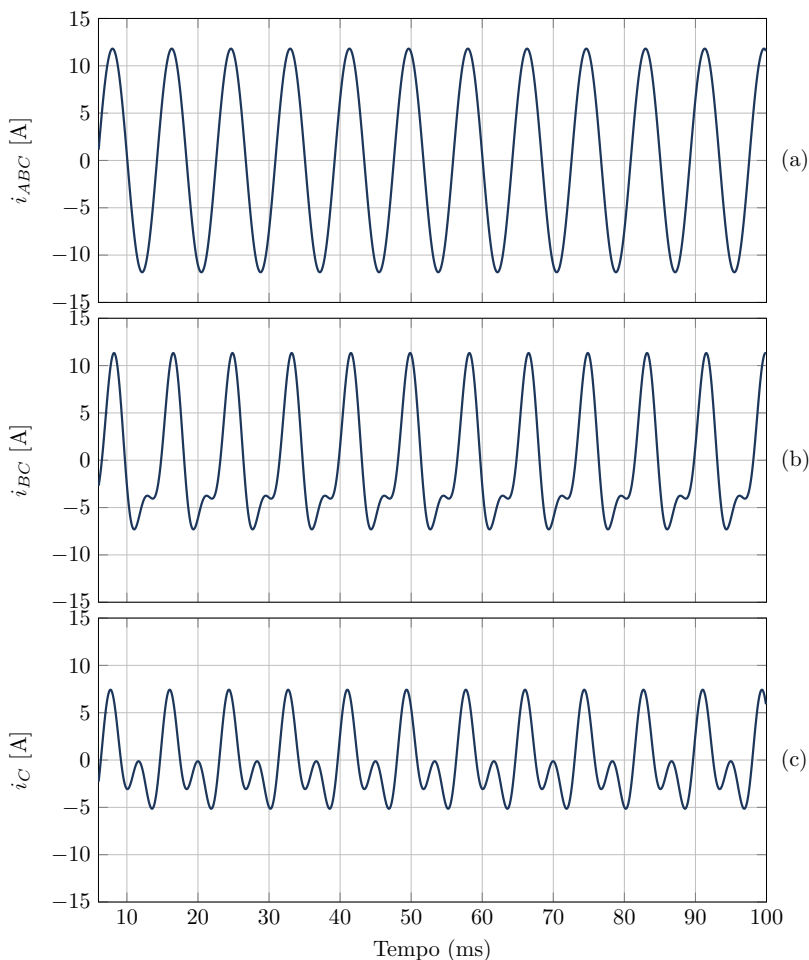


Figura 4.15 – Correntes e fases equilibradas em 180Hz, conforme valores apresentados na Tabela 4.8. (a) Corrente de entrada; (b) Corrente das fases B e C; (c) Corrente da fase C.

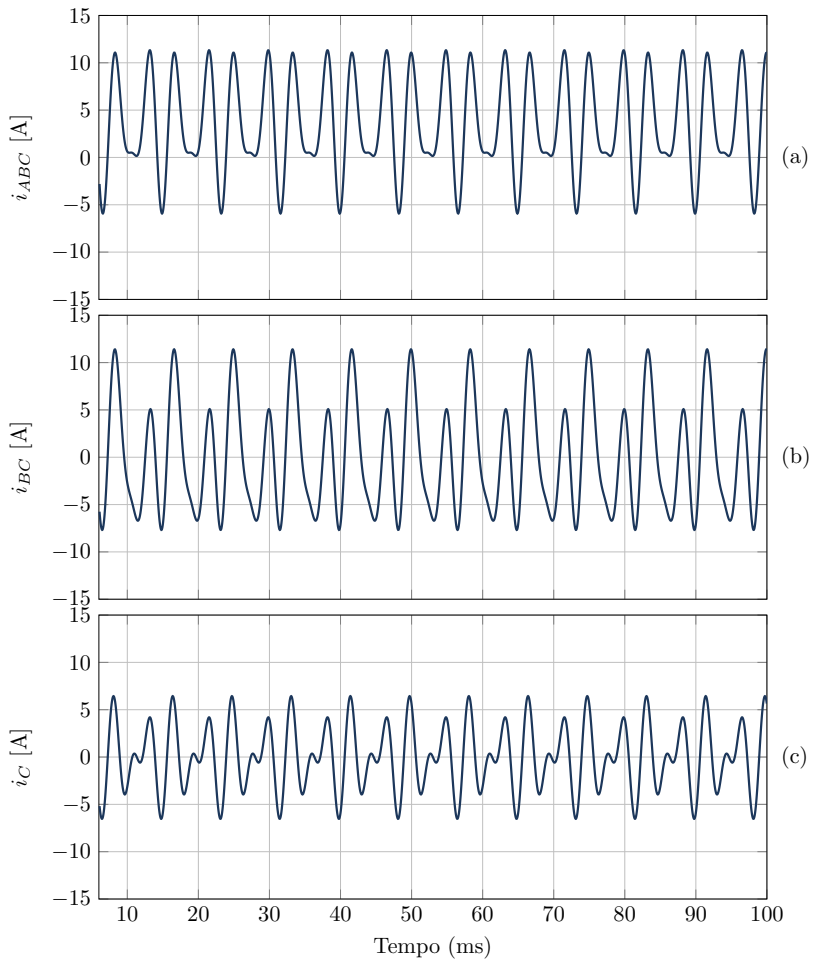


Figura 4.16 – Correntes e fases equilibradas em 60Hz na fase A, 180Hz na fase B e 300Hz na fase C (ver Tabela 4.9).  
(a) Corrente de entrada; (b) Corrente das fases B e C;  
(c) Corrente da fase C.

#### 4.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA A VERSÃO TRIFÁSICA COM TRANSFORMADOR DE MÚLTIPLOS ENROLAMENTOS

Um protótipo foi projetado e testado com o intuito de verificar o funcionamento da topologia proposta (ver Figura 4.17). A tensão de barramento CC é gerada com o uso de um retificador de 18 pulsos (WU, 2006). Um transformador trifásico de múltiplos enrolamentos com tensão nominal de 220 V por enrolamento é conectada a uma carga  $RLC$ .



Figura 4.17 – Foto do protótipo trifásico com transformador de múltiplos enrolamentos.

Conforme estudo realizado para a versão monofásica (ver Capítulo 3), indutâncias de  $1\mu\text{H}$  são adicionadas na saída dos inversores para evitar a troca de potência ativa entre os inversores no dobro da frequência de comutação.

A Figura 4.18 apresenta a tensão de saída por submódulos para a fase C e os 7 níveis gerados pela soma matemática dos canais, o espectro harmônico das tensões em baixa frequência é apresentado na Figura 4.19. A Figura 4.20 apresenta a tensão CC de entrada  $v_{in}$  e tensões na carga  $v_{a0}$ ,  $v_{b0}$ ,  $v_{c0}$ . Figura 4.21 compara as tensões dos

capacitores de barramento dos submódulos presentes na fase C, os quais são ligeiramente diferentes, devido a variações paramétricas, mas não criticamente desbalanceados e são estáveis. A Figura 4.22 apresenta a corrente de carga na fase C e a corrente de saída em cada submódulo para a mesma fase e o espectro harmônico na Figura 4.23. A corrente de entrada  $i_{in}$  e a corrente de carga são apresentados na Figura 4.24, os respectivos espectros harmônicos são apresentados na Figura 4.25 e Figura 4.26.

Todas as formas de onda confirmam a operação adequada da topologia proposta<sup>4</sup>.

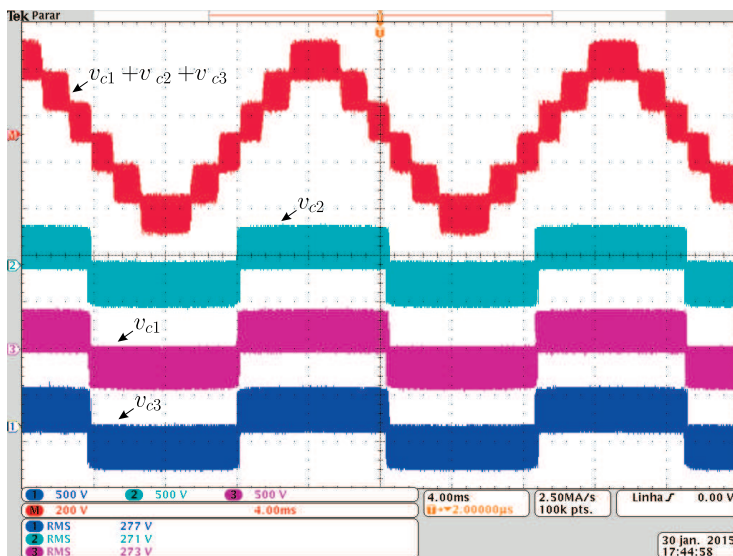


Figura 4.18 – Tensões de saída  $v_{a0}$  (CH3),  $v_{b0}$  (CH2),  $v_{c0}$  (CH1) nos sub-módulos da fase C e tensão multinível resultante da soma matemática.

<sup>4</sup> Existe componente média nas correntes de saída dos inversores e na carga. Saturação do transformador pode estar causando este fenômeno. Optou-se por deixar esta investigação para trabalhos futuros.

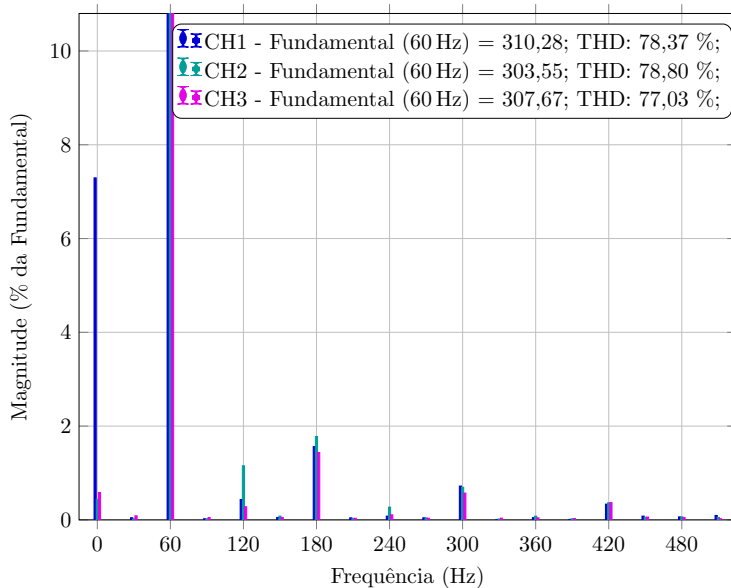


Figura 4.19 – Espectro harmônico das tensões de saída  $v_{a0}$  (CH3),  $v_{b0}$  (CH2) e  $v_{c0}$  (CH1) nos sub-módulos da fase C.

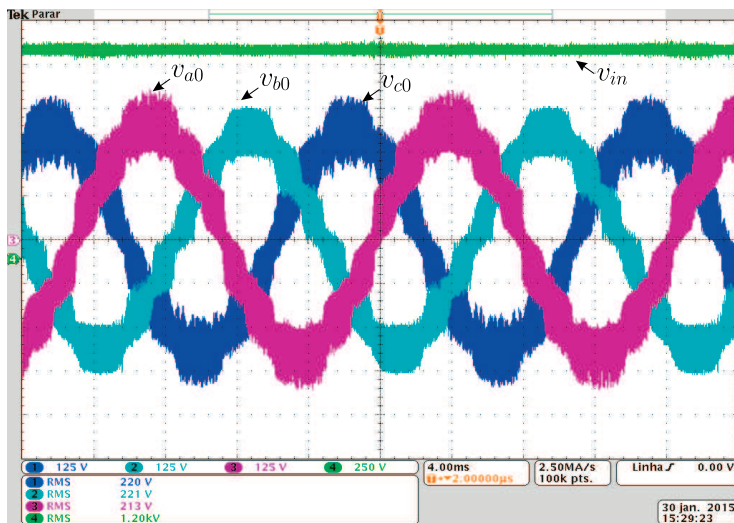


Figura 4.20 – Tensão de entrada  $v_{in}$  (CH4) e tensões de carga  $v_{a0}$  (CH3),  $v_{b0}$  (CH2),  $v_{c0}$  (CH1).



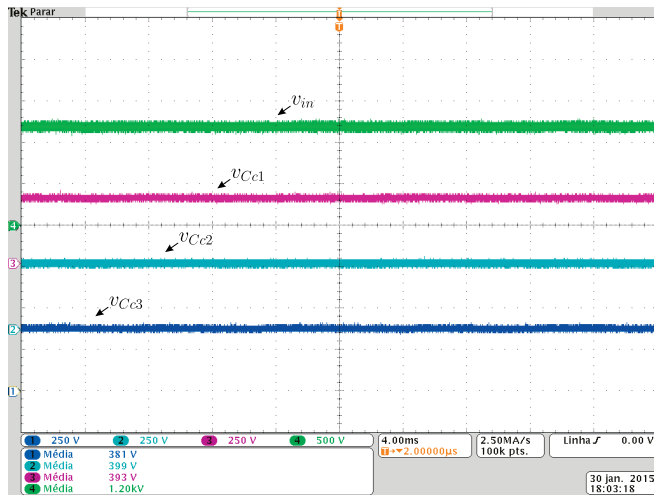


Figura 4.21 – Tensões nos capacitores de barramento dos submódulos da fase C e tensão de entrada  $v_{in}$ .

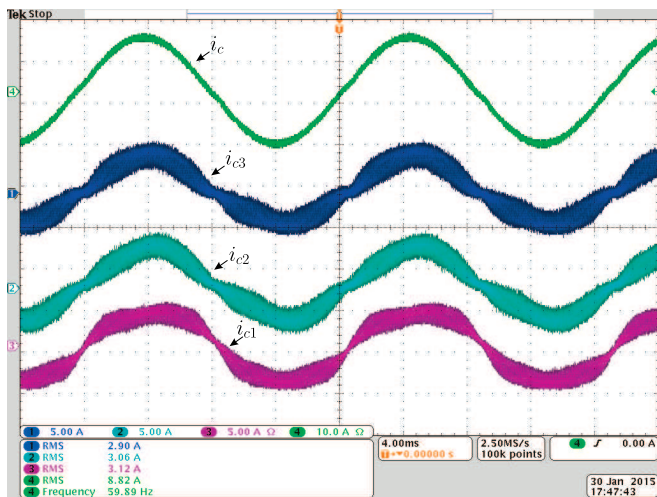


Figura 4.22 – Correntes de carga na fase C e correntes de saída em cada inversor para a mesma fase.

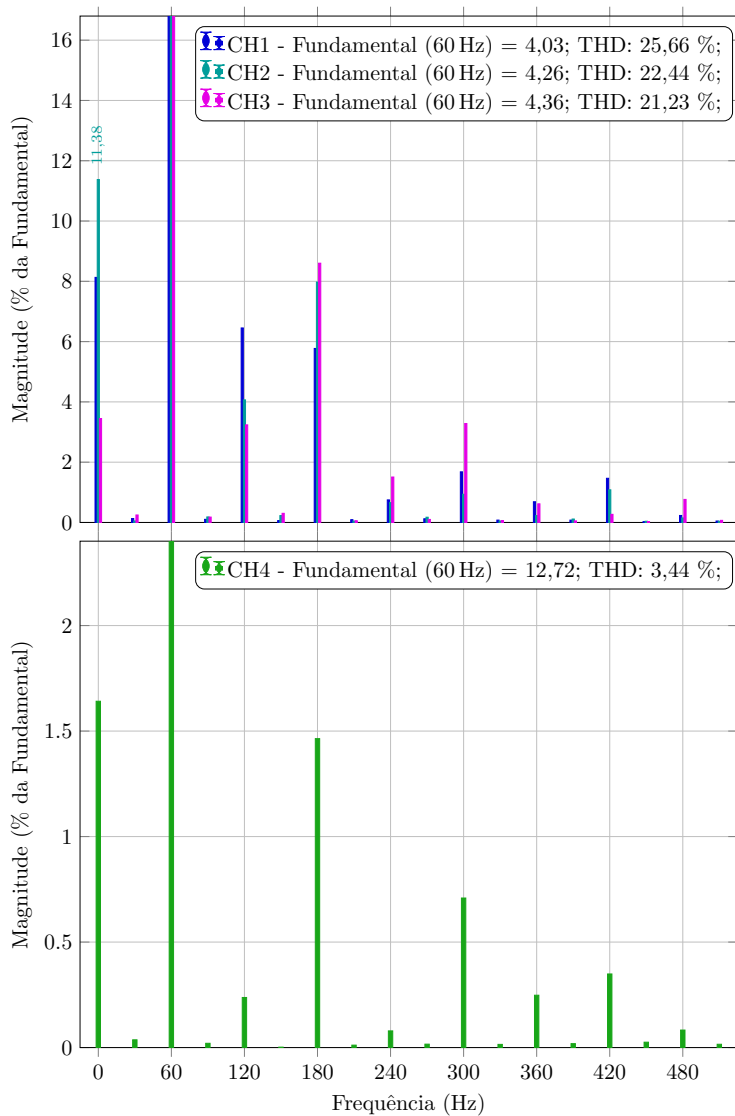


Figura 4.23 – Corrente de carga na fase C e correntes de saída em cada inversor para a mesma fase.

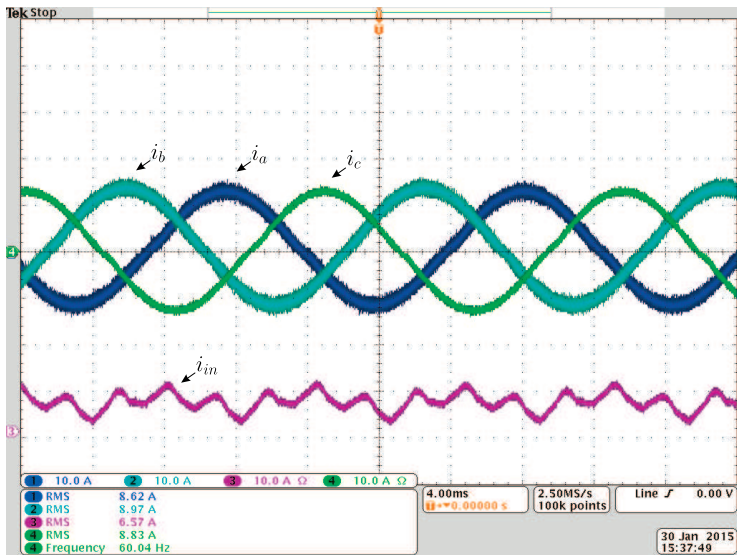


Figura 4.24 – Corrente de entrada  $i_{in}$  e correntes na carga.

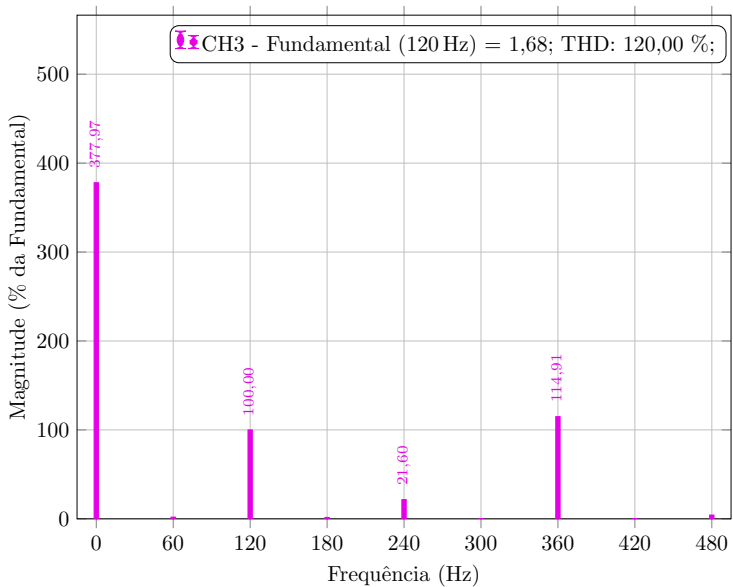


Figura 4.25 – Espectro harmônico da corrente de entrada  $i_{in}$ .

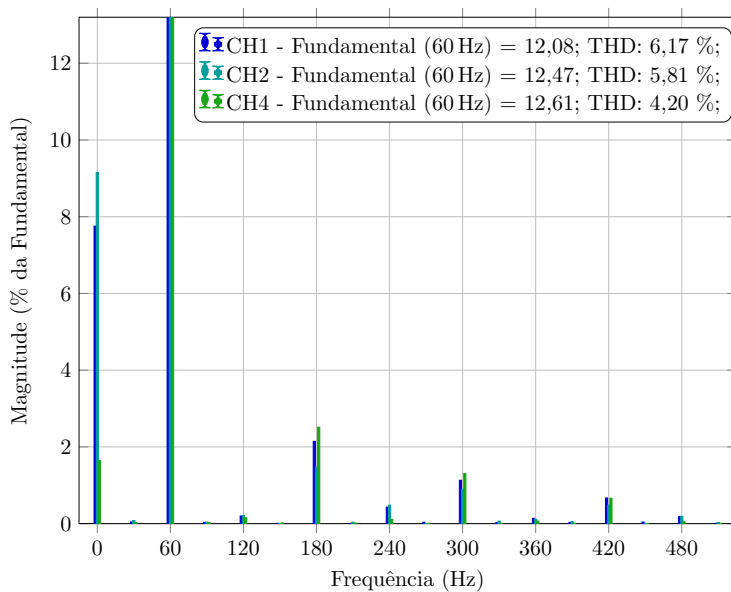


Figura 4.26 – Espectro harmônico das correntes na carga.

## 4.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo, a versão trifásica da topologia proposta foi apresentada e testada com o uso de um transformador trifásico de múltiplos enrolamentos.

O modelo do transformador utilizando circuitos magnéticos se mostrou vantajosa por ser compacta e simples de implementar em comparação com a representação em circuito elétrico equivalente.

A geração dos pulsos PWM utilizando um FPGA se mostrou vantajosa por ser robusta, de fácil implementação e de fácil sincronismo entre fases.

Conforme observado na versão monofásica, a configuração trifásica necessita da adição de indutores na saídas dos inversores para evitar a troca de potência ativa em alta frequência<sup>5</sup>.

As tensões nos capacitores se apresentaram equilibradas, mostrando que um controle ativo não se faz necessário.

Uma verificação das tensões no barramento CC, apontam que o aspecto crítico na topologia não se situa no controle das tensões dos capacitores de barramento, mas sim nas correntes de saída dos inversores, conforme estudo apresentado na seção 4.3.

O desenvolvimento teórico e os resultados obtidos e apresentados neste capítulo foram publicados em (RUSELER; LAZZARIN; BARBI, 2015b).

---

<sup>5</sup> A troca de potência ativa em alta frequência se deve ao defasamento das portadoras. Em trabalhos futuros, sugere-se a operação com portadoras em fase entre os submódulos.



## CAPÍTULO 5

---

IMPLEMENTAÇÃO DA TOPOLOGIA  
PROPOSTA COM UM MOTOR TRIFÁSICO  
DE MÚLTIPLOS ENROLAMENTOS  
(TP-ISHB-M)

---

*A real beleza está em sua simetria.*

## 5.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por objetivo apresentar resultados experimentais da versão trifásica do conversor conectado ao motor de múltiplos enrolamento, denominado de **TP-ISHB-M** (*Three-Phase – Input Series H-Bridge with Motor*).

Toda a estrutura implementada e testada com o transformador trifásico é utilizada, sendo esperado os mesmos princípios de auto balanço, equilíbrio de potência e divisão de carga do caso anterior.

## 5.2 TOPOLOGIA TRIFÁSICA ACIONANDO UM MOTOR COM ENROLAMENTOS EM ABERTO E DIVIDIDOS (TP-ISHB-M)

### 5.2.1 Detalhes do protótipo implementado

A Figura 5.1 apresenta a topologia implementada em laboratório para verificação experimental. Uma fotografia do protótipo é mostrada na Figura 5.4, assim como a do motor conectado ao gerador na Figura 5.5. Cada inversor ponte completa possui potência aparente de 4,50kVA, frequência de comutação de 20kHz e capacitância de barramento CC de 1020 $\mu$ F com tensão máxima 800V.

A Figura 5.2 ilustra as conexões dos enrolamentos do motor de indução. O estator possui 36 ranhuras. Para uma configuração trifásica de seis polos, os enrolamentos devem ser conectados para a fase A ( $a_1$ ,  $a_2$  e  $a_3$ ), fase B ( $b_1$ ,  $b_2$  e  $b_3$ ) e fase C ( $c_1$ ,  $c_2$  e  $c_3$ ) como ilustrado na Figura 5.3. Os parâmetros elétricos do motor de indução são apresentados na Tabela 5.1.

Um retificador a diodo de 18 pulsos foi construído com o objetivo de se obter uma tensão CC de 1200V (ver apêndice C).

Controle escalar (V/f) é aplicado ao motor de indução durante a partida, utilizando um FPGA (DE0-NANO)<sup>1</sup>. O uso do FPGA se fez necessário devido ao sincronismo requerido e ao número de pulsos PWM que devem ser gerados.

<sup>1</sup> Código fonte disponível em: <[https://github.com/AdrianoRuseler/DE0\\_NANO/](https://github.com/AdrianoRuseler/DE0_NANO/)>



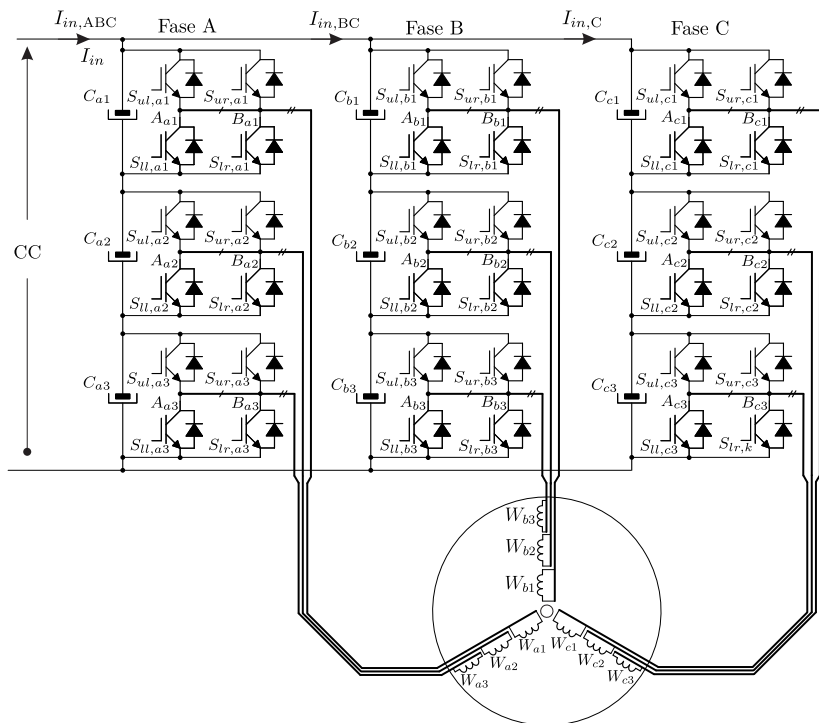


Figura 5.1 – Inversor trifásico proposto com pontes H em série na entrada (ISHB-Input Series H-Bridge).

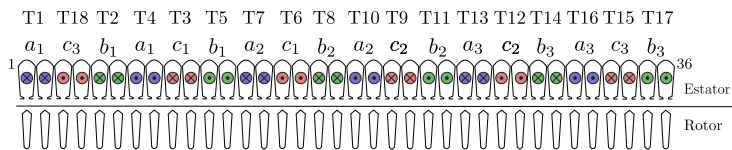


Figura 5.2 – Enrolamentos do motor de indução.

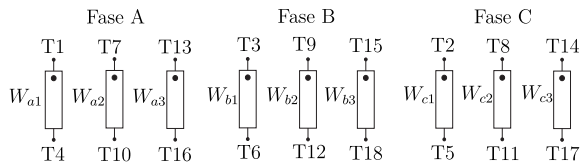


Figura 5.3 – Conexões do motor.

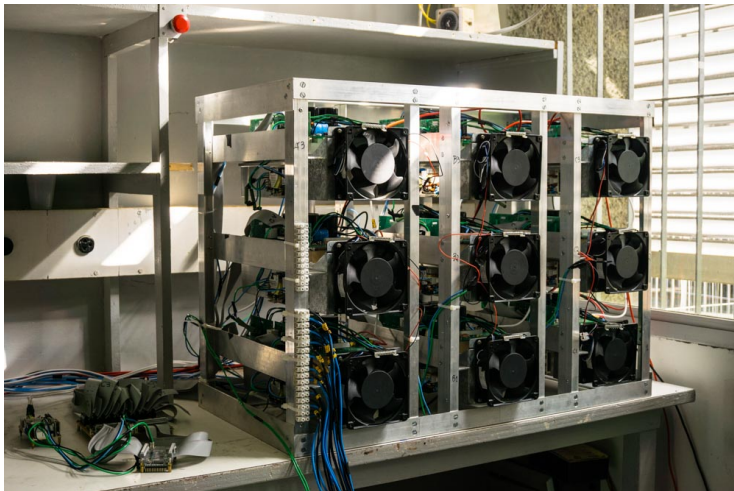


Figura 5.4 – Foto do protótipo trifásico. Gaiola com altura de 60 cm, profundidade de 41 cm e largura de 83 cm.

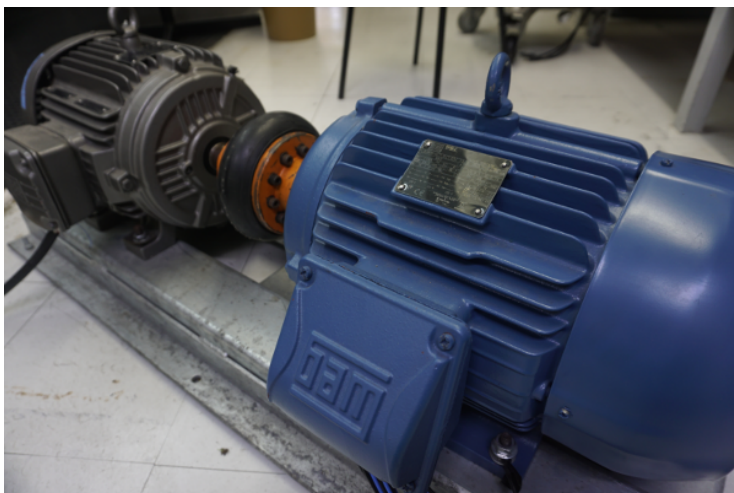


Figura 5.5 – Motor de indução trifásico conectado ao gerador de ímãs permanentes.

Tabela 5.1 – Parâmetros por fase do circuito elétrico equivalente @ 20°C do motor de indução trifásico.

Símbolo	Valor	Unidade	Descrição
$R_s$	0,37	$\Omega$	Resistência dos enrolamentos do estator por fase @ 20°C
$R_r$	0,33	$\Omega$	Resistência dos enrolamentos do rotor por fase @ 20°C
$R_f$	665,11	$\Omega$	Resistência de perdas no núcleo da máquina
$X_s$	1,50	$\Omega$	Reatância de dispersão do estator
$X_s$	1,84	$\Omega$	Reatância de dispersão do rotor
$X_m$	21,07	$\Omega$	Reatância de magnetização
$s$	0,03	pu	Escorregamento

### 5.2.2 Simulação da topologia com o motor de indução trifásico de múltiplos enrolamentos

Conforme apresentado no artigo (WANG; HAN, 2015), o motor de múltiplos enrolamentos pode ser considerado como a associação de múltiplos motores em aberto conectados pelo eixo mecânico. A verificação desta hipótese é realizada via simulação numérica.

A Figura 5.6 apresenta o esquemático de simulação do motor de indução trifásico de múltiplos enrolamentos (composto pela associação de três MITs) conectado a um gerador de ímãs permanentes (ver Figura 5.5). Cada motor de indução possui os parâmetros descritos na Tabela 5.3, o que equivale a um único motor de indução com múltiplos enrolamentos com os parâmetros descritos na Tabela 5.2, sendo que os parâmetros do gerador são listados na Tabela 5.4.

O gerador de ímãs permanentes está conectado a uma carga  $R_0$  variável, sendo cada degrau de carga representado pela associação em paralelo de resistores com o valor de  $71,50\Omega$ , ou seja, um degrau de carga equivale a resistores de  $71,50\Omega$  conectados na saída do gerador, dois degraus equivalem à resistores de  $35,75\Omega$  e assim por diante.

A resposta dinâmica de velocidade (ver Figura 5.7) e torque (ver Figura 5.9) do motor equivalente em comparação a um único

motor de indução é verificada para uma carga de  $71,50\Omega$ . Resultados comprovam que a resposta dinâmica é idêntica, validando a hipótese de que o motor de múltiplos enrolamentos em aberto e divididos pode ser substituído por três motores com enrolamentos em aberto.

Resultados de simulação<sup>2</sup> para condição de carga nominal também são verificados para velocidade (ver Figura 5.8) e torque (ver Figura 5.10). Ambos resultados condizem com a hipótese anteriormente apresentada.

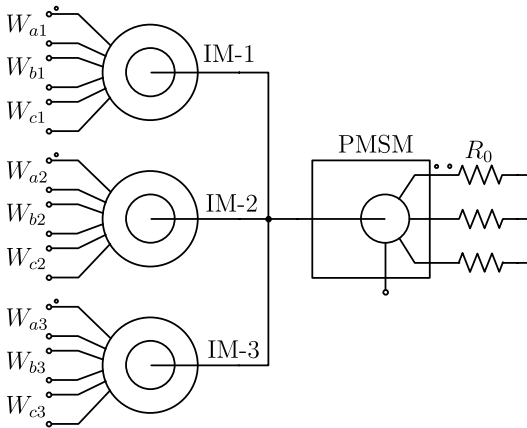


Figura 5.6 – Modelo para simulação do motor de indução de múltiplos enrolamentos.

### 5.2.2.1 Capacitores com diferentes RSE

Uma simulação investigativa é realizada com o intuito de se verificar o efeito de diferentes resistências série equivalente (RSE) dos capacitores de barramento com relação a tensão nos mesmos.

A Figura 5.11 apresenta o resultado da simulação considerando uma resistência série equivalente 10 vezes ( $1,20\Omega$ ) superior as demais no capacitor 1 da fase A. Observa-se que existe um desequilíbrio significativo durante a partida do motor, mas que em regime as tensões são praticamente equilibradas.

<sup>2</sup> As simulações foram implementadas no software chamado PLECS.

Tabela 5.2 – Valores utilizados para simulação do motor de indução (MI) trifásico com enrolamentos conectador em paralelo.

Símbolo	Valor	Unidade	Descrição
$R_s$	0,37	$\Omega$	Resistência dos enrolamentos do estator
$R_r$	0,33	$\Omega$	Resistência dos enrolamentos do rotor
$L_s$	4	mH	Indutância de dispersão do estator
$L_r$	4,90	mH	Indutância de dispersão do rotor
$L_m$	55,90	mH	Indutância de magnetização
$J$	0,06	$kg \cdot m^2$	Momento de inércia
$F$	0,03	Nms	Coefficiente de atrito viscoso
$p$	6	–	Número de polos

Tabela 5.3 – Valores utilizados para simulação do motor de indução (MI) trifásico com enrolamentos em aberto.

Símbolo	Valor	Unidade	Descrição
$R_s$	$3 \cdot 0,37$	$\Omega$	Resistência dos enrolamentos do estator
$R_r$	$3 \cdot 0,33$	$\Omega$	Resistência dos enrolamentos do rotor
$L_s$	$3 \cdot 4$	mH	Indutância de dispersão do estator
$L_r$	$3 \cdot 4,90$	mH	Indutância de dispersão do rotor
$L_m$	$3 \cdot 55,90$	mH	Indutância de magnetização
$J$	0,02	$kg \cdot m^2$	Momento de inércia
$F$	0,01	Nms	Coefficiente de atrito viscoso
$p$	6	–	Número de polos

Tabela 5.4 – Valores utilizados para simulação do gerador de imãs permanentes (PMSM).

Símbolo	Valor	Unidade	Descrição
$R_s$	0,44	$\Omega$	Resistência dos enrolamentos do estator
$K_e$	294,60	Vpk/krpm	<i>Peak line-to-line back emf constant</i>
$K_e$	0,55	Vs/rad	Fluxo induzido pelo imã nos enrolamentos do estator
$L_d$	11,17	mH	Indutância de eixo direto
$L_q$	24,35	mH	Indutância de eixo em quadratura
$J$	0,06	$kg \cdot m^2$	Momento de inércia
$F$	0,03	Nms	Coefficiente de atrito viscoso
$p$	6	–	Número de polos

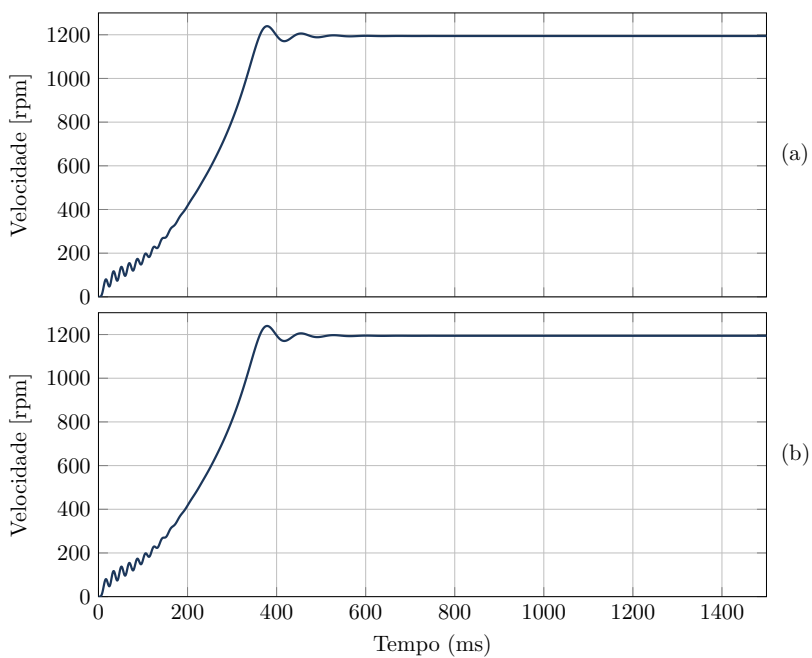


Figura 5.7 – Velocidade do eixo para o motor conectado ao gerador com resistência de carga igual à  $71,50\Omega$ . (a) MIT equivalente. (b) Combinação com três MITs.

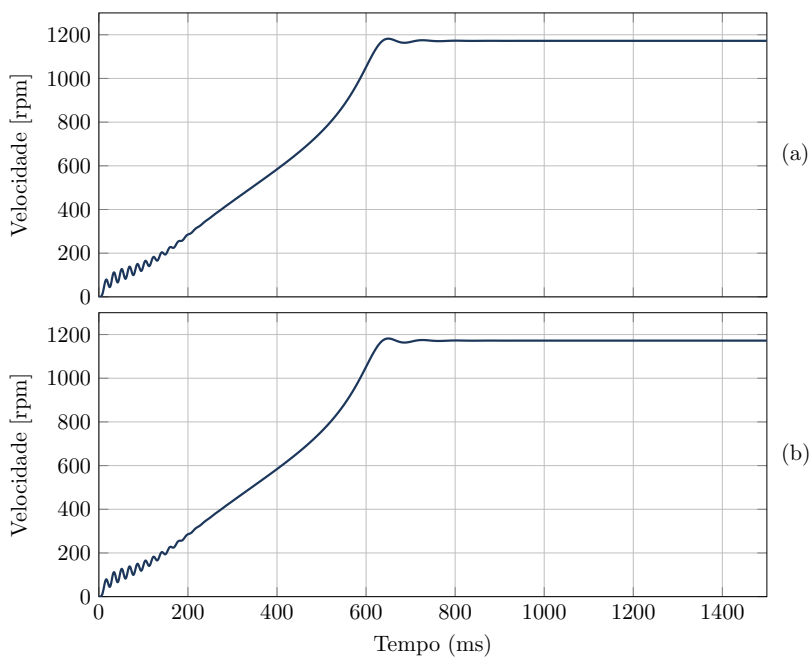


Figura 5.8 – Velocidade do eixo para o motor conectado ao gerador com resistência de carga igual à  $7,15\Omega$ . (a) MIT equivalente. (b) Combinação com três MITs.

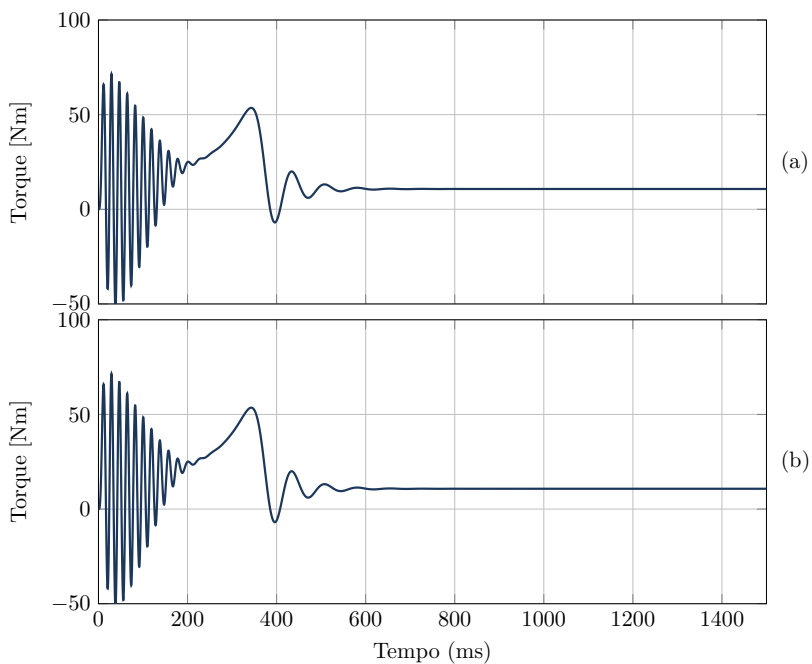


Figura 5.9 – Torque no eixo para o motor conectado ao gerador com resistência de carga igual à  $71,50\Omega$ . (a) MIT equivalente. (b) Combinação com três MITs.



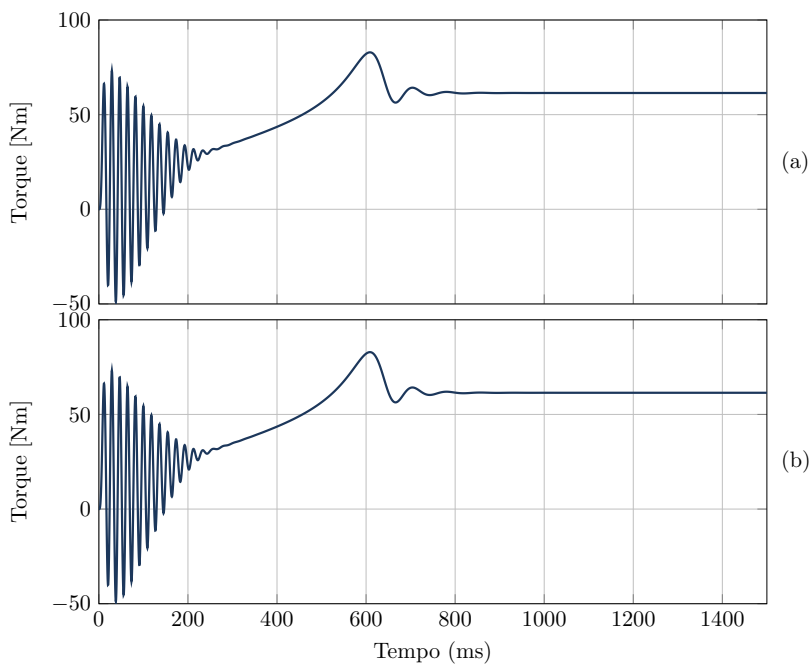


Figura 5.10 – Torque no eixo para o motor conectado ao gerador com resistência de carga igual à  $7,15\Omega$ . (a) MIT equivalente. (b) Combinação com três MITs.

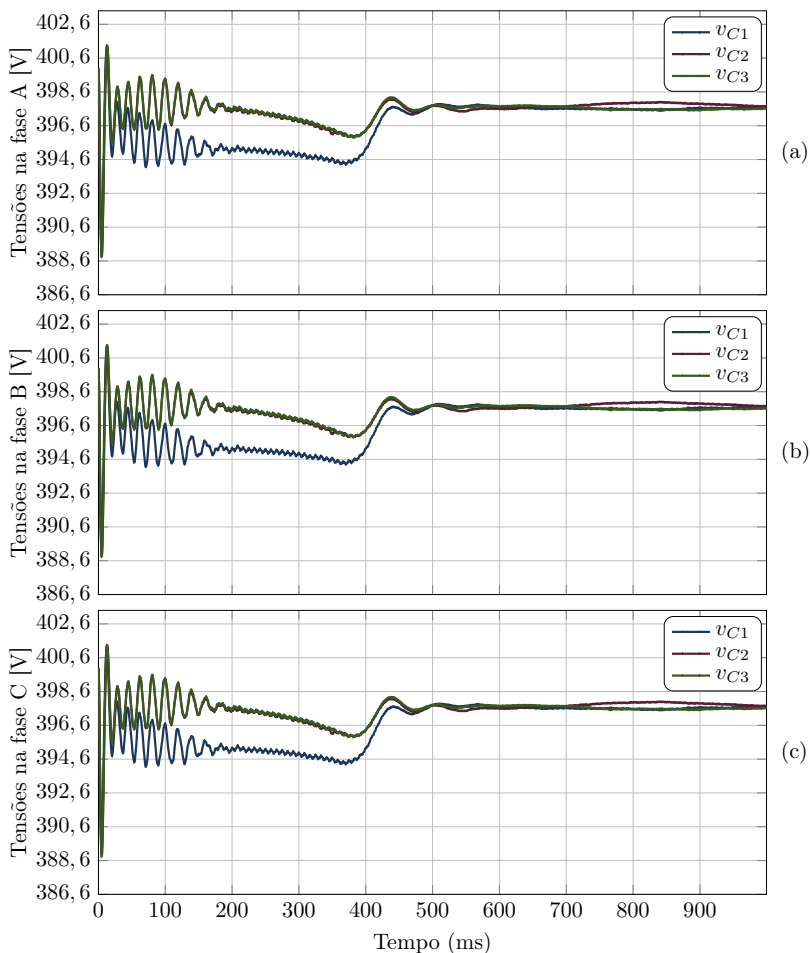


Figura 5.11 – Tensão nos capacitores de barramento para resistência série equivalente diferente no capacitor 1 da fase A. (a) Tensões na fase A; (b) Tensões na fase B; (c) Tensões na fase C.

### 5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS ACIONANDO O MOTOR COM RETIFICADORES INDIVIDUAIS

Um teste inicial é realizado, na qual se garante o equilíbrio das tensões de barramento com pontes retificadoras alimentadas com fontes isoladas, conforme ilustrado na Figura 5.12. Isto impõe tensões equilibradas nos capacitores de cada inversor, garantindo assim geração equilibrada das tensões nas saídas dos inversores.

As fontes CA isoladas necessárias para se alimentar os retificadores de entrada são obtidas utilizando o transformador trifásico de múltiplos enrolamentos estudado no capítulo anterior. Detalhe de que não é possível se obter a tensão nominal de barramento de 400V devido ao fenômeno de saturação do transformador, pois os mesmo foi projetado para operar com tensão em torno de 220V eficazes.

Como resultado do teste, conclui-se que ao se alimentar o conversor com fontes isoladas e independentes, as correntes no motor se mostram equilibradas<sup>3</sup>, conforme observado nas aquisições para condição de operando a vazio (ver Figura 5.13, Figura 5.14 e Figura 5.15) e com carga (ver Figura 5.16, Figura 5.17 e Figura 5.18).

---

<sup>3</sup> Inicialmente havia a suspeita de que os desequilíbrios de corrente encontrados, estariam relacionados a alguma assimetria do motor de indução trifásico.

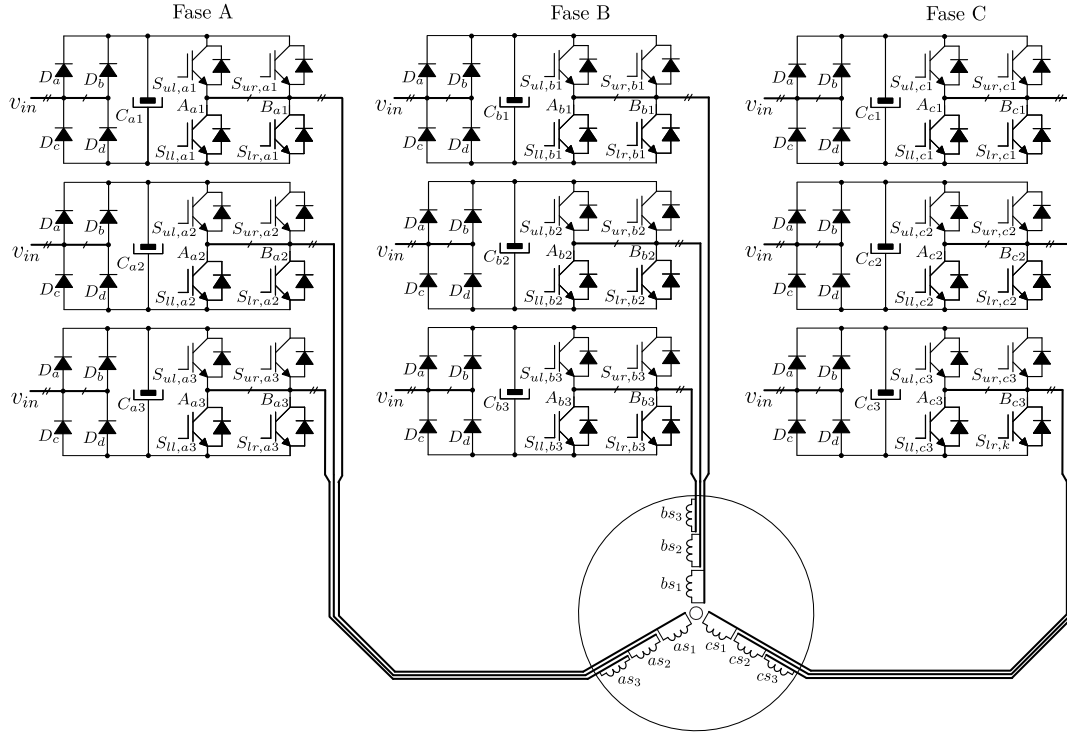
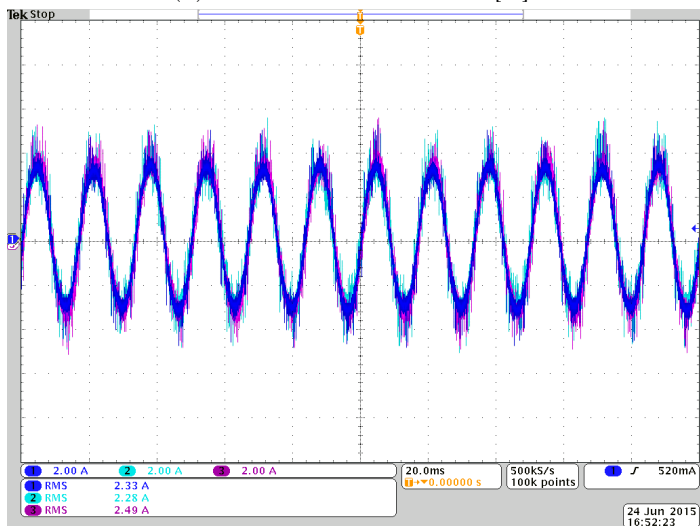


Figura 5.12 – Representação da conexão implementada em laboratório, na qual, cada ponte completa é alimentada de forma isolada.

(a) Correntes medidas em [A].



(b) Espectro harmônico das correntes.

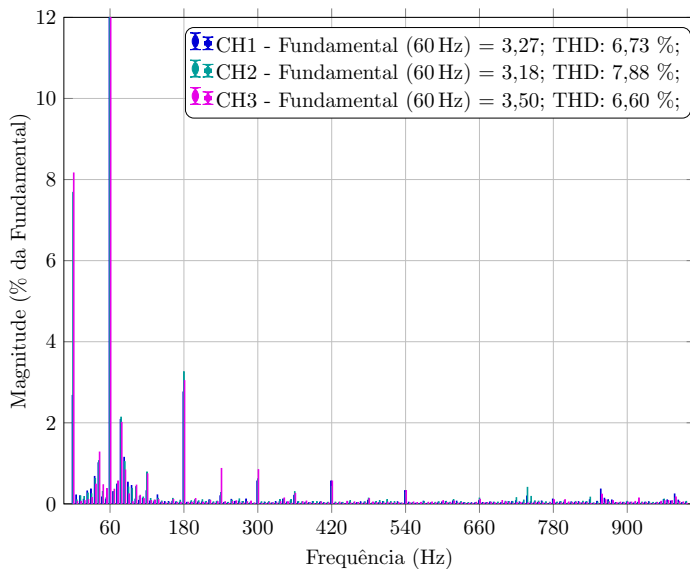
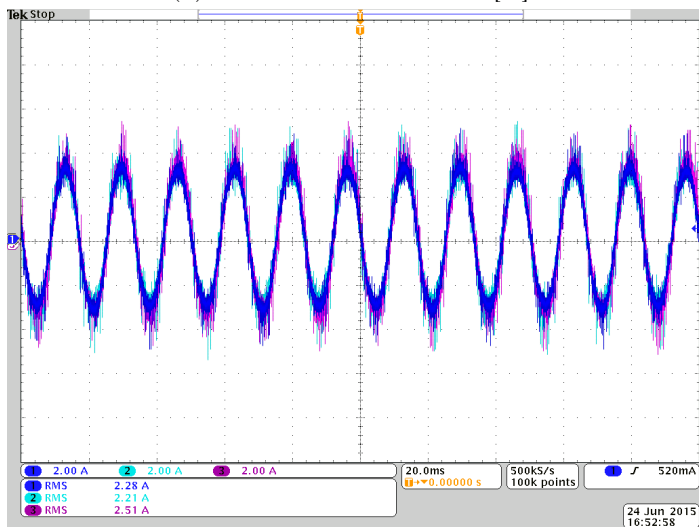


Figura 5.13 – Correntes na fase A para a condição a vazio (#0).

(a) Correntes medidas em [A].



(b) Espectro harmônico das correntes.

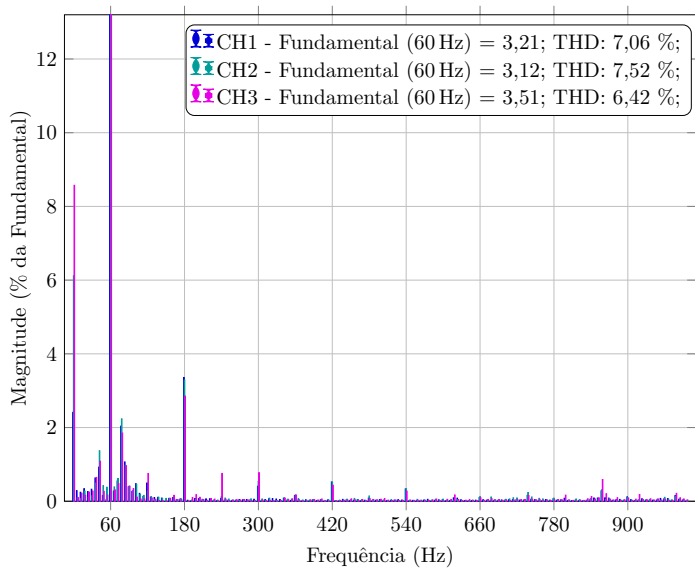
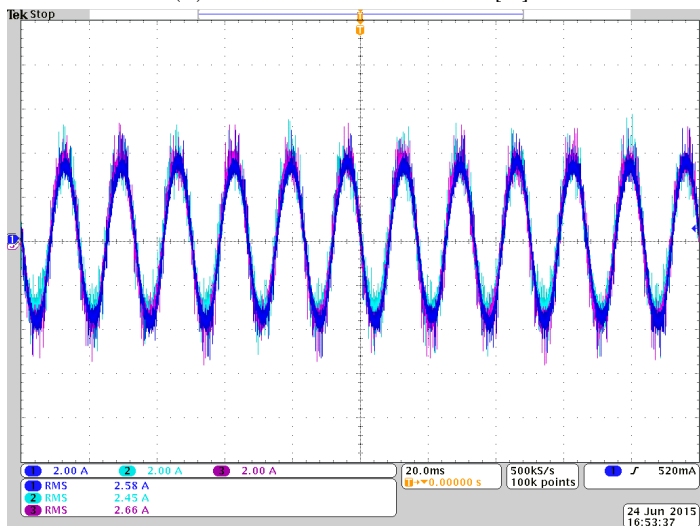


Figura 5.14 – Correntes na fase B para a condição a vazio (#0).

(a) Correntes medidas em [A].



(b) Espectro harmônico das correntes.

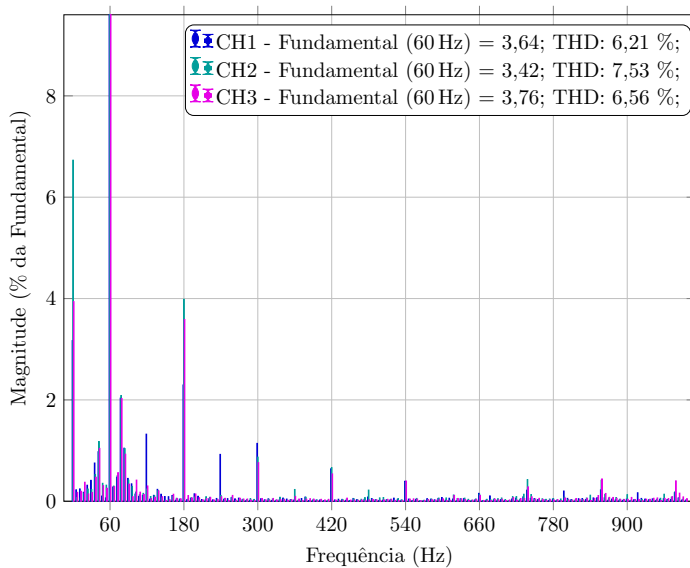
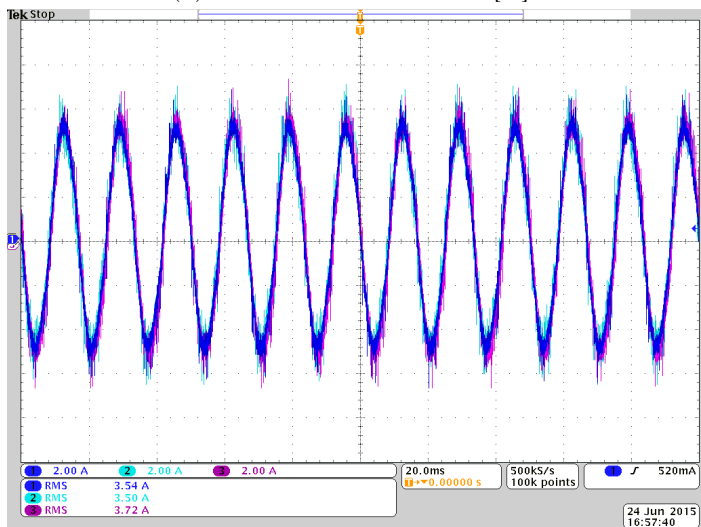


Figura 5.15 – Correntes na fase C para a condição a vazio (#0).

(a) Correntes medidas em [A].



(b) Espectro harmônico das correntes.

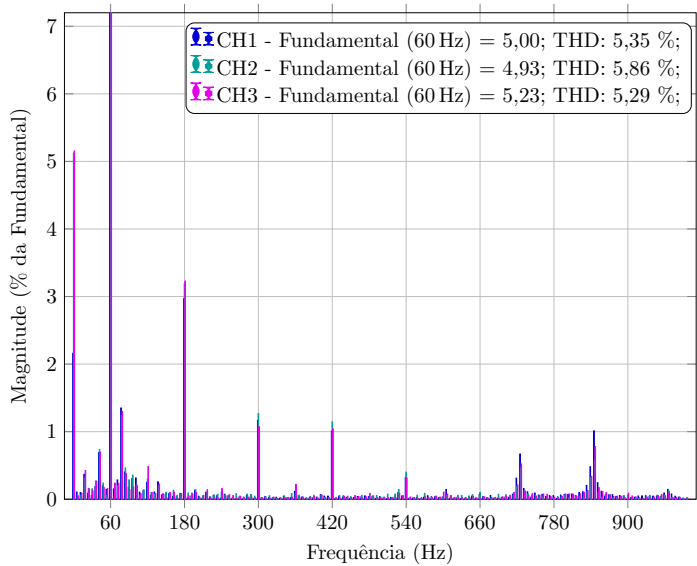
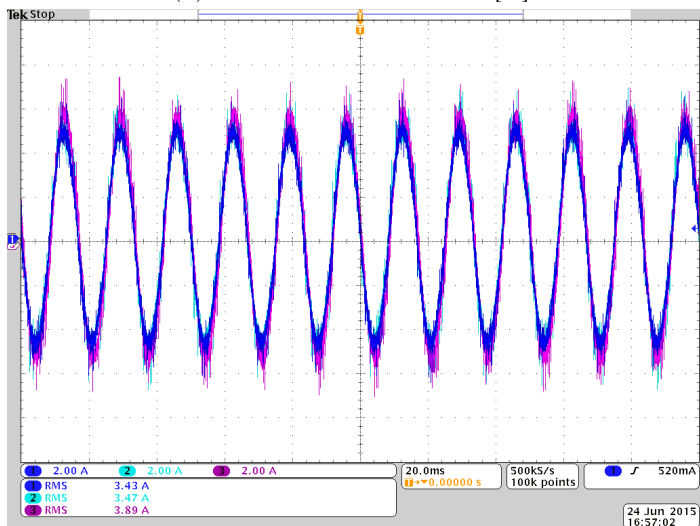


Figura 5.16 – Correntes na fase A para a condição com carga.



(a) Correntes medidas em [A].



(b) Espectro harmônico das correntes.

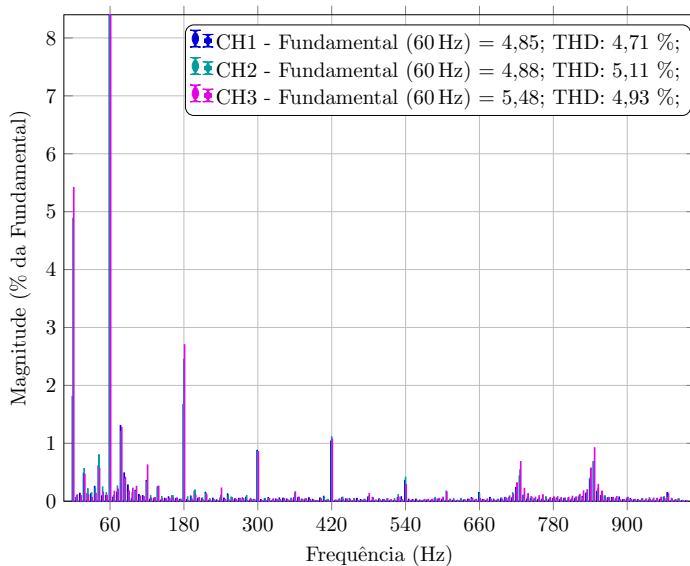
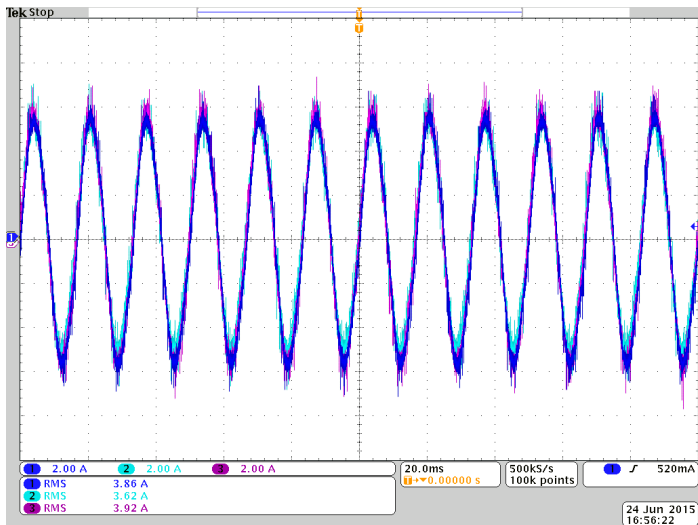


Figura 5.17 – Correntes na fase B para a condição com carga.

(a) Correntes medidas em [A].



(b) Espectro harmônico das correntes.

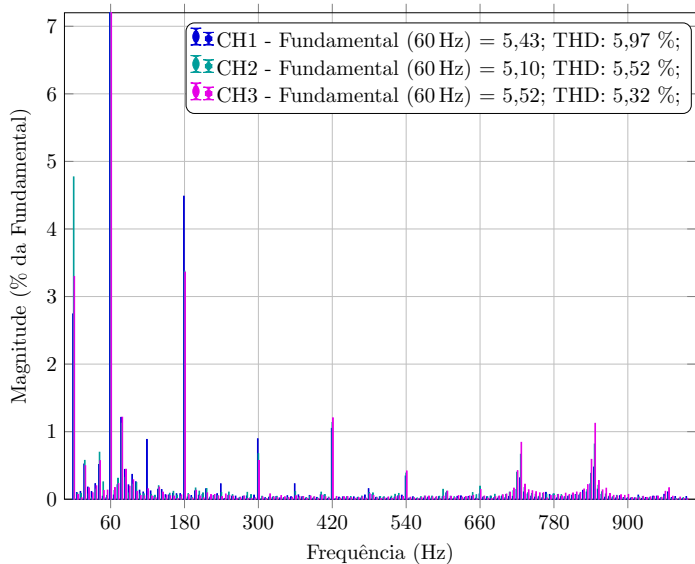


Figura 5.18 – Correntes na fase C para a condição com carga.

## 5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA ESTRUTURA TP-ISHB-M

São realizados testes para verificação da estrutura proposta conectada ao motor. Inicialmente as correntes de saída dos inversores são analisadas (ver Subseção 5.4.1).

Diferentes condições de carga são impostas e tabelas comparativas são geradas (ver Subseção 5.4.2).

Em seguida, as tensões CC nos capacitores de barramento são analisadas (ver Subseção 5.4.3), bem como as correntes CC de entrada (ver Subseção 5.4.4).

Por fim, resultados são obtidos com o reposicionamento dos inversores (ver Subseção 5.4.5).

### 5.4.1 Correntes de saída dos inversores e seu espectro harmônico

As correntes em cada uma das fases A, B e C são mostradas para diferentes condições de carga (veja Figura 5.19 até Figura 5.24)<sup>4</sup>. Em cada caso, a corrente de dois inversores apresenta o mesmo valor RMS, enquanto que o valor do terceiro inversor se apresenta ligeiramente fora de fase e com valor RMS superior.

Nota-se que a distorção harmônica total de corrente (THDi) apresentadas pelas correntes de saída do conversor são inferiores a 7% na condição crítica a vazio (veja Figura 5.19, Figura 5.20 e Figura 5.21), com significativa redução a medida que a carga aumenta (veja Figura 5.22, Figura 5.23 e Figura 5.24)

Pode-se observar que, com baixa carga há um desequilíbrio que diminui com o aumento da potência ativa processada. Maiores detalhes são apresentados na Subseção 5.4.2.

### 5.4.2 Medição das grandezas de saída dos inversores para diferentes condições de carga

Tensões, correntes e potências fornecidas pelos inversores são investigadas para diferentes condições de carga, utilizando a

<sup>4</sup> Observe que existe um *ripple* de corrente cuja origem não foi investigada.

configuração do motor conectado ao gerador mostrada na Figura 5.6.

Resultados para a operação à vazio (ver Tabela 5.5), um degrau de carga (ver Tabela 5.6), dois degraus (ver Tabela 5.7) e três degraus (ver Tabela 5.8) são obtidos.

O desequilíbrio dos valores eficazes da corrente se reflete na potência ativa processada, comprovando a importância de se obter correntes equilibradas na carga. A medida que se aumenta a energia processada, o desequilíbrio nas correntes é reduzido.

Tabela 5.5 – Resultados experimentais para a condição de operação a vazio (349,42 W).

	Fase A			Fase B			Fase C		
	$W_{a1}$	$W_{a2}$	$W_{a3}$	$W_{b1}$	$W_{b2}$	$W_{b3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$
$V_{\text{RMS}}[\text{V}]$	224,93	245,18	258,18	233,28	245,21	255,31	258,43	241,83	229,39
$I_{\text{RMS}}[\text{A}]$	1,86	2,42	3,44	2,14	2,30	3,41	3,56	2,26	2,11
$P[\text{W}]$	-43,61	-29,20	-46,40	-36,83	-33,60	-48,50	-49,70	-33,40	-28,18
$S[\text{VA}]$	419,46	593,30	889,00	498,09	564,60	871,10	920,01	546,54	484,01
$Q[\text{VA}]$	417,18	-592,50	887,80	-496,73	-563,60	-869,70	918,67	545,51	483,19

Tabela 5.6 – Resultados experimentais para a condição com um degrau de carga (2,08 kW).

	Fase A			Fase B			Fase C		
	$W_{a1}$	$W_{a2}$	$W_{a3}$	$W_{b1}$	$W_{b2}$	$W_{b3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$
$V_{\text{RMS}}[\text{V}]$	232,99	244,71	255,60	244,08	248,21	252,68	255,31	245,17	238,91
$I_{\text{RMS}}[\text{A}]$	2,88	2,64	3,68	2,77	2,86	3,62	3,76	2,75	2,69
$P[\text{W}]$	-219,80	-210,10	-234,20	-231,70	-231,50	-252,30	-252,50	-227,80	-215,40
$S[\text{VA}]$	671,50	646,80	939,50	676,90	709,00	914,20	959,96	674,22	642,67
$Q[\text{VA}]$	-634,50	-611,70	909,90	-636,00	-670,20	878,80	926,16	634,57	605,50

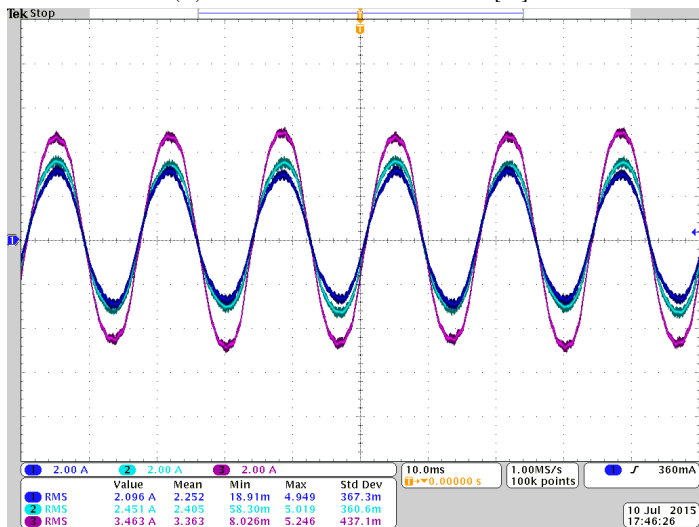
Tabela 5.7 – Resultados experimentais com dois degraus de carga (2,90 kW).

	Fase A			Fase B			Fase C		
	$W_{a1}$	$W_{a2}$	$W_{a3}$	$W_{b1}$	$W_{b2}$	$W_{b3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$
$V_{\text{RMS}}[\text{V}]$	230,90	241,47	250,65	241,61	245,31	248,38	251,52	243,30	237,08
$I_{\text{RMS}}[\text{A}]$	3,59	2,93	3,89	3,12	3,19	3,89	4,06	3,16	3,07
$P[\text{W}]$	-316,00	-300,70	-325,60	-318,00	-319,30	-339,50	-348,40	-321,60	-306,70
$S[\text{VA}]$	828,10	708,10	974,50	754,10	782,50	965,00	1021,17	768,83	727,84
$Q[\text{VA}]$	765,40	-641,10	918,50	-683,70	-714,40	903,30	959,90	698,33	660,06

Tabela 5.8 – Resultados experimentais para a condição com três degraus de carga (3,68 kW).

	Fase A			Fase B			Fase C		
	$W_{a1}$	$W_{a2}$	$W_{a3}$	$W_{b1}$	$W_{b2}$	$W_{b3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$
$V_{\text{RMS}}[\text{V}]$	229,78	240,36	248,35	240,69	244,22	246,01	248,21	241,35	234,99
$I_{\text{RMS}}[\text{A}]$	4,31	3,37	4,26	3,60	3,66	4,28	4,32	3,55	3,43
$P[\text{W}]$	-401,80	-384,30	-411,30	-413,90	-416,30	-435,70	-430,30	-402,60	-385,40
$S[\text{VA}]$	990,30	810,40	1057,10	866,80	894,80	1052,20	1072,27	856,79	806,02
$Q[\text{VA}]$	-905,20	-713,40	973,80	-761,60	-792,10	957,80	982,14	756,31	707,90

(a) Correntes medidas em [A].



(b) Espectro harmônico das correntes.

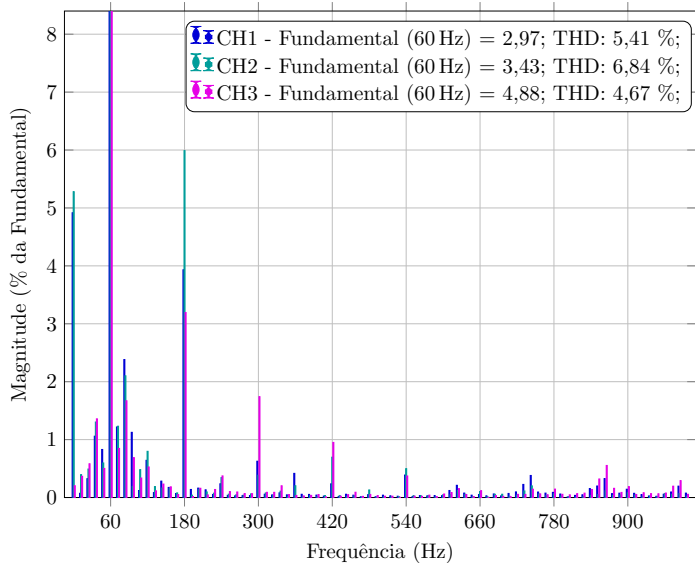
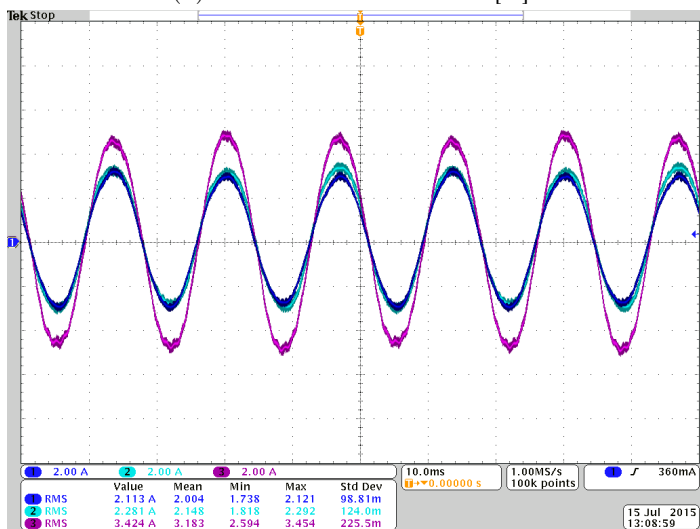


Figura 5.19 – Correntes na fase A para na condição de operação a vazio (#0).

(a) Correntes medidas em [A].



(b) Espectro harmônico das correntes.

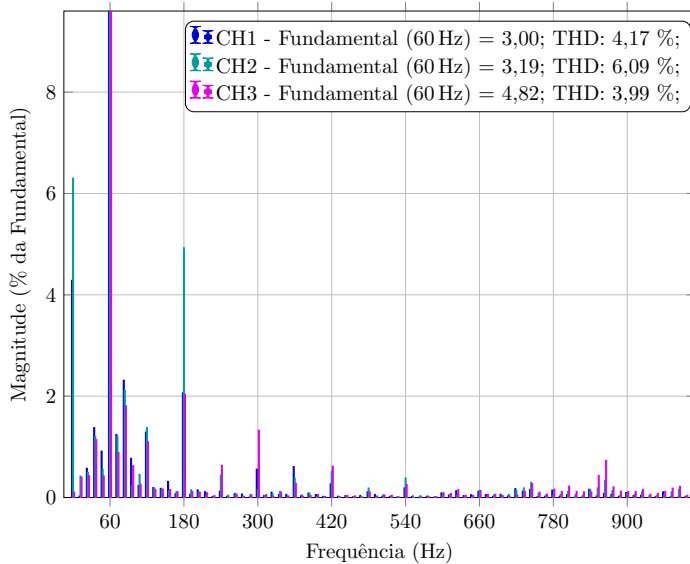
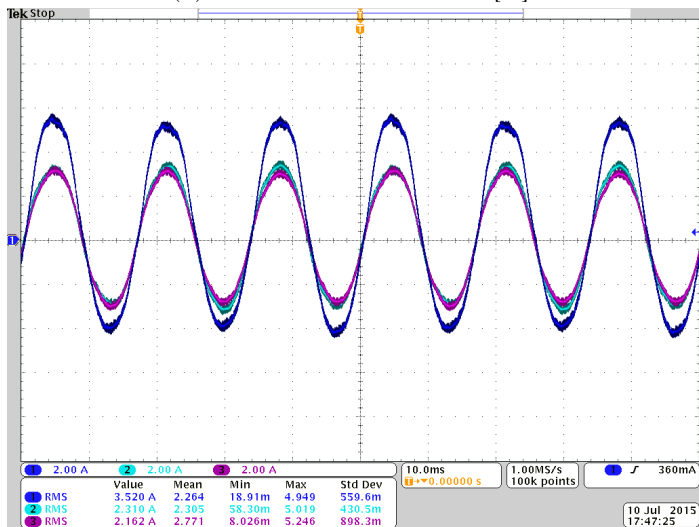


Figura 5.20 – Correntes na fase B para na condição de operação a vazio (#0).

(a) Correntes medidas em [A].



(b) Espectro harmônico das correntes.

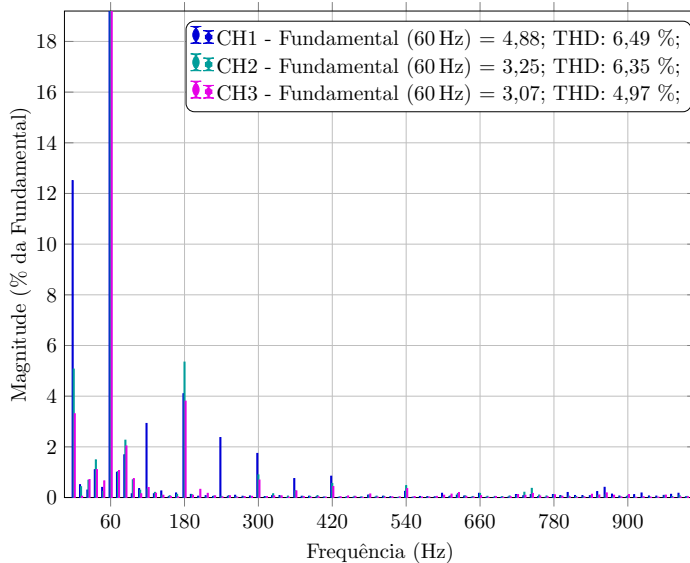
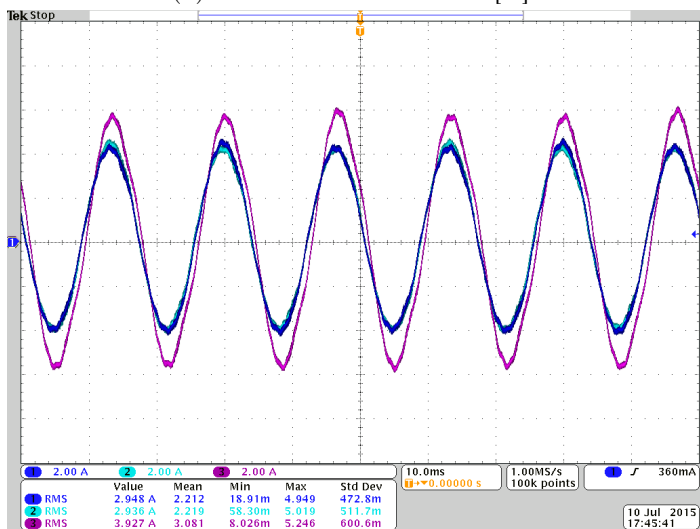


Figura 5.21 – Correntes na fase C para na condição de operação a vazio (#0).



(a) Correntes medidas em [A].



(b) Espectro harmônico das correntes.

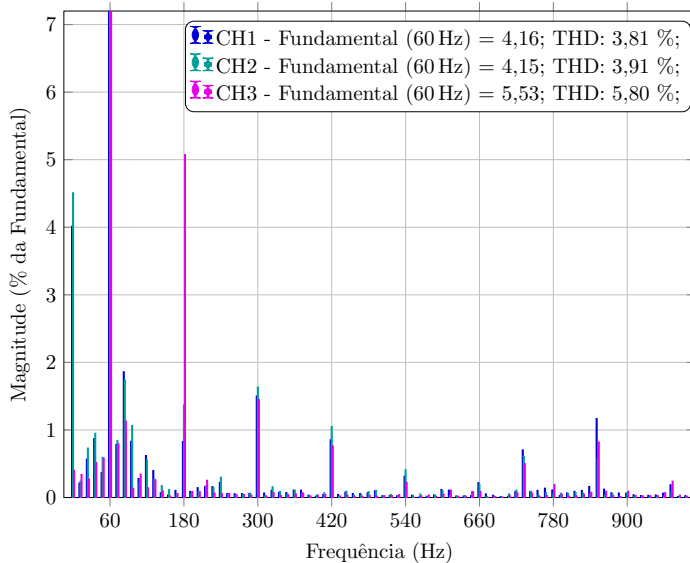
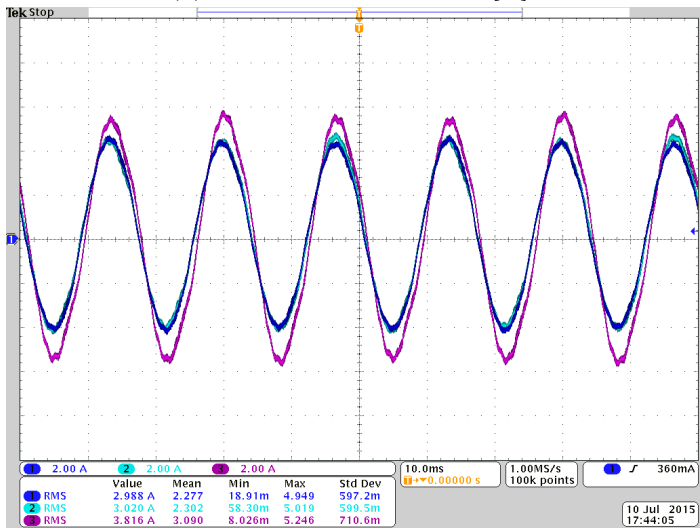


Figura 5.22 – Correntes na fase A para na condição de operação com três degraus de carga (#3).

(a) Correntes medidas em [A].



(b) Espectro harmônico das correntes.

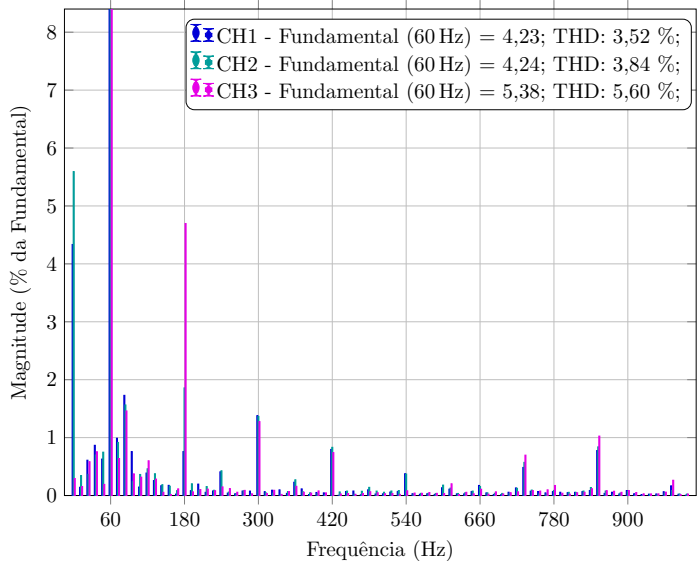
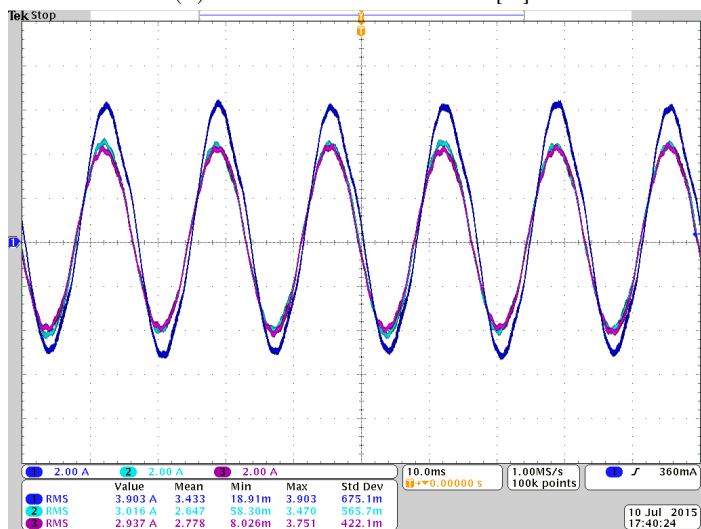


Figura 5.23 – Correntes na fase B para na condição de operação com três degraus de carga (#3).

(a) Correntes medidas em [A].



(b) Espectro harmônico das correntes.

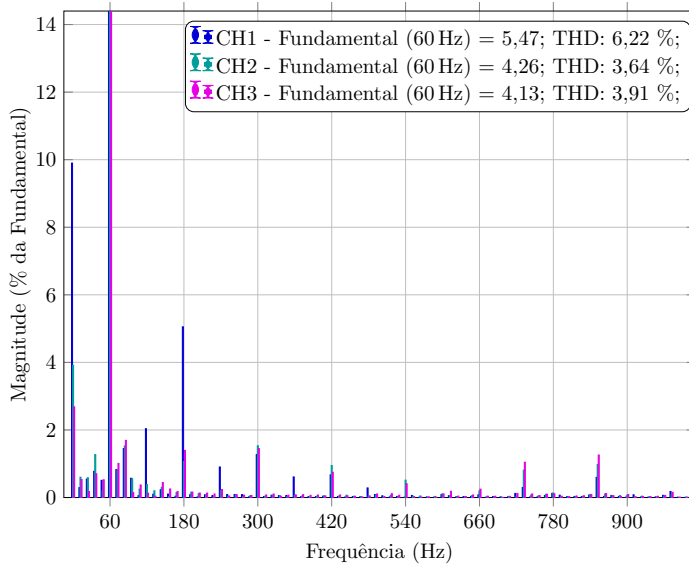


Figura 5.24 – Correntes na fase C para na condição de operação com três degraus de carga (#3).

### 5.4.3 Comportamentos das tensões nos capacitores de barramento

A Tabela 5.9 apresenta a distribuição de tensão entre os capacitores de barramento para diferentes condições de carga (a diferença relativa de tensão é mostrado na Figura 5.25). Observa-se que a medida que a carga aumenta, o sistema apresenta tensões próximas do equilíbrio. Isto se deve ao aumento do processamento de energia ativa.

Tabela 5.9 – Resultados experimentais que consideram a tensão nos capacitores de barramento e corrente na saída dos inversores para a condição de operação a vazio (#0), com um degrau de carga (#1), com dois degraus de carga (#2) e três degraus de carga (#3).

	Fase A			Fase B			Fase C		
	$W_{a1}$	$W_{a2}$	$W_{a3}$	$W_{b1}$	$W_{b2}$	$W_{b3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$
$V_{RMS\#0}[V]$	377,47	395,33	417,42	378,45	394,80	416,93	419,27	395,06	375,74
$I_{RMS\#0}[A]$	2,18	2,30	3,51	2,12	2,48	3,46	3,54	2,33	2,17
$V_{RMS\#1}[V]$	393,00	396,58	413,86	392,65	398,69	412,04	413,92	395,06	375,74
$I_{RMS\#1}[A]$	2,47	2,52	3,45	2,46	2,48	3,42	3,47	2,48	2,42
$V_{RMS\#2}[V]$	392,21	394,49	408,76	392,63	397,45	405,32	408,52	398,12	389,40
$I_{RMS\#2}[A]$	2,68	2,67	3,72	2,66	2,70	3,59	3,67	2,70	2,62
$V_{RMS\#3}[V]$	389,67	391,57	401,79	394,47	398,27	412,04	401,66	394,99	386,27
$I_{RMS\#3}[A]$	3,01	3,00	3,96	3,02	3,80	3,42	3,87	3,00	2,90

### 5.4.4 Ondulações de corrente no barramento CC

O comportamento das correntes de barramento CC é verificado pela Figura 5.26, a qual apresenta a corrente no enrolamento  $W_{b1}$ , a corrente CC total de entrada ( $I_{in,ABC}$ ), a corrente CC das fases A e B ( $I_{in,AB}$ ) a corrente na entrada da fase A ( $I_{in,A}$ ). O espectro harmônico das correntes CC é apresentado na Figura 5.27 para a condição de operação com um degrau de carga (#1) e na Figura 5.28 operando com cinco degraus de carga (#5).

As formas de onda obtidas confirmam a ondulação de corrente no lado CC da estrutura proposta, conforme estudo apresentado na seção 4.3. Ao se considerar que apenas a componente fundamental costuma ser controlada, a estrutura apresentará ondulação na corrente de entrada caso haja harmônicos. A ondulação de corrente

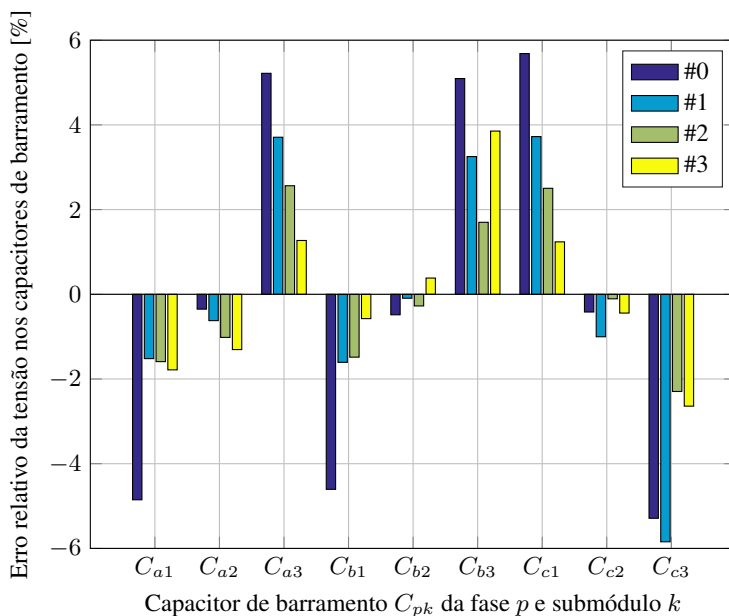
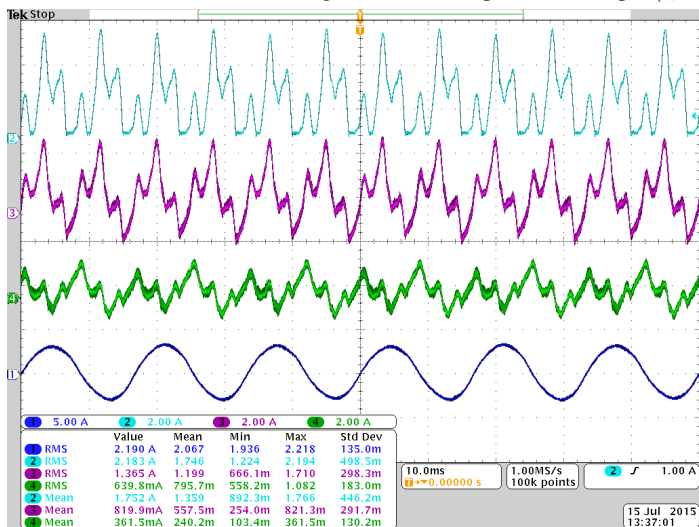


Figura 5.25 – Erro relativo na tensão dos capacitores de barramento CC [%] para a condição de operação a vazio (#0), com um degrau de carga (#1), com dois degraus de carga (#2) e três degraus de carga (#3) (veja Tabela 5.9).

por fase não pode ser eliminada devido ao processamento monofásico de potência (ver Seção 4.3).

(a) Correntes medidas na condição de um degrau de carga (#1) [A].



(b) Correntes medidas na condição de cinco degraus de carga (#5) [A].

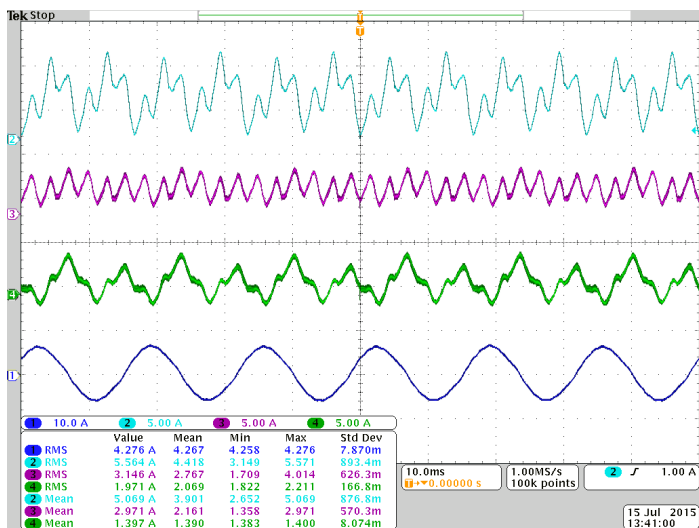


Figura 5.26 – CH1 – corrente no enrolamento  $W_{b1}$ , CH2 – corrente de entrada do conversor  $I_{in}$  ou  $I_{in,ABC}$ , CH3 – corrente de entrada CC  $I_{in,AB}$  nas fases B e A, CH4 – corrente CC  $I_{in,A}$  na entrada da fase A.

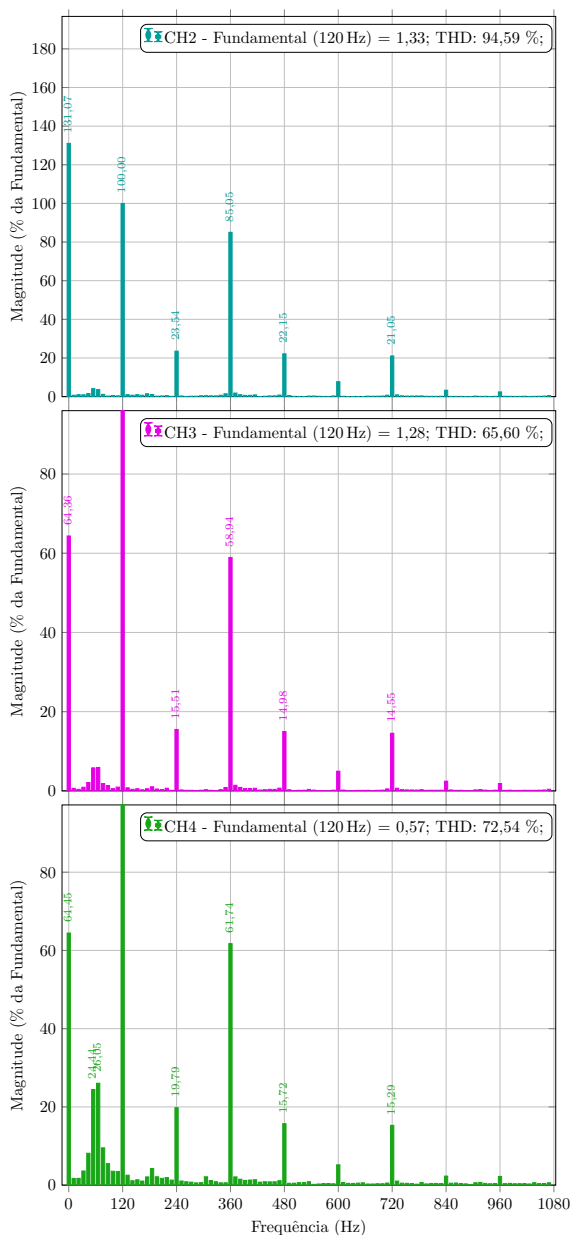


Figura 5.27 – CH2 – corrente de entrada do conversor  $I_{in}$  ou  $I_{in,ABC}$ , CH3 – corrente de entrada CC  $I_{in,AB}$  nas fases B e A, CH4 – corrente CC  $I_{in,A}$  na entrada da fase A. Na condição com um degrau de carga.

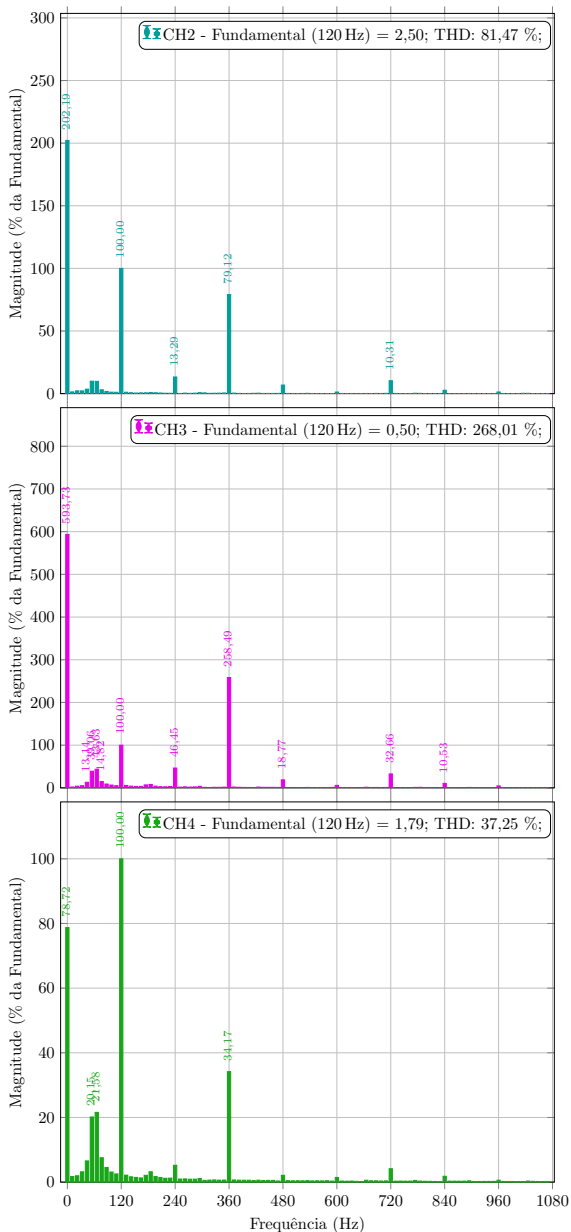


Figura 5.28 – CH2 – corrente de entrada do conversor  $I_{in}$  ou  $I_{in,ABC}$ , CH3 – corrente de entrada CC  $I_{in,AB}$  nas fases B e A, CH4 – corrente CC  $I_{in,A}$  na entrada da fase A. Na condição com cinco degraus de carga.



### 5.4.5 Aquisições com os inversores reposicionados

Simulações investigativas com tempo morto distinto em um dos inversores por fase reproduz o fenômeno observado na Subseção 5.4.1, ou seja, uma das correntes apresenta amplitude e fase distinta das demais na mesma fase. Observou-se também que, três dos inversores adquiridos são de modelos distintos, e apresentam tempo morto ligeiramente distinto dos adquiridos mais recentemente.

Para comprovar a hipótese apresentada, aquisições são realizadas reposicionando os inversores previamente adquiridos para que todos fiquem na mesma fase.

A Tabela 5.10 apresenta a corrente na saída dos inversores para diferentes condições de carga, sendo que a Figura 5.29 compara o erro relativo das correntes eficazes. Observa-se que o desequilíbrio é relativamente constante com o aumento da carga e diferente do apresentado anteriormente na Tabela 5.9, evidenciando que as não idealidades dos inversores causaram o desequilíbrio observado na Seção 5.4.

A Tabela 5.11 apresenta a tensão na saída dos inversores para diferentes condições de carga, sendo que a Figura 5.30 compara o erro relativo das mesmas. Observa-se que o erro relativo fica abaixo de 1,5 % para toda a faixa de operação do conversor, indicando que o desequilíbrio de tensão nos capacitores não é um fator crítico da estrutura TP-ISHB-M.

A Tabela 5.12 lista a potência ativa processada pelos inversores para diferentes condições de carga, sendo que a Figura 5.31 compara o erro relativo das potências ativas. A medida que a potência processada aumenta, o erro relativo reduz, o que sugere como sendo a operação com pouca carga ou a vazio o ponto crítico de operação da estrutura.

A Tabela 5.14 mostra a potência reativa processada pelos inversores para diferentes condições de carga, sendo que a Figura 5.33 compara o erro relativo destas potências. Nota-se um erro relativo comparável ao erro das correntes, e por ser a variável livre, este desequilíbrio não traz preocupações de início.

A Tabela 5.13 mostra a potência aparente processada pelos inversores para diferentes condições de carga, sendo que a Figura 5.32 compara o erro relativo das potências aparentes. O desequilíbrio observado se deve à potência reativa processada por cada módulo.

Tabela 5.10 – Corrente na saída dos inversores para diferentes condições de carga.

Degrau	Fase A			Fase B			Fase C		
	$W_{a1}$	$W_{a2}$	$W_{a3}$	$W_{b1}$	$W_{b2}$	$W_{b3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$
#0 [A]	2,31	2,40	2,25	2,19	2,08	2,21	2,33	2,18	2,21
#1 [A]	2,75	2,71	2,71	2,57	2,43	2,53	2,64	2,48	2,50
#2 [A]	3,03	3,03	2,99	2,77	2,69	2,75	2,80	2,74	2,71
#3 [A]	3,43	3,49	3,40	3,12	3,05	3,10	3,14	3,09	3,08
#4 [A]	3,86	4,00	3,87	3,60	3,49	3,51	3,55	3,58	3,51
#5 [A]	4,35	4,47	4,32	4,07	3,95	4,00	4,00	4,05	4,00
#6 [A]	4,82	4,97	4,80	4,53	4,40	4,44	4,44	4,50	4,44
#7 [A]	5,24	5,38	5,26	4,93	4,82	4,86	4,87	4,95	4,87
#8 [A]	5,67	5,80	5,68	5,34	5,25	5,26	5,29	5,36	5,28
#9 [A]	6,00	6,14	6,02	5,71	5,63	5,62	5,58	5,66	5,63
#10 [A]	6,32	6,47	6,30	6,04	5,91	5,93	5,87	5,97	5,93

Tabela 5.11 – Tensão na saída dos inversores para diferentes condições de carga.

Degrau	Fase A			Fase B			Fase C		
	$W_{a1}$	$W_{a2}$	$W_{a3}$	$W_{b1}$	$W_{b2}$	$W_{b3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$
#0 [V]	221,41	221,55	221	220,37	218,68	218,14	220,75	220,81	217,52
#1 [V]	239,30	239,60	239,83	239,21	238,07	236,97	238,37	238,72	236,68
#2 [V]	236,89	237,04	237,35	235,64	234,63	233,47	234,20	235,35	233,10
#3 [V]	234,75	235,95	235,47	233,21	232	231,10	231,69	233,24	230,84
#4 [V]	233,32	234,36	234,05	231,59	230,37	229,41	229,71	231,66	229,11
#5 [V]	231,87	232,87	232,52	230,19	228,78	227,95	228,20	230,26	227,73
#6 [V]	230,96	231,86	231,64	229,15	227,70	226,73	227,03	229,45	226,65
#7 [V]	230,04	230,93	230,74	228,25	226,68	225,84	225,87	228,49	225,58
#8 [V]	229,28	229,93	229,96	227,39	225,75	224,94	224,99	227,76	224,84
#9 [V]	228,75	229,52	229,41	227,20	225,45	224,56	224,22	227,04	224,24
#10 [V]	228,17	228,76	228,68	226,57	224,69	223,89	223,58	226,58	223,75

Tabela 5.12 – Potência ativa na saída dos inversores para diferentes condições de carga.

Degrau	Fase A			Fase B			Fase C		
	$W_{a1}$	$W_{a2}$	$W_{a3}$	$W_{b1}$	$W_{b2}$	$W_{b3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$
#0 [W]	12,70	13,90	12,50	39,20	38,60	37,30	45,70	47,60	48,40
#1 [W]	99,20	98,80	102,40	141	140,40	142,50	148,30	152,10	153,60
#2 [W]	196,10	200	201,30	229,90	232,20	231,30	237	241,10	237,50
#3 [W]	296,70	304,30	301	315,60	318,30	317	318,30	324,50	323,30
#4 [W]	388,80	401,20	391,60	401,90	399,70	399,50	400,30	408,10	400,20
#5 [W]	472,70	483,80	476,20	476,70	476,20	476,10	473,20	487,70	478,30
#6 [W]	548,50	565,40	552,60	549,80	545,90	545,80	541,30	555,90	547,70
#7 [W]	615,70	631,10	621,10	610,70	607,30	607,20	604,10	618,60	611,40
#8 [W]	673,90	694,80	682,50	666,10	662,60	658,50	662,40	676,80	664,10
#9 [W]	722,20	743,10	731,40	717,70	717,30	709,60	698,70	716,20	710,50
#10 [W]	764	786,60	772,20	758,70	753,60	747,90	738,80	757,60	748,60

Tabela 5.13 – Potência aparente na saída dos inversores para diferentes condições de carga.

Degrau	Fase A			Fase B			Fase C		
	$W_{a1}$	$W_{a2}$	$W_{a3}$	$W_{b1}$	$W_{b2}$	$W_{b3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$
#0 [VA]	510,70	532,70	496,90	483,50	455,40	482,20	513,30	480,30	479,60
#1 [VA]	659,20	649,70	650,90	613,90	579,10	598,50	628,10	592,70	590,90
#2 [VA]	717,70	718,40	708,90	653,80	631,30	643,10	656,30	644,50	632
#3 [VA]	806,20	823,50	800,40	727,60	707,40	715,90	727,60	721,30	711,60
#4 [VA]	901,30	936,70	905,80	833,20	804,70	805,10	816	828,50	803,40
#5 [VA]	1009,10	1040,10	1004	935,90	902,80	911,40	912,90	933,50	911,70
#6 [VA]	1113,10	1151,50	1111,10	1038,40	1002,30	1005,60	1008,50	1033,10	1007,10
#7 [VA]	1206,40	1242,60	1212,80	1125,20	1093,30	1098	1099,30	1130,40	1098,60
#8 [VA]	1299,70	1332,70	1306,50	1213,90	1186,20	1182,90	1190,40	1221	1186,20
#9 [VA]	1373,20	1409,80	1380,80	1297,60	1270	1262,20	1250,70	1283,80	1262
#10 [VA]	1441	1478,80	1439,90	1367,60	1327,80	1327,70	1311,40	1351,90	1326,20

Tabela 5.14 – Potência reativa na saída dos inversores para diferentes condições de carga.

Degrau	Fase A			Fase B			Fase C		
	$W_{a1}$	$W_{a2}$	$W_{a3}$	$W_{b1}$	$W_{b2}$	$W_{b3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$
#0 [VA]	510,60	532,50	496,70	481,90	453,80	480,70	511,30	478	477,20
#1 [VA]	651,70	642,10	642,80	597,40	561,80	581,30	610,40	572,90	570,60
#2 [VA]	690,40	690	679,70	612,10	587,10	600,10	612	597,70	585,70
#3 [VA]	749,60	765,30	741,70	655,60	631,70	641,90	654,30	644,20	633,90
#4 [VA]	813,20	846,50	816,80	729,80	698,40	699	711,10	721	696,70
#5 [VA]	891,60	920,70	883,90	805,40	767	777,20	780,70	795,90	776,20
#6 [VA]	968,60	1003,10	963,90	880,90	840,60	844,60	850,90	870,80	845,10
#7 [VA]	1037,50	1070,40	1041,70	945,10	909,10	914,80	918,50	946,10	912,80
#8 [VA]	1111,30	1137,20	1114,10	1014,80	983,90	982,70	989,10	1016,30	982,90
#9 [VA]	1167,90	1198,10	1171,20	1081	1048,10	1043,80	1037,30	1065,50	1043
#10 [VA]	1221,80	1252,30	1215,40	1137,80	1093,20	1096,90	1083,50	1119,70	1094,70

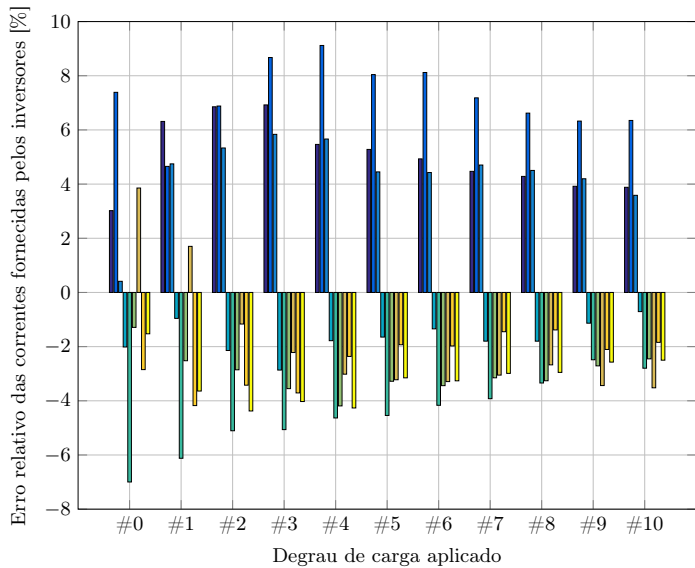


Figura 5.29 – Erro relativo das correntes eficazes de saída dos inversores em diferentes condições de carga  $\#n$ , com  $R_0 = 71,50\Omega/n$ .

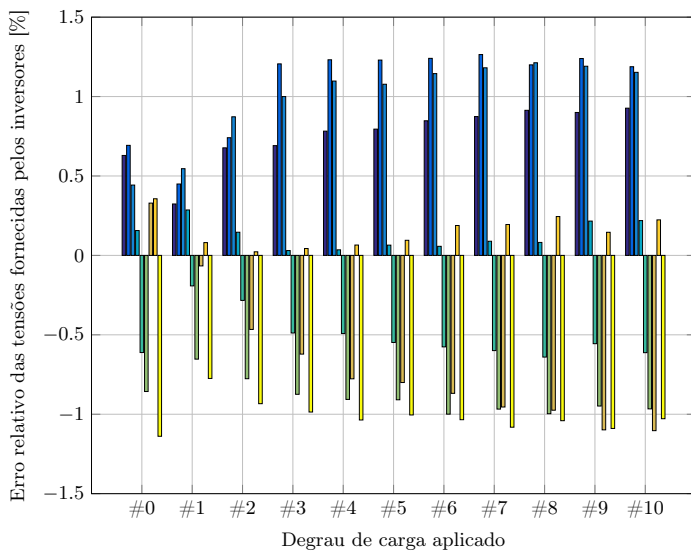


Figura 5.30 – Erro relativo das tensão eficazes de saída dos inversores em diferentes condições de carga  $\#n$ , com  $R_0 = 71,50\Omega/n$ .

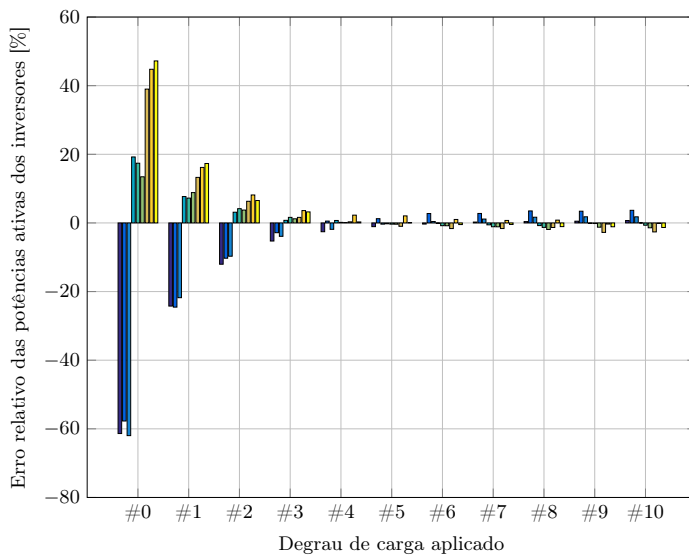


Figura 5.31 – Erro relativo das potências ativas processadas pelos inversores em diferentes condições de carga  $\#n$ , com  $R_0 = 71,50\Omega/n$ .

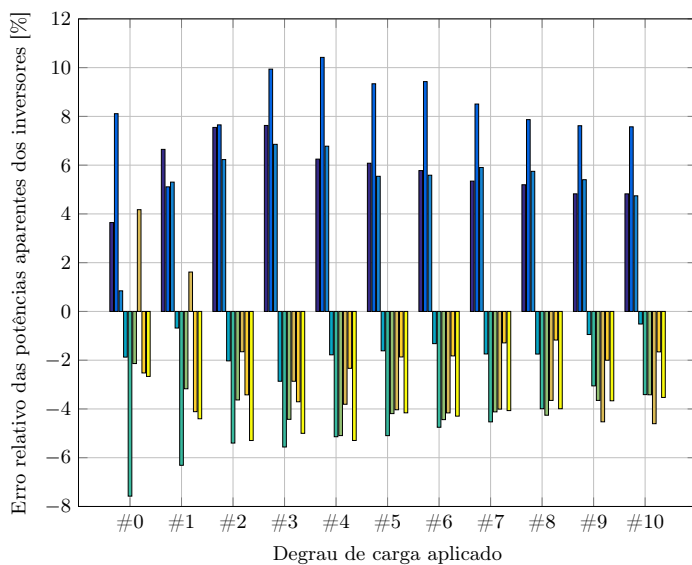


Figura 5.32 – Erro relativo das potências aparentes processadas pelos inversores em diferentes condições de carga  $\#n$ , com  $R_0 = 71,50\Omega/n$ .

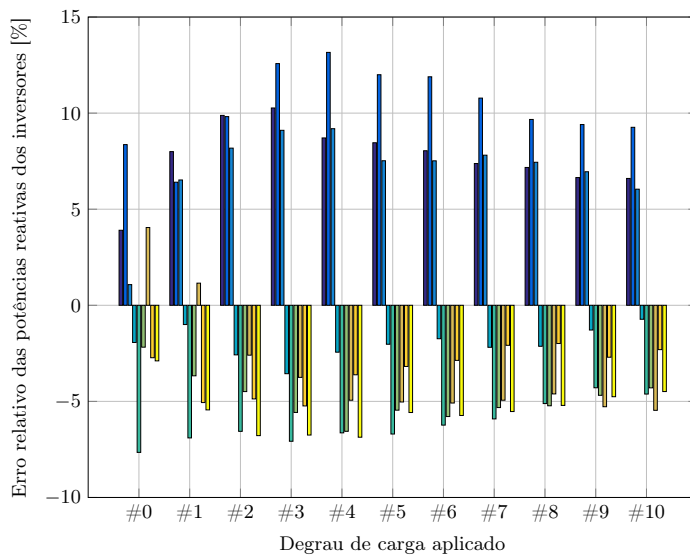


Figura 5.33 – Erro relativo das potências reativas processadas pelos inversores em diferentes condições de carga  $\#n$ , com  $R_0 = 71,50\Omega/n$ .



A Tabela 5.15 apresenta o rendimento da estrutura TP-ISHB-M para diferentes condições de carga, sem considerar o circuito de comando. Uma representação gráfica é apresentada na Figura 5.34. O baixo rendimento a vazio pode ser entendido observando o desequilíbrio de potência ativa, conforme apresentado na Figura 5.31, existe um desbalanço considerável para a condição de operação com pouca carga.

Tabela 5.15 – Potência de entrada, potência de saída e rendimento da topologia TP-ISHB-M.

Carga	#0	#1	#2	#3	#4	#5	#6	#7	#8	#9	#10
$P_{IN}[W]$	844.74	1606	2464	3280.90	4098.40	4816.80	5486.40	6102	6559.10	7019.20	7425.80
$P_{OUT}[W]$	295.90	1178.30	2006.40	2819	3591.30	4300.90	4952.90	5527.20	6041.70	6466.70	6828
$\eta[\%]$	35.03	73.37	81.43	85.92	87.63	89.29	90.28	90.58	92.11	92.13	91.95

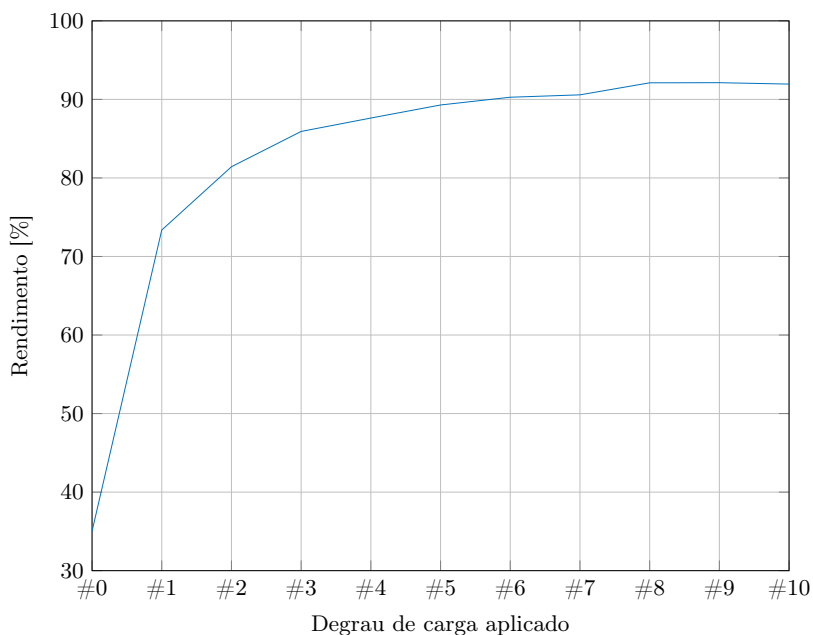


Figura 5.34 – Curva de rendimento da topologia TP-ISHB-M para diferentes condições de carga  $\#n$ , com  $R_0 = 71,50\Omega/n$ .

## 5.5 CONCLUSÕES

Conforme resultados de bancada apresentados, a topologia opera de forma estável em malha aberta. Apesar da estabilidade apresentada, o desequilíbrio de corrente no motor se mostrou mais importante do que o desequilíbrio de tensão nos capacitores de barramento.

A análise desenvolvida para a versão monofásica, estendida para a topologia trifásica com transformador, se mostrou válida para a estrutura conectada ao motor de múltiplos enrolamentos.

Devido ao processamento de potência por submódulos monofásicos, é gerada uma corrente oscilatória em 120 Hz na entrada dos inversores, sendo esta repassada ao barramento CC. Pelo fato das fases estarem em braços distintos, é possível anular a componente oscilatória da corrente com um controle adequado. As correntes de 120 Hz geradas por inversores adjacentes passam pelos capacitores.

A análise do espectro harmônico das correntes na saída de cada inversor explica o espectro harmônico das correntes no barramento CC. Ao se considerar que a tensão gerada pelo modulador apresenta apenas a componente fundamental, o espectro da corrente de saída dos inversores é deslocado de 60 Hz na entrada do conversor.

A conexão série dos módulos monofásicos não garante que o somatório das correntes em um conjunto trifásico seja nulo, devendo assim, ser garantido por um controle de corrente adequado.

Diferenças no tempo morto, causam desequilíbrios de corrente na estrutura proposta. Na modelagem para o controle, o efeito de desequilíbrios de tempo morto deve ser considerado.

Uma análise detalhada das estruturas de controle vetorial de máquinas elétricas existentes deve ser realizada com relação a estrutura de controle a ser implementada na topologia TP-ISHB-M.

## CAPÍTULO 6

---

### CONCLUSÃO GERAL

---

*“The curious paradox is that when I accept myself just as I am, then  
I can change.”*

Carl Rogers

## 6.1 CONCLUSÃO GERAL

Algumas conclusões desta tese são descritas a seguir.

### 6.1.1 Topologia SP-ISHB

O estudo da topologia monofásica com transformador de múltiplos enrolamentos (SP-ISHB) é apresentado nos capítulos 2 e 3, os quais levam a algumas conclusões.

A solução de geração e sincronismo dos pulsos PWM utilizando microcontroladores e comunicação CAN se mostrou relativamente complexa e pouco robusta. Migrou-se, desta forma, para o uso de dispositivos configuráveis com elevado número de pinos, por exemplo, uso do DE0-NANO (FPGA).

A inclusão de indutâncias na saída dos inversores, se faz necessária para evitar a troca de potência ativa entre os inversores em alta frequência, ou seja, o sincronismo do sinal modulador garante que não haja troca de potência ativa apenas em baixa frequência. Investigações por simulação realizadas ao final deste trabalho, indicam que a troca de potência ativa se deve ao defasamento das portadoras, conforme verificado pelas Figuras 6.1 e 6.2.

As assimetrias encontradas no transformador não influenciam de forma relevante na distribuição de potência do conversor na versão monofásica.

Observa-se que a diferença de tensão CC nos capacitores e de potência ativa ou aparente entre os módulos é mínima, o que tornaria desnecessário a utilidade de um sistema de controle para garantir o equilíbrio de potência entre os inversores<sup>1</sup>.

A maior desigualdade em termos relativos pode ser vista no valor eficaz da corrente de saída dos inversores (ver Figura 3.21), mostrando que o controle de corrente dos inversores é mais crítico do que o controle de tensão.

---

<sup>1</sup> Devido a complexidade de modelagem e ao tempo restante para finalizar a tese, o controle de corrente não foi implementado. Optou-se por investigar ao máximo a topologia proposta em malha aberta.

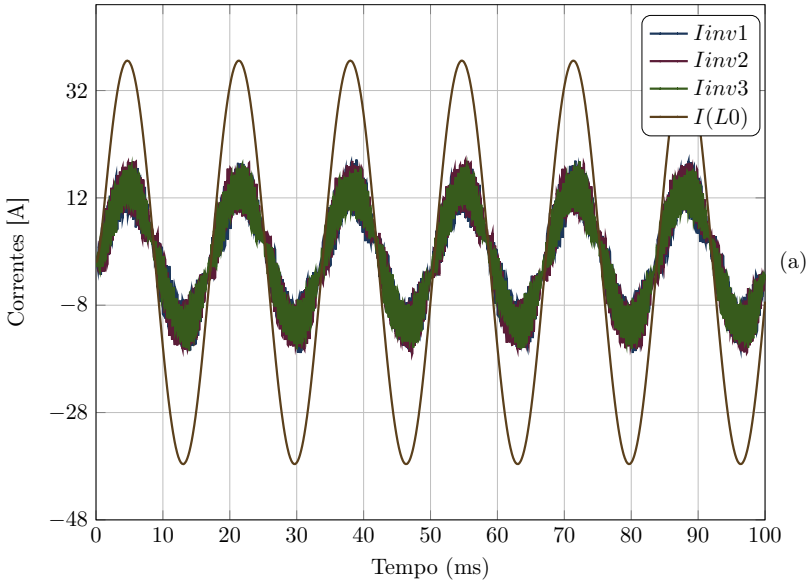


Figura 6.1 – Correntes nas saídas dos inversores e corrente na carga da topologia SP-ISHB-T com portadoras defasadas.

### 6.1.2 Topologia TP-ISHB-T

O modelo do transformador utilizando circuitos magnéticos se mostrou vantajoso por ser compacto e simples de implementar em comparação com a representação em circuito elétrico equivalente.

A geração dos pulsos PWM utilizando um FPGA se mostrou vantajosa por ser robusta, de fácil implementação e de fácil sincronismo entre fases.

Como as tensões nos capacitores se apresentaram equilibradas, conclui-se que um controle ativo não se faz necessário. Uma verificação das correntes no barramento CC apontam que o aspecto crítico na topologia não situa no controle das tensões dos capacitores de barramento, mas sim nas correntes de saída dos inversores.

Conforme observado na versão monofásica, a configuração trifásica necessita da adição de indutores na saídas dos inversores para evitar a troca de potência ativa em alta frequência. Pelo fato

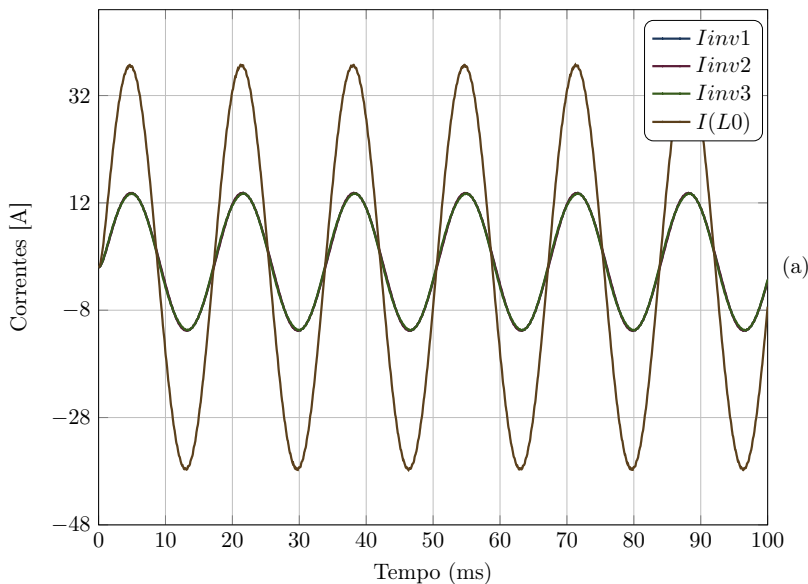


Figura 6.2 – Correntes nas saídas dos inversores e corrente na carga da topologia SP-ISHB-T com portadoras em fase.

de a frequência em que ocorre a troca ser múltipla da frequência de comutação, não é possível eliminá-la com estratégias de controle de corrente.

### 6.1.3 Topologia TP-ISHB-M

Conforme resultados de bancada apresentados no capítulo 5, a topologia opera de forma estável em malha aberta. Apesar da estabilidade apresentada, o desequilíbrio de corrente no motor se mostrou mais importante do que o desequilíbrio de tensão nos capacitores de barramento.

Devido ao processamento de potência por submódulos monofásicos, é gerada uma corrente oscilatória em 120Hz na entrada dos inversores, sendo esta repassada ao barramento CC. É possível se anular a componente oscilatória da corrente com um controle adequado.

A análise das correntes na saída de cada inversor demons-

tra o espectro harmônico das correntes no barramento CC. Ao se considerar que a tensão gerada pelo modulador apresenta apenas a componente fundamental, o espectro da corrente de saída dos inversores é deslocado de 60 Hz na entrada do conversor<sup>2</sup>.

A conexão série dos módulos monofásicos não garante que o somatório das correntes em um conjunto trifásico seja nulo, devendo assim ser garantido por um controle de corrente adequado.

Diferenças no tempo morto, causam desequilíbrios de corrente na estrutura proposta. Na modelagem orientada a controle, o efeito de desequilíbrios de tempo morto devem ser considerados.

Não são necessárias as indutâncias de filtragem na saída dos inversores quando a topologia é conectada ao motor de indução trifásico<sup>3</sup>. Isto se deve principalmente a diferença no acoplamento magnético entre os enrolamentos se comparada ao transformador trifásico.

#### 6.1.3.1 Vantagens da estrutura TP-ISHB-M

Algumas vantagens apresentadas pela estrutura estudada são listadas a seguir:

- A topologia opera de forma estável em malha aberta, reduzindo o esforço de controle para otimizar o desempenho da estrutura.
- Aplica tensão de fase nos enrolamentos, possibilitando operar com tensões de barramento menores em comparação à estruturas com sub-módulos trifásicos.
- As tensões nos capacitores de barramento se apresentam equilibradas em malha aberta, distribuindo os esforços de tensão sobre os semicondutores.

---

<sup>2</sup> Observe que existem outras frequências, e que, considerando que a frequência de comutação em acionamento de média tensão é baixa, existe um limite para a atuação do controle.

<sup>3</sup> Conforme verificado por simulação, a indutância é necessária devido ao defasamento das portadoras. Recomenda-se o uso de portadoras em fase.

### 6.1.3.2 Desvantagens da estrutura TP–ISHB–M

Algumas das desvantagens apresentadas pela estrutura estudada são listadas a seguir:

- Processa de forma monofásica a energia nos capacitores, ou seja, os capacitores são volumosos. Isto se agrava no acionamento elétrico, uma vez que deve-se processar potência em baixa frequência durante o acionamento.
- A ondulação de potência no barramento CC não pode ser eliminada por controle. Cada submódulo injeta corrente em 120Hz no barramento, causando o aumento do valor eficaz da corrente processada pelos capacitores de barramento.
- O número de interruptores e capacitores é elevado em comparação com a versão trifásica apresentada em (WANG; HAN, 2015; WANG; HAN, 2014; ZHANG et al., 2014).

## 6.2 TRABALHOS PUBLICADOS

No decorrer desta tese, alguns trabalhos foram publicados, conforme resumos a seguir:

### 6.2.1 A single–phase inverter based on full–bridge modules with inputs in series–connection and outputs coupled by a multiple–winding transformer

O estudo realizado e apresentado nos Capítulos 2 e 3 foram publicados em (RUSELER; LAZZARIN; BARBI, 2015a) (ver Anexo A).

**Abstract:** *This paper proposes an isolated modular single–phase inverter for high–input voltage applications. The topology is composed of conventional and modular full–bridge inverters with series–connected inputs and magnetically–connected outputs. All input bus capacitors are connected in series and thus the dc voltage is divided among the inverter modules. The full–bridge outputs are connected by a multiple–winding low–frequency transformer, the inverters employ a*



*typical three-level modulation with phase-shift carriers and when an appropriate modulation is used a multilevel output voltage is supplied for the load. The auto-balance of the input capacitor voltages is verified and a harmonic analysis is performed in order to investigate the exchange of active and reactive power between the inverter modules at low and high frequency. An 8 kW prototype with three modules, a multiple-winding transformer with a transform ratio of 1:1:1:1, 1200 V dc input source and 220 V / 60 Hz ac output voltage was built and tested in order to verify the proposed topology.*

### **6.2.2 Modular inverter topology with full-bridge sub-modules for open-end split winding three-phase induction motor drive**

Os resultados apresentados no Capítulo 4 foram publicados em (RUSELER; LAZZARIN; BARBI, 2015c) (ver Anexo B).

**Abstract:** *In this paper, a new full-bridge modular inverter topology for open-end split winding induction motor drive is presented. All bus capacitor related to a specific phase are connected in series to reach the desired voltage level required in high power and high input-voltage applications requirements. The number of inverters per phase is related to the number of pole-pairs in the machine. Single input dc bus enables flexibility between the front-end rectifier and the inverter. Three-level modulation with phase-shift is applied with carriers synchronization. A three-phase prototype featuring a multiple-winding transformer with unitary transform ratio, 1200 V dc input source and 220 V / 60 Hz ac output voltage was built in order to verify the proposed topology.*

### **6.2.3 A novel modular multilevel inverter for medium-voltage open-end split winding machines based on single-phase submodules with input-series connection**

O estudo realizado e apresentado no Capítulo 5 foi publicado em (RUSELER; LAZZARIN; BARBI, 2015d) (Ver Anexo C).

**Abstract:** *In this paper, a modular inverter topology conceived by input series connection of H-bridge (ISHB) is presented and verified through experimental results. The proposed converter is*

*naturally appropriate for open-end split winding induction motor drive due to the galvanic isolation offered by the machine. Each submodule is composed by a H-bridge inverter, which is characterized for a modulation with three levels, using phase-shifted PWM modulation strategy. All bus capacitor related to a phase of inverter are connected in series to reach the desired voltage level that is required in high power and high input voltage applications requirements. The proposed structure has a voltage self-balance in the series-connected input capacitors, which provides a stable operating point and ensures proper power distribution between each submodule. A prototype was build in order to validate the theoretical results for a 7,50 kW induction motor, that has three-open winding per phase.*

## 6.3 TRABALHOS FUTUROS

### 6.3.1 Estrutura trifásica com submódulos monofásicos (TP-ISHB)

Esta tese explorou os princípios básicos de operação da estrutura TP-ISHB, dentre eles, pode-se citar o auto balanço das tensões de entrada, a divisão dos esforços de tensão e do fluxo de potência ativa.

A operação estável em malha aberta foi observada, porém um estudo da estabilidade dinâmica se mostra interessante, sendo sugerido para trabalhos futuros.

### 6.3.2 Estrutura composta por submódulos trifásicos

Os princípios validados podem ser estendidos para outras estruturas, com objetivo de usar as vantagens verificadas nesta tese e buscar soluções para as desvantagens observadas. Neste sentido, topologias que são desdobramento deste trabalho são abordados com maiores detalhes no Apêndice A.

---

## REFERÊNCIAS

---

ABBATE, C. et al. Series connection of high power IGBT modules for traction applications. In: *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 8 pp.–P.8. Citado na página 63.

AXELSSON, U. et al. The gotland HVDC light project-experiences from trial and commercial operation. In: *Electricity Distribution, 2001. Part 1: Contributions. CIRED. 16th International Conference and Exhibition on (IEE Conf. Publ No. 482)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 5 pp. vol.1–. Citado na página 57.

BAHRMAN, M.; JOHNSON, B. The ABCs of HVDC transmission technologies. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 5, n. 2, p. 32–44, 2007. ISSN 1540-7977. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 58.

BAIJU, M. R. et al. A five-level inverter voltage space phasor generation for an open-end winding induction motor drive. In: *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 826–832 vol.2. Citado na página 70.

R. H. Baker. *Bridge converter circuit*. 1981. 4 270 163. Citado na página 64.

BERGE, J.; VARMA, R.; LITZENBERGER, W. Bibliography of FACTS 2011: Part II IEEE working group report. In: *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6. Citado na página 57.

BERGE, J.; VARMA, R.; LITZENBERGER, W. Bibliography of FACTS 2011: Part III IEEE working group report. In: *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–5. Citado na página 57.

CENGELCI, E.; ENJETI, P.; GRAY, W. A new modular motor-modular inverter (MM-MI) concept for medium voltage

adjustable speed drive systems. In: *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 3, p. 1972–1979 vol.3. Citado 4 vezes nas páginas 20, 73, 74 e 77.

CORZINE, K.; SUDHOFF, S.; WHITCOMB, C. Performance characteristics of a cascaded two-level converter. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 14, n. 3, p. 433–439, 1999. ISSN 0885-8969. Citado na página 70.

ERICKSON, R.; MAKSIMOVIC, D. A multiple-winding magnetics model having directly measurable parameters. In: *29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 2, p. 1472–1478 vol.2. Citado 5 vezes nas páginas 91, 94, 113, 260 e 277.

FLOURENTZOU, N.; AGELIDIS, V.; DEMETRIADES, G. VSC-Based HVDC power transmission systems: An overview. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 3, p. 592–602, 2009. ISSN 0885-8993. Citado na página 58.

FRIEDLI, T.; KOLAR, J. W. Milestones in Matrix Converter Research. *IEEJ Journal of Industry Applications*, v. 1, n. 1, p. 2–14, 2012. Citado na página 61.

FRIEDRICH, K. Modern HVDC PLUS application of VSC in modular multilevel converter topology. In: *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3807–3810. Citado na página 67.

GUPTA, R. et al. Direct-matrix-converter-based drive for a three-phase open-end-winding AC machine with advanced features. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 12, p. 4032–4042, 2010. ISSN 0278-0046. Citado na página 70.

HAMMOND, P. A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 1, p. 202–208, 1997. ISSN 0093-9994. Citado na página 66.

HAN, Y. Design, modeling, and control of multilevel converter motor drive with modular design and split winding machine. In: *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–10. Citado na página 77.

- HARNEFORS, M. et al. Analysis of the dc-link stability for the stacked polyphase bridges converter. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado na página 236.
- HARNEFORS, M. et al. DC-Link Stability Analysis and Controller Design for the Stacked Polyphase Bridges Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PP, n. 99, p. 1–1, 2016. ISSN 0885-8993. Citado na página 236.
- HELDWEIN, M. L. *EMC Filtering of Three-Phase PWM Converters: Three-phase Line Filter Concepts and Design for Modern Power Electronics*. Saarbrücken: Suedwestdeutscher Verlag fuer Hochschulschriften, 2009. ISBN 978-3-8381-0718-9. Citado na página 248.
- JIN, L. et al. Control and modulation of the stacked polyphase bridges inverter. In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 3023–3029. Citado na página 236.
- KOURO, S. et al. Powering the future of industry: High-power adjustable speed drive topologies. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 18, n. 4, p. 26–39, 2012. ISSN 1077-2618. Citado 6 vezes nas páginas 19, 62, 63, 64, 65 e 66.
- LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel converters - a new breed of power converters. In: , *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95*. [S.l.: s.n.], 1995. v. 3, p. 2348–2356 vol.3. Citado 3 vezes nas páginas 64, 65 e 67.
- LAMBERTZ, L.; MARQUARDT, R.; MAYER, A. Modular converter systems for vehicle applications. In: *Emobility - Electrical Power Train, 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 72.
- LESNICAR, R. M. A. A new modular voltage source inverter topology. 2003. Citado na página 67.
- MARCHESONI, M.; MAZZUCHELLI, M.; TENCONI, S. A non conventional power converter for plasma stabilization. In: , *19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record*. [S.l.: s.n.], 1988. p. 122–129 vol.1. Citado na página 66.
- MARQUARDT A. LESNICAR, J. H. R. Datei, "Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendungen bei hohen

*Spannungen*". 2002. R. Marquardt, A. Lesnicar, J. Hildinger - ETG-Fachtagung 2002, Bad Nauheim. Citado na página 67.

MEYER, C.; ROMAUS, C.; DeDoncker, R. Five level neutral-point clamped inverter for a dynamic voltage restorer. In: *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 9 pp.–P.9. Citado na página 64.

Henri Foch Thierry Meynard. *Electronic Device For Electrical Energy Conversion Between A Voltagesource And A Current Source By Means Of Controllable Switching Cells*. 1993. 5737201. Disponível em: <<http://patent.ipexl.com/US/5737201.html>>. Citado na página 65.

MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In: , *23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 397–403 vol.1. Citado na página 65.

MOHARANA, A.; VARMA, R.; LITZENBERGER, W. Bibliography of HVDC transmission 2011: IEEE working group report. In: *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–8. Citado na página 57.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped PWM inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, n. 5, p. 518–523, 1981. ISSN 0093-9994. Citado na página 64.

PITIC, C.; KLUMPNER, C. A new matrix converter-voltage source inverter hybrid arrangement for an adjustable speed-open winding induction motor drive with improved performance. In: *4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2008. PEMD 2008*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 60–65. Citado na página 70.

RAHMAN, S. et al. Bibliography of FACTS 2011: Part i IEEE working group report. In: *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6. Citado na página 57.

REDDY, B.; SOMASEKHAR, V. A dual inverter fed four-level open-end winding induction motor drive with a nested rectifier-inverter. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 9, n. 2, p. 938–946, 2013. ISSN 1551-3203. Citado na página 69.

RENUKADEVI, G.; RAJAMBAL, K. Generalized model of multi-phase induction motor drive using matlab/simulink. In: *Innovative Smart Grid Technologies - India (ISGT India), 2011 IEEE PES*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 114 –119. Citado na página 78.

RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 724–738, 2002. ISSN 0278-0046. Citado na página 64.

RUSELER, A.; LAZZARIN, T.; BARBI, I. A Multilevel Inverter Based on Full-bridge Modules with Inputs in Series-connection and Outputs Coupled by a Multiple-winding Transformer. *Eletrônica de Potência*, v. 20, n. 3, p. 283–292, set. 2015. ISSN 14148862, 1984557X. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.18618/REP.2015.3.2545>>. Citado 2 vezes nas páginas 84 e 222.

RUSELER, A.; LAZZARIN, T. B.; BARBI, I. Modular inverter topology with full-bridge sub-modules for open-end split winding three-phase induction motor drive. In: *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 769–774. Citado 2 vezes nas páginas 78 e 171.

RUSELER, A.; LAZZARIN, T. B.; BARBI, I. Modular inverter topology with full-bridge sub-modules for open-end split winding three-phase induction motor drive. In: *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 769–774. Citado na página 223.

RUSELER, A.; LAZZARIN, T. B.; BARBI, I. A novel modular multilevel inverter for medium-voltage open-end split winding machines based on single-phase submodules with input-series connection. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado na página 223.

SANCHEZ-RUIZ, A. et al. Medium voltage - high power converter topologies comparison procedure, for a 6.6 kV drive application using 4.5 kV IGBT modules. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 3, p. 1462–1476, 2012. ISSN 0278-0046. Citado na página 62.

SCHULZ, M.; LAMBERTZ, L.; MARQUARDT, R. Dimensioning of modular high frequency converter for drives. In: *2013 IEEE ECCE Asia Downunder (ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 675–680. Citado na página 73.

SCHULZ, M.; MARQUARDT, R.; MAYER, A. Optimized control strategy enabling minimized capacitance in Modular High Frequency converters. In: *2014 16th European Conference on Power Electronics*

- and Applications (EPE'14-ECCE Europe)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–8. Citado na página 73.
- SILVA, R. da. *Inversores multiníveis com acoplamento magnético e modulação três níveis*. Dissertação (Mestrado) — UFSC, 2009. Citado na página 75.
- SIVAKUMAR, K. et al. A three level voltage space vector generation for open end winding IM using single voltage source driven dual two-level inverter. In: *TENCON 2009 - 2009 IEEE Region 10 Conference*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5. Citado na página 69.
- SOUSA, G. J. M. de. *Estudo de conversores modulares multiníveis uni-e bidirecionais*. Dissertação (Mestrado) — UFSC, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 68.
- STEMMLER, H.; GUGGENBACH, P. Configurations of high-power voltage source inverter drives. In: , *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, 1993*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 7–14 vol.5. Citado na página 69.
- TAKAHASHI, I.; OHMORI, Y. High-performance direct torque control of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 25, n. 2, p. 257–264, mar. 1989. ISSN 0093-9994. Citado na página 77.
- TEODORESCU, R. et al. Cascade industrial VSI gives medium voltage-a case study. In: *PWM Medium Voltage Drives (Ref. No. 2000/063), IEE Seminar*. [S.l.: s.n.], 2000. p. 5/1–5/4. Citado na página 77.
- TEODORESCU, R. et al. Multilevel inverter by cascading industrial VSI. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 832–838, 2002. ISSN 0278-0046. Citado na página 77.
- WANG, J.; HAN, Y. A new concept of multilevel converter motor drive with modular design and split winding machine. In: *Power and Energy Conference at Illinois (PECI), 2014*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6. Citado 3 vezes nas páginas 73, 222 e 236.
- WANG, J.; HAN, Y. A class of modular multilevel motor drives with design flexibility and reduced components number. In: *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 2387–2393. Citado 5 vezes nas páginas 73, 77, 177, 222 e 236.



- WANG, J.; LI, Y.; HAN, Y. Evaluation and design for an integrated modular motor drive (IMMD) with GaN devices. In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 4318–4325. Citado na página 77.
- WARD, E.; HÄRER, H. Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, v. 116, n. 6, p. 980–984, jun. 1969. ISSN 0020-3270. Citado na página 78.
- WHEELER, P. et al. Matrix converters: a technology review. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 2, p. 276–288, 2002. ISSN 0278-0046. Citado na página 62.
- WU, B. *High-Power Converters and AC Drives*. 1 edition. ed. Hoboken, N.J. : Chichester: Wiley-IEEE Press, 2006. ISBN 9780471731719. Citado 2 vezes nas páginas 164 e 252.
- WU, B. et al. Current-Source Converter and Cycloconverter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 7, p. 2786–2797, jul. 2008. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 61 e 62.
- ZHANG, H. et al. Machine design considerations for an MHF/SPB-converter based electric drive. In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 3849–3854. Citado 2 vezes nas páginas 222 e 236.



## Apêndices



# APÊNDICE A

---

## TOPOLOGIAS UTILIZANDO SUB-MÓDULOS TRIFÁSICOS

---

*A topologia TP-ISHB se mostrou como sendo uma viável ideia para um desafio acadêmico, mas não uma plausível ou sensata solução para a indústria.*

## A.1 TOPOLOGIAS COM SUB-MÓDULOS TRIFÁSICOS

### A.1.1 Versão com submódulos trifásicos (VSIs)

Durante o desenvolvimento deste trabalho, ideias concorrentes foram surgindo (HARNEFORS et al., 2016; HARNEFORS et al., 2015; JIN et al., 2014; WANG; HAN, 2015; WANG; HAN, 2014; ZHANG et al., 2014), as quais utilizam submódulos trifásicos (*stacked polyphase bridge* ou SPB) conforme apresentado na Figura A.1, com diversas vantagens em comparação a estrutura estudada.

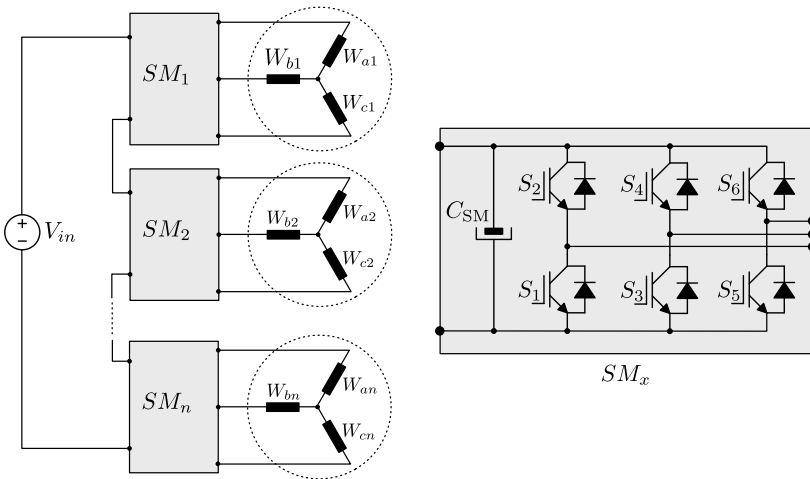


Figura A.1 – Configuração genérica para conexão a um motor de enrolamentos em aberto e divididos utilizando submódulos trifásicos com entrada associada em série.

#### A.1.1.1 Vantagens da estrutura com submódulos trifásicos (SPB)

A principal vantagem está em se processar a potência nos capacitores de forma trifásica, reduzindo o esforço de corrente e consequentemente o seu volume. Outras vantagens:

- O número de interruptores é reduzido pela metade se comparado com a topologia utilizando submódulos monofásicos.

- O número de capacitores é reduzido a um terço se comparado com a topologia utilizando submódulos monofásicos.
- O motor está conectado em Y, garantindo que não haja corrente de sequência zero.

### A.1.2 Submódulos Boost + VSI

A estrutura composta pela associação série de VSIs apresenta a desvantagem de não permitir a desconexão de um submódulo em caso de falha, mantendo os demais submódulos em operação. Isto pode ser resolvido ao se adicionar um estágio de entrada conforme a Figura A.2, aqui chamada de (*Stacked Boost VSI*) – SBVSI ou Boost-SPB. Outra vantagem, é a possibilidade do controle de eventuais perturbações no barramento CC. Estas características podem ser divididas em três modos básicos de operação, conectado, desconectado e *boost*.

Com base na revisão bibliográfica até este momento realizada, esta estrutura é inédita devido a adição do estágio *boost* na entrada.

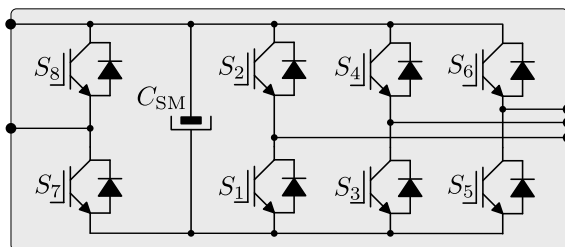


Figura A.2 – Sub-módulo proposto Boost + VSI.

#### A.1.2.1 Modo conectado da topologia SBVSI

Modo em que  $S_7 = 1$  e  $S_8 = 0$ : Nesse modo, a estrutura opera de forma similar a topologia SPB.

#### A.1.2.2 Modo desconectado da topologia SBVSI

Modo em que  $S_7 = 0$  e  $S_8 = 1$ : Nesse modo, a estrutura sofre um *bypass*. Este modo é interessante quando ocorre uma falha no

submódulo, por exemplo.

No caso de falhas, a entrada e a saída do submódulo deve ser desconectadas do restante da estrutura. Outro detalhe está no fato de como os enrolamentos do motor são arranjados, pois ao se retirar um submódulo, o número de polos da máquina não deve ser alterado.

### A.1.2.3 Modo Boost da topologia SBVSI

Modo em que  $S_7$  e  $S_8$  comutam de forma constante: Nesse modo, a estrutura opera alimentando a topologia SPB além de regular o barramento CC.

A estrutura funciona como o conversor Boost. Aqui se escolhe  $S_7$  como sendo complementar.  $D = 0$  a topologia trifásica é desconectada e o ganho de tensão é unitário. Observe que quando em modo *boost* ocorre aumento da corrente processada pelo capacitor.

Quando alimentado por um retificador unidirecional em corrente, deve-se garantir uma indutância mínima para operação estável da estrutura.

### A.1.3 Submódulos Boost + NPC

Pode-se também substituir o VSI pelo NPC, conforme ilustrado na Figura A.3, aqui chamada de (*stacked boost NPC*) – SBNPC. Divide-se em três modos básicos de operação, conectado, desconectado e *boost*. Com base na revisão bibliográfica até este momento realizada, esta estrutura é inédita devido a adição do estágio *boost* na entrada.

#### A.1.3.1 Modo conectado da topologia SBNPC

Modo em que  $S_a = 1$ ,  $S_d = 1$ ,  $S_b = 0$  e  $S_c = 0$ : Nesse modo, a estrutura opera de forma similar a topologia SPB na qual se tem o NPC no lugar do VSI.



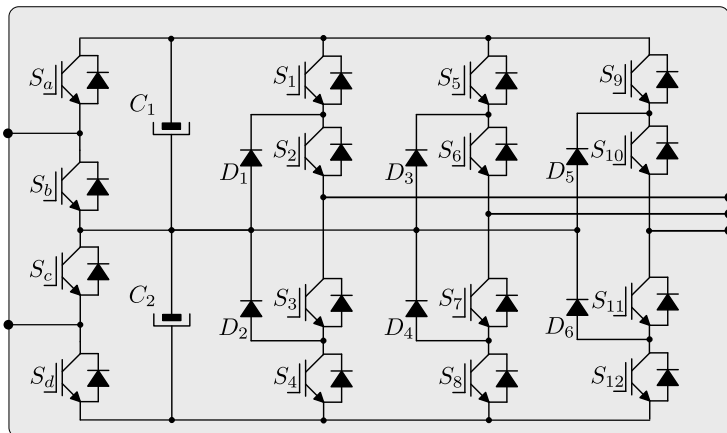


Figura A.3 – Sub-módulo proposto (*Boost - NPC*) – BNPC.

#### A.1.3.2 Modo desconectado da topologia SBNPC

Modo em que  $S_a = 0$ ,  $S_d = 0$ ,  $S_b = 1$  e  $S_c = 1$ : Nesse modo, a estrutura sofre um *bypass*. Este modo é interessante quando ocorre uma falha no submódulo, por exemplo.

#### A.1.3.3 Modo Boost da topologia SBNPC

Modo em que  $S_b$  e  $S_c$  comutam de forma constante com razões cíclicas  $d_1$  e  $d_2$  respectivamente, e  $S_a$  com  $1 - d_1$  e  $S_d$  com  $1 - d_2$ : Nesse modo, a estrutura opera com entrada *boost*.

A estrutura funciona como o conversor Boost. Aqui se escolhe  $S_7$  como sendo complementar.  $D = 0$  a topologia trifásica é desconectada e o ganho de tensão é unitário. Observe que quando em modo *boost* ocorre aumento da corrente processada pelo capacitor.

## A.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA TOPOLOGIA SBVSI EM MODO BOOST

A Figura A.4 apresenta a tensão de entrada, a corrente de entrada e a tensão sobre o indutor *boost*. Devido ao fato dos estágios *boost* estarem defasados de 120 graus, a frequência resultante (60kHz) sobre o indutor é três vezes maior do que a frequência de comutação (20kHz).

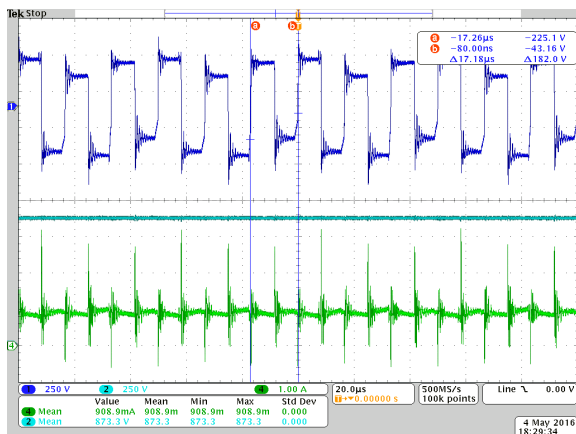


Figura A.4 – Tensão de entrada, corrente de entrada e a tensão sobre o indutor *boost*.

A Figura A.5 apresenta a tensão e a corrente de entrada para potência nominal de 7,50kW.

Na Figura A.6, são apresentadas as tensões de entrada CC (900V), as tensões nos capacitores de barramento (600V) e o seu somatório matemático (1800V), o que comprova o ganho de tensão *boost* para razão cíclica de 50 %. Maiores detalhes das tensões nos capacitores de barramento podem ser vistos na Figura A.7, a qual, compara também com a corrente de saída de uma das fases.

As correntes trifásicas de saída em um dos sub-módulos, juntamente com a tensão CC de entrada é mostrada na Figura A.8.

Ensaio considerando a resposta dinâmica do conversor para a transição de operação a vazio para plena carga são apresentadas

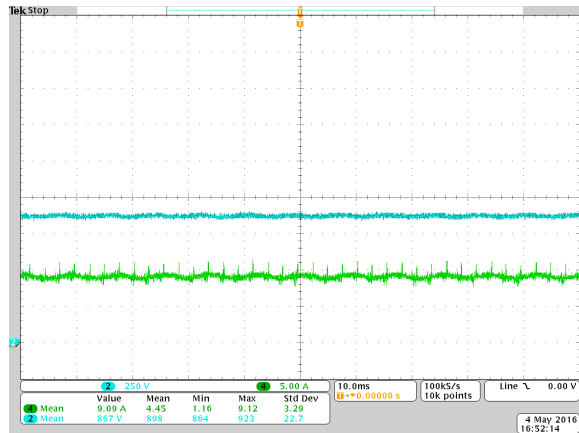


Figura A.5 – Tensão e corrente de entrada para potência nominal de 7,50kW.

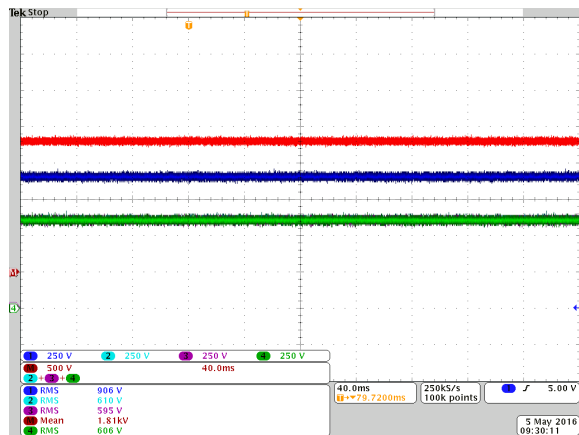


Figura A.6 – Tensão de entrada, tensões nos capacitores de barramento e o seu somatório.

nas Figuras A.10 e A.12. A condição inversa também é testada, cujos resultados são apresentados nas Figuras A.9 e A.12.

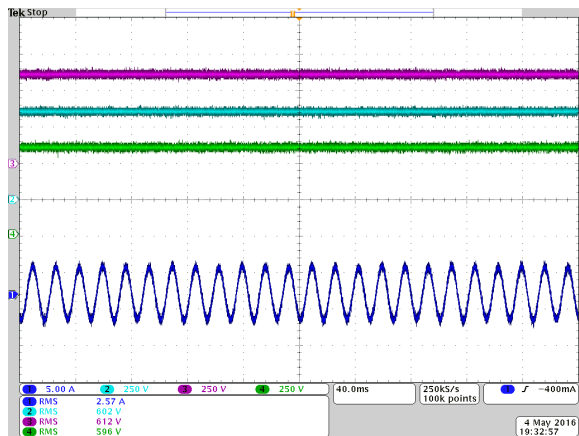


Figura A.7 – Tensões CC de entrada e corrente de saída em um dos inversores.

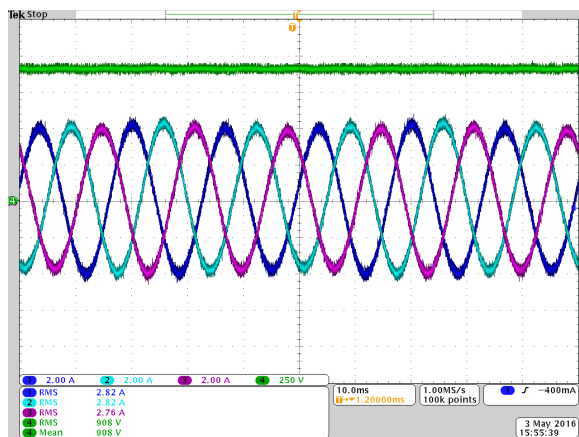


Figura A.8 – Tensão CC de entrada e correntes na saída de um dos inversores.

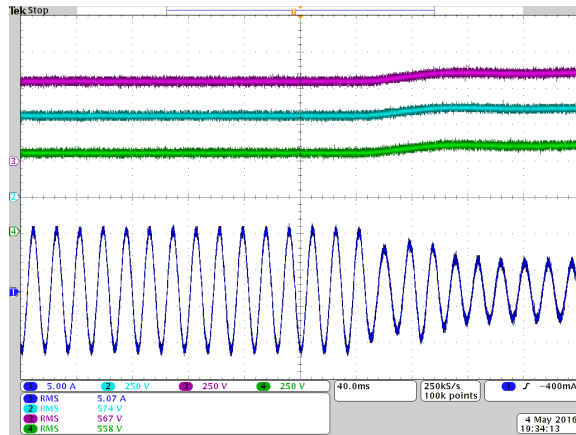


Figura A.9 – Dinâmica das tensões nos capacitores para a condição de transição de operando com carga nominal para a vazio.

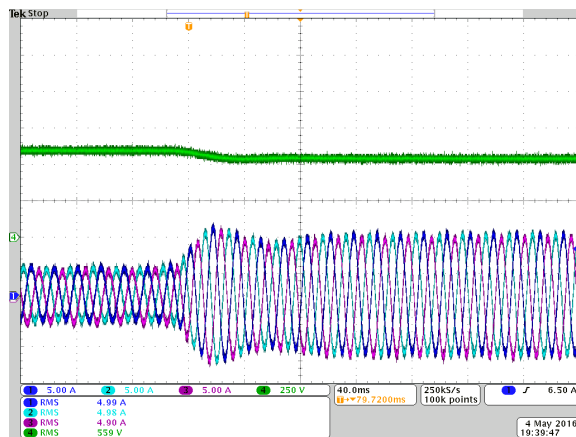


Figura A.10 – Dinâmica das correntes trifásicas para a condição de transição de operando a vazio para carga nominal.

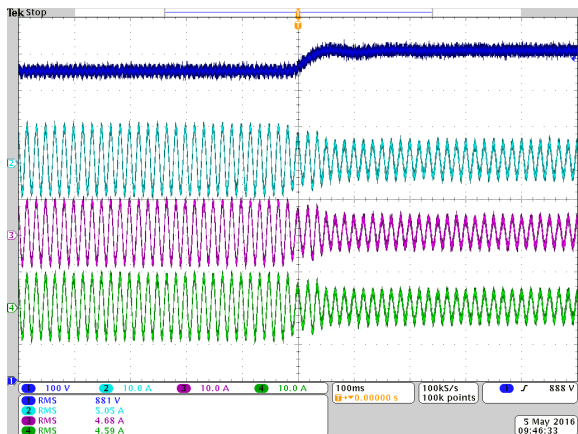


Figura A.11 – Dinâmica das correntes de uma fase em comum para a condição de transição de operando com carga nominal para operação a vazio.

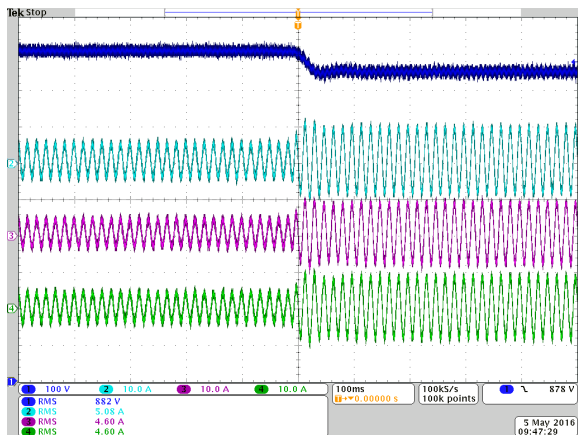


Figura A.12 – Dinâmica das correntes de uma fase em comum para a condição de transição de operando a vazio para carga nominal.

### A.2.1 Conclusões

A estrutura operando em malha aberta se mostrou estável e consideravelmente equilibrada.

Desequilíbrios de correntes na carga não geram ondulações de corrente na entrada da estrutura.

Defasando os pulsos no estágio *boost* reduz a ondulação de corrente para uma dada indutância de entrada.





# APÊNDICE B

---

## ANÁLISE DA TENSÃO DE MODO COMUM NA TOPOLOGIA TRIFÁSICA COM MOTOR TP-ISHB-M

---

*“We made too many wrong mistakes.”*

Yogi Berra

## B.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por objetivo explorar de forma breve a obtenção da tensão de modo comum considerando a topologia TP-ISHB-M.

### B.1.1 Modelos equivalentes

Conforme apresentado em (HELDWEIN, 2009) o modelo em alta frequência de um dos enrolamentos do motor de indução trifásico pode ser representado pelo circuito elétrico da Figura B.1. Os parâmetros deste modelo podem ser obtidos experimentalmente seguindo os passos descritos em (HELDWEIN, 2009).

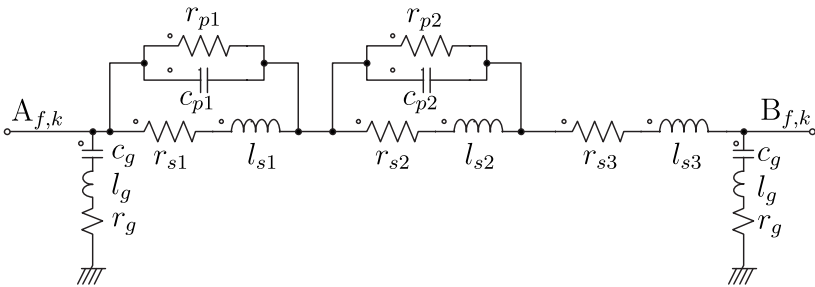


Figura B.1 – Modelo elétrico por enrolamento do motor de indução trifásico.

Cada inversor ponte completa é representado pelas tensões de modo comum  $v_{\text{CM}}^{f,k}$  e modo diferencial  $v_{\text{DM}}^{f,k}$ , como ilustrado na Figura B.2. Para facilitar a análise, divide-se a tensão de modo comum em componente CC e CA (ver Figura B.3), sendo que a corrente de modo comum, gerada pela componente CA, reduz-se à análise para o circuito da Figura B.4.

Ao se considerar apenas uma única fase do sistema, as tensões de modo comum são obtidas utilizando a expressão (B.1) em conjunto com a ilustração da Figura B.5.

Com a tensão de modo comum obtida por submódulo, obtém-se a corrente via associação dos modelos apresentados na Figura B.4 e na Figura B.1.

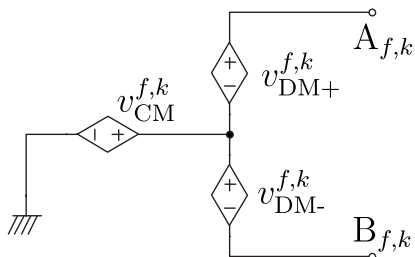


Figura B.2 – Modelo equivalente por submódulo que representa as tensões de modo diferencial e a tensão de modo comum.

Por fim, a corrente total de modo comum (B.2) é obtida com o somatório das corrente de modo comum em cada submódulo.

$$v_{CM,ca}^{f,k} = \frac{v_{0A}^{f,k} + v_{0B}^{f,k}}{2} \quad (B.1)$$

$$i_{CM} = \sum_{f=1}^3 \sum_{k=1}^3 i_{CM}^{f,k} \quad (B.2)$$

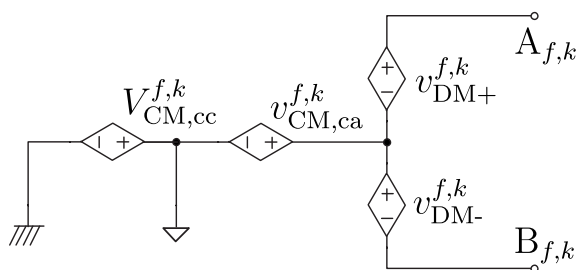


Figura B.3 – Modelo equivalente por submódulo que relaciona os referenciais e considera as tensões de modo comum em componentes CC e CA.

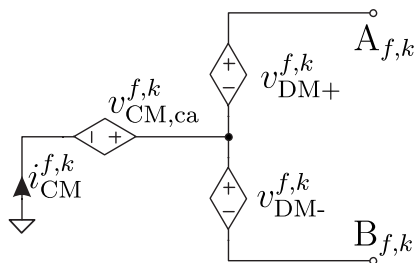


Figura B.4 – Modelo equivalente por submódulo que representa as tensões de modo diferencial e a componente CA da tensão de modo comum.

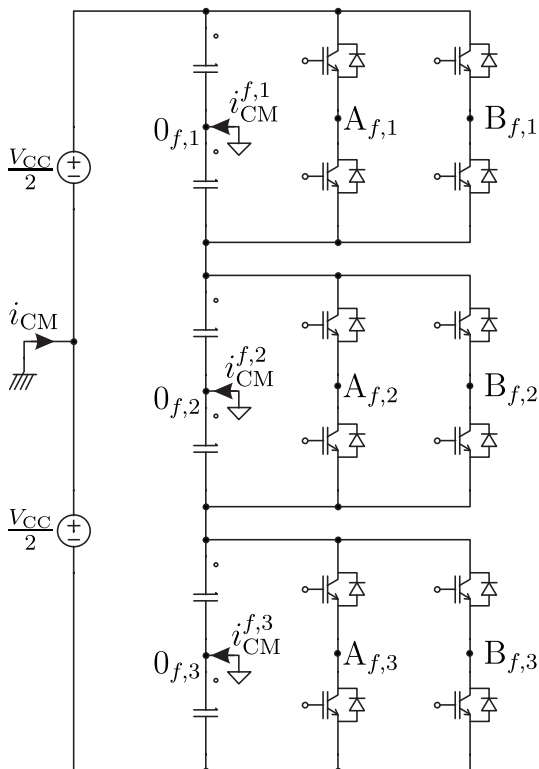


Figura B.5 – Esquemático para calcular as tensões de modo comum por fase na estrutura TP-ISHB.

# APÊNDICE C

---

## FONTE CC DE ENTRADA

---

*“É preciso ter confiança na orientação”*

Ivo Barbi

## C.1 RETIFICADOR DE 18 PULSOS

Devido ao fato de o INEP não possuir fontes CC de 1200 V com potência necessária para acionar o protótipo, construiu-se um retificador de 18 pulsos com um regulador de tensão (auto-transformador com tap variável) na entrada para ajustar a tensão de saída.

## C.2 CONFIGURAÇÃO DO RETIFICADOR DE 18 PULSOS

A Figura C.1 apresenta a estrutura do retificador 18 pulsos delta zigue-zague implementada. O retificador de 18 pulsos conectado em série tem a capacidade de eliminar quatro componentes harmônicas dominantes ( $5^\circ$ ,  $7^\circ$ ,  $11^\circ$  e  $13^\circ$ ), isto é obtido defasando-se as tensões trifásicas de cada retificador trifásico de um ângulo de  $20^\circ$  (WU, 2006).

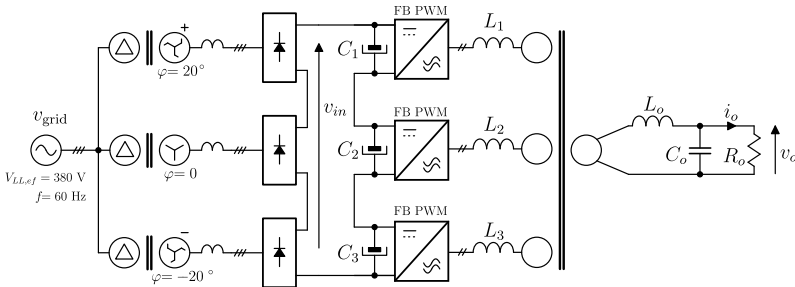


Figura C.1 – Retificador 18 pulsos Delta Zigue-Zague saída série conectado ao protótipo monofásico.

## C.3 NOMENCLATURA DOS TRANSFORMADORES

A nomenclatura adotada é proveniente das inscrições do fabricante na carcaça do transformador (ver Figura C.2). As letras A, B e C referem-se às fases da rede. Tensões e correntes nominais de cada enrolamento são respectivamente indicados.

O enrolamento primário possui 380 V de tensão nominal e 11 ampères de capacidade de corrente.

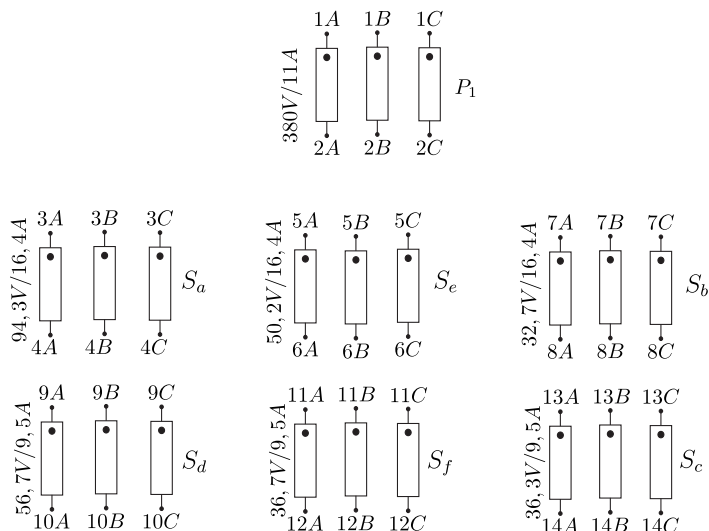


Figura C.2 – Nomenclatura do transformador utilizado por retificador trifásico.

Tabela C.1 – Características elétricas do transformador.

Enrolamento	Tensão nominal	Corrente nominal	Número de voltas <sup>1</sup>	Relação de transformação
$P$	380 V	11 A	3800	—
$S_a$	94,30 V	16,40 A	943	4,03
$S_b$	32,70 V	16,40 A	327	11,62
$S_c$	36,30 V	9,50 A	363	10,47
$S_d$	56,70 V	9,50 A	567	6,70
$S_e$	50,20 V	16,40 A	502	7,57
$S_f$	36,70 V	9,50 A	367	10,35

## C.4 CONEXÕES DOS ENROLAMENTOS PRIMÁRIOS

A conexão delta é escolhida e realizada no primário do transformador, principalmente pelo fato de a tensão de saída desejada ser alta e, conseqüentemente, deve-se escolher as conexões que resultam

<sup>1</sup> Valores considerados para simulação, não refletem os valores reais para o número de voltas por enrolamento.

na maior relação de transformação para as tensões nominais nos enrolamentos secundários.

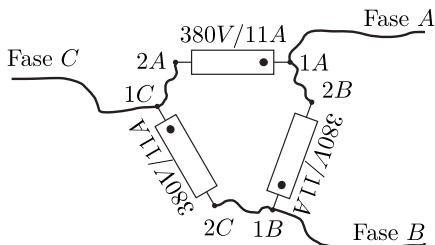


Figura C.3 – Conexão delta no primário do transformador.

#### C.4.1 Conexão em Y no secundário.

As tensões geradas pela conexão Y são calculadas pelas equações (C.1), (C.2) e (C.3).

$$v_{Yan} = v_{Sa,A} + v_{Sb,A} + v_{Sc,A} + v_{Sd,A} - v_{Se,A} \quad (C.1)$$

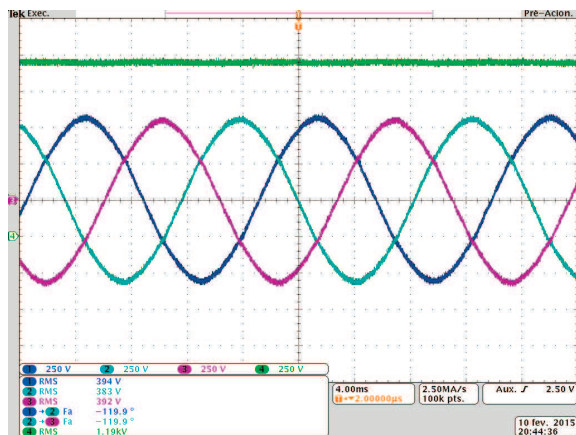


Figura C.4 – Tensões de linha na entrada do retificador ( $v_{ab}, v_{bc}$  e  $v_{ca}$ ) e tensão de saída.



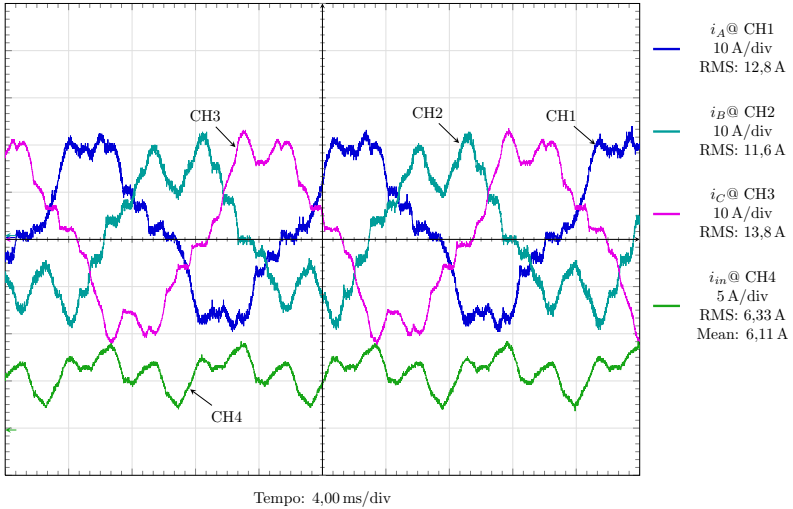


Figura C.5 – Correntes de entrada do retificador de 18 pulsos.

$$v_{Ybn} = v_{Sa,B} + v_{Sb,B} + v_{Sc,B} + v_{Sd,B} - v_{Se,B} \quad (C.2)$$

$$v_{Ycn} = v_{Sa,C} + v_{Sb,C} + v_{Sc,C} + v_{Sd,C} - v_{Se,C} \quad (C.3)$$

As tensões de linha são calculadas por (C.4), (C.5) e (C.6).

$$v_{Yab} = v_{Yan} - v_{Ybn} \quad (C.4)$$

$$v_{Ybc} = v_{Ybn} - v_{Ycn} \quad (C.5)$$

$$v_{Yca} = v_{Ycn} - v_{Yan} \quad (C.6)$$

#### C.4.2 Conexão Zigue-Zague $-20$ graus

A tensão da conexão zigue-zague negativa principal da fase A é (C.7).

$$v_{ZZnpan} = v_{Sa,A} + v_{Sb,A} \quad (C.7)$$

A tensão para a conexão auxiliar da fase A é obtida por (C.8).

$$v_{ZZnaan} = v_{Sc,C} - v_{Sd,C} + v_{Se,C} + v_{Sf,C} \quad (C.8)$$

A tensão de fase resultante para fase A fica sendo (C.9).

$$v_{ZZnan} = v_{ZZnpan} - v_{ZZnaan} \quad (C.9)$$

Resultando em:

$$v_{ZZnan} = v_{Sa,A} + v_{Sb,A} - v_{Sc,C} + v_{Sd,C} - v_{Se,C} - v_{Sf,C} \quad (C.10)$$

De maneira análoga, estende-se a lógica de conexão para a fase B.

$$v_{ZZnpbn} = v_{Sa,B} + v_{Sb,B} \quad (C.11)$$

$$v_{ZZnabn} = v_{Sc,A} - v_{Sd,A} + v_{Se,A} + v_{Sf,A} \quad (C.12)$$

$$v_{ZZnbn} = v_{ZZnpbn} - v_{ZZnabn} \quad (C.13)$$

Para a fase C, tem-se:

$$v_{ZZnpcn} = v_{Sa,C} + v_{Sb,C} \quad (C.14)$$

$$v_{ZZnacn} = v_{Sc,B} - v_{Sd,B} + v_{Se,B} + v_{Sf,B} \quad (C.15)$$

$$v_{ZZnbn} = v_{ZZnpbn} - v_{ZZnabn} \quad (C.16)$$

As tensões de linha são calculadas por (C.17), (C.18) e (C.19):

$$v_{ZZnab} = v_{ZZnan} - v_{ZZnbn} \quad (C.17)$$

$$v_{ZZnbc} = v_{ZZnbn} - v_{ZZncn} \quad (\text{C.18})$$

$$v_{ZZnca} = v_{ZZncn} - v_{ZZnan} \quad (\text{C.19})$$

### C.4.3 Conexão Zigue-Zague +20 graus

A tensão da conexão zigue-zague com defasamento positivo em relação a conexão em Y da fase A, é dada por (C.20).

$$v_{ZZppan} = v_{Sa,A} + v_{Sb,A} \quad (\text{C.20})$$

Sendo a conexão auxiliar obtida em (C.21), para a fase A, tem-se:

$$v_{ZZpaan} = v_{Sc,B} - v_{Sd,B} + v_{Se,B} + v_{Sf,B} \quad (\text{C.21})$$

A tensão de fase resultante está em (C.22).

$$v_{ZZpan} = v_{ZZppan} - v_{ZZpaan} \quad (\text{C.22})$$

$$v_{ZZ\tilde{pan}} = v_{Sa,A} + v_{Sb,A} - v_{Sc,B} + v_{Sd,B} - v_{Se,B} - v_{Sf,B} \quad (\text{C.23})$$

$$v_{ZZnan} = v_{Sa,A} + v_{Sb,A} - v_{Sc,C} + v_{Sd,C} - v_{Se,C} - v_{Sf,C} \quad (\text{C.24})$$

De forma análoga, para a fase B, tem-se:

$$v_{ZZppbn} = v_{Sa,B} + v_{Sb,B} \quad (\text{C.25})$$

$$v_{ZZpabn} = v_{Sc,C} - v_{Sd,C} + v_{Se,C} + v_{Sf,C} \quad (\text{C.26})$$

$$v_{ZZpbn} = v_{ZZppbn} - v_{ZZpabn} \quad (\text{C.27})$$

Para a fase C:

$$vZZppcn = v_{Sa,C} + v_{Sb,C} \quad (C.28)$$

$$vZZpacn = v_{Sc,A} - v_{Sd,A} + v_{Se,A} + v_{Sf,A} \quad (C.29)$$

$$vZZpabn = vZZppbn - vZZpabn \quad (C.30)$$

As tensões de linha são calculadas por (C.31), (C.32) e (C.33).

$$vZZpab = vZZpan - vZZpbn \quad (C.31)$$

$$vZZpbc = vZZpbn - vZZpcn \quad (C.32)$$

$$vZZpca = vZZpcn - vZZpan \quad (C.33)$$

# APÊNDICE D

---

## MEDIÇÃO DOS PARÂMETROS DO TRANSFORMADOR DE MÚLTIPLOS ENROLAMENTOS

---

*“Extraordinary claims require extraordinary evidence”*

Carl Sagan

## D.1 INTRODUÇÃO

Este apêndice tem por objetivo apresentar a metodologia utilizada para medir os parâmetros do transformador monofásico de múltiplos enrolamentos. A metodologia aqui apresentada é baseada no artigo (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 1998), sendo que o circuito equivalente para o transformador em estudo é apresentado na Figura D.1.

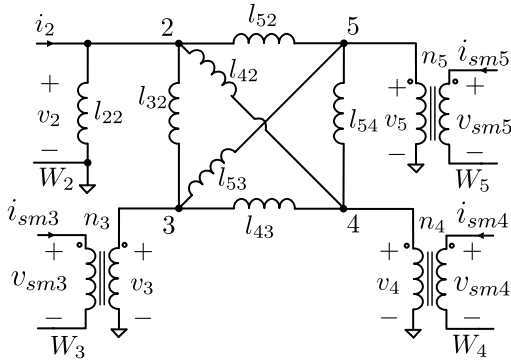


Figura D.1 – Circuito equivalente *cantilever* estendido do transformador com quatro enrolamentos utilizado.

As indutâncias são calculadas conforme a equação (D.1).

$$l_{rc} = \frac{V_{r,\text{RMS}}}{\omega_o n_r n_c I_{c,\text{RMS}}} \quad (\text{D.1})$$

## D.2 ENSAIO A VAZIO

O ensaio a vazio consiste em obter as relações de transformação de cada enrolamento, assim como as indutâncias próprias dos mesmos. A Figura D.2 apresenta a nomenclatura utilizada e as equações correspondentes.

As relações de transformação são obtidas pelas expressões

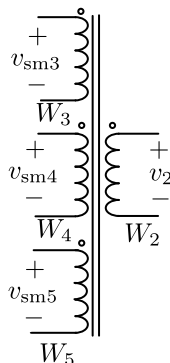


Figura D.2 – Diagrama esquemático do transformador e parâmetros medidos no ensaio a vazio.

(D.2), (D.3) e (D.4).

$$n_3 = \frac{v_{sm3}}{v_2} \quad (D.2)$$

$$n_4 = \frac{v_{sm4}}{v_2} \quad (D.3)$$

$$n_5 = \frac{v_{sm5}}{v_2} \quad (D.4)$$

As indutâncias próprias são calculadas substituindo os valores medidos correspondentes nas expressões (D.5), (D.6), (D.7) e (D.8).

$$l_{22} = \frac{V_{RMS2}}{\omega_o I_{RMS2}} \quad (D.5)$$

$$l_{33} = \frac{V_{RMS3}}{\omega_o I_{RMS3}} \quad (D.6)$$

$$l_{44} = \frac{V_{RMS4}}{\omega_o I_{RMS4}} \quad (D.7)$$

$$l_{55} = \frac{V_{RMS5}}{\omega_o I_{RMS5}} \quad (D.8)$$

### D.3 ENSAIO DE CURTO CIRCUITO

O ensaio de curto circuito tem por objetivo medir as indutâncias de dispersão do transformador.

As indutâncias de dispersão referentes ao enrolamento  $W_2$  são medidas com o enrolamento  $W_2$  em aberto e os demais enrolamentos curto-circuitados, como mostrado na Figura D.3. As expressões (D.9), (D.10) e (D.11) são utilizadas para calcular o valor das indutâncias de dispersão referentes ao enrolamento  $W_2$ .

$$l_{23} = \frac{V_{\text{sm}2,\text{RMS}}}{\omega_o n_2 n_3 I_{\text{sm}3,\text{RMS}}} \quad (\text{D.9})$$

$$l_{24} = \frac{V_{\text{sm}2,\text{RMS}}}{\omega_o n_2 n_4 I_{\text{sm}4,\text{RMS}}} \quad (\text{D.10})$$

$$l_{25} = \frac{V_{\text{sm}2,\text{RMS}}}{\omega_o n_2 n_5 I_{\text{sm}5,\text{RMS}}} \quad (\text{D.11})$$

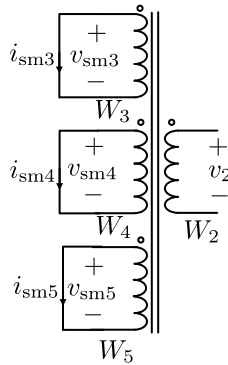


Figura D.3 – Conexões realizadas para o ensaio de curto-circuito com o secundário  $W_2$  em aberto.

As indutâncias de dispersão referentes ao enrolamento  $W_3$  são medidas com o enrolamento  $W_3$  em aberto e os demais enrolamentos curto-circuitados, como mostrado na Figura D.4. As expressões (D.12), (D.13) e (D.14) são utilizadas para calcular o valor das indutâncias de dispersão referentes ao enrolamento  $W_3$ .



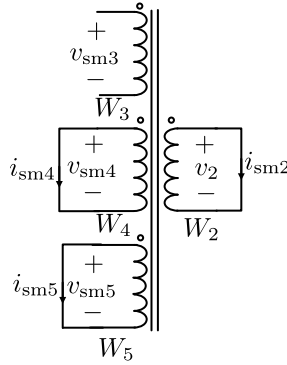


Figura D.4 – Conexões realizadas para o ensaio de curto-circuito com o secundário  $W_3$  em aberto.

$$l_{32} = \frac{V_{sm3,RMS}}{\omega_o n_3 n_2 I_{sm2,RMS}} \quad (D.12)$$

$$l_{34} = \frac{V_{sm3,RMS}}{\omega_o n_3 n_4 I_{sm4,RMS}} \quad (D.13)$$

$$l_{35} = \frac{V_{sm3,RMS}}{\omega_o n_3 n_5 I_{sm5,RMS}} \quad (D.14)$$

As indutâncias de dispersão referentes ao enrolamento  $W_4$  são medidas com o enrolamento  $W_4$  em aberto e os demais enrolamentos curto-circuitados, como mostrado na Figura D.5. As expressões (D.15), (D.16) e (D.17) são utilizadas para calcular o valor das indutâncias de dispersão referentes ao enrolamento  $W_4$ .

$$l_{42} = \frac{V_{sm4,RMS}}{\omega_o n_4 n_2 I_{sm2,RMS}} \quad (D.15)$$

$$l_{43} = \frac{V_{sm4,RMS}}{\omega_o n_4 n_3 I_{sm3,RMS}} \quad (D.16)$$

$$l_{45} = \frac{V_{sm4,RMS}}{\omega_o n_4 n_5 I_{sm5,RMS}} \quad (D.17)$$

As indutâncias de dispersão referentes ao enrolamento  $W_5$  são medidas com o enrolamento  $W_5$  em aberto e os demais enrolamen-

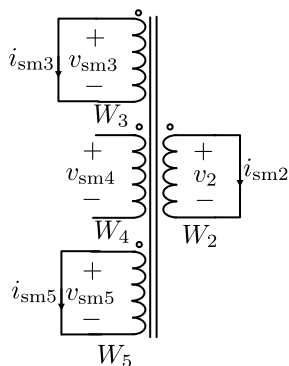


Figura D.5 – Conexões realizadas para o ensaio de curto-circuito com o secundário  $W_4$  em aberto.

tos curto-circuitados, como mostrado na Figura D.6. As expressões (D.18), (D.19) e (D.20) são utilizadas para calcular o valor das indutâncias de dispersão referentes ao enrolamento  $W_5$ .

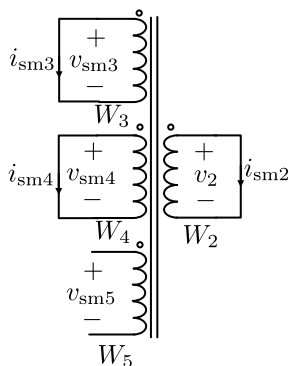


Figura D.6 – Conexões realizadas para o ensaio de curto-circuito com o secundário  $W_4$  em aberto.

$$l_{52} = \frac{V_{sm5,RMS}}{\omega_0 n_5 n_2 I_{sm2,RMS}} \quad (D.18)$$

$$l_{53} = \frac{V_{sm5,RMS}}{\omega_0 n_5 n_3 I_{sm3,RMS}} \quad (D.19)$$

$$l_{54} = \frac{V_{sm5,RMS}}{\omega_0 n_5 n_4 I_{sm4,RMS}} \quad (D.20)$$

A Tabela D.1 lista os parâmetros medidos nos ensaios de curto-circuito e a vazio.

Tabela D.1 – Parâmetros medidos do transformador monofásico de quatro enrolamentos.

Parâmetros	$V_{r,RMS}$ (V)	$I_{c,RMS}$ (A)	Valor
$l_{22}$	220,25	2,21	264 mH
$l_{23}$ ou $l_{32}$	4,05	18,01	596 $\mu$ H
$l_{24}$ ou $l_{42}$	4,75	20,38	619 $\mu$ H
$l_{25}$ ou $l_{52}$	3,65	17,22	563 $\mu$ H
$l_{34}$ ou $l_{43}$	4,27	15,94	710 $\mu$ H
$l_{35}$ ou $l_{53}$	6,05	14,85	1081 $\mu$ H
$l_{45}$ ou $l_{54}$	6,41	15,24	1116 $\mu$ H

A formação da matriz admitância de barra segue a lei de formação apresentada na equação (D.21).

$$\mathbf{B}_h = \begin{cases} b_{rr} + \sum_{\substack{c=1 \\ c \neq r}}^h b_{rc}, & \text{se } r = c \\ -b_{rc}, & \text{se } r \neq c \end{cases} \quad (D.21)$$

Substituindo-se os valores medidos em (D.21) constrói-se a

matriz (D.22).

$$\mathbf{B}_{\text{bus}} = \begin{bmatrix} -0,53 & 0,53 & 0 & 0 & 0 \\ 0,53 & -13,90 & 4,45 & 4,28 & 4,71 \\ 0 & 4,45 & -10,60 & 3,74 & 2,45 \\ 0 & 4,28 & 3,74 & -10,40 & 2,38 \\ 0 & 4,71 & 2,45 & 2,38 & -9,54 \end{bmatrix} \frac{1}{\Omega} \quad (\text{D.22})$$

#### D.4 PARÂMETROS DO TRANSFORMADOR TRIFÁSICO

As indutâncias são calculadas conforme a equação (D.23), considerando-se relações unitárias de transformação.

$$l_{rc} = \frac{V_{r,\text{RMS}}}{\omega_o I_{c,\text{RMS}}} \quad (\text{D.23})$$

Medindo-se os valores eficazes de correntes e tensões nos ensaios de curto circuito e a vazio, monta-se a Tabela D.2 com as indutâncias mútuas e próprias do transformador trifásico, utilizando a equação (D.23).

#### D.5 OBTENÇÃO DO CIRCUITO MAGNÉTICO EQUIVALENTE DO TRANSFORMADOR

O transformador trifásico de múltiplos enrolamentos é simulado via circuito magnético equivalente (ver Figura 4.4).

A equação da tensão induzida em um enrolamento pode ser escrita da forma

$$u = Ri + \frac{d}{dt}\Psi = Ri + \frac{d}{dt}Li = Ri + N \frac{d}{dt}\Phi. \quad (\text{D.24})$$

As grandezas permeância ( $\Lambda$ ), fluxo magnético ( $\Phi$ ), fluxo magnético concatenado ( $\Psi$ ), e indutância ( $L$ ) são geralmente relacionados por

$$L = N \frac{\Phi}{i} = \frac{\Psi}{i} = N^2 \Lambda. \quad (\text{D.25})$$

Considerando os caminhos magnéticos apresentados na Figura D.7 o fluxo concatenado  $\Psi_{pn}$  por fase  $p$  e submódulo  $n$  pode ser considerado por:

$$\Psi_{pn} = \sum_{f=\{a,b,c\}} \sum_{x=0}^k \Psi_{pn}^{fx} \quad (D.26)$$

O fluxo concatenado  $\Psi_{pn}$  está relacionado com o fluxo magnético como

$$\Psi_{pn} = N_{pn} \Phi_{pn} = N_{pn} (\Phi_P^M + \Phi_{pn}^L) \quad (D.27)$$

e com a permeância por:

$$\Psi_{pn} = \sum_{f=\{a,b,c\}} \Lambda_{pf}^M \left( \sum_{x=0}^k N_{pn} N_{fx} i_{fx} \right) + N_{pn}^2 i_{pn} \Lambda_{pn}^L \quad (D.28)$$

Sendo que  $p = \{a, b, c\}$  representa a fase, M o fluxo mutuo e L o fluxo de dispersão. Por fim, o fluxo concatenado e as indutâncias podem ser relacionadas por:

$$\Psi_{pn} = \sum_{f=\{a,b,c\}} \sum_{x=0}^k L_{pn}^{fx} i_{fx} \quad (D.29)$$

$$L_{pn}^{fx} = \begin{cases} \Lambda_{pf}^M N_{pn} N_{fx} & \text{if } pn \neq fx \\ N_{pn}^2 (\Lambda_{pp}^M + \Lambda_{pn}^L) & \text{if } pn = fx \end{cases} \quad (D.30)$$

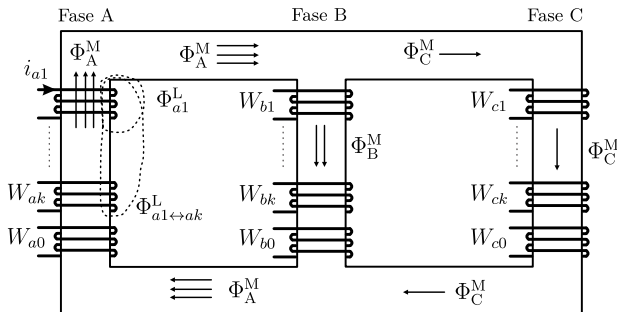


Figura D.7 – Diagrama de fluxos e definições utilizadas nesta seção.

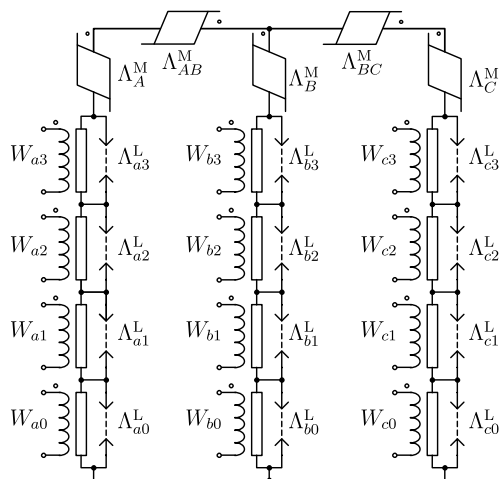


Figura D.8 – Circuito magnético implementado no simulador.

Tabela D.2 – Parâmetros medidos do transformador trifásico

	$W_{a0}$	$W_{a1}$	$W_{a2}$	$W_{a3}$	$W_{b0}$	$W_{b1}$	$W_{b2}$	$W_{b3}$	$W_{c0}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$
$W_{a0}$	317 mH	1,00 $\mu$ H	1,08 $\mu$ H	1,14 $\mu$ H	289 mH	307 mH	383 mH	308 mH	1,36 H	1,20 H	1,21 H	1,21 H
$W_{a1}$	1,00 $\mu$ H	234 mH	1,49 $\mu$ H	1,55 $\mu$ H	273 mH	307 mH	312 mH	314 mH	1,26 H	1,33 H	1,29 H	1,29 H
$W_{a2}$	1,08 $\mu$ H	1,49 $\mu$ H	240 mH	1,58 $\mu$ H	267 mH	298 mH	305 mH	312 mH	1,30 H	1,35 H	1,29 H	1,25 H
$W_{a3}$	1,14 $\mu$ H	1,55 $\mu$ H	1,58 $\mu$ H	240 mH	276 mH	283 mH	288 mH	310 mH	1,31 H	1,33 H	1,32 H	1,28 H
$W_{b0}$	289 mH	273 mH	267 mH	276 mH	714 mH	0,98 $\mu$ H	1,51 $\mu$ H	1,71 $\mu$ H	1,79 H	285 mH	281 mH	275 mH
$W_{b1}$	307 mH	307 mH	298 mH	283 mH	0,98 $\mu$ H	716 mH	2,20 $\mu$ H	1,75 $\mu$ H	307 mH	329 mH	321 mH	327 mH
$W_{b2}$	383 mH	312 mH	305 mH	288 mH	1,51 $\mu$ H	2,20 $\mu$ H	713 mH	4,19 $\mu$ H	307 mH	317 mH	320 mH	322 mH
$W_{b3}$	308 mH	314 mH	312 mH	310 mH	1,71 $\mu$ H	1,75 $\mu$ H	4,19 $\mu$ H	716 mH	303 mH	326 mH	320 mH	308 mH
$W_{c0}$	1,36 H	1,26 H	1,30 H	1,31 H	1,79 H	307 mH	307 mH	303 mH	316 mH	0,96 $\mu$ H	1,03 $\mu$ H	1,14 $\mu$ H
$W_{c1}$	1,20 H	1,33 H	1,35 H	1,33 H	285 mH	329 mH	317 mH	326 mH	0,96 $\mu$ H	232 mH	1,50 $\mu$ H	1,57 $\mu$ H
$W_{c2}$	1,21 H	1,29 H	1,29 H	1,32 H	281 mH	321 mH	320 mH	320 mH	1,03 $\mu$ H	1,50 $\mu$ H	240 mH	1,60 $\mu$ H
$W_{c3}$	1,21 H	1,29 H	1,25 H	1,28 H	275 mH	327 mH	322 mH	308 mH	1,14 $\mu$ H	1,57 $\mu$ H	1,60 $\mu$ H	253 mH

A partir de (D.29) e (D.30) é possível montar o sistema de equação:

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = N_W^2 \begin{bmatrix} \Lambda_{AA}^M + \Lambda_A^L & \Lambda_{AC}^M & \Lambda_{AC}^M \\ \Lambda_{AB}^M & \Lambda_{BB}^M + \Lambda_B^L & \Lambda_{BC}^M \\ \Lambda_{AC}^M & \Lambda_{BC}^M & \Lambda_{CC}^M + \Lambda_C^L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{D.31})$$

Ao se considerar apenas a corrente  $i_a$ , obtêm-se as permeâncias relacionadas a fase A:

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = N_W^2 \begin{bmatrix} \Lambda_{AA}^M + \Lambda_A^L & \Lambda_{AC}^M & \Lambda_{AC}^M \\ \Lambda_{AB}^M & \Lambda_{BB}^M + \Lambda_B^L & \Lambda_{BC}^M \\ \Lambda_{AC}^M & \Lambda_{BC}^M & \Lambda_{CC}^M + \Lambda_C^L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{D.32})$$

Ou seja,

$$\Lambda_{AA}^M + \Lambda_A^L = \frac{L_{aa}}{N_W^2} \quad (\text{D.33})$$

Aplicando-se para as demais fases, tem-se:

$$\Lambda_{BB}^M + \Lambda_B^L = \frac{L_{bb}}{N_W^2} \quad (\text{D.34})$$

$$\Lambda_{CC}^M + \Lambda_C^L = \frac{L_{cc}}{N_W^2} \quad (\text{D.35})$$

As permeâncias entre as fases A e B são obtidas considerando as correntes  $i_a$  e  $i_b$ :

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = N_W^2 \begin{bmatrix} \Lambda_{AA}^M + \Lambda_A^L & \Lambda_{AB}^M & \Lambda_{AC}^M \\ \Lambda_{AB}^M & \Lambda_{BB}^M + \Lambda_B^L & \Lambda_{BC}^M \\ \Lambda_{AC}^M & \Lambda_{BC}^M & \Lambda_{CC}^M + \Lambda_C^L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{D.36})$$

$$\Lambda_{AA}^M + \Lambda_A^L + \Lambda_{AB}^M = \frac{L_{ab}}{N_W^2} \quad (\text{D.37})$$

$$\Lambda_{AB}^M + \Lambda_{BB}^M + \Lambda_B^L = \frac{L_{ab}}{N_W^2} = \Lambda_{AA}^M + \Lambda_A^L + \Lambda_{AB}^M \quad (\text{D.38})$$



$$\Lambda_{BB}^M + \Lambda_B^L = \Lambda_{AA}^M + \Lambda_A^L \quad (\text{D.39})$$

Para as permeâncias entre as fases A e C, consideram-se as correntes  $i_a$  e  $i_c$

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = N_W^2 \begin{bmatrix} \Lambda_{AA}^M + \Lambda_A^L & \Lambda_{AB}^M & \Lambda_{AC}^M \\ \Lambda_{AB}^M & \Lambda_{BB}^M + \Lambda_B^L & \Lambda_{BC}^M \\ \Lambda_{AC}^M & \Lambda_{BC}^M & \Lambda_{CC}^M + \Lambda_C^L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ 0 \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{D.40})$$

$$\Lambda_{AA}^M + \Lambda_A^L + \Lambda_{AC}^M = \frac{L_{ac}}{N_W^2} \quad (\text{D.41})$$

$$\Lambda_{AC}^M + \Lambda_{CC}^M + \Lambda_C^L = \frac{L_{ac}}{N_W^2} = \Lambda_{AA}^M + \Lambda_A^L + \Lambda_{AC}^M \quad (\text{D.42})$$

$$\Lambda_{CC}^M + \Lambda_C^L = \Lambda_{AA}^M + \Lambda_A^L \quad (\text{D.43})$$

Por fim, para  $i_b$  e  $i_c$  diferentes de zero, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = N_W^2 \begin{bmatrix} \Lambda_{AA}^M + \Lambda_A^L & \Lambda_{AB}^M & \Lambda_{AC}^M \\ \Lambda_{AB}^M & \Lambda_{BB}^M + \Lambda_B^L & \Lambda_{BC}^M \\ \Lambda_{AC}^M & \Lambda_{BC}^M & \Lambda_{CC}^M + \Lambda_C^L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{D.44})$$

$$\Lambda_{BB}^M + \Lambda_B^L + \Lambda_{BC}^M = \frac{L_{bc}}{N_W^2} \quad (\text{D.45})$$

$$\Lambda_{BC}^M + \Lambda_{CC}^M + \Lambda_C^L = \frac{L_{bc}}{N_W^2} = \Lambda_{BB}^M + \Lambda_B^L + \Lambda_{BC}^M \quad (\text{D.46})$$

$$\Lambda_{CC}^M + \Lambda_C^L = \Lambda_{BB}^M + \Lambda_B^L \quad (\text{D.47})$$

Ao se unir as permeâncias com as indutâncias medidas,

monta-se a matriz:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Lambda_{AA}^M \\ \Lambda_{BB}^M \\ \Lambda_{CC}^M \\ \Lambda_{AB}^M \\ \Lambda_{BC}^M \\ \Lambda_{AC}^M \\ \Lambda_A^L \\ \Lambda_B^L \\ \Lambda_C^L \end{bmatrix} = \frac{1}{N_W^2} \begin{bmatrix} L_{aa} \\ L_{bb} \\ L_{cc} \\ L_{ab} \\ 0 \\ L_{ac} \\ 0 \\ L_{bc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{D.48})$$

A matriz acima tem posto igual a 5, logo tem apenas cinco variáveis independentes. As variáveis dependentes são agrupadas da seguinte forma:

$$\Lambda_{AA}^M + \Lambda_A^L = \Lambda_A^{\text{ML}} \quad (\text{D.49})$$

$$\Lambda_{BB}^M + \Lambda_B^L = \Lambda_B^{\text{ML}} \quad (\text{D.50})$$

$$\Lambda_{CC}^M + \Lambda_C^L = \Lambda_C^{\text{ML}} \quad (\text{D.51})$$

O sistema é reduzido para um único enrolamento por perna.

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = N_W^2 \begin{bmatrix} \Lambda_A^{\text{ML}} & \Lambda_{AB}^M & \Lambda_{AC}^M \\ \Lambda_{AB}^M & \Lambda_B^{\text{ML}} & \Lambda_{BC}^M \\ \Lambda_{AC}^M & \Lambda_{BC}^M & \Lambda_C^{\text{ML}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{D.52})$$

Na diagonal, deve-se encontrar expressões para cálculo de  $\Lambda_{A,B,C}^L$

$$\Lambda_{AA}^M + \Lambda_A^L = \Lambda_A^{\text{ML}} = \frac{L_{aa}}{N_W^2} \quad (\text{D.53})$$

$$\Lambda_{BB}^M + \Lambda_B^L = \Lambda_B^{\text{ML}} = \frac{L_{bb}}{N_W^2} \quad (\text{D.54})$$

$$\Lambda_{CC}^M + \Lambda_C^L = \Lambda_C^{\text{ML}} = \frac{L_{cc}}{N_W^2} \quad (\text{D.55})$$

$$\Lambda_A^{ML} + \Lambda_{AB}^M = \frac{L_{aa}}{N_W^2} + \Lambda_{AB}^M = \frac{L_{ab}}{N_W^2} \quad (D.56)$$

$$\Lambda_A^{ML} + \Lambda_{AC}^M = \frac{L_{aa}}{N_W^2} + \Lambda_{AC}^M = \frac{L_{ac}}{N_W^2} \quad (D.57)$$

$$\Lambda_B^{ML} + \Lambda_{BC}^M = \frac{L_{bb}}{N_W^2} + \Lambda_{BC}^M = \frac{L_{bc}}{N_W^2} \quad (D.58)$$

De forma direta, obtém-se:

$$\Lambda_{AB}^M = \frac{L_{ab}}{N_W^2} - \frac{L_{aa}}{N_W^2} \quad (D.59)$$

$$\Lambda_{AC}^M = \frac{L_{ac}}{N_W^2} - \frac{L_{aa}}{N_W^2} \quad (D.60)$$

$$\Lambda_{BC}^M = \frac{L_{bc}}{N_W^2} - \frac{L_{bb}}{N_W^2} \quad (D.61)$$

Ao se utilizar as equações acima obtidas, em conjunto com os dados da Tabela D.2, obtém-se as permeâncias necessárias (ver Tabela D.3) para simular o transformador trifásico utilizando a representação em circuito magnético<sup>1</sup>.

Tabela D.3 – Permeâncias obtidas via ensaios de curto e a vazio.

Núcleo (Mútua)		Fase A (Dispersão)		Fase B (Dispersão)		Fase C (Dispersão)	
Nome	Valor	Nome	Valor	Nome	Valor	Nome	Valor
$\Lambda_A$	18,98 $\mu$ H	$\Lambda_{a0}$	6,07 nH	$\Lambda_{b0}$	2,97 nH	$\Lambda_{c0}$	5,22 nH
$\Lambda_B$	27,05 $\mu$ H	$\Lambda_{a1}$	14,58 nH	$\Lambda_{b1}$	17,22 nH	$\Lambda_{c1}$	14,68 nH
$\Lambda_C$	18,98 $\mu$ H	$\Lambda_{a2}$	16,22 nH	$\Lambda_{b2}$	28,18 nH	$\Lambda_{c2}$	16,25 nH
$\Lambda_{AB} = \Lambda_{BC}$	9,49 $\mu$ H	$\Lambda_{a3}$	17,57 nH	$\Lambda_{b3}$	32,35 nH	$\Lambda_{c3}$	18,36 nH

<sup>1</sup> O comportamento e a validade do modelo magnético não foram investigadas para simulação em alta frequência.



# APÊNDICE E

---

## ANÁLISE DA TROCA DE POTÊNCIA ENTRE DUAS BARRAS

---

*“Não, nossa ciência não é uma ilusão. Uma ilusão, mas seria a acreditar que poderíamos conseguir em outro lugar o que ela não pode nos dar.”*

Sigmund Freud

## E.1 REPRESENTAÇÕES COMPLEXAS DOS ELEMENTOS PASSIVOS

Sendo a topologia estudada modular, a representação dos parâmetros do sistema em forma matricial se mostra de grande utilidade, devido principalmente à versatilidade do equacionamento desenvolvido.

A seguir é listada uma série de conceitos e definições fundamentais para o equacionamento do fluxo de potência.

A injeção de corrente na barra (*Nodal current injection*) é definida em (E.1).

$$J_k = \frac{S_k^*}{V_k^*} = \frac{P_k - jQ_k}{V_k^*} \quad (\text{E.1})$$

A impedância (*impedance*) é dada por (E.2).

$$Z_{ik} = R_{ik} + jX_{ik} \quad (\text{E.2})$$

A admitância (*admittance*) é o inverso da impedância e é obtida em (E.3).

$$Y_{ik} = \frac{1}{Z_{ik}} = \frac{R_{ik} - jX_{ik}}{R_{ik}^2 + X_{ik}^2} \quad (\text{E.3})$$

A admitância série (E.3) é reescrita de maneira a evidenciar a parte real e imaginária, resultando em (E.4).

$$Y_{ik} = G_{ik} + jB_{ik} = \frac{R_{ik}}{R_{ik}^2 + X_{ik}^2} - \frac{jX_{ik}}{R_{ik}^2 + X_{ik}^2} \quad (\text{E.4})$$

A condutância série (*conductance*) (E.5) é formada pela parte real da admitância série (E.4).

$$G_{ik} = \frac{R_{ik}}{R_{ik}^2 + X_{ik}^2} \quad (\text{E.5})$$

A susceptância série (*susceptance*) (E.6) é formada pela parte imaginária da admitância série (E.4).

$$B_{ik} = -\frac{X_{ik}}{R_{ik}^2 + X_{ik}^2} \quad (\text{E.6})$$

Para o presente estudo, as resistências serão desconsideradas. Assim a admitância série possui apenas parte imaginária, sendo representada por (E.7).

$$Y_{ik} = jB_{ik} = -j \frac{1}{X_{ik}} = -j \frac{1}{\omega_0 l_{ik}} \quad (\text{E.7})$$

A representação matricial do sistema é apresentada em (E.8).

$$\mathbf{J} = \mathbf{YV} \quad (\text{E.8})$$

Considerando (E.3), a formação da matriz impedância de barra pode ser obtida de forma sistemática com o emprego de (E.9).

$$Y_{rc} = \begin{cases} jb_{rr} + \sum_{r \neq c} jb_{rc}, & \text{se, } r = c \\ -jb_{rc}, & \text{se, } r \neq c \end{cases} \quad (\text{E.9})$$

Considerando apenas a parte imaginária, a matriz susceptância é obtida por (E.10).

$$B_{rc} = \begin{cases} b_{rr} + \sum_{r \neq c} b_{rc}, & \text{se, } r = c \\ -b_{rc}, & \text{se, } r \neq c \end{cases} \quad (\text{E.10})$$

As indutâncias são calculadas pela equação (E.11), conforme (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 1998). Maiores detalhes foram apresentados no Apêndice D.

$$l_{rc} = \frac{V_{r,\text{RMS}}}{\omega_0 n_r n_c I_{c,\text{RMS}}} \quad (\text{E.11})$$

Com os parâmetros medidos, a matriz (E.10) é formada substituindo as indutâncias medidas (E.11) em (E.12).

$$b_{rc} = -\frac{1}{\omega_0 l_{rc}} \quad (\text{E.12})$$

## E.2 TROCA DE POTÊNCIA ATIVA E REATIVA ENTRE DUAS BARRAS

Para fixar conceitos, inicia-se a análise de um sistema genérico de duas barras ( $a$  e  $b$ ) conectadas por uma impedância  $x_{ab}$ , como representada na Figura E.1.

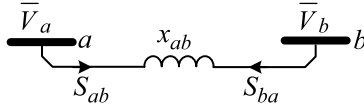


Figura E.1 – Sistema de duas barras ( $a$  e  $b$ ) conectadas por uma impedância  $x_{ab}$ .

O valor complexo da corrente que flui da barra  $a$  para  $b$  é obtido dividindo a diferença entre as tensões complexas das barras ( $\bar{V}_a - \bar{V}_b$ ) pela impedância que as conecta, conforme a equação (E.13):

$$\bar{I}_{ab} = \frac{\bar{V}_a - \bar{V}_b}{\bar{Z}_{ab}} = \frac{\bar{V}_a - \bar{V}_b}{jx_{ab}} \quad (\text{E.13})$$

A potência aparente complexa que flui da barra  $a$  para  $b$  é obtida multiplicando a tensão complexa da barra  $a$  ( $\bar{V}_a$ ) pela corrente apresentada na equação (E.13), gerando (E.14).

$$\bar{S}_{ab} = \bar{V}_a \bar{I}_{ab}^* = \bar{V}_a \left( \frac{\bar{V}_a - \bar{V}_b}{jx_{ab}} \right)^* = \bar{V}_a \left( \frac{\bar{V}_a^* - \bar{V}_b^*}{-jx_{ab}} \right) \quad (\text{E.14})$$

Multiplicando termo a termo da equação (E.14) obtém-se (E.15).

$$\bar{S}_{ab} = \bar{V}_a \left( \frac{\bar{V}_a^* - \bar{V}_b^*}{-jx_{ab}} \right) = \frac{\bar{V}_a \bar{V}_a^* - \bar{V}_a \bar{V}_b^*}{-jx_{ab}} = \frac{V_a^2 - \bar{V}_a \bar{V}_b^*}{-jx_{ab}} \quad (\text{E.15})$$

Alterando a notação das tensões complexas conjugadas em (E.15) para coordenadas polares, tem-se (E.16).

$$\bar{S}_{ab} = j \frac{V_a^2 - \bar{V}_a \bar{V}_b^*}{x_{ab}} = j \frac{V_a^2 - V_a \angle \theta_a V_b \angle -\theta_b}{x_{ab}} \quad (\text{E.16})$$



Os ângulos das tensões das barras em (E.16) podem ser agrupados, tornando a expressão mais compacta, como mostrado em (E.17).

$$\bar{S}_{ab} = j \frac{V_a^2 - V_a V_b \angle \theta_a - \theta_b}{x_{ab}} = j \frac{V_a^2 - V_a V_b \angle \theta_{ab}}{x_{ab}} \quad (\text{E.17})$$

Passando a expressão (E.17) de coordenadas polares para retangulares, tem-se (E.18):

$$\bar{S}_{ab} = j \frac{V_a^2 - V_a V_b \angle \theta_{ab}}{x_{ab}} = j \frac{V_a^2 - V_a V_b (\cos \theta_{ab} + j \text{sen} \theta_{ab})}{x_{ab}} \quad (\text{E.18})$$

Separando em (E.18) parte real e parte imaginária, obtêm-se (E.19) e (E.20):

$$\bar{S}_{ab} = \frac{V_a V_b \text{sen} \theta_{ab} + j (V_a^2 - V_a V_b \cos \theta_{ab})}{x_{ab}} \quad (\text{E.19})$$

$$P_{ab} + jQ_{ab} = \frac{V_a V_b \text{sen} \theta_{ab}}{x_{ab}} + j \frac{V_a^2 - V_a V_b \cos \theta_{ab}}{x_{ab}} \quad (\text{E.20})$$

Assim, de (E.20) obtêm-se as expressões clássicas para a troca de potência ativa (E.21) e reativa (E.22) da barra  $a$  para a barra  $b$ .

$$P_{ab} = \frac{V_a V_b \text{sen} \theta_{ab}}{x_{ab}} \quad (\text{E.21})$$

$$Q_{ab} = \frac{V_a^2 - V_a V_b \cos \theta_{ab}}{x_{ab}} \quad (\text{E.22})$$

De forma análoga, a transferência de potência aparente da barra  $b$  para a barra  $a$  é calculada por (E.23).

$$S_{ba} = \frac{V_a V_b \text{sen} \theta_{ba} + j (V_b^2 - V_a V_b \cos \theta_{ba})}{x_{ba}} \quad (\text{E.23})$$

Observe que alterando o ângulo  $\theta_{ba}$  para  $\theta_{ab}$  em (E.23), obtêm-se (E.24).

$$S_{ba} = \frac{-V_a V_b \text{sen} \theta_{ab} + j (V_b^2 - V_a V_b \cos \theta_{ab})}{x_{ab}} \quad (\text{E.24})$$

Separando parte real de imaginária:

$$P_{ba} + jQ_{ba} = \frac{V_b V_a \operatorname{sen} \theta_{ba}}{x_{ba}} + j \frac{V_b^2 - V_b V_a \cos \theta_{ba}}{x_{ba}} \quad (\text{E.25})$$

Por fim, separa-se em (E.23) potência ativa (E.26) de reativa (E.27) para o fluxo de potência partindo da barra  $b$  para a barra  $a$ :

$$P_{ba} = \frac{V_a V_b \operatorname{sen} \theta_{ba}}{x_{ab}} \quad (\text{E.26})$$

$$Q_{ba} = \frac{V_b^2 - V_a V_b \cos \theta_{ab}}{x_{ab}} \quad (\text{E.27})$$

Com o equacionamento realizado, é possível determinar algumas restrições do sistema. Para troca nula de potência ativa entre duas barras, tem-se:

$$|P_{ab}| = |P_{ba}| = 0 \quad (\text{E.28})$$

Substituindo em (E.28) as potências ativas (E.26) e (E.21), gera-se a igualdade (E.29).

$$\frac{V_a V_b \operatorname{sen} \theta_{ab}}{x_{ab}} = \frac{V_a V_b \operatorname{sen} \theta_{ba}}{x_{ab}} = 0 \quad (\text{E.29})$$

Para tensões e indutâncias quaisquer, a igualdade (E.29) é verdadeira se o valor do seno dos ângulos entre si forem iguais a zero.

$$\operatorname{sen} \theta_{ab} = \operatorname{sen} \theta_{ba} = 0 \quad (\text{E.30})$$

Ou seja,

$$\theta_{ab} = \theta_{ba} = \{0, \pi\} \quad (\text{E.31})$$

Assim, conclui-se que para evitar a troca de potência ativa entre os inversores, as componentes fundamentais de tensão dos inversores devem estar em fase, ou seja, os sinais moduladores dos módulos apresentam a mesma fase entre si.

Aplicando a mesma relação para a potência reativa:

$$Q_{ab} = Q_{ba} = 0 \quad (\text{E.32})$$

Substituindo em (E.32) as expressões das trocas de potência reativa (E.22) e (E.27), tem-se:

$$\frac{V_a^2 - V_a V_b \cos \theta_{ab}}{x_{ab}} = \frac{V_b^2 - V_b V_a \cos \theta_{ba}}{x_{ba}} = 0 \quad (\text{E.33})$$

A igualdade (E.33) é verdadeira se o valor eficaz das tensões de ambas as barras forem iguais entre si, como mostrado em (E.34).

$$V_a = V_b \quad (\text{E.34})$$

Conclui-se para que a troca de potência reativa seja nula entre os módulos, as amplitudes ou valores eficazes das tensões de cada barra devem ser iguais entre si.



# APÊNDICE F

---

## ANÁLISE DAS CORRENTES DE CIRCULAÇÃO DA TOPOLOGIA TP-ISHB-M

---

*“Learn from yesterday, live for today, hope for tomorrow. The  
important thing is not to stop questioning.”*  
Albert Einstein

## F.1 INTRODUÇÃO

Cada braço da topologia aciona uma fase específica da estrutura, o que gera ondulações de tensão no barramento CC defasados entre os braços. Este defasamento de tensão gera correntes de circulação entre os braços, a qual será analisada neste capítulo.

## F.2 TENSÃO DE FASE COM IMPEDÂNCIA R DE CIRCULAÇÃO

Para simplificar a análise, inicialmente considera-se apenas uma resistência como impedância de circulação.

$$v_{Ck} + v_{R_{in}} - v_{in} = 0 \quad (\text{F.1})$$

$$i_{in,k} = i_{inv,k} + i_{Ck} \quad (\text{F.2})$$

$$v_{R_{in}} = R_{in} \left( i_{inv,k} + C_k \frac{d}{dt} v_{Ck} \right) = R_{in} i_{inv,k} + R_{in} C_k \frac{d}{dt} v_{Ck} \quad (\text{F.3})$$

A equação diferencial torna-se:

$$R_{in} C_k \frac{d}{dt} v_{Ck} + v_{Ck} + R_{in} i_{inv,k} - v_{in} = 0 \quad (\text{F.4})$$

$$i_{inv,k} = I_k m_o \text{sen}(\omega t) \text{sen}(\omega t + \theta_k) \quad (\text{F.5})$$

A componente transitória é dada por:

$$V_{C,exp}^R = V_{(0)} e^{-\frac{t}{R_{in} C_k}} \quad (\text{F.6})$$

Define-se a constante de tempo do circuito:

$$\tau_k = C_k R_{in} \quad (\text{F.7})$$

Define-se a seguinte constante  $\vartheta_k$ :

$$\vartheta_k = \frac{R_{in} I_k m_o}{4\omega_o^2 \tau_k^2 + 1} \quad (\text{F.8})$$

A componente CC é dada por:

$$V_{Ck,dc}^R = V_{in} - \frac{R_{in} I_k m_o}{2} \cos(\theta_k) \quad (\text{F.9})$$

Pode-se observar pela equação acima que o ângulo da corrente de carga altera o valor médio da tensão dos capacitores, ou seja, caso haja desequilíbrio de ângulo entre fases, existe circulação de corrente média no conversor.

A componente alternada da tensão no capacitor de barramento é dada por:

$$V_{Ck,ac}^R = \vartheta_k \left[ \omega_o \tau_k \sin(2\omega_o t + \theta_k) + \frac{\cos(2\omega_o t + \theta_k)}{2} \right] \quad (\text{F.10})$$

### F.2.1 Tensão de fase com impedância RL de circulação

Ao se analisar as tensões na Figura 4.10, tem-se:

$$v_{L_{in}} + v_{C_k} + v_{R_{in}} - v_{in} = 0 \quad (\text{F.11})$$

A tensão sobre o indutor  $L_{in}$  é igual à:

$$v_{L_{in}} = L_{in} \frac{d}{dt} i_{in,k} = L_{in} \frac{d}{dt} (i_{inv,k} + i_{C_k}) \quad (\text{F.12})$$

$$v_{L_{in}} = L_{in} \frac{d}{dt} i_{inv,k} + L_{in} C_k \frac{d^2}{dt^2} v_{C_k} \quad (\text{F.13})$$

Obtém-se, desta forma, a equação diferencial:

$$L_{in} \frac{d}{dt} i_{inv,k} + L_{in} C_k \frac{d^2}{dt^2} v_{C_k} + v_{C_k} + R_{in} i_{inv,k} + R_{in} C_k \frac{d}{dt} v_{C_k} - v_{in} = 0 \quad (\text{F.14})$$

A componente exponencial:

$$V_{C,exp}^{RL} = V_{(0)} e^{-\frac{t}{\tau_k}} \quad (\text{F.15})$$

A componente CC contínua é dada por:

$$V_{Ck,dc}^R = V_{in} - \frac{R_{in}I_k m_o}{2} \cos(\theta_k) \quad (F.16)$$

Observe que :

$$I_{in}^{CC} = \frac{I_k m_o}{2} \cos(\theta_k) \quad (F.17)$$

resultando em

$$V_{Ck,dc}^R = V_{in} - R_{in}I_{in}^{CC} \quad (F.18)$$

De forma análoga, define-se a constante de tempo:

$$\tau_k = \frac{2C_k L_{in}}{R_{in}C_k + \sqrt{C_k^2 R_{in}^2 - 4C_k L_{in}}} \quad (F.19)$$

Define-se também a constante  $\vartheta_k$ :

$$\vartheta_k = \frac{R_{in}I_k m_o}{4\omega_o^2 (4C_k^2 L_{in}^2 \omega_o^2 + C_k^2 R_{in}^2 - 2C_k L_{in}) + 1} \quad (F.20)$$

$$\tau_k^{RL} = \frac{(4C_k L_{in}^2 \omega_o^2 + C_k R_{in}^2 - L_{in})}{R_{in}} \quad (F.21)$$

Por fim, a ondulação de tensão sobre o capacitor  $C_k$  torna-se:

$$V_{Ck,ac}^{RL} = \vartheta_k \left[ \omega_o \tau_k^{RL} \sin(2\omega_o t + \theta_k) + \frac{\cos(2\omega_o t + \theta_k)}{2} \right] \quad (F.22)$$

Considera-se que o capacitor não processa corrente média em regime, pois a sua tensão se mantém com valor médio constante, sendo assim, o valor médio da corrente na fase é igual ao valor médio processado pela fonte de corrente que representa o inversor.

## F.2.2 Corrente AC de fase com impedância RL de circulação

A análise da corrente de circulação se inicia com uma das malhas da Figura F.1, no qual gera-se:

$$v_{Lin} + v_{Rin} + v_{Ck} = 0 \quad (F.23)$$



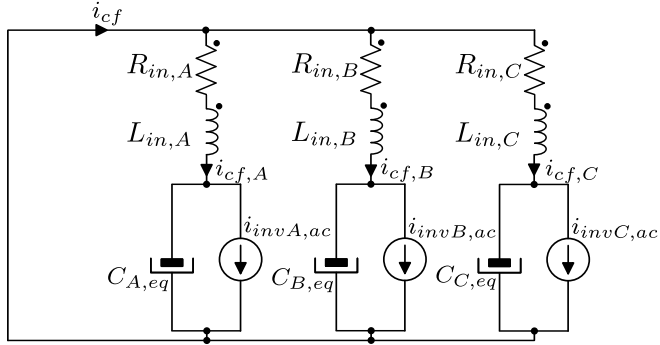


Figura F.1 – Circuito equivalente para circulação AC de corrente por fase.

A tensão sobre o capacitor  $C_k$  pode ser representada em função da corrente de circulação  $i_{cf}$  por:

$$v_{Ck} = - \left( L_{in} \frac{di_{cf}}{dt} + R_{in} i_{cf} \right) \quad (\text{F.24})$$

As correntes estão relacionadas entre si por:

$$i_{cf} = i_{Ck} + i_{invk,ac} \quad (\text{F.25})$$

$$i_{Ck} = C_k \frac{dv_{Ck}}{dt} \quad (\text{F.26})$$

Ao se agrupar o sistema em função da corrente de circulação e da corrente AC do inversor, tem-se:

$$i_{cf} = -C_k \frac{d}{dt} \left( L_{in} \frac{di_{cf}}{dt} + R_{in} i_{cf} \right) + i_{invk,ac} \quad (\text{F.27})$$

Ao se substituir as expressões acima, tem-se:

$$L_{in} C_k \frac{d^2 i_{cf}}{dt^2} + R_{in} C_k \frac{di_{cf}}{dt} + i_{cf} = i_{invk,ac} \quad (\text{F.28})$$

Sendo a corrente AC do inversor dada pela expressão,

$$i_{invk,ac} = -\frac{I_k m_o}{2} \cos(2\omega_o t + \theta_k) \quad (\text{F.29})$$

a equação diferencial resultante torna-se:

$$L_{in}C_k \frac{d^2 i_{cf}}{dt^2} + R_{in}C_k \frac{di_{cf}}{dt} + i_{cf} + \frac{I_k m_o}{2} \cos(2\omega_o t + \theta_k) = 0 \quad (F.30)$$

A resposta transitória de (F.30) define-se pela constante de tempo:

$$\tau_k = \frac{2C_k L_{in}}{R_{in}C_k + \sqrt{C_k^2 R_{in}^2 - 4C_k L_{in}}} \quad (F.31)$$

A corrente de circulação por fase é determinada por:

$$\tau_k^{RL} = \frac{C_k R_{in}}{1 - 4C_k L_{in} \omega_o^2} \quad (F.32)$$

$$\iota_k = \frac{I_k m_o (4C_k L_{in} \omega_o^2 - 1)}{4\omega_o^2 (4C_k^2 L_{in}^2 \omega_o^2 + C_k^2 R_{in}^2 - 2C_k L_{in}) + 1} \quad (F.33)$$

$$i_{cf,ac}^{RL} = \iota_k \left[ \omega_o \tau_k^{RL} \sin(2\omega_o t + \theta_k) + \frac{\cos(2\omega_o t + \theta_k)}{2} \right] \quad (F.34)$$

A expressão (F.34) determina o valor da componente alternada da corrente de circulação em cada fase. Deve-se observar que caso o sistema trifásico seja totalmente simétrico e equilibrado, o somatório das correntes se anula.

# APÊNDICE G

---

## MAPA DE VETORES DA TOPOLOGIA TP-ISHB

---

*“The world is not magic - and that’s the most magical thing about it.”*

Sean M. Carroll.

## G.1 ESPAÇO DE VETORES DA TOPOLOGIA MONOFÁSICA

Esta seção tem por finalidade detalhar o espaço de vetores da estrutura proposta. Na análise, considera-se apenas uma única fase. A Figura G.1 apresenta a topologia monofásica com fontes de corrente.

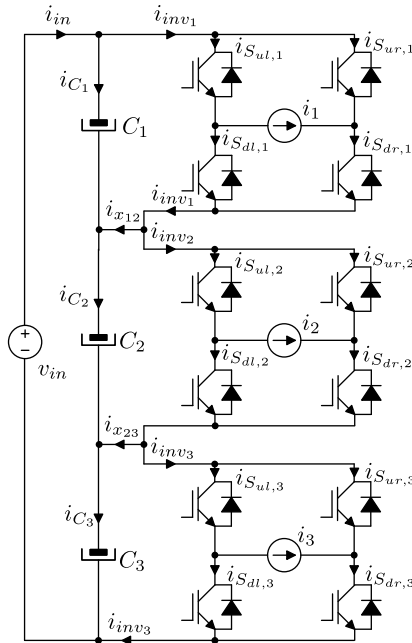


Figura G.1 – Topologia monofásica com fontes de corrente.

A palavra binária que representa o estado dos interruptores é formada considerando que o bit menos significativo representa o braço de interruptores da esquerda no primeiro módulo. Se o bit for igual a 1 (um), o interruptor superior está ativo. Se for igual a 0 (zero) o interruptor inferior está ativo.

Observe que o caso em que ambos os interruptores estão ativados ou desativados não é considerado nessa análise. O primeiro representa um curto de braço e o segundo a abertura da fonte de corrente que representa a carga.

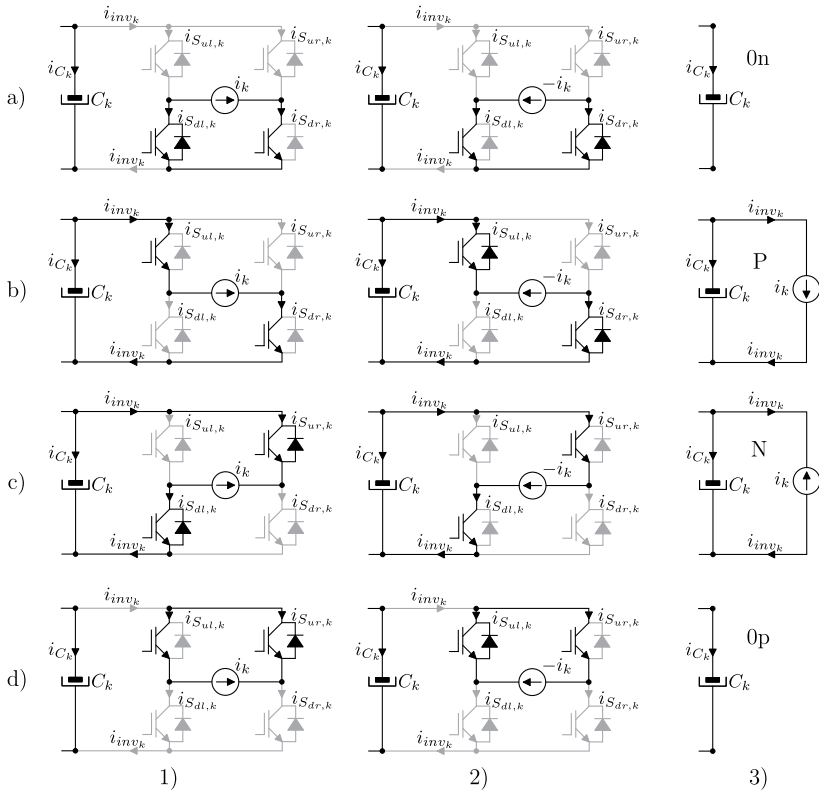


Figura G.2 – Estados topológicos válidos por sub-módulo (Ponte H).

A Figura G.3 apresenta os estados possíveis durante o tempo morto dos interruptores, ou seja, instante em que nenhum interruptor é comandado a conduzir.

## G.2 EQUACIONAMENTO DA CORRENTES NOS CAPACITORES

Para o cálculo de carga e descarga dos capacitores, apresenta-se a Figura G.4.

A partir do circuito apresentado na Figura G.4, pode-se obter o seguinte conjunto de equações:

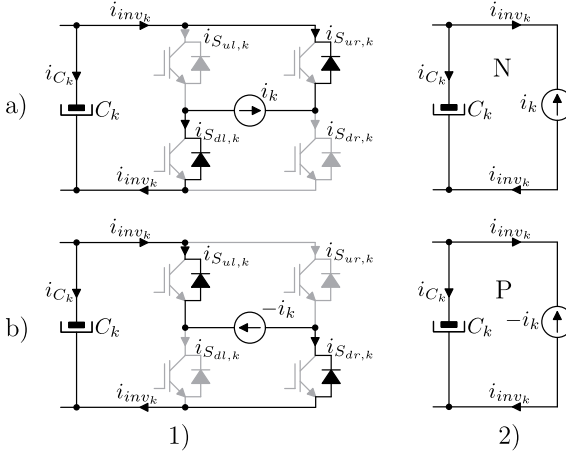


Figura G.3 – Estados possíveis durante o tempo morto dos interruptores.

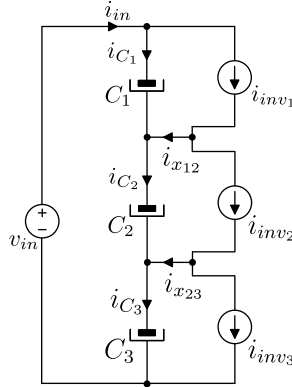


Figura G.4 – Ilustração das correntes no sistema com três módulos.

$$i_{in} - i_{C1} - i_{inv1} = 0 \quad (G.1)$$

$$i_{C1} + i_{x12} - i_{C2} = 0 \quad (G.2)$$

$$i_{C2} + i_{x23} - i_{C3} = 0 \quad (G.3)$$

$$i_{C3} + i_{inv3} - i_{in} = 0 \quad (G.4)$$

$$i_{inv1} - i_{x12} - i_{inv2} = 0 \quad (G.5)$$

$$i_{inv2} - i_{x23} - i_{inv3} = 0 \quad (G.6)$$

$$i_{x12} = i_{inv1} - i_{inv2} \quad (\text{G.7})$$

$$i_{x23} = i_{inv2} - i_{inv3} \quad (\text{G.8})$$

$$i_{in} = i_{C1} + i_{inv1} = i_{C2} + i_{inv2} = i_{C3} + i_{inv3} \quad (\text{G.9})$$

Ao se aplicar a lei de Kirchhoff das tensões tem-se:

$$v_{C1} + v_{C2} + v_{C3} = v_{in} \quad (\text{G.10})$$

$$\frac{d}{dt}(v_{C1} + v_{C2} + v_{C3}) = \frac{d}{dt}v_{in} \quad (\text{G.11})$$

Considerando que a tensão de entrada não sofre alteração em função do tempo (fonte CC ideal).

$$\frac{dv_{C1}}{dt} + \frac{dv_{C2}}{dt} + \frac{dv_{C3}}{dt} = 0 \quad (\text{G.12})$$

A corrente em função da tensão sobre o capacitor é dada por:

$$i_{Ck} = C_k \frac{dv_{Ck}}{dt} \quad (\text{G.13})$$

Substituindo em (G.12),

$$\frac{i_{C1}}{C_1} + \frac{i_{C2}}{C_2} + \frac{i_{C3}}{C_3} = 0 \quad (\text{G.14})$$

Considerando que as capacitâncias são idênticas,

$$i_{C1} + i_{C2} + i_{C3} = 0 \quad (\text{G.15})$$

As correntes em cada capacitor são calculadas por:

$$i_{C1} = i_{in} - i_{inv1} \quad (\text{G.16})$$

$$i_{C2} = i_{in} - i_{inv2} \quad (\text{G.17})$$

$$i_{C3} = i_{in} - i_{inv3} \quad (\text{G.18})$$

Desta forma, a corrente  $i_{in}$  de entrada esta relacionada com as correntes na saída de cada inversor da seguinte forma,

$$i_{in} = i_{C1} + i_1 = i_{C2} + i_2 = i_{C3} + i_3 \quad (\text{G.19})$$

$$3i_{in} = i_{C1} + i_{C2} + i_{C3} + i_1 + i_2 + i_3 \quad (\text{G.20})$$

Sendo que o valor médio das correntes nos capacitores é nulo, tem-se:

$$i_{in} = \frac{i_1 + i_2 + i_3}{3} \quad (\text{G.21})$$

O que resulta na relação:

$$i_{C1} = \frac{i_1 + i_2 + i_3}{3} - i_1 \quad (\text{G.22})$$

$$i_{C2} = \frac{i_1 + i_2 + i_3}{3} - i_2 \quad (\text{G.23})$$

$$i_{C3} = \frac{i_1 + i_2 + i_3}{3} - i_3 \quad (\text{G.24})$$

Assim, sendo considerado que a tensão de entrada CC não varia com o tempo e que as capacitâncias são iguais entre os módulos, pode-se afirmar que as correntes nos capacitores são relacionadas por:

$$i_{C1} = \frac{i_2 + i_3 - 2i_1}{3} \quad (\text{G.25})$$

$$i_{C2} = \frac{i_1 + i_3 - 2i_2}{3} \quad (\text{G.26})$$

$$i_{C3} = \frac{i_1 + i_2 - 2i_3}{3} \quad (\text{G.27})$$



## Anexos



# ANEXO A

---

## ARTIGO PUBLICADO NA REVISTA SOBRAEP

---

*“The developed analysis could be easily carried out by an undergraduate student.”*

TIE Reviewer #4

*“Single-phase applications are typically low voltage and the multilevel concept doesn’t apply.”*

TIE Reviewer #1

*“This is a 7-level configuration, but it uses 12 power switches, 3 dc-link capacitors, and a high-frequency transformer.”*

SOBRAEP Reviewer #2

## A.1 A SINGLE-PHASE INVERTER BASED ON FULL-BRIDGE MODULES WITH INPUTS IN SERIES-CONNECTION AND OUTPUTS COUPLED BY A MULTIPLE-WINDING TRANSFORMER

**Abstract:** This paper proposes an isolated modular single-phase inverter for high-input voltage applications. The topology is composed of conventional and modular full-bridge inverters with series-connected inputs and magnetically-connected outputs. All input bus capacitors are connected in series and thus the dc voltage is divided among the inverter modules. The full-bridge outputs are connected by a multiple-winding low-frequency transformer, the inverters employ a typical three-level modulation with phase-shift carriers and when an appropriate modulation is used a multilevel output voltage is supplied for the load. The auto-balance of the input capacitor voltages is verified and a harmonic analysis is performed in order to investigate the exchange of active and reactive power between the inverter modules at low and high frequency. An 8 kW prototype with three modules, a multiple-winding transformer with a transform ratio of 1:1:1:1, 1200 V dc input source and 220 V/ 60 Hz ac output voltage was built and tested in order to verify the proposed topology.

# A SINGLE-PHASE INVERTER BASED ON FULL-BRIDGE MODULES WITH INPUTS IN SERIES-CONNECTION AND OUTPUTS COUPLED BY A MULTIPLE-WINDING TRANSFORMER

Adriano Ruseler<sup>1</sup>, Telles Brunelli Lazzarin<sup>1</sup>, Ivo Barbi<sup>2</sup>

Federal University of Santa Catarina – UFSC, Postgraduate Program in Electrical Engineering – PGEEL

<sup>1</sup> Power Electronics Institute – INEP, Florianópolis – SC, Brazil

<sup>2</sup> Department of Automation and Systems – DAS, Florianópolis – SC, Brazil

e-mail: ruseler@inep.ufsc.br, telles@inep.ufsc.br and ivobarbi@gmail.com

**Abstract** – This paper proposes an isolated modular single-phase inverter for high-input voltage applications. The topology is composed of conventional and modular full-bridge inverters with series-connected inputs and magnetically-connected outputs. All input bus capacitors are connected in series and thus the dc voltage is divided among the inverter modules. The full-bridge outputs are connected by a multiple-winding low-frequency transformer, the inverters employ a typical three-level modulation with phase-shift carriers and when an appropriate modulation is used a multilevel output voltage is supplied for the load. The auto-balance of the input capacitor voltages is verified and a harmonic analysis is performed in order to investigate the exchange of active and reactive power between the inverter modules at low and high frequency. An 8 kW prototype with three modules, a multiple-winding transformer with a turning ratio of 1:1:1:1, 1200 V dc input source and 220 V/60 Hz ac output voltage was built and tested in order to verify the proposed topology.

**Keywords** – High-input Voltage, Magnetically-connected Outputs, Multilevel Inverter, Multiple-winding Transformer, Series-connected Inputs.

## I. INTRODUCTION

In recent years, the use of applications that employ high voltage, dc voltage and a power converter has been increasing, which has encouraged new solutions in the field of power electronics. In this context, a class of high-input low-output voltage converters with low voltage stress, high output current capacity and modular construction has been researched for application to distributed power generation, energy storage, traction systems and electrical vehicles [1], [2].

Solutions based on traditional multilevel converters such as the neutral point clamped (NPC) inverter, flying capacitor (FC) converter, cascaded H-bridge (CHB) inverter and modular multilevel converter (MMC) [3], [4] have been used in these applications. However, there is still considerable opportunity for new contributions and, recently, novel topologies have been proposed for drives [5], single-phase structures [6], electrical vehicles [7] and modular systems [8]. Modular

solutions are well received by researchers in academia and industry due to their design, reliability and cost [9].

On the other hand, in the case of high voltage, a common solution is the use of multiple standardized power modules with the inputs connected in series in order to divide the voltage stress. The outputs can be connected in parallel or in series according to the application [10]–[12]. This architecture has been used in a rectifier [11], inverters [13] and other applications, in which the main challenge is to ensure an appropriate voltage division among the converters [11], [13], [14].

In this context, this paper proposes a multilevel modular isolated single-phase inverter for powering a load at low voltage from a high dc voltage source. The inverter is based on the series connection of a single-phase H-bridge modular converter that divides the voltage stress. The structure allows the auto-balancing of the input voltage in each module, which makes this a very attractive option. The architecture employs a multiple-winding transformer, which connects the outputs of the H-bridge modular converters via a magnetic connection. Magnetic elements such as multiple-winding transformers or electric machines with open-end winding as well as split windings present interesting characteristics [15]–[17] which can be used in UPS systems [18], [19] and drives. The inverter can also provide multilevel output voltage and fault tolerance when an appropriate modulation is used [20]. An 8 kW-prototype was built and tested for 1200 V in dc voltage and 220 V RMS in output voltage. The prototype is comprised of three sub-modules with series-connected inputs and the outputs are magnetically connected by a multiple-winding transformer. A detailed analysis of the proposed converter and experimental results are reported herein.

## II. PROPOSED CONVERTER

A single-phase version of the proposed converter with three full-bridge inverters is presented in Figure 1a. The proposed converter is based on the input-series connection of low voltage full-bridge inverters and output-magnetic connection. Full-bridge inverters with in-series inputs reduce the voltage stress on the switches, providing a characteristic associated with a multilevel converter which is appropriate for application with high dc voltage and has a modular structure (one full-bridge is designed as a sub-module). The output connection based on magnetic coupling is the key factor of the proposed converter and it acts as an interface between the full-bridge modules and the load. The magnetic connection allows

Manuscript received 10/03/2015. First revision 20/05/2015, second revision 14/09/2015. Accepted for publication 14/09/2015, by recommendation of the Regular Section Editor Cassiano Rech.

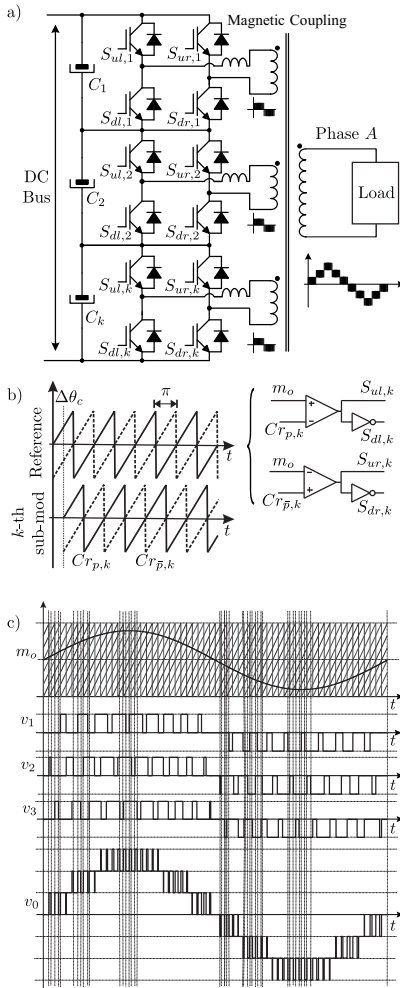


Fig. 1. a) Proposed converter with three sub-modules ( $u = \text{upper}$ ;  $d = \text{down}$ ;  $l = \text{left}$ ;  $r = \text{right}$ ;  $k = k\text{-th cell}$ ). b) PWM generation logic (for each sub-module) with sine-sawtooth modulation and carrier phase delay ( $p$  and  $\beta = p + \pi$ ) schematic. c) Output waveform  $v_0$  generated with the combination of inverter voltages ( $v_1$ ,  $v_2$  and  $v_3$ ) and sine-sawtooth modulation with carrier phase delay.

the load-current sharing among the modules (as a parallel connection) and it also provides the output voltages of the full-bridge modules. If the output voltages of full-bridge modules are appropriately lagged, the voltage applied on the load will present multilevels (some harmonics are canceled), which represents another characteristic of a multilevel converter (as illustrated in Figure 1a).

The output voltage in each sub-module is a traditional three-level voltage that can be obtained by one reference wave and two carrier signals (triangular or sawtooth). Figure 1c shows the operation of the modulator, the generation of the three-level output voltage in each sub-module and, most importantly, the composition of the output voltage on the load due to magnetic coupling for three sub-modules. This figure demonstrates that an adequate modulation can provide multilevel output voltage through the canceling of harmonics. This characteristic is obtained when the carrier waveforms of the modules are appropriately lagged in relation to each other (for three modules the phase-shift is  $120^\circ$ , as shown in Figure 1c), which causes the canceling of harmonics in the transformer.

Figure 1b illustrates the circuit employed to generate the sinusoidal PWM signals using as a reference a waveform with fundamental frequency  $f_o$  (rad/sec) and phase  $\theta_o$ . This reference is then compared with a sawtooth carrier with frequency  $f_c$  (rad/sec) and phase  $\theta_c$ , generating the sinusoidal phase-shifted PWM modulation signals. The carrier phase shift between modules is given by  $\Delta\theta_c = (k-1)\frac{\pi}{m}$  rad, where  $k$  is the inverter index. This index should be determined in order to obtain the desired number of levels in the output voltage.

The main challenges associated with the proper operation of the proposed converter are to:

- Equate the converter operation point in order to specify the design requirements;
- Ensure voltage balance in the input capacitors that are series-connected;
- Avoid the exchange of active and reactive average power between the sub-modules;
- Obtain the canceling of harmonics through magnetic coupling, which provides multilevel output voltage.

All of these challenges will be discussed in this paper.

### III. COMPARISON WITH OTHER FULL-BRIDGE CONFIGURATIONS

A brief comparison of four configurations based on a full-bridge structure is presented in this section. The configurations are shown in Figure 2, where Figure 2a presents a multiple isolated dc input source with a non-isolated ac output connected in series (cascaded), Figure 2b shows a single dc source with full-bridge inputs in parallel connection and isolated ac output with three transformers, Figure 2c illustrates a single dc source with full-bridge inputs in parallel connection and an isolated ac output with a single (coupled output connection) transformer and Figure 2d shows the single dc source with full-bridge inputs in series connection and an isolated ac output with a single (coupled output connection) transformer.

With the use of the same device technology and switching frequency, the losses can be associated with voltage and

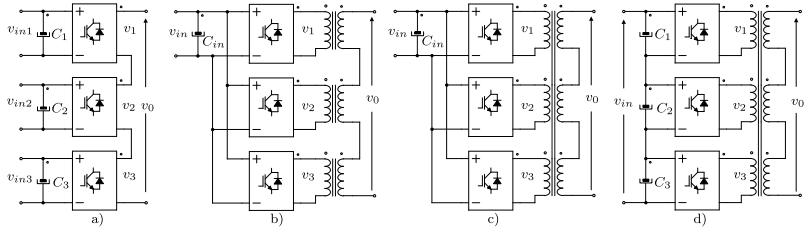


Fig. 2. a) Multiple isolated dc input sources with non-isolated ac series-connected output (cascaded). b) Single dc source with H-bridge inputs in parallel connection and isolated ac output with three transformers. c) Single dc source with H-bridge inputs in parallel connection and isolated ac output with single (coupled output connection) transformer. d) Single dc source with H-bridge inputs in series connection and isolated ac output with single (coupled output connection) transformer.

current levels. Series association distributes the voltage between submodules, while the combination in parallel distributes the current. A high current leads to conduction losses, while a high voltage results in switching losses.

Having a single DC source at the input (Figures 2b, 2c and 2d) appears to be a great advantage over the cascade (Figure 2a), but it requires galvanic isolation at the output of the modules, for some applications. The need for galvanic isolation is not necessarily a disadvantage, since in most applications as a cascade converter (Figure 2a), low-frequency transformers are used to obtain multiple dc sources at the entrance.

The topology has the same number of levels (voltages and symmetrical transformation ratio), but the harmonic content or total harmonic distortion (THD) is directly linked to modulation strategy employed.

A critical aspect of the structure shown is the number of capacitors used, and in this regard topologies with input parallel association (Figure 2b and 2c) offer advantages.

Input voltage division with the association of sub-modules in series enables the use of this structure in high-voltage direct current (HVDC) and its auto assessment since the magnetic coupling present at the output of the inverters can be considered as the main characteristics of the proposed topology (Figure 2d).

#### IV. STEADY STATE ANALYSIS FOR THREE MODULES AT THE FUNDAMENTAL FREQUENCY

This section presents a method for solving the system in order to obtain inverter output currents and voltages for analysis and design. In the case studied, three inverters with an ideal transformer (transform ratio of  $n_1$ ,  $n_2$  and  $n_3$ ), as shown in Figure 3, were analyzed. A system of equations can be obtained, as shown in (1), for each inverter voltage with the same angle ( $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = 0$ ) and applying a resistive load  $R_0$ , where  $R_k$  is the conductor resistance and  $L_k$  is the output series inductance for each inverter ( $k = 1, 2, 3, \dots, m$ ).

$$-n_1 V_1 + R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + (i_1 + i_2 + i_3) R_0 = 0 \quad (1a)$$

$$-n_2 V_2 + R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + (i_1 + i_2 + i_3) R_0 = 0 \quad (1b)$$

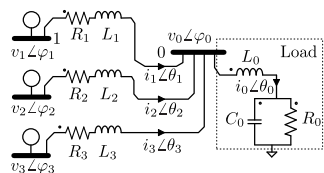


Fig. 3. Equivalent circuit with three inverters and ideal multiple windings transformer.

$$-n_3 V_3 + R_3 i_3 + L_3 \frac{di_3}{dt} + (i_1 + i_2 + i_3) R_0 = 0 \quad (1c)$$

These equations can be represented in the form of a matrix  $\mathbf{B}_3 = \mathbf{A}_3 \mathbf{x}_3$  as shown in (2), where  $i_R = \text{Re}\{i_k\}$  and  $i_{kX} = \text{Im}\{i_k\}$ . Note the placement of an arbitrary load ( $R_0 + jX_0$ ). In order to separate the real and imaginary parts and considering that the real parts are equal (as will be shown in the expression (16)), one can solve the system in the form of  $\mathbf{x}_3 = \mathbf{A}_3^{-1} \mathbf{B}_3$  with the help of system (3). Other parameters can be obtained from  $i_k = i_R + j i_{kX}$ ,  $I_k = |i_k|$  and  $\theta_k = \arg(i_k)$ .

#### V. VOLTAGE BALANCE BEHAVIOR

Due to the series connection at the dc side of the inverters, unbalanced energy stored in each bus capacitor must be analyzed in order to guarantee the proper operation of the converter. Figure 4 shows the nomenclature used to achieve this goal.

The output current  $i_k$  considering only the fundamental frequency  $f_o$ , is evaluated by

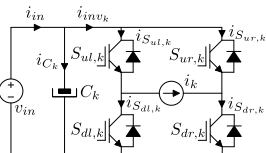


Fig. 4. Nomenclature used in this section to study the bus capacitor voltage behavior.

$$\begin{bmatrix} n_1 V_1 \\ n_2 V_2 \\ n_3 V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} jX_1 + jX_0 + (R_1 + R_0) & jX_0 + R_0 & jX_0 + R_0 \\ jX_0 + R_0 & jX_2 + jX_0 + (R_2 + R_0) & jX_0 + R_0 \\ jX_0 + R_0 & jX_0 + R_0 & jX_3 + jX_0 + (R_3 + R_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_R + j i_{1X} \\ i_R + j i_{2X} \\ i_R + j i_{3X} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ m_o V_{in} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} (3R_0 + R_1) & -(X_0 + X_1) & -X_0 & -X_0 & -n_1 & 0 & 0 \\ (3X_0 + X_1) & (R_0 + R_1) & R_0 & R_0 & 0 & 0 & 0 \\ (3R_0 + R_2) & -X_0 & -(X_2 + X_0) & -X_0 & 0 & -n_2 & 0 \\ (3X_0 + X_2) & R_0 & (R_0 + R_2) & R_0 & 0 & 0 & 0 \\ (3R_0 + R_3) & -X_0 & -X_0 & -(X_3 + X_0) & 0 & 0 & -n_3 \\ (3X_0 + X_3) & R_0 & R_0 & (R_0 + R_3) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & n_1 & n_2 & n_3 \end{bmatrix}}_{A_3} \begin{bmatrix} i_R \\ i_{1X} \\ i_{2X} \\ i_{3X} \\ V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$i_k(\theta) = I_k \sin(\theta + \theta_k). \quad (4)$$

The inverter duty cycle  $d_o$  is evaluated as:

$$d_o(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} m_o \sin(\theta). \quad (5)$$

Applying (4) and (5) with respect to Figure 4, the average steady-state currents for each switch are given by

$$\langle i_{S_{ul,k}}(\theta) \rangle_{T_s} = d_o(\theta) i_k(\theta) \quad (6a)$$

$$\langle i_{S_{dr,k}}(\theta) \rangle_{T_s} = d_o(\theta) i_k(\theta) \quad (6b)$$

$$\langle i_{S_{ur,k}}(\theta) \rangle_{T_s} = -[1 - d_o(\theta)] i_k(\theta) \quad (6c)$$

$$\langle i_{S_{dl,k}}(\theta) \rangle_{T_s} = -[1 - d_o(\theta)] i_k(\theta). \quad (6d)$$

The average input steady-state inverter current  $i_{inv_k}$  is determined as follows:

$$i_{inv_k}(\theta) = \langle i_{S_{ul,k}}(\theta) \rangle_{T_s} + \langle i_{S_{ur,k}}(\theta) \rangle_{T_s} \quad (7a)$$

$$= d_o(\theta) i_k(\theta) - [1 - d_o(\theta)] i_k(\theta) \quad (7b)$$

$$= [2d_o(\theta) - 1] i_k(\theta) \quad (7c)$$

$$= I_k m_o \sin(\theta) \sin(\theta + \theta_k). \quad (7d)$$

Equation (7d) can be rewritten as a dc and an ac component,

$$i_{inv_k}(\theta) = \frac{m_o I_k}{2} \cos(\theta_k) - \frac{m_o I_k}{2} \cos(2\theta + \theta_k). \quad (8)$$

For steady-state operation, it can be considered that the high frequency ac component of the inverter current  $i_{inv_k}$  passes through the capacitor  $C_k$ , and the dc component is the input current  $i_{in}$ .

$$i_{in}(\theta) - i_{Ck}(\theta) = \underbrace{\frac{m_o I_k}{2} \cos(\theta_k)}_{i_{in}(\theta)} - \underbrace{\frac{m_o I_k}{2} \cos(2\theta + \theta_k)}_{i_{Ck}(\theta)} \quad (9)$$

The expressions for the input current  $i_{in}$  and capacitor  $C_k$  current  $i_{Ck}$  are given respectively by:

$$i_{in}(\theta) = \frac{m_o I_k}{2} \cos(\theta_k) \quad (10)$$

$$i_{Ck}(\theta) = \frac{m_o I_k}{2} \cos(2\theta + \theta_k). \quad (11)$$

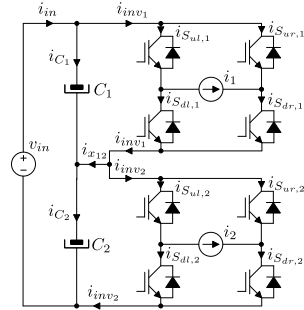


Fig. 5. Equivalent circuit used to analyze the capacitor voltage for two sub-modules.

The dc bus capacitor voltage balance between two adjacent inverters can be analyzed considering Figure 5. In order to monitor the current which is responsible for charging and discharging the capacitors  $C_1$  and  $C_2$  it is defined as  $i_{x12}$  in (12). The objective here is to show that the voltage achieves a stable operation point under a small parametric variation.

$$i_{x12}(\theta) = i_{inv1}(\theta) - i_{inv2}(\theta) \quad (12)$$

Substituting expression (8), which defines the current in the inverter  $k$ , in (12) gives

$$i_{x12}(\theta) = \frac{m_o}{2} [I_1 \cos(\theta_1) - I_2 \cos(\theta_2)] + \underbrace{\frac{m_o I_2}{2} \cos(2\theta + \theta_2)}_{i_{C2}} - \underbrace{\frac{m_o I_1}{2} \cos(2\theta + \theta_1)}_{i_{C1}}. \quad (13)$$

The average value for the difference between the steady-state currents of two adjacent capacitors ( $C_1, C_2$ ) is calculated using the following expression

$$I_{x12,dc} = \frac{m_o}{2} [I_1 \cos(\theta_1) - I_2 \cos(\theta_2)]. \quad (14)$$

The real part of the inverter current output is  $\text{Re}\{i_k\} = I_k \cos(\theta_k)$ , thus the dc component becomes

$$I_{x12,dc} = \frac{m_o}{2} (\text{Re}\{i_1\} - \text{Re}\{i_2\}). \quad (15)$$



As a result, if the real parts of the complex current value are the same for each inverter (16), the steady-state capacitor current dc component is null and the voltage reaches a stable value.

$$\operatorname{Re}\{i_1\} = \operatorname{Re}\{i_2\} = \dots = \operatorname{Re}\{i_k\} \quad (16)$$

The real part of the current  $i_k$  is determined by considering only its fundamental component, the active power, as follows:

$$P_k = \frac{V_k I_k}{2} \cos(\theta_k). \quad (17)$$

For 100% efficiency, the active power can be considered as,

$$P_k = \frac{V_k I_k}{2} \cos(\theta_k) = I_{in} V_{Ck}. \quad (18)$$

The peak output voltage of the inverter is related to the capacitor voltage and the modulation index as  $V_k = m_o V_{Ck}$ . Applying this in (18) results in

$$\frac{m_o V_{Ck} I_k}{2} \cos(\theta_k) = I_{in} V_{Ck}. \quad (19)$$

The capacitor voltage can be eliminated from (19), and the real component of  $i_k$  is found through

$$I_k \cos(\theta_k) = \frac{2I_{in}}{m_o} = \operatorname{Re}\{i_k(\theta_k)\}. \quad (20)$$

Thus, the equality (16) is proved. The current  $i_{x12}$  does not present dc components in steady-state operation, thereby ensuring the stability of the capacitor energy.

To verify the auto balance behavior, a simulation is carried out starting with unbalanced bus capacitors voltages (450 V, 400 V and 350 V). As shown in Figure 6 the capacitor bus voltage reaches its equilibrium point after 25 ms without any control strategy.

The losses in the dc-link capacitors can be evaluated using (11). In order to obtain the RMS value,  $\theta_k$  can be considered to be zero,

$$I_{Ck,RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left( \frac{m_o I_k}{2} \cos(2\theta) \right)^2} = m_o I_k \frac{\sqrt{2}}{4} \quad (21)$$

and considering that  $P = RI^2$ , the losses in each dc-link capacitor are given by:

$$P_{Ck,Losses} = R_{Ck} \left( m_o I_k \frac{\sqrt{2}}{4} \right)^2 = \frac{R_{Ck} m_o^2 I_k^2}{8}. \quad (22)$$

## VI. ACTIVE AND REACTIVE POWER

### A. Restrictions Based on Active and Reactive Power Exchange Between Inverters

Some considerations are made regarding the power flow between two inverters  $a$  and  $b$  in steady-state operation at the fundamental frequency  $f_o$ . The apparent power transfer from inverter  $a$  to  $b$  is calculated using (23). Similarly, the apparent

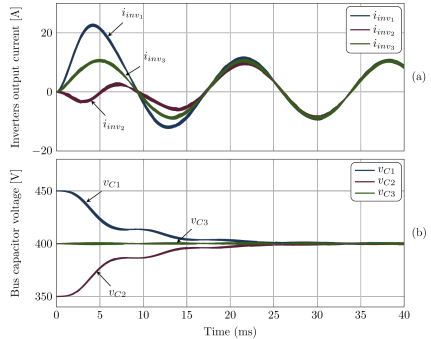


Fig. 6. Simulation result for unbalanced bus capacitor voltages. (a) Output current in each inverter; (b) Capacitor voltage.

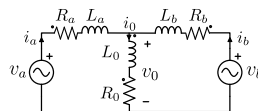


Fig. 7. Equivalent circuit for two inverters connected to a RL load.

power transfer from inverter  $b$  to  $a$  is obtained from (24).

$$S_{ab} = P_{ab} + jQ_{ab} = \frac{V_a V_b \sin \theta_{ab}}{X_{ab}} + j \frac{V_a^2 - V_a V_b \cos \theta_{ab}}{X_{ab}} \quad (23)$$

$$S_{ba} = P_{ba} + jQ_{ba} = \frac{V_b V_a \sin \theta_{ba}}{X_{ba}} + j \frac{V_b^2 - V_b V_a \cos \theta_{ba}}{X_{ba}} \quad (24)$$

One goal is to avoid active power flow between two adjacent modules. Therefore,  $P_{ab} = P_{ba} = 0$ , which implies that  $\theta_{ab} = \theta_{ba} = 0$ . Thus, the signal applied to the modulator has to be the same for all inverters in order to avoid active power flow between the inverter modules. Note that this is valid when the losses are neglected. This procedure does not restrict the power flow at the harmonics level.

### B. Analysis of Harmonics and Power Flow at Higher Frequencies

Analysis of the harmonics is performed in order to investigate the active and reactive power flow between the inverters. Tables I and II show, respectively, the harmonic spectrum using a sawtooth and a triangular carrier waveform with a frequency of  $f_c = 333 \cdot f_o$ . It can be observed that the power exchanges are more intense near the double carrier frequency  $2f_c$  (typical in three-level modulation) and a more detailed analysis is carried out at this level. Table I shows that there are harmonics at close to  $2f_c$  in  $v_1, v_2, v_3$ , however they are canceled in  $v_0$  (where they are null). Table II shows that the harmonics are canceled in  $2f_c$  and also  $3f_c$  for a sine-triangular modulation. In both tables, the canceling of harmonics occurs when there is a phase-shift between the signals. This characteristic is provided by the appropriate phase-shift proposed for the carrier signals.

**TABLE I**  
**Harmonics for Sine–Sawtooth Modulation (THD = 76.8661)**

Harmonics Order	Magnitude %		Phase (rad)			
	$v_0$	$v_{123}$	$v_0$	$v_1$	$v_2$	$v_3$
1	100.0	100.0	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$
661	-	10.5	-	$\pi/2$	$-\pi/6$	$-5\pi/6$
662	-	15.6	-	$-\pi$	$\pi/3$	$-\pi/3$
663	-	14.3	-	$-\pi/2$	$5\pi/6$	$\pi/6$
665	-	13.1	-	$-\pi/2$	$5\pi/6$	$\pi/6$
666	-	46.5	-	0	$-2\pi/3$	$2\pi/3$
667	-	13.1	-	$-\pi/2$	$5\pi/6$	$\pi/6$
669	-	14.3	-	$-\pi/2$	$5\pi/6$	$\pi/6$
670	-	15.6	-	$-\pi$	$\pi/3$	$-\pi/3$
671	-	10.5	-	$\pi/2$	$-\pi/6$	$-5\pi/6$
1332	-	24.8	-	0	$2\pi/3$	$-2\pi/3$
1998	13.7	13.7	0	0	0	0

**TABLE II**  
**Harmonics for Sine–Triangular Modulation (THD = 76.8551)**

Harmonics Order	Magnitude %		Phase (rad)			
	$v_0$	$v_{123}$	$v_0$	$v_1$	$v_2$	$v_3$
1	100.0	100.0	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$
663	-	17.4	-	$\pi/2$	$-\pi/6$	$-5\pi/6$
665	-	39.3	-	$-\pi/2$	$5\pi/6$	$\pi/6$
667	-	39.3	-	$-\pi/2$	$5\pi/6$	$\pi/6$
669	-	17.4	-	$\pi/2$	$-\pi/6$	$-5\pi/6$
1327	-	10.5	-	$\pi/2$	$-5\pi/6$	$-\pi/6$
1329	-	14.3	-	$-\pi/2$	$\pi/6$	$5\pi/6$
1331	-	13.1	-	$-\pi/2$	$\pi/6$	$5\pi/6$
1333	-	13.1	-	$-\pi/2$	$\pi/6$	$5\pi/6$
1335	-	14.3	-	$-\pi/2$	$\pi/6$	$5\pi/6$
1337	-	10.5	-	$\pi/2$	$-5\pi/6$	$-\pi/6$

Considering Figure 7, the equivalent resistance between two inverters can be defined as  $R_{ab} = R_a + R_b$ , and the equivalent inductance as  $L_{ab} = L_a + L_b$ . The equivalent impedance is defined as  $Z_{ab} = R_{ab} + jX_{ab}$ . The apparent power flow,  $S_{ab}$ , between inverters  $a$  and  $b$  is given by

$$S_{ab} \angle \psi_{ab} = V_a \angle \varphi_a \left( \frac{V_a \angle -\varphi_a - V_b \angle -\varphi_b}{Z_{ab} \angle -\delta_{ab}} \right) \quad (25a)$$

$$= \frac{V_a^2 - V_b V_a \angle \varphi_{ab}}{Z_{ab} \angle -\delta_{ab}} \quad (25b)$$

$$= \frac{V_a^2 \angle -\delta_{ab} - V_b V_a \angle (\varphi_{ab} + \delta_{ab})}{Z_{ab}} \quad (25c)$$

Thus, the active power is calculated through

$$P_{ab} = \frac{V_a^2 \cos(\delta_{ab}) - V_b V_a \cos(\varphi_{ab} + \delta_{ab})}{Z_{ab}} \quad (26)$$

and the reactive power flow as

$$Q_{ab} = \frac{V_a^2 \sin(\delta_{ab}) - V_b V_a \sin(\varphi_{ab} + \delta_{ab})}{Z_{ab}} \quad (27)$$

Considering an ideal condition where all harmonics of the same order have the same amplitude, and having defined the

phase–shifts, the active and reactive power flows are given, respectively, by

$$P_{ab} = \frac{V_k^2}{Z_{ab}} \{ \cos(\delta_{ab}) [1 - \cos(\varphi_{ab})] + \sin(\delta_{ab}) \sin(\varphi_{ab}) \} \quad (28)$$

$$Q_{ab} = \frac{V_k^2}{Z_{ab}} \{ \sin(\delta_{ab}) [1 - \cos(\varphi_{ab})] - \cos(\delta_{ab}) \sin(\varphi_{ab}) \} \quad (29)$$

where:

$$Z_{ab} = \sqrt{R_{ab}^2 + X_{ab}^2} \quad (30a)$$

$$\cos(\delta_{ab}) = \frac{R_{ab}}{\sqrt{R_{ab}^2 + X_{ab}^2}} \quad (30b)$$

$$\sin(\delta_{ab}) = \frac{X_{ab}}{\sqrt{R_{ab}^2 + X_{ab}^2}} \quad (30c)$$

For the case where three inverters and sawtooth carrier waveforms are used,  $\varphi_{ab}$  varies between  $\pm 2\pi/3$ . Therefore, applying this phase in (28) and (29), the expressions for the active and reactive power flow between the inverters are given, respectively, by

$$P_{ab} = \frac{V_k^2}{R_{ab}^2 + X_{ab}^2} \left\{ 3 R_{ab} + \frac{\sqrt{3}}{2} X_{ab} \right\} \quad (31)$$

$$Q_{ab} = \frac{V_k^2}{R_{ab}^2 + X_{ab}^2} \left\{ 2 X_{ab} + \frac{\sqrt{3}}{2} R_{ab} \right\}. \quad (32)$$

As (31) and (32) show, the active and reactive power exchange at high frequencies can be reduced by changing the impedance  $Z_{ab}$ . In this study, the inductance  $L_k$  is used for this purpose.

## VII. PROTOTYPE AND EXPERIMENTAL RESULTS

A prototype was designed (see Figure 11) based on the equations presented in Section I and built in order to verify the proposed converter. Figure 8 shows the structure of the 18–pulse series–type diode rectifier implemented together with the inverters, the multiple–winding transformer and the load. Table III provides further details on the setup used.

### A. Sub-modules Communication Setup

As Section II describes, all of the full–bridge inverters (SM–k) must communicate with each other in order to achieve the synchronization of the carrier and modulation signals.

Figure 9 outlines the communication setup. The pulse–width–modulation (PWM) carriers synchronization of the inverters is obtained by synchronization pulses  $PWM_{sync}$  generated in the master micro–controller device. Each secondary micro–controller receives the  $PWM_{sync}$  pulse as an event interrupt, which is used to synchronize the PWM modules. This timing is critical for the generation of a multilevel output voltage waveform.

The synchronization of the modulation signal is performed using a look–up table that provides a sine wave and an index table. The modulation index is delivered through a CAN

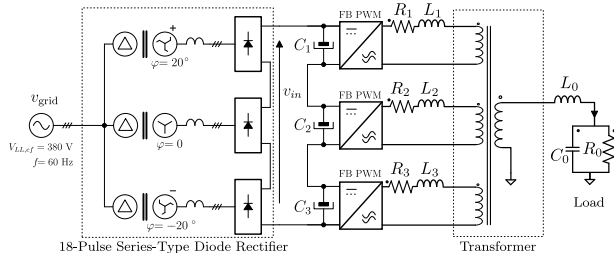


Fig. 8. Laboratory setup containing the 18-pulse series-type diode rectifier implemented together with the inverters, the multiple-winding transformer and the load.

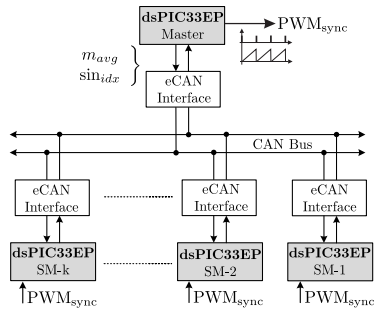


Fig. 9. Communication structure powered by CAN protocol.

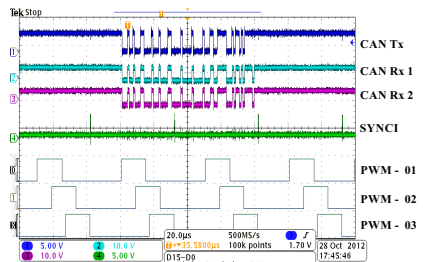


Fig. 10. CAN signals, interrupt pulse for synchronization and synced PWM signals.

protocol communication, as seen in Figures 9 and 10. The signal CAN Tx is transmitted by the master micro-controller to all secondary micro-controllers, and CAN Rx is the signal received.

### B. Power System Setup Description

The 18-pulse series-type diode rectifier was built in order to obtain a 1200 V dc source. It is composed of three three-phase transformers connected in delta-zigzag and delta-star winding configurations. It eliminates four dominant harmonics by applying a  $20^\circ$  phase displacement between any two adjacent secondary windings.

The multiple-winding transformer with a rated power of 15 kVA and 220 V windings voltage is connected to the  $RLC$  load.

### C. Experimental Results

Some voltages of the system are shown in Figure 12 (see spectra in Figure 14), where the voltages in each sub-module ( $V_1$ ,  $V_2$  and  $V_3$ ) present three levels, their PWM signals are phase shifted by  $120^\circ$  (as seen in Figure 10), the sum of  $V_1$ ,  $V_2$  and  $V_3$  ( $V_{ab}$ ) exhibit seven levels and the output voltage ( $V_o$ ) is a sinusoidal waveform (these results are as expected). The inverters and load currents at rated power are shown in Figure 13 (see spectra in Figure 15). The waveforms verify the balance of currents in each sub-module ( $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$ ) and that the load current is the sum of the module currents. The RMS

TABLE III  
Prototype Values

Parameter	Value	Description
$P_0$	5 kW	Output rated power
$V_0$	220 V	Output rated voltage
$V_{in}$	1200 V	Input voltage
$f_s$	20 kHz	Switching frequency
$f_o$	60 Hz	Fundamental frequency
$C_k$	1020 $\mu$ F	Bus capacitor capacitance
$R_0$	32 $\Omega$	Load resistance
$C_0$	15 $\mu$ F	Load capacitance
$L_0$	5 mH	Load inductance
$L_k$	1 mH	Filtering inductance
$n_k$	1:1:1	Transformer transformation ratio
$k$	3	Number of inverters (sub-modules)

voltages, RMS currents and average power in each inverter are shown in Tables IV and V. These data demonstrate the balance of the voltage, current and power between the sub-modules.

## VIII. CONCLUSIONS

This paper presented a topology suitable for high input voltage applications. A prototype with 8 kW, 1200 V dc and 220 V at 60 Hz was tested in order to validate all of the analysis presented.

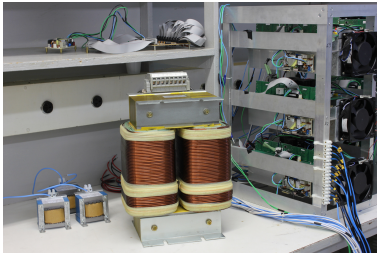


Fig. 11. Photograph of the prototype.

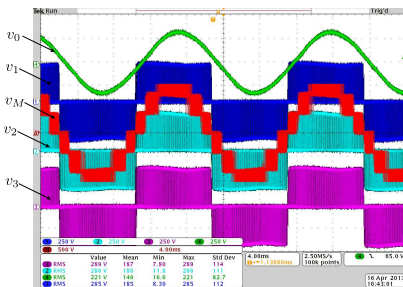


Fig. 12. Inverters and load output voltages at rated power.

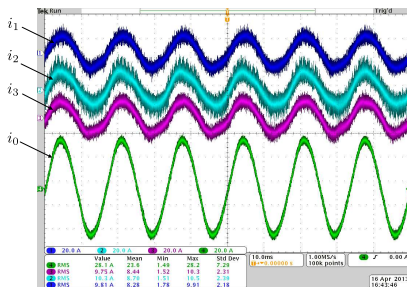


Fig. 13. Inverters and load output currents with the inclusion of the filtering inductance.

**TABLE IV**  
Voltage, current and inverters power at rated power

	Output			Input		
	INV 01	INV 02	INV 03	INV 01	INV 02	INV 03
Vrms [V]	287.65	288.51	288.96	399.39	399.48	398.51
Irms [A]	9.92	9.91	10.20	7.18	7.18	7.18
P [kW]	-2.26	-2.28	-2.28	-2.37	-2.38	-2.36
S [kVA]	2.34	2.30	2.43	2.95	2.96	2.93
Q [kvar]	-0.63	-0.31	-0.86	-1.76	-1.76	-1.75

**TABLE V**  
Voltage, current and inverter power with input voltage of 600 V

	Output			Input		
	INV 01	INV 02	INV 03	INV 01	INV 02	INV 03
Vrms [V]	143.84	144.59	144.62	199.79	200.61	198.79
Irms [A]	4.82	4.90	5.13	3.06	3.06	3.06
P [kW]	-0.57	-0.57	-0.57	-0.60	-0.60	-0.60
S [kVA]	0.56	0.57	0.60	0.74	0.75	0.74
Q [kvar]	0.00	0.00	-0.19	-0.44	-0.44	-0.43

The experimental results show the balance of voltages in the dc bus without the need for local or individual converter control under normal operation of the converter.

In order to prevent the exchange of active and reactive power at high frequency an inductance  $L_k$  must be included.

The magnetic coupling can be used in three-phase systems and electric machine configurations with open-windings or with split-windings.

It should be noted that different transform ratios can be applied but only those symmetrically distributed between the primary or secondary side (1:2:2:2 or 2:1:1:1) are suitable. An asymmetrical transform ratio (1:1:2:4 or 1:1:3:9) leads to asymmetrical voltage stress over the switches and power being processed in each submodule.

The proposed structure was verified in a single-phase inverter and at low voltage. However, it can be extended to multiphase systems and high voltage, which increases its field of application. The structure has the potential for application in UPS, drives, distributed power generation and traction.

## REFERENCES

- [1] H. Wang, H. Chung, A. Ioinovici, "A Class of High-Input Low-Output Voltage Single-Step Converters with Low Voltage Stress on the Primary-Side Switches and High Output Current Capacity", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 6, pp. 1659–1672, Jun. 2011.
- [2] F. Blaabjerg, K. Ma, "Future on Power Electronics for Wind Turbine Systems", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 139–152, Sep. 2013.
- [3] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. Perez, J. Leon, "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, 2010.
- [4] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez, M. Pérez, "A Survey on Cascaded Multilevel Inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2197–2206, Jul. 2010.
- [5] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. Pontt, S. Kouro, "Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 2930–2945, 2007.
- [6] E. Babaei, S. Laali, Z. Bayat, "A Single-Phase Cascaded Multilevel Inverter Based on a New Basic

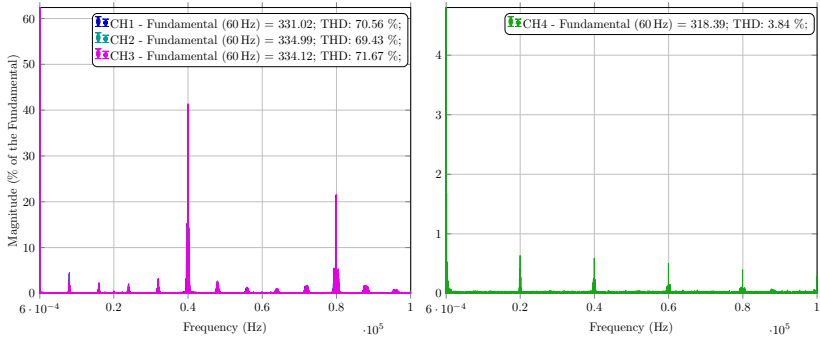


Fig. 14. Spectra for the inverter output voltages (CH1  $\rightarrow v_1$ , CH2  $\rightarrow v_2$  and CH3  $\rightarrow v_3$ ) and load voltage (CH4  $\rightarrow v_0$ ).

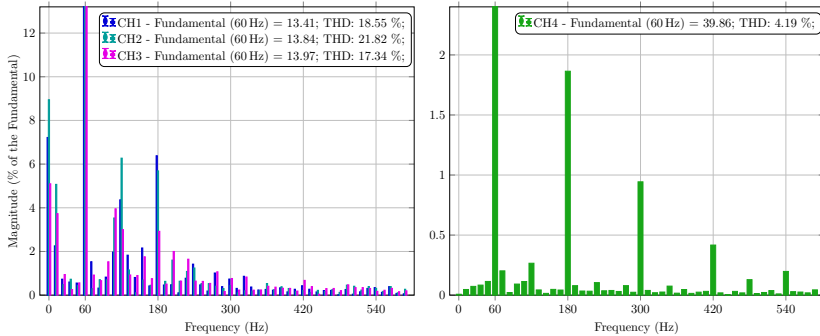


Fig. 15. Spectra for the inverter output currents (CH1  $\rightarrow i_1$ , CH2  $\rightarrow i_2$  and CH3  $\rightarrow i_3$ ) and load current (CH4  $\rightarrow i_0$ ).

- Unit with Reduced Number of Power Switches”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. Early Access Online, 2014.
- [7] R. Marquardt, “Modular Multilevel Converter topologies with DC-Short circuit current limitation”, in *2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE)*, pp. 1425–1431, IEEE, Jun. 2011.
  - [8] L. Lambertz, R. Marquardt, A. Mayer, “Modular converter systems for vehicle applications”, in *Emobility - Electrical Power Train, 2010*, pp. 1–6, IEEE, Nov. 2010.
  - [9] R. Marquardt, “Modular Multilevel Topologies: State of the art and new developments”, *PCIM Europe*, 2011.
  - [10] S. Samanta, P. Chaudhary, P. Sensarma, “Input-series-output-parallel connected converter with single-phase UPF buck-rectifier”, in *2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 348–353, 2014.
  - [11] P. Chaudhary, S. Samanta, P. Sensarma, “Input-Series-Output-Parallel Connected Buck-Rectifier for High-Voltage Applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. Early Access Online, 2014.
  - [12] J.-W. Kim, J.-S. Yon, B. Cho, “Modeling, control, and design of input-series-output-parallel-connected converter for high-speed-train power system”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 3, pp. 536–544, Jun. 2001.
  - [13] W. Chen, K. Zhuang, X. Ruan, “A Input-Series- and Output-Parallel-Connected Inverter System for High-Input-Voltage Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 9, pp. 2127–2137, Sep. 2009.
  - [14] J. Wang, T. Fang, X. Ruan, “Compound control strategy for distributed input-series-output-parallel inverter system”, in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 549–554, Nov. 2013.
  - [15] R. da Silva, *Inversores multiníveis com acoplamento magnético e modulação três níveis*, Master’s thesis, Federal University of Santa Catarina, 2009.
  - [16] R. Erickson, D. Maksimovic, “A multiple-winding magnetics model having directly measurable parameters”, in *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1472–1478 vol.2, may 1998.

- [17] J. Wang, Y. Han, "A new concept of multilevel converter motor drive with modular design and split winding machine", in *Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, 2014, pp. 1–6, 2014.
- [18] L. M. Oliveira, L. F. Costa, D. Marins, S. Daher, F. L. M. Antunes, "Conception Of Multilevel Inverter Applied To UPS System", *Eletrônica de Potência*, vol. 19, no. 1, pp. 15 – 23, Feb. 2014.
- [19] T. B. Lazzarin, I. Barbi, "High-output-voltage Single-phase Ups Based On Series Connection Of Low-output-voltage Modular UPS", *Eletrônica de Potência*, vol. 17, no. 3, pp. 584 – 591, Aug. 2012.
- [20] F. D. M. Carnielutti, H. Pinheiro, C. Rech, "Modulation Strategy For Symmetrical Cascaded Multilevel Converters Under Fault Conditions", *Eletrônica de Potência*, vol. 17, no. 2, pp. 555 – 564, May 2012.

#### BIOGRAPHIES

**Adriano Ruseler** was born in Presidente Getúlio, Santa Catarina, Brazil, in 1982. He received the B.S. and M.S. degrees in Electrical Engineering from the Federal University of Santa Catarina, Florianópolis, Brazil, in 2008 and 2011 respectively.

He is currently a Ph.D. student at the Power Electronics Institute, Federal University of Santa Catarina, Brazil. His interests include power conversion, AC machines modeling, power converter modeling, and renewable energy sources.

M. Eng. Ruseler is a student member of the Brazilian Power Electronic Society (SOBRAEP), IEEE Power Electronics Society (PELS) and IEEE Industrial Electronics Society (IES).

**Telles Brunelli Lazzarin** was born in Criciúma, Santa Catarina State, Brazil, in 1979. He received the B.Sc., M.Sc. and Ph.D. degrees in Electrical Engineering from the Federal University of Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brazil, in 2004, 2006 and 2010, respectively.

He is currently an Adjunct Professor at the Federal University of Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brazil. His interests include inverters, parallel operation of inverters, UPS, high-voltage dc-dc converters, direct ac-ac power converters, switched-capacitor converters and hybrid switched-capacitor converters.

Prof. Dr. Lazzarin is a member of the Brazilian Power Electronic Society (SOBRAEP), IEEE Power Electronics Society (PELS) and IEEE Industrial Electronics Society (IES).

**Ivo Barbi** was born in Gaspar, Santa Catarina, Brazil, in 1949. He received a B.S. and a M.S. degree in Electrical Engineering from the Federal University of Santa Catarina, Florianópolis, Brazil, in 1973 and 1976, respectively, and the Dr. Ing. degree from the Institut National Polytechnique de Toulouse, France, in 1979.

He founded the Brazilian Power Electronics Society and the Power Electronics Institute of the Federal University of Santa Catarina. He is currently a visiting professor of the Department of Automation and Systems (DAS), Federal University of Santa Catarina.

Prof. Dr. Barbi is a member of SOBRAEP, IEEE Power Electronics Society and IEEE Industrial Electronics Society. Associate Editor of the IEEE Transactions on Power Electronics and Fellow IEEE.

# ANEXO B

---

ARTIGO PUBLICADO NO ICIT 2015

---

*“It is our pleasure to inform you that the above paper has been accepted for presentation in the 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT 2015) to be held in Seville, Spain, March 17-19, 2015.”*

Technical Program Cochairs IEEE ICIT 2015

*“Me gusta mucho.”*

Adriano Ruseler

## B.1 MODULAR INVERTER TOPOLOGY WITH FULL-BRIDGE SUB-MODULES FOR OPEN-END SPLIT WINDING THREE-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVE

**Abstract:** In this paper, a new full-bridge modular inverter topology for open-end split winding induction motor drive is presented. All bus capacitor related to a specific phase are connected in series to reach the desired voltage level required in high power and high input-voltage applications requirements. The number of inverters per phase is related to the number of pole-pairs in the machine. Single input dc bus enables flexibility between the front-end rectifier and the inverter. Three-level modulation with phase-shift is applied with carriers synchronization. A three-phase prototype featuring a multiple-winding transformer with unitary transform ratio, 1200 V dc input source and 220 V / 60 Hz ac output voltage was built in order to verify the proposed topology.



# Modular inverter topology with full-bridge sub-modules for open-end split winding three-phase induction motor drive

Adriano Ruseler, Telles Brunelli Lazzarin and Ivo Barbi  
 Federal University of Santa Catarina - UFSC, Power Electronics Institute - INEP  
 PO box 5119, ZIP code 88040-970, Florianópolis, SC, Brazil  
 {ruseler, telles, ivobarbi}@inep.ufsc.br

**Abstract**—In this paper, a new full-bridge modular inverter topology for open-end split winding induction motor drive is presented. All bus capacitor related to a specific phase are connected in series to reach the desired voltage level required in high power and high input-voltage applications requirements. The number of inverters per phase is related to the number of pole-pairs in the machine. Single input dc bus enables flexibility between the front-end rectifier and the inverter. Three-level modulation with phase-shift is applied with carriers synchronization. A three-phase prototype featuring a multiple-winding transformer with unitary transform ratio, 1200 V dc input source and 220 V / 60 Hz ac output voltage was built in order to verify the proposed topology.

## I. INTRODUCTION

Power converter topologies can be developed taken advantage of machines windings configuration and connections. One first research field that modifies the machine connections is the study of the open-end winding configuration [1]–[4]. This approach allows the increase in voltage levels and the distribution of power between conventional two-level inverters. A further step in winding configurations is the concept of Modular Motor – Modular Inverter (MM-MI) presented and developed in [5]–[8]. Windings can be reconnected into several three-phase groups, each powered by a separate three-phase PWM inverter, resulting in a high performance Medium Voltage – Adjustable Speed Drives (MV-ASD) system.

A solution that eliminates the dc bus capacitor (no surge and resonance currents) is found in [9]–[11] as Modular High Frequency Converters (MHF), which are suitable for electric vehicle applications. The front-end rectifier design can be separated from the multilevel converter, as presented in [12], [13]. This concept brings the following major advantages [5], [7]:

- Use of lower voltage insulation system both in the motor and in inverter construction leading to reduction in the voltage isolation required for machine windings and semiconductor devices. As a result, the performance, size, and cost of the whole system can be optimized [13].
- Improvements in reliability due to redundancy and fault tolerance. Fault operation by phase-shift the remaining inverters in order to cancel the magnetomotive force (MMF) harmonics resulting from partial winding excitation. Access to the voltage and current of each machine

winding enabling detection of machine faults quickly and accurately through measurement of winding voltages.

- Modular design benefits include manufacturing cost reduction, faster product development, easy maintenance, and simple construction.
- Possibility of using it in automotive applications where the voltage levels are limited and MM-MI connection could permit a higher equivalent voltage on the motor and lead to lower currents.
- Adaptation to torque-speed characteristics by changing different winding connections.
- Front-end rectifier design flexibility. Single dc source, or several dc sources can power each module. The voltage rating, power rating, and the number of front-end rectifiers can be different from the proposed multilevel converter [13].
- Motor drive integration with modular structure (IMMD) [14], [15] for density and cost gain. Risks of high radiated EMI levels and winding over-voltages caused by PWM voltage waveforms sent over long machine cables are also reduced due to the elimination of cable transmission effects.

The main disadvantage for the MM-MI concept resides on the fact that it requires a reconnection of the windings and therefore access to motor winding terminals which is most suitable for new installations. However, this disadvantage is not critical because large machines usually have enough leads for reconnections [6].

In this paper, a new topology is presented and addressed as solution for Medium Voltage-Adjustable Speed Drives (MV-ASD) systems. Modules are connected in series to reduce voltage stresses on the power devices allowing for the use of different semiconductor rates and types of capacitors, improving the performance, size, and cost of the whole system. The front-end rectifier is separated from the multilevel converter, which allows flexibility in design and location for both converters.

## II. PROPOSED MODULAR TOPOLOGY AND SUB-MODULES

The proposed converter with three full-bridge inverters is presented in Fig. 1, based on the input-series connection of low voltage full-bridge inverters. The output association

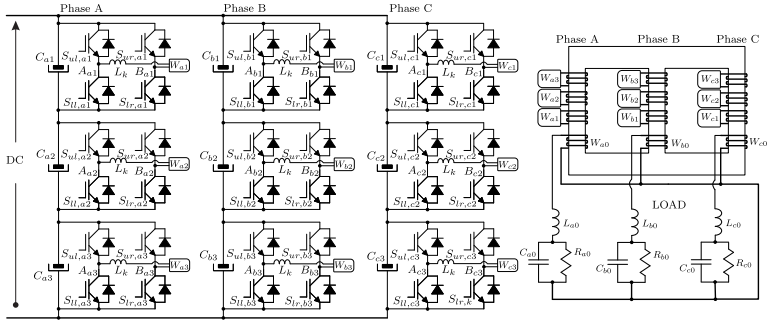


Fig. 1. Proposed modular multilevel inverter topology with three full-bridge units per phase connected to a multiple windings three-phase transformer and a RLC load as a replacement for and open-end winding induction motor.

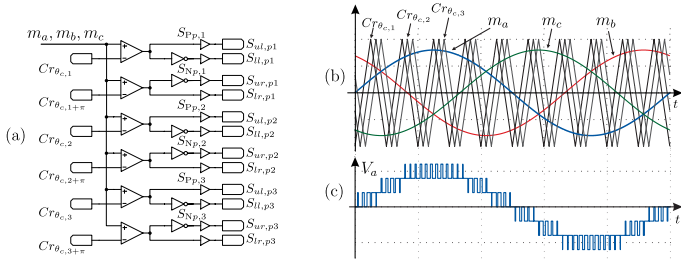


Fig. 2. (a) PWM logic for Sine-Triangular modulation and carriers phase delay. (b) Modulation ( $m_a, m_b, m_c$ ) and triangular carriers ( $Cr_{\theta_{e,1}}, Cr_{\theta_{e,2}}, Cr_{\theta_{e,3}}$ ) signals for Phase-Shifted Sinusoidal Pulse Width Modulation (PS-SPWM). (c) Generated output voltage in phase A ( $V_{a0}$ ).

based on magnetic coupling is the key factor of the proposed converter and it acts as an interface between the full-bridge modules and the load. The magnetic connection allows the load-current sharing among the modules (as a parallel connection) and it also provides the output voltages of the full-bridge modules. Fig. 2 illustrates the circuit employed to generate the sinusoidal PWM signals using as a reference a waveform with fundamental frequency  $f_o$  (rad/sec) and phase  $\theta_o$ . This reference is then compared with a triangular carrier with frequency  $f_c$  (rad/sec) and phase  $\theta_c$  generating the sinusoidal phase-shifted PWM modulation signals. The carrier phase shift between modules is given by  $\Delta\theta_c = (k-1)\frac{\pi}{n}$  rad to obtain the desired number of levels in the output voltage, where  $k$  is the  $k$ -th inverter within a total of  $n$  inverters.

### III. VOLTAGE BALANCE BEHAVIOR

Due to the series connection at the dc side of the inverters, unbalanced energy stored in each bus capacitor must be analyzed in order to guarantee the proper operation of the con-

verter. Considering the output current  $i_k(\theta) = I_k \sin(\theta + \theta_k)$  for fundamental frequency  $f_o$  and the inverter duty cycle  $d_o(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}m_o \sin(\theta)$ , the average input steady-state inverter current  $i_{invk}$  (see Fig. 3) can be rewritten as a dc and an ac component,

$$i_{invk}(\theta) = \frac{m_o I_k}{2} \cos(\theta_k) - \frac{m_o I_k}{2} \cos(2\theta + \theta_k). \quad (1)$$

For steady-state operation, it can be considered that the high frequency ac component of the inverter current  $i_{invk}$  passes through the capacitor  $C_k$ , and the dc component is the input current  $i_{in}$ . The expressions for the input current  $i_{in}$  (2) and capacitor  $C_k$  current  $i_{Ck}$  (3) are given by

$$i_{in}(\theta) = \frac{m_o I_k}{2} \cos(\theta_k) \quad (2)$$

$$i_{Ck}(\theta) = \frac{m_o I_k}{2} \cos(2\theta + \theta_k). \quad (3)$$

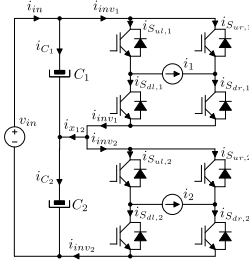


Fig. 3. Equivalent circuit used to analyze the capacitor voltage for two sub-modules.

In order to monitor the current which is responsible for charging and discharging the capacitors  $C_1$  and  $C_2$  it is defined as  $i_{x_{12}}(\theta) = i_{in v_1}(\theta) - i_{in v_2}(\theta)$ , applying (1) gives

$$i_{x_{12}}(\theta) = \frac{m_o}{2} [I_1 \cos(\theta_1) - I_2 \cos(\theta_2)] + \frac{m_o I_2}{2} \cos(2\theta + \theta_2) - \frac{m_o I_1}{2} \cos(2\theta + \theta_1). \quad (4)$$

The dc average steady-state value for the current between the capacitors is calculated based on the real part value  $\Re\{i_k\} = I_k \cos(\theta_k)$ , thus the dc component becomes

$$I_{x_{12},dc} = \frac{m_o}{2} (\Re\{i_1\} - \Re\{i_2\}). \quad (5)$$

As a result, if the real parts of the complex current value are equal between inverters  $\Re\{i_1\} = \Re\{i_2\} = \dots = \Re\{i_k\}$ , the steady-state capacitor current dc component is null and the voltage reaches a stable value.

The peak output voltage of the inverter is related to the capacitor voltage and the modulation index as  $V_k = m_o V_{Ck}$ . Active power, for 100% efficiency can be considered as

$$P_k = \frac{V_k I_k}{2} \cos(\theta_k) = \frac{m_o V_{Ck} I_k}{2} \cos(\theta_k) = I_{in} V_{Ck}. \quad (6)$$

The capacitor voltage can be eliminated from (6), and the active component of  $i_k$  is found through

$$I_k \cos(\theta_k) = \frac{2I_{in}}{m_o} = \Re\{i_k(\theta_k)\}. \quad (7)$$

Thus, each full-bridge output ac current as the same active component value and the equality (5) equals to zero. The current  $i_{x_{12}}$  does not present dc components in steady-state operation, thereby ensuring the stability of the capacitor energy.

#### IV. MULTIPLE-WINDING TRANSFORMER IMPLEMENTATION AS A REPLACEMENT FOR THE INDUCTION MOTOR

A transformer is used in order to validate and analyze the behavior of the converter. The flux linkage among each winding defines how power is delivered for each module.

Transformer simulation is implemented with the use of magnetic circuit implementation (Fig. 5) available in the PSIM [16] simulator.

Faraday's induction law presents the voltage induced in the winding, which creates a current that tends to resist the changes in flux. The voltage equation for the winding is written as

$$u = Ri + \frac{d}{dt}\Psi = Ri + \frac{d}{dt}Li = Ri + N \frac{d}{dt}\Phi \quad (8)$$

Permeance ( $\Lambda$ ), magnetic flux ( $\Phi$ ), Magnetic flux linkage ( $\Psi$ ), and inductance ( $L$ ) is generally related by

$$L = N \frac{\Phi}{i} = \frac{\Psi}{i} = N^2 \Lambda \quad (9)$$

Considering the magnetic paths shown in Fig. 4 the flux linkage  $\Psi_{pn}$  for phase  $p$  and submodule  $n$  can be evaluated as

$$\Psi_{pn} = \sum_{f=\{a,b,c\}} \sum_{x=0}^k \Psi_{pn}^{fx} \quad (10)$$

The flux linkage  $\Psi_{pn}$  is related to the magnetic flux as

$$\Psi_{pn} = N_{pn} \Phi_{pn} = N_{pn} (\Phi_P^M + \Phi_{pn}^L) \quad (11)$$

and to the permeance as

$$\Psi_{pn} = \sum_{f=\{a,b,c\}} \Lambda_{pf}^M \left( \sum_{x=0}^k N_{pn} N_{fx} i_{fx} \right) + N_{pn}^2 i_{pn} \Lambda_{pn}^L \quad (12)$$

Where  $p = \{a, b, c\}$  represents the phase, M stands for mutual flux and L is related to leakage flux. Now, the flux linkages and inductances can be linked

$$\Psi_{pn} = \sum_{f=\{a,b,c\}} \sum_{x=0}^k L_{pn}^{fx} i_{fx} \quad (13)$$

$$L_{pn}^{fx} = \begin{cases} \Lambda_{pf}^M N_{pn} N_{fx} & \text{if } pn \neq fx \\ N_{pn}^2 (\Lambda_{pp}^M + \Lambda_{pn}^L) & \text{if } pn = fx \end{cases} \quad (14)$$

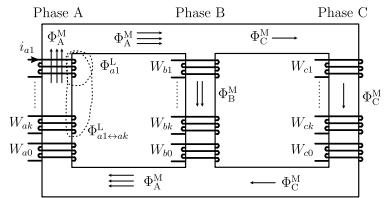


Fig. 4. Transformer Fluxes Diagram and definitions used in the paper. Excitation on winding  $W_{a1}$  is considered with flux distribution.

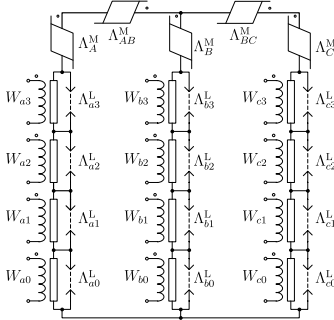


Fig. 5. Magnetic circuit implemented in the software PSIM.

## V. SIMULATIONS RESULTS FOR SYSTEM WITH MULTIPLE WINDINGS TRANSFORMER

This section presents, simulations results using a three phase transformer with multiples windings is presented. Fig. 6 shows the main waveforms for a system with  $f_c = 19980$  Hz,  $f_o = 60$  Hz,  $V_{in} = 1200$  V and unitary transform ratio. The output current for each phase is shared among the full-bridge units as seen in Fig. 6-(1). The converter operates with active (Fig. 6-(2)) and reactive (Fig. 6-(3)) power balance without any control strategy. Due to active power equilibrium, each bus capacitor reaches the same voltage as shown in Fig. 6-(4).

TABLE I  
PERMEANCES FOR SIMULATION

Core (Mutual)		Phase A (Leakage)		Phase B (Leakage)		Phase C (Leakage)	
Name	Value	Name	Value	Name	Value	Name	Value
$\Lambda_A$	18.98 $\mu$ H	$\Lambda_{a0}$	6.07 nH	$\Lambda_{b0}$	2.97 nH	$\Lambda_{c0}$	5.22 nH
$\Lambda_B$	27.05 $\mu$ H	$\Lambda_{a1}$	14.58 nH	$\Lambda_{b1}$	17.22 nH	$\Lambda_{c1}$	14.68 nH
$\Lambda_C$	18.98 $\mu$ H	$\Lambda_{a2}$	16.22 nH	$\Lambda_{b2}$	28.18 nH	$\Lambda_{c2}$	16.25 nH
$\Lambda_{AB} = \Lambda_{BC}$	9.49 $\mu$ H	$\Lambda_{a3}$	17.57 nH	$\Lambda_{b3}$	32.35 nH	$\Lambda_{c3}$	18.36 nH

TABLE II  
PROTOTYPE VALUES.

Parameter	Value	Description
$V_k$	220 V	Output rated voltage per sub-module
$V_{in}$	1200 V	Input dc bus voltage
$f_s$	19980 Hz	Switching frequency
$C_k$	1020 $\mu$ F	Bus capacitor capacitance
$L_k$	1 mH	Filtering inductance
$n_k$	1:1:1:1	Transformer transformation ratio per phase
$k$	3	Number of inverters per phase (sub-modules)
$P_0$	6 kW	Output rated power
$f_o$	60 Hz	Fundamental frequency
$m_o$	0.8137	Modulation indice
$R_0$	24 $\Omega$	Load resistance
$C_0$	15 $\mu$ F	Load capacitance
$L_0$	0.7 mH	Load inductance

TABLE III  
SIMULATION RMS VALUES WITH APPLIED PARAMETERS.

Phase A		Phase B		Phase C	
Parameter	Value	Parameter	Value	Parameter	Value
$I_{La1}$	2.91 A	$I_{Lb1}$	3.39 A	$I_{Lc1}$	3.04 A
$I_{La2}$	2.91 A	$I_{Lb2}$	3.39 A	$I_{Lc2}$	3.02 A
$I_{La3}$	2.91 A	$I_{Lb3}$	3.39 A	$I_{Lc3}$	3.03 A
$P_{a1}$	625.50 W	$P_{b1}$	724.85 W	$P_{c1}$	662.07 W
$P_{a2}$	625.31 W	$P_{b2}$	725.62 W	$P_{c2}$	660.14 W
$P_{a3}$	625.96 W	$P_{b3}$	725.29 W	$P_{c3}$	660.14 W
$Q_{a1}$	36.61 VA	$Q_{b1}$	45.61 VA	$Q_{c1}$	54.53 VA
$Q_{a2}$	19.16 VA	$Q_{b2}$	36.61 VA	$Q_{c2}$	19.94 VA
$Q_{a3}$	18.87 VA	$Q_{b3}$	47.79 VA	$Q_{c3}$	13.80 VA
$V_{Ca1}$	400.05 V	$V_{Cb1}$	400.01 V	$V_{Cc1}$	400.12 V
$V_{Ca2}$	399.93 V	$V_{Cb2}$	400.06 V	$V_{Cc2}$	399.98 V
$V_{Ca3}$	400.02 V	$V_{Cb3}$	399.93 V	$V_{Cc3}$	399.91 V
$I_{Ca1}$	1.26 A	$I_{Cb1}$	1.47 A	$I_{Cc1}$	1.31 A
$I_{Ca2}$	1.27 A	$I_{Cb2}$	1.47 A	$I_{Cc2}$	1.31 A
$I_{Ca3}$	1.26 A	$I_{Cb3}$	1.47 A	$I_{Cc3}$	1.30 A

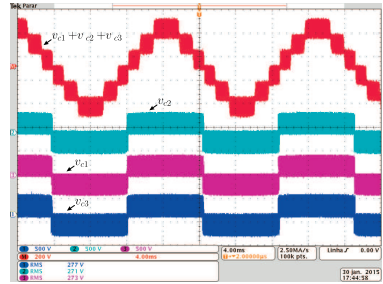


Fig. 7. Sub-modules output voltage for phase C and the resulting seven level voltage.

## VI. EXPERIMENTAL RESULTS FOR THREE PHASE SYSTEM WITH MULTIPLE WINDINGS TRANSFORMER

A prototype was designed and built in order to verify the proposed converter. The 18-pulse series-type diode rectifier [17] generates a 1200 V dc source. A three-phase multiple-winding transformer with 220 V windings voltage was connected to the  $RLC$  load. Fig. 7 presents the sub-modules output voltage for phase C and the resulting seven level voltage. Fig. 8 shows the dc input voltage  $v_{in}$  and load voltages  $v_{a0}$ ,  $v_{b0}$ ,  $v_{c0}$ . Fig. 9 compares the voltages through the phase C sub-modules bus capacitors, which are slightly different but not critical unbalanced. Fig. 10 presents the load current in phase C and output current in each sub-module for the same phase. Input current  $i_{in}$  and load currents are presented in Fig. 11.

All waveforms confirms the expected topology operation.

## VII. CONCLUSION

In this paper, a new modular multilevel inverter topology for open-end split winding induction motor drive is presented for Medium Voltage – Adjustable Speed Drives (MV–ASD)

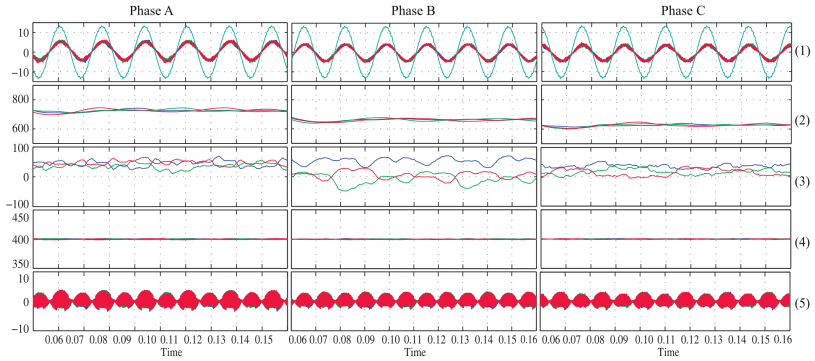


Fig. 6. (1) – Load current and output current in each sub-module (full-bridge) for phase A, B and C. (2) – Active power per sub-module. (3) – Reactive power per sub-module. (4)– Bus capacitor voltage in all capacitors. (5) – Bus capacitor current per sub-module.

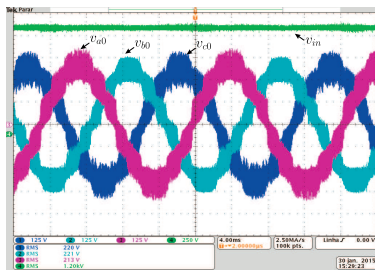


Fig. 8. Input voltage  $v_{in}$  and load voltages  $v_{a0}$ ,  $v_{b0}$ ,  $v_{c0}$ .

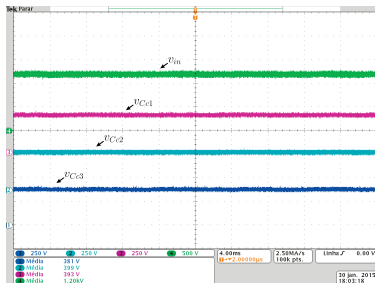


Fig. 9. Voltages through phase C sub-modules.

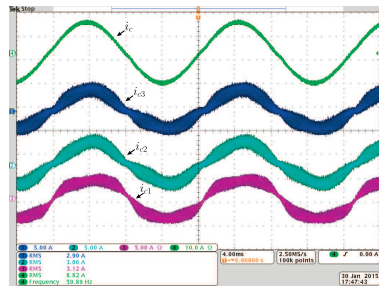


Fig. 10. Load current in phase C and inverters output current in each sub-module in the same phase.

systems. Simulations and experimental results confirms the proper operation for the proposed topology. Some key features are listed:

- Use of lower voltage insulation system both in the motor and in inverter construction leading to reduction in the voltage isolation required for machine windings and semiconductor devices.
- The possibility of direct motor integration turns the proposed converter in a viable alternative for offshore drive systems and opens opportunities for simultaneously optimizing the machine and drive electronics.
- Sub-modules per phase is related to the number of pole-pairs in the machine. Which ties the machine design to the converter operation range.
- Windings reconnection or special machine conception

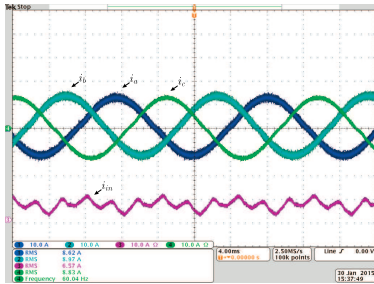


Fig. 11. Input current  $i_{in}$  and load currents.

are required and therefore is most suitable for new installations.

- The front-end rectifier topology and location are flexible as there is only one dc bus.

#### REFERENCES

- [1] I. Takahashi and Y. Ohmori, "High-performance direct torque control of an induction motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 2, pp. 257–264, Mar. 1989.
- [2] H. Stemmler and P. Guggenbach, "Configurations of high-power voltage source inverter drives," in *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, 1993, 1993, pp. 7–14 vol.5.
- [3] T. Kawabata, E. Ejiogu, Y. Kawabata, and K. Nishiyama, "New open-winding configurations for high-power inverters," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1997. ISIE '97*, vol. 2, July 1997, pp. 457–462 vol.2.
- [4] Y. Wang, D. Panda, T. Lipo, and D. Pan, "Open-winding power conversion systems fed by half-controlled converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2427–2436, 2013.
- [5] E. Cengcelci, P. Enjeti, and W. Gray, "A new modular motor-modular inverter (MM-MI) concept for medium voltage adjustable speed drive systems," in *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting*, vol. 3. IEEE, 1999, pp. 1972–1979 vol.3.
- [6] E. Cengcelci, P. Enjeti, and J. Gray, "A new modular motor-modular inverter concept for medium-voltage adjustable-speed-drive systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 3, pp. 786–796, 2000.
- [7] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, J. Pedersen, E. Cengcelci, and P. Enjeti, "Cascade industrial VSI gives medium voltage-a case study," in *PWM Medium Voltage Drives (Ref. No. 2000/063), IEE Seminar*, 2000, pp. 5/1–5/4.
- [8] —, "Multilevel inverter by cascading industrial VSI," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 832–838, 2002.
- [9] R. Marquardt, "Modular multilevel topologies: State of the art and new developments," *PCIM Europe*, 2011.
- [10] L. Lambertz, R. Marquardt, and A. Mayer, "Modular converter systems for vehicle applications," in *Emobility - Electrical Power Train, 2010. IEEE*, Nov. 2010, pp. 1–6.
- [11] R. Marquardt, "Modular multilevel converter topologies with DC-Short circuit current limitation," in *2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE)*. IEEE, June 2011, pp. 1425–1431.
- [12] J. Wang and Y. Han, "A new concept of multilevel converter motor drive with modular design and split winding machine," in *Power and Energy Conference at Illinois (PECI), 2014*, 2014, pp. 1–6.
- [13] Y. Han, "Design, modeling, and control of multilevel converter motor drive with modular design and split winding machine," in *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, June 2014, pp. 1–10.
- [14] N. R. Brown, T. Jahns, and R. Lorenz, "Power converter design for an integrated modular motor drive," in *Conference Record of the 2007 IEEE Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting*, Sept. 2007, pp. 1322–1328.
- [15] J. Wang, Y. Li, and Y. Han, "Evaluation and design for an integrated modular motor drive (IMMD) with GaN devices," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sept. 2013, pp. 4318–4325.
- [16] Powersim, "PSIM." 2014. [Online]. Available: <http://powersimtech.com>
- [17] B. Wu, *High-Power Converters and AC Drives*, 1st ed. Hoboken, NJ : Chichester: Wiley-IEEE Press, Mar. 2006.

# ANEXO C

---

## ARTIGO PUBLICADO NO COBEP 2015

---

*“The relationship between the number of levels per number of switches is bad. Specially if you compare with other multilevel configurations such as NPC and cascade converters. ”*

Reviewer #1

*“O trabalho é promissor e relevante para a conferência. Está bem escrito e apresenta um número significativo de referências.”*

Reviewer #2

*“In my point of view only the semiconductors are under lower voltage stress. The machine have to be design for the HVDC voltage. ”*

Reviewer #3

### C.1 A NOVEL MODULAR MULTILEVEL INVERTER FOR MEDIUM-VOLTAGE OPEN-END SPLIT WINDING MACHINES BASED ON SINGLE-PHASE SUBMODULES WITH INPUT-SERIES CONNECTION

**Abstract:** In this paper, a modular inverter topology conceived by input series connection of H-bridge (ISHB) is presented and verified through experimental results. The proposed converter is naturally appropriate for open-end split winding induction motor drive due to the galvanic isolation offered by the machine. Each sub-module is composed by a H-bridge inverter, which is characterized for a modulation with three levels, using phase-shifted PWM modulation strategy. All bus capacitor related to a phase of inverter are connected in series to reach the desired voltage level that is required in high power and high input voltage applications requirements. The proposed structure has a voltage self-balance in the series-connected input capacitors, which provides a stable operating point and ensures proper power distribution between each submodule. A prototype was built in order to validate the theoretical results for a 7,50 kW induction motor, that has three-open winding per phase.



## A NOVEL MODULAR MULTILEVEL INVERTER FOR MEDIUM-VOLTAGE OPEN-END SPLIT WINDING MACHINES BASED ON SINGLE-PHASE SUBMODULES WITH INPUT-SERIES CONNECTION

Adriano Ruseler<sup>1</sup>, Telles Brunelli Lazzarin<sup>1</sup> and Ivo Barbi<sup>2</sup>

Federal University of Santa Catarina – UFSC, Postgraduate Program in Electrical Engineering – PGEEL

<sup>1</sup> Power Electronics Institute – INEP, Florianópolis, SC, Brazil

<sup>2</sup> Department of Automation and Systems – DAS, Florianópolis, SC, Brazil

e-mail: ruseler@inep.ufsc.br, telles@inep.ufsc.br and ivobarbi@gmail.com

**Abstract** – In this paper, a modular inverter topology conceived by input series connection of H-bridge (ISHB) is presented and verified through experimental results. The proposed converter is naturally appropriate for open-end split winding induction motor drive due to the galvanic isolation offered by the machine. Each sub-module is composed by a H-bridge inverter, which is characterized for a modulation with three levels, using phase-shifted PWM modulation strategy. All bus capacitor related to a phase of inverter are connected in series to reach the desired voltage level that is required in high power and high input voltage applications requirements. The proposed structure has a voltage self-balance in the series-connected input capacitors, which provides a stable operating point and ensures proper power distribution between each submodule. A prototype was built in order to validate the theoretical results for a 7.50 kW induction motor, that has three-open winding per phase.

**Keywords** – H-bridge, Modular Inverter, Motor Drive, Series-Connected, Split-Windings.

### NOMENCLATURE

$f_o$	Fundamental frequency (rad/sec).
$\theta_o$	Fundamental initial phase (rad).
$f_c$	Carrier frequency (rad/sec).
$\theta_c$	Carrier initial phase (rad).
$m_p$	Modulation signal for phase $p$ .
$l$	Number of voltage levels per phase.
$p$	System phase ( $a$ , $b$ or $c$ ).
$k$	Inverter number at the same phase ( $1, 2, \dots, n$ ).
$S_{ul,pk}$	Upper left switch of inverter $k$ at phase $p$ .
$S_{ll,pk}$	Lower left switch of inverter $k$ at phase $p$ .
$S_{ur,pk}$	Upper right switch of inverter $k$ at phase $p$ .
$S_{lr,pk}$	Lower right switch of inverter $k$ at phase $p$ .
$C_{pk}$	Bus capacitor related to phase $p$ and inverter $k$ .
$W_{pk}$	Winding related to phase $p$ and inverter $k$ .
$I_{in}$	Input dc link current.
$I_{in,X}$	Input dc link current flowing through phases $X$ .
$R_{eq,k}$	Equivalent resistance at the $k$ inverter output.
$X_{eq,k}$	Equivalent reactance at the $k$ inverter output.

### I. INTRODUCTION

Power converters with high input voltage have large range of applications in power distributed generation, energy

storage, auxiliary power supplies and traction systems [1], [2]. In order to reach high-voltage and high-power levels, different multilevel converter topologies have been developed in the last years, as shown in [3]. In voltage feed drives applications, reduced harmonic distortion is desired to avoid additional heat losses and, therefore, improve the machine lifetime [4].

Power converter topologies can be developed taking advantage of machine winding configurations and connections. One first research field that modifies the machine connections is the study of the open-end winding configuration [5], [6]. This approach allows the increase in voltage levels and the distribution of power between conventional two-level inverters. A further step in winding configurations is the concept of Modular Motor – Modular Inverter (MM-MI), presented and developed in [7], [8]. Windings can be reconnected into several three-phase groups, each powered by a separate three-phase PWM inverter, resulting in a high performance Medium Voltage – Adjustable Speed Drives (MV-ASD) system.

This concept brings advantages as follows [9]:

- Use of lower voltage insulation system in the inverter construction leading to reduction in the voltage isolation required for semiconductor devices [10].
- Improvements in reliability due to redundancy and fault tolerance.
- Modular design benefits include manufacturing cost reduction, faster product development, easy maintenance, and simple construction.
- Adaptation to torque-speed characteristics by changing different winding connections.
- Front-end rectifier design flexibility [10].
- Motor drive integration with modular structure (IMMD) [11] for density and cost gain.

Direct motor integration with a modular high frequency converter turns the proposed converter in a viable alternative for offshore drive systems. An open-end winding multiphase induction motor extension can be considered [12], which presents several advantages over the conventional three-phase motors, such as, lower torque pulsation, higher torque density, fault tolerance, stability, high efficiency and lower current ripple [13].

In this paper, the ISHB [14] topology is addressed as solution for Medium Voltage-Adjustable Speed Drives (MV-ASD) systems. Modules are connected in series to reduce voltage stresses on the power devices. The front-end rectifier

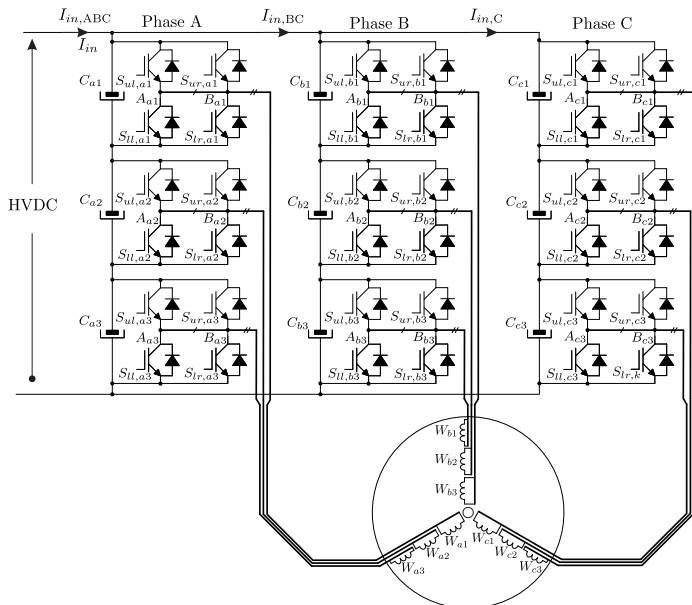


Fig. 1. Modular multilevel inverter topology with three full-bridge units per phase connected to an open-end winding induction motor.

is separated from the multilevel converter, which offers flexibility in design and location for both converters.

## II. SYSTEM AND MOTOR DESCRIPTION

The motor drive system presented in Figure 1 is based on the input-series connection of low voltage full-bridge inverters to reduce the voltage stress on the switches, providing a characteristic associated with a multilevel converter which is appropriate for application with high dc voltage and has a modular structure (one full-bridge is designed as a sub-module).

The sinusoidal PWM signals with fundamental frequency  $f_o$  and phase  $\theta_o$ , is illustrated in Figure 2. This reference is then compared with a triangular carrier with frequency  $f_c$  and phase  $\theta_c$  generating the sinusoidal phase-shifted PWM modulation signals. The carrier phase shift between modules is given by  $\Delta\theta_c = (k-1)\frac{\pi}{n}$  to obtain the desired number of levels in the output voltage, where  $k$  is the  $k$ -th inverter within a total of  $n$  inverters.

The stator has 36 slots, and each winding is composed with four slots giving a total of nine windings (see Figure 3). For a three phase six pole configuration, windings must be connected and grouped for phase A ( $a_1$ ,  $a_2$  and  $a_3$ ), phase B ( $b_1$ ,  $b_2$  and  $b_3$ ) and phase C ( $c_1$ ,  $c_2$  and  $c_3$ ).

Table 1 shows the equivalent circuit parameters per phase

at 20 °C. These parameters refer to phase voltage of 220 V, in which case the three groups of each phase coils are connected in parallel.

## III. COMPARISON TO OTHERS TOPOLOGIES

Table II shows briefly the number of required components per phase to generate  $l$  voltage levels at the converter output in relation to five others multilevel converters. Three topologies are classics, the neutral point clamped (NPC) [15], [16], the flying capacitor (FC) [17], [18] and cascaded H-bridge (CHB) [19]. In these group, cascaded multilevel inverter reaches

**TABLE 1**  
Induction motor and equivalent electric circuit parameters per phase @ 20 °C

Symbol	Value	Unit	Description
$P_m$	7.50	kW	Rated output power
$V_m$	220	V	Windings rated voltage
$p_m$	6	pu	Number of poles
$s_m$	1165	rpm	Given rated speed
$R_s$	0.37	$\Omega$	Stator winding resistance per phase @ 20 °C
$R_r$	0.33	$\Omega$	Rotor winding resistance per phase @ 20 °C
$R_f$	665.11	$\Omega$	Machine core loss resistor
$X_s$	1.50	$\Omega$	Stator winding leakage reactance
$X_r$	1.84	$\Omega$	Rotor winding leakage reactance
$X_m$	21.07	$\Omega$	Magnetizing reactance
$s$	0.03	pu	slip

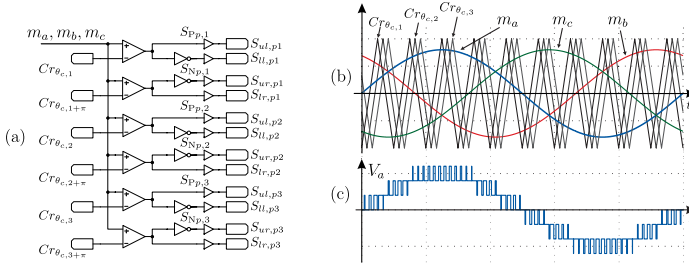


Fig. 2. (a) PWM logic for Sine-Triangular modulation and carriers phase delay. (b) Modulation ( $m_a, m_b, m_c$ ) and triangular carriers ( $Cr_{\theta_e,1}, Cr_{\theta_e,2}, Cr_{\theta_e,3}$ ) signals for Phase-Shifted Sinusoidal Pulse Width Modulation (PS-SPWM). (c) Generated output voltage in phase A ( $V_a$ ).

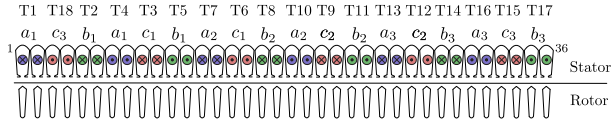


Fig. 3. Windings connections at the induction motor.

the higher output voltage and power levels and the higher reliability due to its modular topology [20], but it requires a complicated multi-winding phase-shifted line-frequency transformer for delivering electric power to all the floating H-bridge inverter cells [21].

A recent solution in high voltage and power has been the Modular Multilevel Converter (MMC) [22], which is very attractive due to its modularized single-phase structure. Some drawbacks for the MMC are the required bus capacitor voltage control, the circulation current phenomena [23] and limitations when considering motor drive integration.

On considering motor integration and modular implementation, taken advantage of machines windings configuration and connections seems to be a good choice [5], [6], [24]–[26] and it is in this field that this paper is intended to contribute.

#### IV. EXPERIMENTAL RESULTS

A prototype photograph is presented in Figure 4, where each H-bridge inverter has a maximum apparent power of 4.50kVA, switching frequency of 20kHz and dc bus capacitance of 1020µF with maximum voltage of 800V.

**TABLE II**  
Comparative table between multilevel topologies (values per phase) [27]. Where  $l$  represents the number of levels per phase

Topology	NPC	FC	CHB	MMC	ISHB
Main switches	$2(l-1)$	$2(l-1)$	$2(l-1)$	$4(l-1)$	$2(l-1)$
Main diodes	$2(l-1)$	$2(l-1)$	$2(l-1)$	$4(l-1)$	$2(l-1)$
Secondary diodes	$(l-1)(l-2)$	0	0	0	0
DC-bus capacitors	$(l-1)$	$(l-1)$	$(l-1)/2$	0	$(l-1)/2$
Secondary capacitors	0	$(l-1)(l-2)/2$	0	0	0
Input isolated dc sources	1	1	$(l-1)/2$	1	1
Modular?	No	No	Yes	Yes	Yes
Redundancy?	No	No	Yes	Yes	Yes
Motor integration?	No	No	No	No	Yes

A scalar (V/f) control was applied to the topology using an Altera FPGA (DE0-NANO).

Table III shows the dc voltage distribution between each bus capacitor for different load conditions (the relative voltage error is presented in Figure 5). As the load increases the system get more balanced due to increase of processed real power and decrease of exchanged reactive power.

Currents in phase A, B and C are shown at no load (Figure 6) and at three load step condition (Figure 8). In each phase, two inverters supplies the same current RMS value in phase while the third is out of phase and it delivers more power.

Note that the total harmonic distortion (THDi) presented by the inverter output current is lower than 7% at no load condition (see Figure 7) with a reduction in THDi when shaft load is increased (see Figure 8).

Tables from IV to VII show in details the power distribution in the system at different load conditions. One must note that the active power delivered in each submodule is similar, while the reactive power present significant changes between



Fig. 4. Photograph of the prototype. Cage with height of 60 cm, depth of 41 cm and width of 83 cm.

**TABLE III**  
Experimental results that considers the bus capacitor voltage and inverter output current at no load (#0), one load step (#1), two load step (#2) and three load step (#3) conditions

	Phase A			Phase B			Phase C		
	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$
$V_{bus(A)}[V]$	377.47	395.33	417.42	378.45	394.80	416.93	419.27	395.06	375.74
$I_{bus(A)}[A]$	2.18	2.30	3.51	2.12	2.48	3.46	3.54	2.33	2.17
$P[W]$	393.00	396.58	413.86	392.65	398.69	412.04	413.92	395.06	375.74
$SVA$	2.47	2.52	3.45	2.46	2.48	3.42	3.47	2.48	2.42
$QVA$	392.21	394.40	408.76	392.63	397.45	405.32	408.52	398.12	389.40
$R_{eq}[Ω]$	2.68	2.67	3.72	2.66	2.70	3.59	3.67	2.70	2.62
$X_{eq}[Ω]$	389.67	391.57	401.79	394.47	398.27	412.04	401.66	394.99	386.27
$Z_{eq}[Ω]$	3.01	3.00	3.96	3.02	3.80	3.42	3.87	3.00	2.90

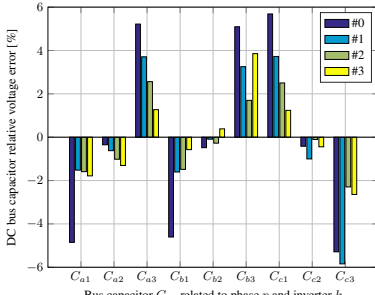


Fig. 5. DC bus capacitor relative voltage error [%] for four different load conditions (see Table III).

**TABLE IV**  
Experimental results at no load condition (349.42 W)

	Phase A			Phase B			Phase C		
	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$
$V_{bus(A)}[V]$	224.93	245.18	258.18	233.28	245.21	255.31	258.43	241.83	229.39
$I_{bus(A)}[A]$	1.86	2.42	3.44	2.14	2.30	3.41	3.56	2.26	2.11
$P[W]$	-43.61	-29.20	-46.40	-36.83	-33.60	-48.50	-49.70	-33.40	-28.18
$SVA$	419.46	593.30	889.00	498.09	564.60	871.10	920.01	585.85	484.01
$QVA$	417.18	-392.50	887.80	-496.73	-563.60	-869.70	918.69	545.51	483.19
$R_{eq}[Ω]$	1160.14	2058.67	1436.57	1477.59	1789.52	1343.98	1343.78	1750.95	1867.27
$X_{eq}[Ω]$	121.28	-101.46	73.08	-109.56	-106.69	-74.95	72.70	107.21	108.90

**TABLE V**  
Experimental results at one load step condition (2.08 kW)

	Phase A			Phase B			Phase C		
	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$
$V_{bus(A)}[V]$	232.99	244.71	255.60	244.48	248.21	252.68	255.31	241.73	238.91
$I_{bus(A)}[A]$	2.88	2.64	3.68	2.77	2.86	3.62	3.76	2.75	2.69
$P[W]$	-219.80	-210.10	-235.20	-231.70	-241.80	-252.30	-252.30	-227.80	-215.40
$SVA$	671.50	646.80	879.50	876.90	799.00	914.20	959.90	674.20	642.67
$QVA$	-634.50	-611.70	909.90	-636.00	-670.20	878.80	926.16	634.57	605.50
$R_{eq}[Ω]$	246.97	285.02	278.96	257.12	266.13	253.06	258.15	263.86	264.99
$X_{eq}[Ω]$	85.55	-97.90	71.80	-93.67	-91.92	72.65	70.38	94.72	94.27

**TABLE VI**  
Experimental results at two load step condition (2.90 kW)

	Phase A			Phase B			Phase C		
	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$
$V_{bus(A)}[V]$	230.90	241.27	250.65	241.61	245.31	248.38	251.52	243.30	237.08
$I_{bus(A)}[A]$	3.59	2.93	3.89	3.12	3.19	3.89	4.06	3.16	3.07
$P[W]$	-316.00	-300.70	-325.60	-318.00	-319.20	-339.50	-348.40	-331.60	-306.70
$SVA$	828.10	708.10	974.50	754.10	782.50	965.00	1021.17	768.83	727.84
$QVA$	765.40	-641.10	918.50	-683.70	-714.40	903.30	959.90	698.33	660.06
$R_{eq}[Ω]$	168.72	193.91	192.95	183.57	188.27	181.72	181.58	184.06	183.26
$X_{eq}[Ω]$	69.66	-90.65	68.40	-85.38	-84.23	68.30	65.91	84.71	85.15

inverters in the same phase, which can cause the unbalanced current at the induction motor.

**TABLE VII**  
Experimental results at three load step condition (3.68 kW)

	Phase A			Phase B			Phase C		
	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$	$W_{c1}$	$W_{c2}$	$W_{c3}$
$V_{bus(A)}[V]$	229.78	240.36	248.35	240.99	244.22	246.01	248.21	241.35	234.99
$I_{bus(A)}[A]$	4.31	3.37	4.26	3.60	3.66	4.28	4.32	3.55	3.43
$P[W]$	-401.80	-384.30	-411.30	-413.90	-416.30	-435.70	-430.30	-402.60	-385.40
$SVA$	990.30	810.40	1051.10	866.80	894.80	1052.20	1072.27	856.79	806.02
$QVA$	-905.20	-713.40	973.80	-761.60	-792.10	957.80	982.14	756.31	707.90
$R_{eq}[Ω]$	131.41	150.33	149.96	139.97	143.27	138.91	143.18	144.68	143.28
$X_{eq}[Ω]$	-58.33	-80.86	63.34	-76.07	-75.30	63.19	62.73	77.02	78.01

Figure 10 presents the converter dc input current ( $I_{in,ABC}$ ), dc current through phase A and B ( $I_{in,AB}$ ) and through phase A ( $I_{in,A}$ ). The waveform oscillations suggest that there is a low frequency current circulation between dc links.

## V. CONCLUSION

This paper proposed a input series H-bridge (ISHB) connection modular inverter topology for open-end split winding induction motor drive. A prototype was implemented in order to validate the theoretical studies of the converter proposed in this paper.

The experimental results show the proper operation of the motor drive with the following results:

- Voltages and active power delivered are balanced without any control strategy;
- The reactive power distribution depends on the load characteristics, for example, connecting to a multi-winding transformer [14] presents different power distribution in relation to a connection with an induction motor.
- The active power delivered in each submodule is quite the same, while the reactive power as significant changes between inverters in the same phase, resulting in unbalanced current at the induction motor;
- Considering the modulation strategy adopted, the THDI remains lower than 7%;
- A control strategy should be applied to obtain balanced currents for the machine.
- The dc current waveforms oscillation suggests low frequency current circulation between dc links.

## ACKNOWLEDGEMENTS

Authors wish to thank WEG Equipamentos Elétricos S.A. for the open-end split winding induction motor prototype.

## REFERENCES

- [1] H. Wang, H. Chung, A. Ioinovici, "A Class of High-Input Low-Output Voltage Single-Step Converters with Low Voltage Stress on the Primary-Side Switches and High Output Current Capacity", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 6, pp. 1659–1672, Jun. 2011.
- [2] F. Blaabjerg, K. Ma, "Future on Power Electronics for Wind Turbine Systems", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 139–152, Sep. 2013.
- [3] F. Peng, W. Qian, D. Cao, "Recent advances in multilevel converter/inverter topologies and

- applications”, in *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, pp. 492–501, Jun. 2010.
- [4] J. Yang, H. Nguyen, S. Choi, M. Zuhdi, “Maximizing motor load lifetime through the control of harmonic distortion level”, in *2010 International Conference on Power System Technology (POWERCON)*, pp. 1–6, Oct. 2010.
- [5] I. Takahashi, Y. Ohmori, “High-performance direct torque control of an induction motor”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 2, pp. 257–264, Mar. 1989.
- [6] J. Wang, Y. Han, “A class of modular multilevel motor drives with design flexibility and reduced components number”, in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2387–2393, Mar. 2015.
- [7] E. Cengcelci, P. Enjeti, W. Gray, “A new modular motor-modular inverter (MM-MI) concept for medium voltage adjustable speed drive systems”, in *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting*, vol. 3, pp. 1972–1979 vol.3, IEEE, 1999.
- [8] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, J. Pedersen, E. Cengcelci, P. Enjeti, “Multilevel inverter by cascading industrial VSI”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 832–838, 2002.
- [9] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, J. Pedersen, E. Cengcelci, P. Enjeti, “Cascade industrial VSI gives medium voltage-a case study”, in *PWM Medium Voltage Drives (Ref. No. 2000/063), IEE Seminar*, pp. 5/1–5/4, 2000.
- [10] Y. Han, “Design, modeling, and control of multilevel converter motor drive with modular design and split winding machine”, in *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1–10, Jun. 2014.
- [11] J. Wang, Y. Li, Y. Han, “Evaluation and design for an integrated modular motor drive (IMMD) with GaN devices”, in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 4318–4325, Sep. 2013.
- [12] E. Ward, H. Härer, “Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor”, *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 116, no. 6, pp. 980–984, Jun. 1969.
- [13] G. Renukadevi, K. Rajambal, “Generalized model of multi-phase induction motor drive using matlab/simulink”, in *Innovative Smart Grid Technologies - India (ISGT India), 2011 IEEE PES*, pp. 114–119, Dec. 2011.
- [14] A. Ruseler, T. Brunelli Lazzarin, I. Barbi, “Modular inverter topology with full-bridge sub-modules for open-end split winding three-phase induction motor drive”, in *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 769–774, Mar. 2015.
- [15] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, “A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518–523, 1981.
- [16] R. H. Baker, “Bridge converter circuit”, , 1981.
- [17] H. F. Thierry Meynard, “Electronic Device For Electrical Energy Conversion Between A Voltage-source And A Current Source By Means Of Controllable Switching Cells”, , Mar. 1993, URL: <http://patent.ipexl.com/US/5737201.html>.
- [18] T. A. Meynard, H. Foch, “Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters”, in *23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record*, pp. 397–403 vol.1, 1992.
- [19] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, S. Tenconi, “A non conventional power converter for plasma stabilization”, in *19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record*, pp. 122–129 vol.1, 1988.
- [20] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez, M. Pérez, “A Survey on Cascaded Multilevel Inverters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2197–2206, Jul. 2010.
- [21] H. Akagi, “Classification, Terminology, and Application of the Modular Multilevel Cascade Converter (MMCC)”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 11, pp. 3119–3130, Nov. 2011.
- [22] J. H. R. Marquardt, A. Lesnicar, “Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendungen bei hohen Spannungen”, R. Marquardt, A. Lesnicar, J. Hilding - ETG-Fachtagung 2002, Bad Nauheim, 2002.
- [23] M. Hagiwara, H. Akagi, “Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 7, pp. 1737–1746, Jul. 2009.
- [24] H. Stemmler, P. Guggenbach, “Configurations of high-power voltage source inverter drives”, in *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, 1993*, pp. 7–14 vol.5, 1993.
- [25] T. Kawabata, E. Ejiogu, Y. Kawabata, K. Nishiyama, “New open-winding configurations for high-power inverters”, in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1997. ISIE '97*, vol. 2, pp. 457–462 vol.2, Jul. 1997.
- [26] Y. Wang, D. Panda, T. Lipo, D. Pan, “Open-Winding Power Conversion Systems Fed by Half-Controlled Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2427–2436, 2013.
- [27] J.-S. Lai, F. Z. Peng, “Multilevel converters - a new breed of power converters”, in *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95*, vol. 3, pp. 2348–2356 vol.3, 1995.

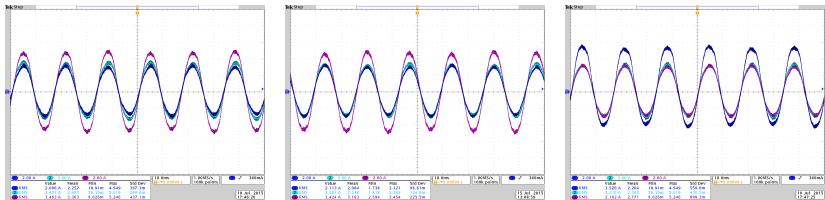


Fig. 6. Currents in phase A (left), B (center) and C (right) at no load condition.

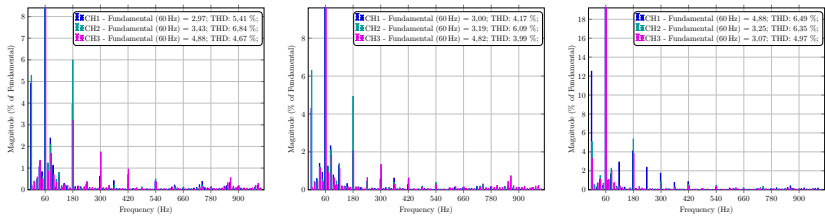


Fig. 7. Currents harmonic spectrum for phase A (left), B (center) and C (right) at no load condition.

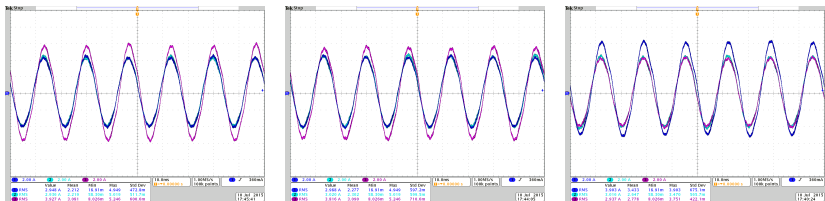


Fig. 8. Currents in phase A (left), B (center) and C (right) at three load step condition.

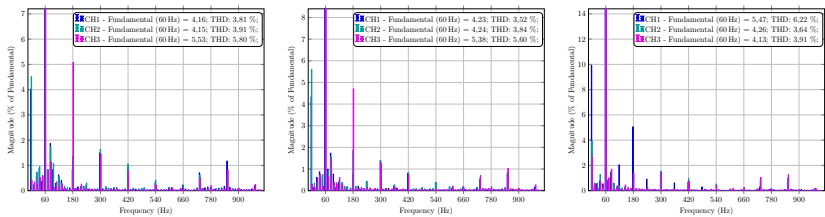


Fig. 9. Currents harmonic spectrum for phase A (left), B (center) and C (right) at three load step condition.

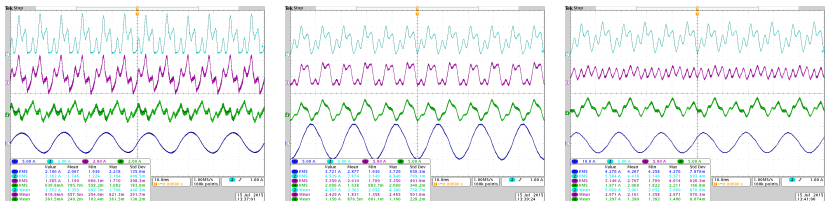


Fig. 10. CH1 – current in winding  $W_{b1}$ , CH2 – converter input current  $I_m$  or  $I_{m,ABC}$ , CH3 – current  $I_{m,AB}$  in phases B and A, CH4 – current  $I_{m,A}$  in phase A. One (left), four (center) and five (right) load step condition.