

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Tadeu Vargas

**SISTEMA DE COMUNICAÇÃO E CONTROLE PARA MÚLTIPLOS
CONVERSORES APLICADOS EM TRANSFORMADOR DE ESTADO
SÓLIDO**

Santa Maria, RS, Brasil
2017

Tadeu Vargas

**SISTEMA DE COMUNICAÇÃO E CONTROLE PARA MÚLTIPLOS
CONVERSORES APLICADOS EM TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO**

Tese apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Doutor em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Cassiano Rech

Santa Maria, RS, Brasil
2017

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Vargas, Tadeu
Sistema de comunicação e controle para múltiplos
conversores aplicados em transformador de estado sólido /
/Tadeu Vargas.- 2017.
188 p. ; 30 cm

Orientador: Cassiano Rech
Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2017

1. Comunicação de dados 2. Múltiplos conversores 3.
Transformador de estado sólido I. Rech, Cassiano II.
Título.

© 2017

Todos os direitos autorais reservados a Tadeu Vargas. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante citação da fonte.

E-mail: tadeuvargas@hotmail.com

Tadeu Vargas

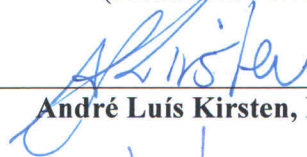
**SISTEMA DE COMUNICAÇÃO E CONTROLE PARA MÚLTIPLOS
CONVERSORES APLICADOS EM TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO**

Tese apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Doutor em Engenharia Elétrica.**

Aprovado em 05 de Setembro de 2017:



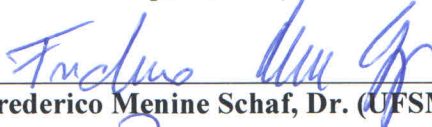
Cassiano Rech, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)



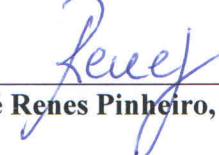
André Luís Kirsten, Dr. (UFSC)



Fabrício Hoff Dupont, Dr. (UNOCHAPECÓ)



Frederico Menine Schaf, Dr. (UFSM)



José Renes Pinheiro, Dr. (UFSM)

Santa Maria, RS
2017

AGRADECIMENTOS

Agradecimento a Deus pelo dom da vida e pela saúde.

Aos meus pais Lucidio e Teresinha e ao meu irmão Lucas, pela educação, pelos ensinamentos, pelo amor e pelo incentivo em todos os momentos.

A minha noiva Clarice, pelo seu amor, compreensão e apoio em todos os momentos da nossa vida conjunta, e principalmente durante o doutorado.

Agradecimento especial ao professor orientador Dr. Cassiano Rech, pela sua orientação no desenvolvimento do trabalho de pesquisa, pelos ensinamentos, pelos conselhos, pela dedicação e principalmente pelo incentivo frente às dificuldades enfrentadas na pesquisa.

Aos colegas do GEPOC, em especial a Guilherme Silva, Julian Giacomini e Samuel Queiroz que contribuíram para o desenvolvimento dessa tese. Aos colegas Clécio Fischer, Fabricio Cazackevicius, Ademir Toebe, Gabriel Saccol, Alessandro Grigoletti Junior e Ricardo Jaeschke que auxiliaram na implementação desse trabalho. Aos colegas Fernando Beltrame, Jonatan Zientarski, João Lenz, Ronaldo Guisso, Josemar Quevedo, Antonio Spencer, Julio Schmidt, Cindy Gamba, Wilmar Castiblanco e aos demais colegas do GEPOC pela amizade e pelo apoio no trabalho.

Aos professores e aos colegas membros do Projeto CEEE do Transformador de Estado Sólido que contribuíram no desenvolvimento e implementação desse trabalho. Em especial aos professores Dr. Tiago Bandeira Marchesan, Dr. José Renes Pinheiro, Dr. Marco Antônio Dalla Costa e Dr. André Luís Kirsten. Aos colegas Leandro Kehler, Filipe Carloto, Carlos Conrad, e aos demais colegas de projeto que realizaram a construção dos módulos de potência empregados na tese.

Aos Professores membros da banca pelas contribuições neste trabalho.

Ao grupo de pesquisa GEPOC por oferecer estrutura e suporte necessários à pesquisa. Ao PPGEE pelo apoio acadêmico e a UFSM pela oportunidade de realizar o curso de doutorado nesta instituição.

A CAPES e a CEEE-D pelo apoio financeiro recebido ao longo do doutorado.

A todos de alguma ou outra forma fizeram parte desse trabalho.

“Não dorme aquele que te guarda”
Salmos 121

RESUMO

SISTEMA DE COMUNICAÇÃO E CONTROLE PARA MÚLTIPLOS CONVERSORES APLICADOS EM TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO

AUTOR: Tadeu Vargas
ORIENTADOR: Cassiano Rech, Dr.

Esta tese de doutorado propõe uma estrutura de comunicação e controle para sistemas de múltiplos conversores, com ênfase em estruturas modulares aplicados em transformadores de estado sólido (SST) com três estágios de conversão de energia. O SST sob estudo faz uso de associações de conversores em série no estágio de alta tensão, conversores CC-CC isolados independentes para cada módulo e conversores em paralelo no estágio de baixa tensão. Uma revisão de estruturas de comunicação de dados e de sincronização em sistemas de múltiplos conversores é desenvolvida. A estrutura de controle do SST é definida para determinar o fluxo de informações entre as malhas de controle e os módulos de potência. A partir dessa definição e também da configuração modular do SST são avaliadas as formas de implementação dos processadores de sinais, considerando sempre o uso de unidade central. Uma estrutura de comunicação que atende a característica de modularidade é proposta e suas características, funcionalidades e a influência no controle são discutidas. Com objetivo de atender as demandas do controle, um protocolo personalizado é proposto, operando em duplo barramento, e seu desempenho é comparado com o do protocolo CAN. O protocolo proposto é implementado experimentalmente e suas características de desempenho e restrições, impostas pelos processadores digitais, são obtidas. As malhas de controle são projetadas considerando os atrasos de implementação. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para os conversores operando isoladamente e no SST. Por fim, é apresentada e discutida a estabilidade e a controlabilidade para o conversor CC-CC isolado conectado ao conversor CC-CA. O conversor DAB apresenta boa resposta dinâmica para o controle da tensão CC quando operando isoladamente, mas conectado ao conversor CC-CA pode apresentar perda de controlabilidade. Isso se deve ao fato do comportamento de potência constante na entrada do conversor CC-CA operando em malha fechada. Assim, é proposto um modelo em malha fechada para a perturbação de tensão em função do degrau de potência constante. As características de transferência de potência do conversor DAB são empregadas para determinar a tensão mínima necessária para transferência de potência. Resultados de simulação para cargas de potência constante são apresentados e uma frequência de cruzamento de ganho mínima é definida, que garante a controlabilidade. Resultados experimentais são obtidos para validação da curva de afundamento de tensão.

Palavras-chave: Comunicação de dados. Múltiplos conversores. Transformador de estado sólido.

ABSTRACT

CONTROL AND COMMUNICATION SYSTEM FOR MULTIPLE CONVERTER STRUCTURES APPLIED TO SOLID STATE TRANSFORMER

AUTHOR: Tadeu Vargas
ADVISOR: Cassiano Rech, Dr.

This PhD Dissertation proposes a communication and control structure for multiple converters systems, with emphasis on modular structures applied in solid state transformers (SST) with three power stages. The SST under study uses series converters in the high-voltage side, independent isolated dc-dc converters for each module, and parallel converters at the low-voltage side. A review of data communication and synchronization structures in multiple converter systems is developed. The SST control structure is defined to determine the flow of variables between the control loops and the power modules. From this definition and the modular configuration of SST the ways of implementation of signal processors are evaluate, considering the use of a central unit. A communication structure that meets the modularity feature is proposed and its characteristics, functionalities and influence in the control are discussed. In order to meet the control demands, a customized protocol is proposed, operating on a double bus, and its performance is compared to the CAN protocol performance. The proposed protocol is implemented experimentally and its performance characteristics and constraints, imposed by the digital processors, are obtained. The control loops are designed considering the implementation delays. Simulation and experimental results are presented for the independent operation of the converters and in the SST. Finally, stability and controllability are presented and discussed for the isolated DC-DC converter connected to the DC-AC converter. The DAB has good dynamic response to DC voltage control when operate isolated, but connected to the DC-AC converter, it may present loss of controllability. This is due to the constant power behavior at the DC-AC converter input operating in closed loop. Thus, it is proposed a closed-loop model for the voltage perturbation as a function of the constant power step. The power transfer characteristics of the DAB converter are used to determine the minimum voltage required for power transfer. Simulation results for constant power loads are presented and a minimum gain crossing frequency is defined, which guarantees controllability. Experimental results are obtained for validation of voltage sag curve.

Keywords: Data communication. Multiple converters. Solid State Transformer.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Estrutura de transformador de estado sólido com três estágios de potência, com entrada conectada em série e saída conectada em paralelo	30
Figura 1.2 – Diagrama de blocos de controle hierárquico aplicado em micro rede (GUERRERO <i>et al.</i> , 2011)	31
Figura 2.1 – Camadas que compõem o modelo OSI	38
Figura 2.2 – Estrutura de comunicação com rede CAN em um conversor multinível cascata	41
Figura 2.3 – Diagrama da estrutura de comunicação CAN e MODBUS (RS-485) aplicada a um conversor multinível cascata	42
Figura 2.4 – Sistema de controle remoto com transmissão de pacote CAN em protocolo TCP	43
Figura 2.5 – Comunicação serial com configuração em estrela	44
Figura 2.6 – Diagrama de blocos da estrutura de comunicação entre os dispositivos de controle de um STATCOM de média tensão	46
Figura 2.7 – <i>Frame</i> de dados PEBB: (a) Mensagem de dados, (b) Mensagem de sincronização; (c) Mensagem de comando	47
Figura 2.8 – <i>Frame</i> de comunicação serial (MAYER <i>et al.</i> , 2012)	47
Figura 2.9 – Transmissão de dados seriais (SCHARRER <i>et al.</i> , 2012)	48
Figura 2.10 – <i>Frame</i> de dados de comunicação em anel (ZHANG <i>et al.</i> , 2014).....	48
Figura 2.11 – Mensagem personalizada para rede em anel: (a) <i>Frame</i> de dados enviado pelo dispositivo mestre; (b) <i>Frame</i> de dados enviado pelo dispositivo escravo (MCGRATH <i>et al.</i> , 2014).....	49
Figura 2.12 – Sincronização dos módulos com modulação PD para rede em anel.....	50
Figura 3.1 – Classificação das estruturas de SST de acordo com o número de estágios de conversão de energia (XU <i>et al.</i> , 2013)	56
Figura 3.2 – SST com três estágios de conversão de energia: terminais dos conversores CC-CC conectados em paralelo no lado de BT (ZHAO <i>et al.</i> , 2013)	57
Figura 3.3 – SST com barramento CC de BT comum para integração de dispositivos de geração e armazenamento de energia distribuído (ZHAO <i>et al.</i> , 2013)	58
Figura 3.4 – SST modular com três estágios de conversão de energia: conversores em série no lado de AT e em paralelo no lado de BT (WANG, X. <i>et al.</i> , 2016)	58
Figura 3.5 – Diagrama simplificado do SST com três estágios de conversão de energia e estrutura modular em potência empregada neste trabalho.....	60
Figura 3.6 – Diagrama de blocos de controle do conversor do lado de AT	61
Figura 3.7 – Técnicas de equilíbrio de tensão do barramento CC de AT: (a) Com $(n - 1)$ malhas de ajuste de tensão (ZHAO <i>et al.</i> , 2013); (b) Através da modulação, com seleção das células (LAGO <i>et al.</i> , 2013)	62
Figura 3.8 – Diagrama de blocos do controlador de regulação de tensão CC individual de AT	63
Figura 3.9 – Diagrama de blocos do controlador do conversor DAB	64
Figura 3.10 – Diagrama de blocos de controle do lado de BT	65
Figura 3.11 – Estrutura de comunicação/controlado com apenas uma unidade central (tipo I)...	67
Figura 3.12 – Estrutura de comunicação/controlado com uma unidade central e n unidades locais (tipo II).....	69
Figura 3.13 – Estrutura de comunicação/controlado com uma unidade central e $2n$ unidades locais (tipo III)	70

Figura 3.14 – Estrutura de comunicação/controle com uma unidade central e $2n$ unidades locais com dois barramentos de comunicação (tipo IV)	71
Figura 4.1 – Diagrama de blocos da estrutura de controle do conversor do lado de AT	77
Figura 4.2 – <i>Frame</i> de dados para comunicação do lado de AT: (a) <i>Frame</i> de dados da unidade central para unidade local; (b) <i>Frame</i> de dados da unidade local para unidade central	77
Figura 4.3 – Diagrama de blocos da estrutura de controle do conversor do lado de BT	79
Figura 4.4 – <i>Frame</i> de dados para comunicação do lado de BT: (a) <i>Frame</i> de dados da unidade central para unidade local; (b) <i>Frame</i> de dados da unidade local para unidade central	80
Figura 4.5 – Diagrama de blocos das malhas de controle do SST modular	82
Figura 4.6 – Configuração dos barramentos de comunicação I e II, compostos por redes RS-485 <i>half-duplex</i>	83
Figura 4.7 – Protocolo personalizado, <i>frame</i> de dados com 3 <i>bytes</i> de dados e 1 <i>byte</i> de CRC	85
Figura 4.8 – Frequências de amostragem de dados associadas às malhas de controle e aos conversores de potência	86
Figura 4.9 – Diagrama da transmissão de dados de n módulos para a unidade central.....	88
Figura 4.10 – <i>Frame</i> do protocolo CAN com 3 <i>bytes</i> de dados e com 1 <i>byte</i> ocioso de intervalo entre transmissões	90
Figura 4.11 – Frequências máximas de amostragem em função do número de módulos (n)..	91
Figura 4.12 – Gráfico de comparação do tempo de transmissão de dados em função do número de <i>bytes</i> transmitidos em barramento CAN (1 Mbps), RS-485 (2,34 Mbps) e RS-485 (10 Mbps).....	92
Figura 4.13 – Diagrama temporal para comunicação e sincronização dos módulos de AT ($n = 2$).....	94
Figura 4.14 – Diagrama temporal para comunicação e sincronização dos módulos de BT ($n = 2$).....	96
Figura 4.15 – Resultado experimental das interrupções e da comunicação com taxa de amostragem em 18 kHz na unidade central: Ch.1 linha de <i>Tx</i> , Ch.2 interrupção do ePWM1, Ch.3 envio de <i>sync</i> , Ch.4 interrupção de <i>Rx</i> da SCI	99
Figura 4.16 – Resultado experimental para interrupções na unidade central com frequência de amostragem de 15,3 kHz.....	101
Figura 4.17 - Resultados experimentais para os eventos nas unidades locais (Ch.1 ePWM1 instante 5, Ch.2 SCI Rx INT instante 4, Ch.3 Tx_{trig} instante 6 e Ch.4 <i>sync</i> da unidade central): (a) Unidade local 11; (b) Unidade local 12; (c) Unidade local 21; (d) Unidade local 22.....	102
Figura 4.18 – Diagrama temporal das interrupções para o lado de AT	103
Figura 4.19 – Diagrama temporal das interrupções para o lado de BT	103
Figura 4.20 – Diagrama de blocos de controle do estágio de conversão de energia de AT ..	106
Figura 4.21 – Resultados de simulação para o conversor CA-CC de AT: (a) Tensão CC total; (b) Tensões CC individuais (v_{cc11} e v_{cc12}); (c) Corrente CA de AT de referência ($i_{ca_AT}^*$) e sintetizada (i_{ca_AT}); (d) Tensão e corrente CA no terminais do SST	108
Figura 4.22 – Resultados de simulação do equilíbrio das tensões CC de AT: (a) Tensão dos módulos 1, e 2 (v_{cc11} , v_{cc21}); (b) Tensão CC total de AT	109
Figura 4.23 – Resultados experimentais para o conversor de AT (Ch.1 - v_{ca} , Ch.2 - v_{cc21} , Ch.3 - i_{ca_AT} e Ch.4 - v_{cc11}), para as seguintes condições: (a) Conversor operando com carga; (b) Conversor operando a vazio; (c) Degrau de carga de 0 % para 100 %; (d) Degrau de carga de 100 % para 0 %	110

- Figura 4.24 – Resultados experimentais para o conversor de AT (Ch.1 - v_{ca11} , Ch.2 - v_{ca21} , Ch.3 - i_{ca_AT} e Ch.4 - v_{ca_ATml}) ($V_{ccAT} = 120$ V, $R_{cel} = 40$ Ω e $I_{ca_peak} = 2.2$ A): (a) Tensão multinível cruzamento da corrente por zero; (b) tensões CA individuais dos módulos e tensão multinível total 111
- Figura 4.25 – Diagrama de blocos do controlador do estágio de conversão de energia intermediário (conversor DAB) 112
- Figura 4.26 – Resultados de simulação do conversor DAB submetido a degrau de carga: (a) Tensão CC do barramento; (b) Ângulo de entre a tensão primária e secundária do conversor DAB 113
- Figura 4.27 – Resultados experimentais para o conversor DAB (Ch.1 - v_{ld11} , Ch.2 - v_{cc12} e Ch.3 - i_{ld12}): (a) Degrau de carga de carga de 0 % para 100 %; (b) Degrau de carga de 100 % para 0 % 113
- Figura 4.28 – Resultados experimentais para o conversor DAB (Ch.1 - v_{ld11} , Ch.2 - v_{cc12} e Ch.3 - i_{ld12}): Tensão no indutor de dispersão (Ch1), tensão no barramento CC de BT (Ch.2) e corrente do transformador no lado de BT (Ch3) para 100 % de carga 114
- Figura 4.29 – Diagrama de blocos de controle do estágio de conversão de energia de BT ... 114
- Figura 4.30 – Resultado de simulação para o conversor de BT: (a) Tensão CA de Referência ($v_{ca_BT}^*$) e sintetizada (v_{ca_BT}); (b) Corrente CA de referência ($i_{ca_BT}^*$) e correntes individuais dos módulos 1 e 2 (i_{ca12} e i_{ca22}); (c) Tensão CA (v_{ca_BT}) e corrente na carga ($10 \times i_{ca_BT}$) 116
- Figura 4.31 – Resultado de simulação para o conversor de BT para corrente de referência ($i_{ca_BT}^*$) e as correntes individuais: (a) Módulo 1 (i_{ca12}); (b) Módulo 2 (i_{ca22})... 116
- Figura 4.32 – Resultado de experimentais para o conversor de BT (Ch.2 - V_{ca_BT} , Ch.3 - i_{ca12} , Ch.4 - i_{ca22} , $v_{ca_peak}^* = 50$ V, $V_{cc_BT} = 60$ V, $R_{load} = 8$ Ω): (a) Tensão CA de BT e correntes individuais; (b) Corrente individuais dos módulos (i_{ca12} e i_{ca22}); (c) degrau de carga de 0 % para 100 %; (d) degrau de carga de 100 % para 0 % .. 117
- Figura 4.33 – Resultados de simulação do SST com degrau de 0 % para 100 % em $t = 2$ s e de 100 % para 0 % em $t = 4$ s: (a) Corrente CA de AT de referência e sintetizada; (b) Tensão CC total e individuais de AT; (c) Tensões CC de BT; (d) Ângulo de defasagem dos conversores DAB; (e) Corrente CA de BT individuais; (f) Tensão CA e corrente de carga de BT..... 120
- Figura 4.34 – Resultados de simulação para o SST detalhe de 2 períodos das formas de ondas: (a) Corrente CA de AT de referência e sintetizada; (b) Tensão CC total e individuais de AT; (c) Tensão CC de BT individuais; (d) Ângulo de defasagem dos conversores DAB; (e) Corrente CA de BT individuais; (f) Tensão CA e corrente de carga de BT 121
- Figura 4.35 – Resultado de experimentais para o SST lado de AT (Ch.1 - v_{ca_ml} , Ch.2 - v_{cc21} , Ch.3 - i_{ca_AT} , Ch.4 - v_{cc11} , M - v_{cc_AT}): (a) Tensões CC individuais; (b) Tensão CC total (M); (c) Degrau de carga de 100 % - 0 % - 100 %, tensões CC individuais; (d) Degrau de carga, tensão CC total 122
- Figura 4.36 – Resultado de experimentais para o SST lado de BT, tensões CC, tensão e corrente CA de BT: (a) Com carga; (b) Degrau de carga de 100% - 0 % - 100 % 123
- Figura 4.37 – Foto da bancada do SST com os 2 módulos de potência e unidade central..... 123
- Figura 4.38 – Foto da bancada do SST: (a) Módulo de potência; (b) Unidade central 124
- Figura 5.1 – Módulo de potência para análise de estabilidade, composto pelos conversores DAB e CC-CA de BT 129
- Figura 5.2 – Comportamento da tensão CC de BT e da potência consumida no barramento ($\phi = 40^\circ$, $P_o = 500$ W); Conversor DAB com degrau de carga: (a) $f_c = 10$ Hz; (b)

	$f_c = 6$ Hz. Conversor DAB com degrau de potência constante: (c) $f_c = 10$ Hz; (d) $f_c = 6$ Hz.....	130
Figura 5.3 –	Diagrama de blocos em malha fechada do controle da tensão de saída do conversor DAB considerando o distúrbio de saída	131
Figura 5.4 –	Ilustração do comportamento do ângulo de defasagem (ação de controle) composto por uma parcela contínua e uma parcela alternada.....	131
Figura 5.5 –	Comportamento do ângulo de defasagem do conversor DAB quando conectado ao conversor CC-CA, com degrau de carga do lado CA ($\phi = 40^\circ$, $P_o = 500$ W), para as frequências de cruzamento de ganho do controle da tensão CC: (a) $f_c = 20$ Hz; (b) $f_c = 10$ Hz	132
Figura 5.6 –	Diagrama de blocos do conversor DAB em malha fechada, para perturbações na corrente de saída e na corrente do capacitor	133
Figura 5.7 –	Diagrama de blocos do conversor CC-CA de funções de transferência das perturbações que afetam a tensão CA e a corrente CC	134
Figura 5.8 –	Magnitude da impedância de saída do conversor DAB ($Z_{o_DAB}(s)$) e de entrada do conversor CC-CA ($Z_{i_BT}(s)$) em malha fechada ($\phi = 20^\circ$): (a) Variação da frequência de cruzamento ($C_o = 110 \mu\text{F}$, $f_c = 3, 5, 10, 20$ Hz); (b) Variação da capacitância do barramento ($f_c = 3$ Hz, $C_o = 110, 260$ e $340 \mu\text{F}$)	136
Figura 5.9 –	Circuito equivalente do conversor DAB em malha fechada com carga de potência constante.....	139
Figura 5.10 –	Diagrama de blocos do conversor DAB em malha fechada para perturbações em \hat{v}_ϕ , \hat{v}_i e \hat{i}_o	141
Figura 5.11 –	Diagrama de blocos em malha fechada do conversor DAB para perturbação de potência	141
Figura 5.12 –	Solução das raízes em função da variável auxiliar e variação do ângulo em graus	142
Figura 5.13 –	Comparação entre modelo do conversor DAB com degrau de potência constante e conversor de potência com degrau de carga no lado CA ($\phi = 40^\circ$, $P_o = 500$ W, $f_c = 10$ Hz)	143
Figura 5.14 –	Região de afundamento de tensão admissível para transferência da potência nominal (500 W) do conversor DAB à saída	144
Figura 5.15 –	Curva do afundamento de tensão em função da frequência de cruzamento para $C_o = 260 \mu\text{F}$, os níveis de tensão limite para os ângulos nominais de 20° , 30° e 40° e a região linear do conversor CC-CA.....	146
Figura 5.16 –	Resultado de simulação: conversor CC-CA operando dentro da região linear ($C_o = 260 \mu\text{F}$, $\phi = 16,7^\circ$, $f_c = 10$ Hz e $m_a = 0,77$): (a) Tensão CC do modelo e do módulo de potência; (b) Tensão CA normalizada em seu valor de pico.....	147
Figura 5.17 –	Resultado de simulação: conversor CC-CA operando dentro da região linear ($C_o = 260 \mu\text{F}$, $\phi = 16,7^\circ$, $f_c = 7$ Hz e $m_a = 0,77$): (a) Tensão CC do modelo e do módulo de potência; (b) Tensão CA normalizada em seu valor de pico.....	148
Figura 5.18 –	Resultado de simulação: perda de controlabilidade do conversor DAB devido ao afundamento de tensão CC ($C_o = 260 \mu\text{F}$, $\phi = 16,7^\circ$, $f_c = 4$ Hz e $m_a = 0,25$): (a) Tensão CC do modelo e do módulo de potência; (b) Tensão CA normalizada em seu valor de pico.....	148
Figura 5.19 –	Comparação do afundamento de tensão CC entre simulação e experimental para um degrau de 100 % ($C_o = 260 \mu\text{F}$, $L_d = 673 \mu\text{H}$, $m_a = 0,5$ e $P_o = 500$ W) para as frequências de cruzamento: (a) $f_c = 30$ Hz; (b) $f_c = 20$ Hz e (c) $f_c = 10$ Hz.....	149
Figura 5.20 –	Resultado experimental: medição da condição de carga ($V_o = 400$ V, $V_i = 400$ V, $P_o = 500$ W, $m_a = 0,77$, $\phi = 16,7^\circ$ e $f_c = 10$ Hz) onde $U_{dc1} = V_o$,	

Udc3 = V_i , Urms2 = V_{ca} , P1 = P_o , P2 = P_{ca} , P3 = P_i e η é a eficiência do conversor CC-CA	150
Figura 5.21 – Comparação entre da curva de afundamento entre simulação e resultados experimentais. Condição do experimental: $C_o = 260 \mu\text{F}$, $V_o = 400 \text{ V}$, $V_i = 400 \text{ V}$, $P_o = 500 \text{ W}$, $m_a = 0,5$, $\phi = 16,7^\circ$ e $V_{ca_rms} = 141,42 \text{ V}$	151
Figura 5.22 – Resultados experimentais: formas de onda Ch. 2 tensão CA, Ch. 3 corrente CA e Ch. 4 tensão CC ($V_o = 400 \text{ V}$, $V_i = 400 \text{ V}$, $P_o = 500 \text{ W}$, $m_a = 0,77$ e $\phi = 16,7^\circ$), para as seguintes frequências de cruzamento: (a) $f_c = 30 \text{ Hz}$; (b) $f_c = 20 \text{ Hz}$ e (c) $f_c = 10 \text{ Hz}$	152
Figura A.1 – Fluxo de dados: (a) Simples; (b) Unidirecional (<i>Half-duplex</i>); (c) Bidirecional (<i>Full-duplex</i>)	169
Figura A.2 – Topologias físicas de comunicação de dados.....	170
Figura A.3 – <i>Frame</i> de dados do protocolo MODBUS: (a) Formato ASCII; (b) Formato RTU	174
Figura A.4 – <i>Frame</i> de dados Profibus	175
Figura A.5 – Estrutura do <i>frame</i> de dados da CAN padrão: identificador de 11 <i>bits</i>	176
Figura A.6 – Estrutura do <i>frame</i> de dados da CAN estendida: identificador de 29 <i>bits</i>	176
Figura A.7 – <i>Frame</i> de transmissão de dados da I ² C: (a) Transmissão com apenas 1 <i>start bit</i> ; (b) Transmissão com repetição do <i>start</i> ; (c) Transmissão com 10 <i>bits</i> de endereço	177
Figura B.1 – Barramento de comunicação simples	179
Figura B.2 – Barramento de comunicação unidirecional	180
Figura B.3 – Barramento de comunicação (<i>full-duplex</i>)	181
Figura B.4 – Circuito de habilitação do <i>driver</i> (DE) de RS-485 para escrever no barramento	183
Figura C.1 – Diagrama de blocos da tensão de saída do conversor DAB em função das perturbações na variável auxiliar, na tensão de entrada e na corrente de saída.	188

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Comparação entre estruturas de comunicação para SST.....	72
Tabela 4.1 – Códigos de operação e suas respectivas funções na unidade de AT	78
Tabela 4.2 – Códigos de operação e suas respectivas funções na unidade de BT.....	80
Tabela 4.3 – Códigos de <i>status</i> da unidade de AT e BT	81
Tabela 4.4 – Parâmetros do SST	105
Tabela 5.1 – Parâmetro do conversor DAB para estudo de controlabilidade.....	137
Tabela 5.2 – Parâmetro do conversor CC-CA de BT para teste de estabilidade.....	137
Tabela B.1 – Tabela de operação do <i>driver</i> de RS-485 com habilitação (DE)	181

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ACK	Reconhecimento
AD	Analógico para Digital
ASCII	<i>American Standard Code for Information Interchange</i>
AT	Alta Tensão
BT	Baixa Tensão
CA	Corrente Alternada
CAN	<i>Controller Area Network</i>
CC	Corrente Contínua
CPL	<i>Constant Power Load</i>
CRC	Verificação de Redundância Cíclica
DA	Conversão Digital para Analógico
DAB	Ponte Ativa Dupla (do inglês, <i>Dual Active Bridge</i>)
DE	<i>Driver output Enable</i>
DESD	<i>Distributed Energy Storage Device</i>
DI	<i>Drive Input</i>
DP	<i>Decentralized Periphery</i>
DRER	<i>Distributed Renewable Energy Resource</i>
DSP	Processador Digital de Sinais
ECL	<i>Emitter-Coupled Logic</i>
EIA	Associação de Indústrias Eletrônicas
FC	<i>Flying Capacitor</i>
FIFO	<i>First In First Out</i>
FMS	<i>Fieldbus Message Specification</i>
FPGA	Arranjo de Portas Programáveis (do inglês <i>Field-Programmable Gate Array</i>)
I ² C	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
ID	Identificador
IO	Entradas e Saídas
ISO	Organização Internacional de Padronização
ISOP	<i>Input Series and Output Parallel</i>
LAN	Rede Local (do inglês <i>Local Area Network</i>)
LRC	Verificação de Redundância Longitudinal
MBP	<i>Manchester coded Bus Powered</i>
Mbps	<i>Megabits per Second</i>
MMC	Conversor Multinível Modular (do inglês, <i>Modular Multilevel Converter</i>)
NPC	Conversor com Ponto Neutro Grampeado
OSI	Interconexão de Sistemas Abertos
PA	<i>Process Automation</i>
PD	<i>Phase Disposition</i>
PEBB	<i>Power Electronics Building Blocks</i>
PS	<i>Phase Shift</i>
PVR	<i>Programmable Voltage Reference</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RE	<i>Receiver Enable</i>
RISC	<i>Reduced Instruction Set Computer</i>
RO	<i>Receiver Output</i>

RS	Padrão Recomendado
RTU	<i>Remote Terminal Unit</i>
R/W	Leitura/Escrita
SCI	<i>Serial Communication Interface</i>
SCL	Via de <i>Clock</i>
SDA	Via de Dados Serial
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SST	Transformador de Estado Sólido
TCP	Protocolo de Controle de Transmissão
TTL	<i>Transistor-Transistor Logic</i>
UTP	Par Trançado sem Blindagem

LISTA DE SÍMBOLOS

a_1 e a_2	Raízes da equação auxiliar
C_f	Capacitor do filtro LC de BT
$C_{id1}(s)$	Controlador de corrente CA de AT
$C_{id2}(s)$	Controlador de corrente CA individual de BT
$C_{i\phi}(s)$	Controlador de corrente de saída do DAB em função do ângulo
C_o	Capacitância do barramento CC de BT
$C_{vi1}(s)$	Controlador de tensão CC total de AT
$C_{vi2}(s)$	Controlador de tensão CA de BT
$C_{v_{ca}d}(s)$	Controlador de corrente de saída do DAB em função do índice de modulação
$C_{v_{cc}}(s)$	Controlador de ajuste de tensão CC de AT
$C_{v_{o\phi}}(s)$	Controlador de tensão CC em função do ângulo de defasagem
$C_{v_{o}v_{\phi}}(s)$	Controlador de tensão CC em função da variável auxiliar
C_{x1}	Capacitor do barramento CC de AT do SST
C_{x2}	Capacitor do barramento CC de BT do SST
C_1	Capacitor do circuito de habilitação do <i>driver</i>
c_1	Transmissão de dados da unidade central para unidades locais de AT
c_2	Transmissão de dados da unidade central para unidades locais de BT
\hat{d}	Perturbação na modulante do conversor CC-CA de BT
ePWM	Módulo de PWM do microcontrolador
f_1	Frequência de envio de dados da unidade central para as unidades locais de AT
f_2	Frequência de envio de dados da unidade local de AT para unidade central
f_3	Frequência de envio de dados da unidade central para as unidades locais de BT
f_4	Frequência de envio de dados da unidade local de BT para unidade central
f_c	Frequência de cruzamento de ganho do controle de tensão CC de BT
f_{ca_BT}	Frequência da tensão CA de BT
f_{sw}	Frequência de comutação da célula de AT
f_{swAT}	Frequência de comutação do conversor CA-CC de AT
f_{swBT}	Frequência de comutação do conversor CC-CA de BT
f_{swDAB}	Frequência de comutação do conversor DAB
$f_{v_{ca}}$	Frequência da tensão CA sintetizada
$G_{i_{od}}(s)$	Função de transferência da corrente CC de BT pelo índice de modulação
$G_{i_{oca}}(s)$	Função de transferência da corrente CC pela corrente CA de BT
$G_{i_{ov_o}}(s)$	Função de transferência da corrente CC pela tensão CC de BT
$G_{i_{\phi v_i}}(s)$	Função de transferência da corrente de saída do DAB pela tensão de entrada
$G_{i_{\phi v_{\phi}}}(s)$	Função de transferência da corrente de saída do DAB pela variável auxiliar
$G_{i_{\phi\phi}}(s)$	Função de transferência da corrente de saída do DAB pelo ângulo de defasagem
$G_{v_{ca}d}(s)$	Função de transferência da tensão CA de BT pelo índice de modulação
$G_{v_{ca}i_{ca}}(s)$	Função de transferência da tensão CA pela corrente CA de BT

$G_{v_{ca}v_o}(s)$	Função de transferência da tensão CA pela tensão CC de BT
$G_{v_o i_o}(s)$	Função de transferência da tensão CC pela corrente de carga CC
$G_{v_o i_{\phi}}(s)$	Função de transferência da tensão CC pela corrente de saída do conversor DAB
$G_{v_o v_i}(s)$	Função de transferência da tensão CC de saída pela tensão CC de entrada
$G_{v_o v_{\phi}}(s)$	Função de transferência da tensão CC pela variável auxiliar
$G_{v_o \phi}(s)$	Função de transferência da tensão CC pelo ângulo de defasagem
K_p	Ganho proporcional
i_{ca_AT}	Corrente CA de AT
$i_{ca_AT}^*$	Referência de corrente CA de AT
i_{cax2}	Corrente CA de BT do módulo x
i_{ca_BT}	Corrente CA de BT total
$i_{ca_BT}^*$	Referência de corrente CA de BT individual
\hat{i}_{ca_BT}	Perturbação na corrente CA de BT
i_{cax2}	Corrente CA de BT do módulo x
\hat{i}_{C_o}	Perturbação na corrente do capacitor do conversor DAB
i_o	Corrente de carga do conversor DAB
\hat{i}_o	Perturbação na corrente de carga do conversor DAB
i_{ϕ}	Corrente da saída do conversor DAB
\hat{i}_{ϕ}	Perturbação corrente da saída do conversor DAB
L_d	Indutância de dispersão do conversor DAB
L_{dx1}	Indutância de dispersão do conversor DAB do SST
L_f	Indutor do filtro LC de BT
L_{f1}	Indutor do filtro L do lado de AT
l_{x1}	Transmissão de dados da unidade local $x1$ para unidade central
l_{x2}	Transmissão de dados da unidade local $x2$ para unidade central
n	Número de módulos
N_1	Número de espiras do primário do transformador do DAB
N_2	Número de espiras do secundário do transformador do DAB
N_s	Relação de transformação do transformador do DAB
P_{CC-CA_BT}	Potência do conversor CC-CA de BT
P_{DAB}	Potência do conversor DAB
\hat{p}_o	Perturbação de potência
Q_1	Transistor do circuito de habilitação do <i>driver</i>
R_{BT}	Resistência de carga do conversor CC-CA de BT
R_d	Resistência de amortecimento do filtro LC
R_t	Resistor de terminação
R_1, R_2 e R_3	Resistores do circuito de habilitação do <i>driver</i>
S_t	Potência aparente total do SST
S_x	Potência do módulo x
$S_{p1}, S_{p2}, S_{p3}, S_{p4}$	Chaves do primário do conversor DAB (lado de AT)
$S_{s1}, S_{s2}, S_{s3}, S_{s4}$	Chaves do secundário do conversor DAB (lado de BT)
$S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}$	Chaves do conversor CC-CA de BT
t_b	Tempo de um <i>byte</i> de dados
$TBPHS_{x1}$	Valor inicial do contador para defasagem da portadora do lado de AT
$TBPHS_{x2}$	Valor inicial do contador para defasagem da portadora do lado de BT

t_{frame}	Tempo do <i>frame</i> de dados
$TPER$	Amplitude da portadora
t_{sa}	Período de amostragem
$t_{\text{sa_CAN}}$	Período de amostragem do protocolo CAN
$Tx_{\text{trig_21}}$	Portadora auxiliar para o envio de dados nas unidades locais de AT
$Tx_{\text{trig_22}}$	Portadora auxiliar para o envio de dados nas unidades locais de BT
t_2	Período da frequência f_2
$V_{\text{ca_AT}}$	Tensão CA de AT nominal
$v_{\text{ca_AT}}$	Tensão CA de AT
$V_{\text{ca_BT}}$	Tensão CA de BT nominal
$v_{\text{ca_BT}}$	Tensão CA de BT
$v_{\text{ca_BT}}^*$	Referência de Tensão CA de BT
$V_{\text{cc_AT}}$	Tensão CC total de AT nominal
$v_{\text{cc_AT}}$	Tensão CC total de AT
$v_{\text{cc_AT}}^*$	Referência de Tensão CC total de AT
$v_{\text{ccx_AT}}$	Referência de Tensão CC individual de AT
$v_{\text{cc_BT}}$	Tensão CC de BT
V_{ccx1}	Tensão CC individual de AT nominal
v_{ccx1}	Tensão CC de AT do módulo x
V_{ccx2}	Tensão CC de BT nominal
v_{ccx2}	Tensão CC de BT do módulo x
v_{cc2}^*	Referência de Tensão CC de BT
v_{cc2}	Referência de Tensão CC de BT
v_{dist}	Distúrbio na tensão de saída do conversor DAB
V_i	Tensão CC nominal de AT
v_i	Tensão CC de AT
\hat{v}_i	Perturbação na tensão CC de AT
V_{min}	Tensão mínima para transferência de potência no conversor DAB
V_o	Tensão CC nominal de BT
v_o	Tensão CC de BT
v_o^*	Referência de tensão CC de BT
\hat{v}_o	Perturbação na tensão CC de BT
v_ϕ	Variável auxiliar
t_{sa}	Período de amostragem
u_1	Ação de controle da malha interna de corrente de AT
u_{x1}'	Ação de controle individual do módulo x de AT
u_{x2}	Ação de controle da malha interna de corrente CA de BT do módulo x
x	Índice do módulo
X_L	Reatância indutiva de dispersão do conversor DAB
x_1	Referente ao lado de AT
x_2	Referente ao lado de BT
$Z_{i_BT}(s)$	Impedância de entrada do conversor CC-CA de BT em malha fechada
$Z_o(s)$	Impedância de saída do conversor DAB lado de BT
$Z_{o_DAB}(s)$	Impedância de saída do conversor DAB lado de BT em malha fechada
Δp_o	Degradamento de potência
Δv_o	Variação na tensão do barramento CC de BT
$\Delta V_{o,\text{max}(\phi)}$	Limite de afundamento de tensão para o ângulo de projeto (ϕ)
Δu_{x1}	Ação de controle da malha de regulação CC individual

ϕ	Ângulo de defasagem do conversor DAB
$\hat{\phi}$	Perturbação no ângulo de defasagem do conversor DAB
ϕ_n	Ângulo de defasagem nominal do conversor DAB
ϕ_x	Ação de controle da malha de tensão CC de BT do módulo x (ângulo de defasagem)
θ_{PS}	Ângulo de defasagem da modulação <i>phase shift</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	29
1.1	Justificativa	30
1.2	Objetivos e contribuições	34
1.3	Organização do trabalho.....	35
2	COMUNICAÇÃO DE DADOS EM ESTRUTURAS DE MÚLTIPLOS CONVERSORES.....	37
2.1	Camadas de rede de comunicação.....	37
2.2	Transmissão de dados em estruturas com múltiplos conversores.....	39
2.2.1	Comunicação paralela.....	39
2.2.2	Comunicação serial.....	40
2.2.3	Protocolos de comunicação personalizados.....	45
2.2.4	Sincronização entre dispositivos através da comunicação	49
2.3	Meios físicos e protocolos de transmissão de dados.....	51
2.4	Considerações finais	52
3	TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO: REQUISITOS DE COMUNICAÇÃO E CONTROLE.....	55
3.1	Topologias de transformador de estado sólido	55
3.1.1	SST com três estágios de conversão de energia	56
3.2	Controle do SST	59
3.2.1	Controle do conversor CA-CC do lado de AT	59
3.2.2	Controle dos conversores CC-CC isolados.....	63
3.2.3	Controle dos conversores CC-CA do lado de BT	64
3.3	Estrutura de comunicação para SST modular	65
3.3.1	Estrutura com unidade central e sem unidade local.....	67
3.3.2	Estrutura de comunicação com uma unidade central e n unidades locais	69
3.3.3	Estrutura de comunicação com uma unidade central e $2n$ unidades locais	70
3.4	Considerações finais	73
4	COMUNICAÇÃO DE DUPLO BARRAMENTO: CARACTERÍSTICAS, DESEMPENHO E ESPECIFICAÇÕES.....	75
4.1	Requisitos de transmissão de dados para controle do SST.....	76
4.1.1	Estrutura de controle do conversor do lado de AT	76
4.1.2	Estrutura de controle do conversor CC-CC isolado	78
4.1.3	Estrutura de controle do conversor do lado de BT	79
4.2	Especificação do barramento de comunicação RS-485.....	83
4.3	Protocolo de transmissão de dados proposto	84
4.3.1	Taxas de atualização e frequências de amostragem	85
4.3.2	Desempenho da rede de comunicação	88
4.3.3	Diagrama de processos e atualização das unidades locais.....	92
4.3.4	Implementação da rede de comunicação e resultados experimentais.....	98
4.3.5	Características do barramento de comunicação e do protocolo personalizado	104
4.4	Resultados de simulação e experimentais.....	105
4.4.1	Conversor CA-CC de AT	106
4.4.2	Conversor CC-CC isolado (DAB).....	111
4.4.3	Conversor CC-CA de BT.....	114
4.4.4	Resultados de simulação e experimentais do SST.....	118
4.5	Considerações finais	125

5	ESTABILIDADE E CONTROLABILIDADE DO BARRAMENTO CC PARA CONVERSOR DAB CONECTADO AO CONVERSOR CC-CA	127
5.1	Descrição do problema	128
5.2	Análise de estabilidade do barramento CC	133
5.2.1	Funções de transferência das impedâncias.....	133
5.2.2	Análise da estabilidade: critério das impedâncias.....	135
5.3	Modelo da tensão CC em malha fechada e análise transitória	138
5.3.1	Modelo do conversor DAB em malha fechada	138
5.3.2	Análise do afundamento de tensão no barramento CC	143
5.4	Resultados da análise de estabilidade e controlabilidade	145
5.4.1	Resultados de simulação para controlabilidade	145
5.4.2	Resultados experimentais para controlabilidade	149
5.5	Considerações finais.....	152
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	155
6.1	Trabalhos futuros.....	158
6.2	Publicações.....	159
	REFERÊNCIAS	161
	APÊNDICE A – TRANSMISSÃO DE DADOS: ESTRUTURAS E PROTOCOLOS..	169
A.1	Topologias físicas de redes de comunicação	169
A.1.1	Topologia em barramento	170
A.1.2	Topologia em anel.....	170
A.1.3	Topologia em estrela	171
A.1.4	Topologia em malha.....	171
A.2	Padrões de redes industriais com transmissão de dados seriais	171
A.2.1	Norma EIA-232.....	172
A.2.2	Norma EIA-485.....	172
A.2.3	Norma EIA-422.....	173
A.2.4	Foundation Fieldbus.....	173
A.2.5	Modbus.....	173
A.2.6	Profibus	174
A.2.7	CAN – <i>Contoller Area Network</i>	175
A.2.8	I ² C – <i>Inter-Integrated Circuit</i>	176
	APÊNDICE B – BARRAMENTO RS-485	179
B.1	Barramento simplex.....	179
B.2	Barramento <i>half-duplex</i>.....	180
B.3	Barramento <i>full-duplex</i>.....	181
B.4	Circuito de Habilitação.....	182
	APÊNDICE C - MODELO	185
C.1	Modelo do conversor DAB	185

1 INTRODUÇÃO

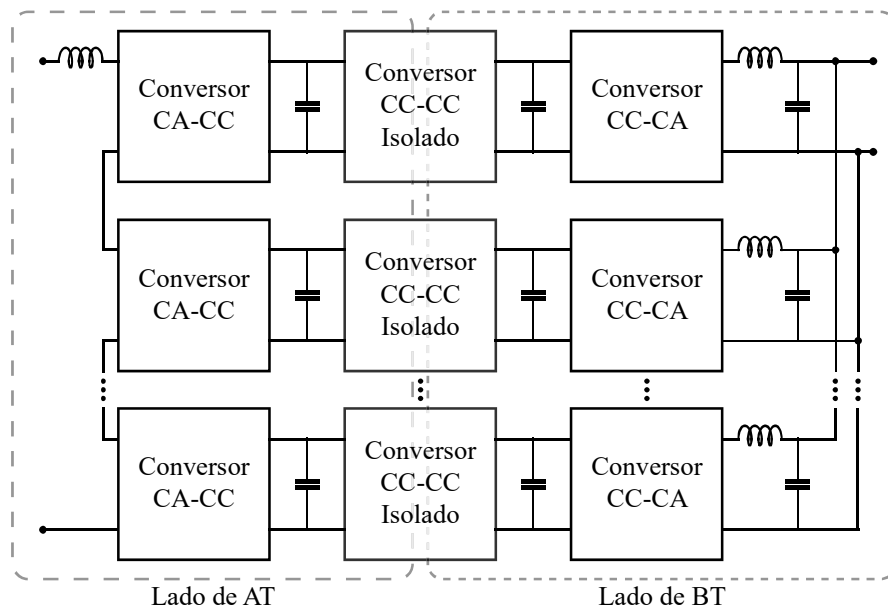
Associações de conversores estáticos de potência têm como objetivo atender as necessidades de conversão de energia, tais como: níveis de tensão, corrente e/ou potência, requisitos dinâmicos e diferentes modos de operação. O arranjo pode combinar conversores de forma série e/ou paralela, formando estruturas de potência modulares ou híbridas, simétricas ou assimétricas, entre outras classificações.

Como exemplo, a associação de conversores em série permite obter topologias de conversores multiníveis, que apresentam a característica de síntese de elevados níveis de tensão com baixa distorção harmônica, com dispositivos semicondutores de baixa tensão (RODRIGUEZ *et al.*, 2002), (HAMMOND, 1997), (AKAGI *et al.*, 2007), (MALINOWSKI *et al.*, 2010) e (AKAGI *et al.*, 2011). A conexão de conversores em série também é empregada em sistemas de corrente contínua (WU *et al.*, 2009).

Associações de conversores em paralelo podem ser usualmente encontradas em microrredes, em sistemas híbridos de energia, entre outras, que combinam fontes de energia e dispositivos de armazenamento distintos, tanto em corrente contínua quanto em corrente alternada (DRAGICEVIC *et al.*, 2014), (XIAONAN *et al.*, 2014), (GARCIA *et al.*, 2010) e (JIANG *et al.*, 2010).

Uma configuração de múltiplos conversores que tem recebido atenção nos últimos anos é a do transformador de estado sólido (SST, do inglês *Solid State Transformer*), que na sua configuração modular, com três estágios de conversão de energia, é constituído por conversores em série no lado de alta tensão, conversores CC-CC (Corrente Contínua) isolado e pode apresentar um único conversor CC-CA (Corrente Alternada) de baixa tensão (SUDHOFF, 1999), (XU *et al.*, 2013) e (XU *et al.*, 2014), ou conversores em paralelo (WANG, X. *et al.*, 2016) e (WANG, D. *et al.*, 2016), conforme mostrado na Figura 1.1.

Figura 1.1 – Estrutura de transformador de estado sólido com três estágios de potência, com entrada conectada em série e saída conectada em paralelo



Fonte: elaborada pelo autor.

1.1 JUSTIFICATIVA

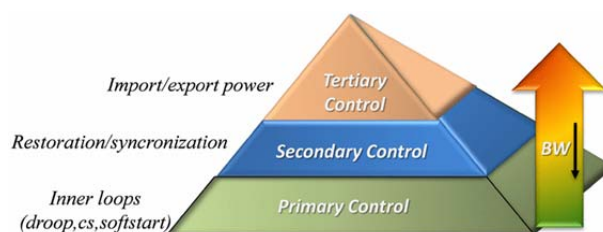
Aplicações de estruturas com múltiplos conversores estáticos de potência requerem o controle e a aquisição de inúmeras variáveis elétricas, e o acionamento de um grande número de dispositivos semicondutores de potência. Existem diversas técnicas de controle para esses sistemas, que podem ser classificadas em:

- Controle centralizado: constituído basicamente por uma unidade central que realiza o controle de toda a estrutura. Em estruturas com múltiplos conversores, que usualmente requerem a realimentação de inúmeras variáveis, faz-se necessário o emprego de *links* de comunicação e unidades locais para instrumentação. A principal desvantagem é a confiabilidade, devido ao fato de que todo o funcionamento depende de uma unidade central e dos *links* de comunicação, quando presentes (JIANG *et al.*, 2010), (AKAGI *et al.*, 2011) e (LAGO *et al.*, 2013).
- Controle distribuído: sua principal característica é o controle ser realizado localmente, junto ao conversor estático, e faz uso apenas de variáveis locais para o controle do conversor. Apresenta maior confiabilidade quando comparada a

estruturas de controle centralizado, pois é capaz de operar sem comunicação de dados, apenas com informações locais. Um método de controle distribuído bastante conhecido é o método *droop* (YEONG JIA *et al.*, 2006) (SCHONBERGER *et al.*, 2006), (CHEN *et al.*, 2013) e (PENG *et al.*, 2015).

- Controle hierárquico: é um método híbrido que combina o controle central e o controle distribuído, dividido em camadas: controle primário, controle secundário e controle terciário. A Figura 1.2 apresenta um diagrama de blocos dos níveis de hierarquia para uma microrrede. O primeiro nível (controle primário) realiza o controle no nível do conversor. O controle secundário é responsável pela regulação de variáveis globais. Por fim, o controle terciário realiza o controle do fluxo de energia. A camada mais interna (controle primário) possui maior banda passante e, conseqüentemente, a camada mais externa (controle terciário) com menor banda passante (XUNWEI *et al.*, 2014), (BIDRAM *et al.*, 2012) e (GUERRERO *et al.*, 2011).

Figura 1.2 – Diagrama de blocos de controle hierárquico aplicado em micro rede (GUERRERO *et al.*, 2011)



Fonte: (GUERRERO *et al.*, 2011).

Essas estruturas de controle para múltiplos conversores requerem a realimentação de inúmeras variáveis elétricas, distribuídas ao longo dos conversores, em sua grande maioria realizada de forma isolada. Assim, um grande fluxo de informações é trocado, de forma bidirecional, entre os controladores que compõem o sistema.

Para atender essas demandas de controle e comunicação é comum o uso e a associação de dispositivos para processamento digital de sinais e de dados, tais como microcontroladores, DSPs (do inglês *Digital Signal Processor*) e FPGAs (do inglês *Field-Programmable Gate Array*). A combinação desses dispositivos visa aumentar a capacidade de processamento de

dados e o número de entradas e saídas (AKAGI *et al.*, 2011), (XUNWEI *et al.*, 2014), (LAGO *et al.*, 2013), (HWANG *et al.*, 2013), (ATALIK *et al.*, 2012) e (CAON *et al.*, 2001).

Mesmo com associação de dispositivos de processamento, algumas demandas de controle podem não ser atendidas com apenas uma unidade de controle. Assim, aplicações com múltiplos conversores de potência podem requerer o uso de diversas unidades de controle que, na maioria das vezes, comunicam-se com uma unidade central. Essas configurações fazem uso de protocolos de comunicação, padronizados ou não, que visam atender as necessidades impostas pelo controle, operação, isolamento, entre outros requisitos da estrutura de potência (CELANOVIC *et al.*, 2000b), (PARK *et al.*, 2008), (PARKER *et al.*, 2013), (CHIEN-LIANG *et al.*, 2010), (MAYER *et al.*, 2012), (ATALIK *et al.*, 2012) e (LAGO *et al.*, 2013).

Diversos protocolos, padrões, recomendações e configurações de comunicação são empregados de acordo com a aplicação, tais como a rede CAN (do inglês *Controller Area Network*) (PARK *et al.*, 2008) e (PARKER *et al.*, 2013), Modbus (PARKER *et al.*, 2013) ou ainda protocolos personalizados (CELANOVIC *et al.*, 2000a), (MAYER *et al.*, 2012) e (MCGRATH *et al.*, 2014). Entretanto, aplicações em Eletrônica de Potência fazem uso, na maioria das vezes, de transmissão de dados seriais em protocolos padrões ou personalizados, e transmissão de dados paralela, quando microcontroladores e FPGAs são combinados. As arquiteturas de comunicação bem como o protocolo de comunicação são definidas pelo projetista levando em conta as suas características, como configuração de rede, número de elementos e principalmente taxas de transmissão de dados. Alguns protocolos fornecem funcionalidades, como por exemplo, arbitragem de barramento e verificação de redundância cíclica (CRC, do inglês *Cyclic Redundancy Check*), encontrado no protocolo CAN.

O transformador de estado sólido em sua configuração modular é um sistema de múltiplos conversores, composto por três estágios de conversão CA-CC, CC-CC e CC-CA, conforme mostrado na Figura 1.1. Conversores são associados em série no lado de alta tensão e em paralelo no lado de baixa tensão, constituindo uma estrutura com entrada série e saída paralela (ISOP, do inglês *Input-Series and Output-Parallel*). O conversor do lado de AT é composto por células monofásicas em ponte completa associadas em série, constituindo um único conversor. Requer o controle de variáveis globais e locais, que demandam um controlador central. Os conversores CC-CC isolados operam de forma individual, podendo ser controlados localmente. Os conversores do lado de BT são conectados em paralelo, os quais podem ser controlados de forma global ou individual, fazendo uso de uma das três técnicas de controle para múltiplos conversores (central, distribuído ou hierárquico).

O projeto de controle dos estágios de conversão de energia é normalmente realizado de forma individual, para cada estágio. Porém, a conexão do estágio de conversão CC-CC (conversor DAB, do inglês *Dual Active Bridge*) com o estágio de conversão CC-CA de baixa tensão pode apresentar instabilidade, devido à característica de potência ativa constante do conversor CC-CA, para variações de tensão CC, quando operando em malha fechada (EMADI *et al.*, 2006). Essa característica pode tornar o conversor CC-CC não controlável, devido ao afundamento de tensão CC. A estabilidade de conversores acoplados pode ser verificada através do critério das impedâncias de Midlebrook (KRISHNAMURTHY *et al.*, 2008), (MADHUSOODHANAN *et al.*, 2014) e (TIAN *et al.*, 2016). O sistema é estável se a magnitude da impedância de saída do conversor CC-CC for menor que a magnitude da impedância de entrada do conversor CC-CA, ambos em malha fechada, para todo o espectro. Mesmo com a estabilidade garantida o conversor CC-CC pode tornar-se não controlável quando um degrau de carga é aplicado no conversor CC-CA.

Assim, os principais objetivos desta Tese de Doutorado são o desenvolvimento de um sistema de comunicação e controle para transformadores de estado sólido com estrutura modular e o estudo da controlabilidade para o conversor DAB conectado ao conversor CC-CA, com a obtenção de um modelo para o afundamento de tensão em função do degrau de potência constante. Dessa forma, em um primeiro momento, é realizada uma análise de estruturas de comunicação empregadas em sistemas com múltiplos conversores estáticos de potência. Esta análise abrange protocolos com aplicações industriais que definem a camada física e de enlace de dados. Este trabalho propõe uma estrutura de comunicação de dados baseada em barramento, para o suporte a múltiplos dispositivos com o objetivo de ser uma estrutura com característica modular de comunicação para sistemas com múltiplos conversores estáticos de potência. A configuração é estudada juntamente com um protocolo de transmissão de dados proposto, a fim de atender as demandas de comunicação e controle da estrutura em que é empregada. A proposta é então comparada com um protocolo CAN, para determinar o desempenho dos mesmos quando aplicado em estrutura de controle de conversores. Essa comparação visa obter também a capacidade máxima de amostragem que pode ser obtida do sistema proposto. Como forma de validar a configuração do barramento e do protocolo proposto, o mesmo é implementado em microcontroladores e as limitações da implementação definem a frequência de amostragem que pode ser obtida através da rede de comunicação.

Adicionalmente, um estudo da controlabilidade é desenvolvido para conversores conectados em cascata, como o conversor DAB e conversor CC-CA, com aplicação em SST.

O projeto de controle desses conversores é desenvolvido considerando sua operação isolada, que quando agrupados podem apresentar problemas de estabilidade e de controlabilidade. Para análise da controlabilidade um modelo do afundamento de tensão CC em função do degrau de potência é obtido. A partir desse modelo também é representada a amplitude do afundamento de tensão CC em função da frequência de cruzamento de ganho da malha de tensão CC para uma perturbação de potência constante.

1.2 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES

Esta tese tem por objetivo o desenvolvimento de sistemas de controle e comunicação modulares aplicados a estruturas de múltiplos conversores, com ênfase na estrutura de SST modular com três estágios de conversão de energia.

Uma revisão de estruturas de controle e técnicas de sincronismo para sistemas de múltiplos conversores que fazem uso de comunicação são apresentadas. Além disso, uma síntese de configurações de redes, padrões e protocolos de comunicação é discutida, a fim de avaliar as suas características de operação e aplicação.

Este trabalho apresenta como contribuição uma arquitetura de comunicação com característica modular e um protocolo de transmissão de dados serial personalizado para o controle de um SST, com fluxo de dados bidirecionais. A arquitetura de comunicação baseada em barramento é empregada para fornecer modularidade ao sistema e permitir a conexão de múltiplos dispositivos que constituem a estrutura de controle. Essa configuração é implementada em RS-485 e dá suporte à transmissão de dados bidirecionais entre os controladores dos conversores de potência. As características do protocolo de transmissão de dados, configuração de rede, implementação e principalmente a taxa de transmissão de dados tem impacto direto na estrutura de controle digital. Essas características são levadas em conta para avaliar quais são as restrições impostas pela rede de comunicação na estrutura de controle.

Nessa configuração também são consideradas as necessidades da estrutura de controle quanto a taxas de amostragem, fluxo de informação e sincronização entre módulos. O protocolo de comunicação CAN é empregado nos estudos comparativos, devido a sua operação em barramento, robustez em aplicações industriais e com taxa de transmissão de dados de até 1 Mbps. Assim, a configuração proposta de comunicação e controle modular em

conjunto com o protocolo personalizado é comparado com o CAN, e suas características são discutidas.

Os controladores empregados para o controle dos conversores que compõem o SST modular são apresentados. Sua implementação é feita em unidades locais e na unidade central e o fluxo de dados do SST realizado através da rede de comunicação. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para os conversores operando de forma isolada e também em conjunto no SST, para validar a proposta de comunicação e controle.

Por fim, é apresentada uma análise da controlabilidade do conversor DAB conectado ao conversor CC-CA, para o barramento CC de baixa tensão. Essa análise tem por objetivo contribuir com um modelo para a perturbação na tensão CC em função da perturbação de potência constante no barramento. Além disso, obtêm-se as restrições para o projeto da malha de controle da tensão CC do conversor DAB e a obtenção dos limites de controlabilidade para esse conversor.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho é estruturado em seis capítulos. O Capítulo 2 apresenta o modelo de interconexão de sistemas abertos e o estudo de estruturas de múltiplos conversores que empregam transmissão de dados entre dispositivos de processamento, tanto em barramento paralelo quanto em serial. Aborda os protocolos empregados e os métodos de sincronização de dispositivos através da estrutura de comunicação. Também faz uma breve comparação entre protocolos de transmissão de dados.

O Capítulo 3 apresenta uma contextualização do SST e sua estrutura modular de potência. As estruturas de controle empregadas em cada estágio de conversão de energia também são apresentadas, assim como as configurações do sistema de comunicação e a estrutura proposta. Essas configurações de comunicação são comparadas quanto à modularidade, número de vias isoladas e número de IO's (do inglês *Input/Output*), em função do número de módulos de potência.

O Capítulo 4 faz o detalhamento da configuração do barramento de comunicação. Apresenta a análise das demandas de variáveis para os controladores, resultando nos requisitos do sistema de transmissão de dados e do protocolo personalizado. Também é realizada a especificação e descrição do protocolo personalizado, das mensagens transmitidas e da formatação das variáveis. Como critério de avaliação, a configuração de barramento RS-

485 e o protocolo personalizado são comparados com o protocolo CAN. Os diagramas temporais de comunicação para os lados de AT e BT, a implementação da comunicação com resultados experimentais e as restrições impostas pelo *hardware* são apresentados. Por fim, resultados de simulação e experimentais são apresentados, inicialmente para os conversores operando isoladamente e, posteriormente, para o SST.

O Capítulo 5 apresenta um estudo da controlabilidade de conversores em cascata, quando submetidos a perturbações de carga. A partir da definição do problema do afundamento de tensão CC, a análise de estabilidade através do critério das impedâncias é aplicada, a fim de demonstrar a estabilidade dos conversores acoplados e a contribuição dos parâmetros de projeto na estabilidade. Para determinar o comportamento da tensão CC no barramento, é obtido um modelo da perturbação de tensão em função do degrau de potência constante. A partir do modelo é traçada uma curva que expressa a tensão do afundamento em função da frequência de cruzamento de ganho do controlador de tensão CC. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para validação da curva de afundamento.

Por fim, o Capítulo 6 apresenta as considerações finais desta Tese e as propostas de investigação futuras.

Os apêndices são estruturados da seguinte forma:

- Apêndice A apresenta a revisão de transmissão de dados seriais, configuração de estruturas físicas e os padrões de redes industriais de transmissão de dados.
- Apêndice B apresenta a configuração da rede RS-485 empregada, suas características de implementação e circuito de habilitação de *driver*.
- Apêndice C apresenta os modelos para o conversor DAB, obtidos a partir da equação de corrente de saída do conversor.

2 COMUNICAÇÃO DE DADOS EM ESTRUTURAS DE MÚLTIPLOS CONVERSORES

As estruturas com múltiplos conversores são formadas por conversores estáticos de potência associados em série ou paralelo, em diversas aplicações, tais como: microrredes, conversores multiníveis, acionamento de máquinas elétricas, transformador de estado sólido, entre outras aplicações (BAKER *et al.*, 1975), (RODRIGUEZ *et al.*, 2002), (WU *et al.*, 2009), (JIANG *et al.*, 2010), (GARCIA *et al.*, 2010), (MARQUARDT, 2010), (MALINOWSKI *et al.*, 2010), (ANNUNZIATO, 2012), (DRAGICEVIC *et al.*, 2014) e (XUNWEI *et al.*, 2014).

Esse capítulo apresenta as camadas do modelo para interconexão de sistemas abertos, estruturas com múltiplos conversores que fazem uso de comunicação de dados entre os dispositivos de controle/modulação que os constituem e técnicas empregadas para sincronização das portadoras em unidades locais através da comunicação. Também são apresentados os protocolos de comunicação empregados, os quais são classificados em protocolos padrões e protocolos personalizados, e as técnicas de sincronização das unidades de controle. As estruturas de múltiplos conversores que empregam transmissão de dados são divididas em dois grupos: estruturas com transmissão paralela e estruturas com transmissão serial.

Algumas características são desejáveis em sistemas de comunicação para múltiplos conversores, tais como: modularidade, reduzido número de vias isoladas para aplicações que demandam isolamento e sincronização de dispositivos locais. Além disso, no Apêndice A é apresentada uma revisão sobre transmissão de dados seriais, topologias físicas de rede de comunicação e os principais padrões de redes industriais com transmissão de dados seriais, com o objetivo de complementar e auxiliar no conteúdo deste capítulo.

2.1 CAMADAS DE REDE DE COMUNICAÇÃO

Os protocolos de redes de comunicação são baseados em camadas que definem suas funcionalidades, podendo ser lógica ou física. Com o objetivo de padronizar os protocolos de comunicação o modelo para interconexão de sistemas abertos (OSI, do inglês *Open System Interconnection*) foi criado pela Organização Internacional de Padronização (ISO, do inglês *International Standards Organization*). Esse modelo é constituído por sete camadas,

conforme apresentado na Figura 2.1, denominadas de camada física, de enlace de dados, de rede, de transporte, de sessão, de apresentação e de aplicação (MACKAY *et al.*, 2004), (FOROUZAN *et al.*, 2007) e (FITZGERARD, 2009).

Figura 2.1 – Camadas que compõem o modelo OSI

Camadas	7 - Aplicação
	6 - Apresentação
	5 - Sessão
	4 - Transporte
	3 - Rede
	2 - Enlace de dados
	1 - Física

Fonte: elaborada pelo autor.

Camada física: responsável pela transmissão da informação (*bits*) através do meio físico de comunicação. Define o padrão de transmissão, como níveis de tensão, representação dos *bits*, fluxo de dados, velocidade de transmissão e meio físico de envio. Por exemplo, os padrões EIA-232 (RS-232) e EIA-485 (RS-485) dizem respeito à camada física.

Camada de enlace de dados: nessa camada as mensagens de dados são criadas e reconhecidas. Realiza ainda a detecção de início e fim da recepção de dados, o controle de fluxo, detecção de erro e disparo da comunicação.

Camada de rede: realiza endereçamento lógico dos pacotes de dados e o traçado da rota (roteamento), a fim de determinar o melhor caminho para a mensagem chegar ao destino.

Camada de transporte: é responsável pela entrega da mensagem ao destino. Realiza a segmentação do pacote de dados em elementos menores para transmissão. Assegura que os pacotes sejam recebidos e estejam em ordem para reconstrução. Realiza o controle da conexão (orientada ou não orientada), controle de fluxo e de erro.

Camada de sessão: é responsável por estabilizar, manter, sincronizar e terminar a comunicação entre os dispositivos. Possui capacidade de recuperação de comunicação interrompida e faz verificação de pontos de sincronização.

Camada de apresentação: formatação dos dados de entrada e de saídas ou exibição. É capaz de realizar compressão, conversão e criptografia de dados.

Camada de aplicação: é a camada onde o usuário tem acesso, seja para receber ou para enviar informações através de aplicações.

No estudo dos protocolos de redes industriais apenas as camadas de enlace de dados e física do modelo OSI são de interesse, as quais se referem ao meio físico e a formatação do *frame* de dados. A camada de aplicação é realizada pelos dispositivos de processamento do sistema: microcontroladores, DSP's ou FPGA.

2.2 TRANSMISSÃO DE DADOS EM ESTRUTURAS COM MÚLTIPLOS CONVERSORES

O fluxo de dados e a taxa de transmissão de dados estão ligados diretamente a estrutura de controle/modulação dos conversores. Baixas taxas de transmissão são encontradas em aplicações com técnicas de controle hierárquico. Nessas técnicas, a camada de controle primário, que possui maior banda passante, é realizada localmente (junto ao conversor), e as demais camadas de controle (secundária e terciária), com bandas passantes menores, são realizadas em controladores centrais e transmitidas aos controladores locais, através de um meio de comunicação (GUERRERO *et al.*, 2011).

À medida que as dinâmicas das plantas tornam-se mais rápidas são necessários meios de comunicação com maiores bandas passantes. Assim, podem ser aplicadas estruturas com maiores taxas de transmissão de dados, tais como: barramentos de comunicação a partir de 1 Mbps (PARKER *et al.*, 2013), comunicação ponto a ponto de até 12,5 Mbps (SCHARRER *et al.*, 2012) e (ATALIK *et al.*, 2012) e em *links* de comunicação com configuração em anel de 125 Mbps (CELANOVIC *et al.*, 2000a). No entanto, taxas de transmissão elevadas muitas vezes são obtidas com o auxílio de circuitos integrados dedicados.

2.2.1 Comunicação paralela

A transmissão de dados de forma paralela é aplicada entre dispositivos com distâncias pequenas, como em circuitos que conectam microcontroladores e FPGA. Porém, à medida que a distância entre os dispositivos aumenta a taxa de transmissão de dados é reduzida. É comum a associação de diferentes dispositivos de processamento, tais como FPGA e microcontroladores, quando se deseja aliar as características desses dois dispositivos. Dessa

forma, podem-se empregar conversores AD, módulos PWM (do inglês *Pulse Width Modulation*), memórias, interfaces de comunicação, entre outras características de DSPs com a flexibilidade e o grande número de IOs dos dispositivos FPGA. Como exemplo, a comunicação de forma paralela, com 12 *bits* de endereço e 24 *bits* de dados, foi utilizada para transmissão de dados entre DSP e FPGA, em aplicação de SST com uma unidade central, sem uso de unidades locais (HWANG *et al.*, 2013). Essa comunicação também faz uso de uma via de *clock* de 75 MHz para controle do processo no dispositivo FPGA. Em LAGO *et al.* (2013) também é utilizada comunicação paralela entre DSP e FPGA, com 16 *bits* de dados e 8 *bits* de endereço, em uma unidade de controle central para conversor multinível modular (MMC, do inglês *Modular Multilevel Converter*).

2.2.2 Comunicação serial

A transmissão de dados de forma serial tem como principal característica o reduzido número de vias entre os dispositivos, sendo necessárias apenas duas vias nos protocolos/padrões (RS-485, CAN, I²C), com conexão paralela de dispositivos ao longo da rede, para estruturas com configuração em barramento.

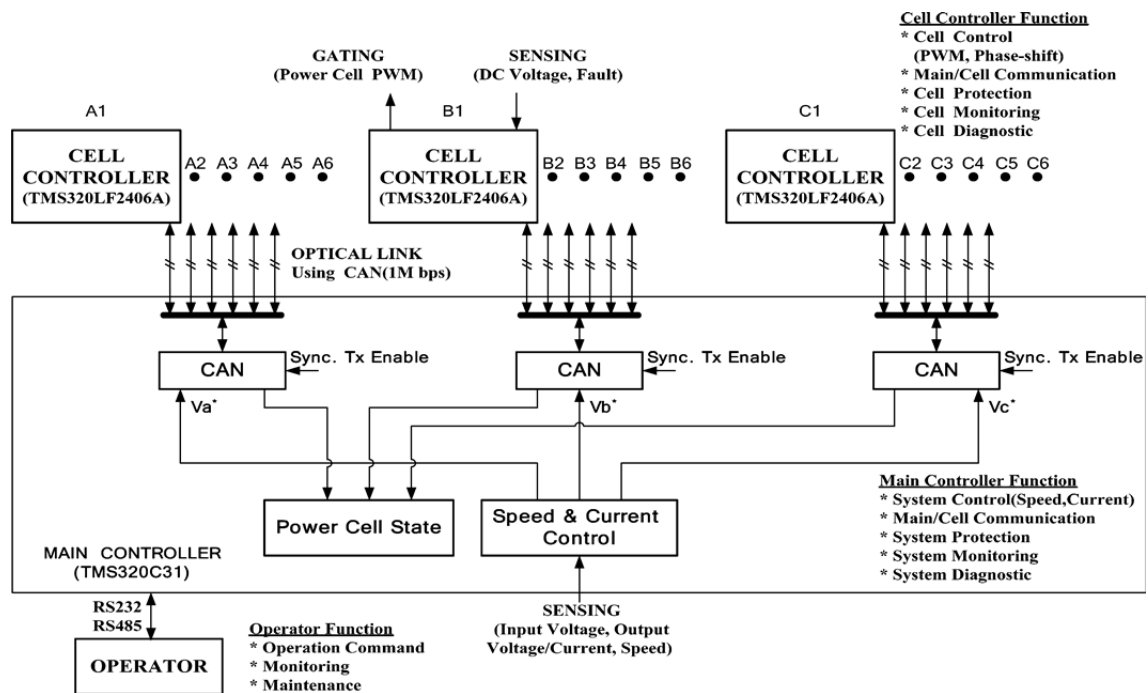
2.2.2.1 Barramento de comunicação serial

Entre os diversos protocolos, o protocolo CAN apresenta as vantagens de ser um protocolo presente em um grande número de dispositivos microntroladores. As unidades possuem identificadores de mensagens (*message ID*), que determinam a prioridade de acesso ao barramento. A arbitragem define que a unidade com identificador de menor prioridade deve interromper sua transmissão de dados, quando duas unidades tentarem acessar o barramento ao mesmo tempo (RENESAS, 2006). Para aplicações que empregam esse tipo de barramento, tal como conversores conectados em série, faz-se necessária a isolação entre os dispositivos e o barramento, na maioria das vezes através de fibra ótica, para altos níveis de tensão de isolação (PARK *et al.*, 2008), ou optoacopladores para menores níveis de tensão de isolação (PARKER *et al.*, 2013).

Em PARK *et al.* (2008) três redes do tipo CAN são utilizadas em um conversor multinível cascata trifásico, com uma rede de comunicação para cada fase, que comunica os dispositivos locais com uma unidade central de controle. Cada fase do conversor é composta

por seis conversores em ponte completa associados em série, sendo que cada conversor possui uma unidade de controle local, conectada ao barramento de comunicação da respectiva fase através de fibra ótica, conforme mostra a Figura 2.2. As unidades locais recebem uma mensagem, a cada período de amostragem de controle, contendo sequência de partida ou parada, referência de tensão, período de comutação, número de células por fase, número de células com falha, localização da célula com falha e solicitação de resposta da célula. Também a cada período de amostragem uma das células envia dados à unidade central. Assim, a cada seis períodos de amostragem a unidade central completa uma leitura de todas as unidades locais.

Figura 2.2 – Estrutura de comunicação com rede CAN em um conversor multinível cascata

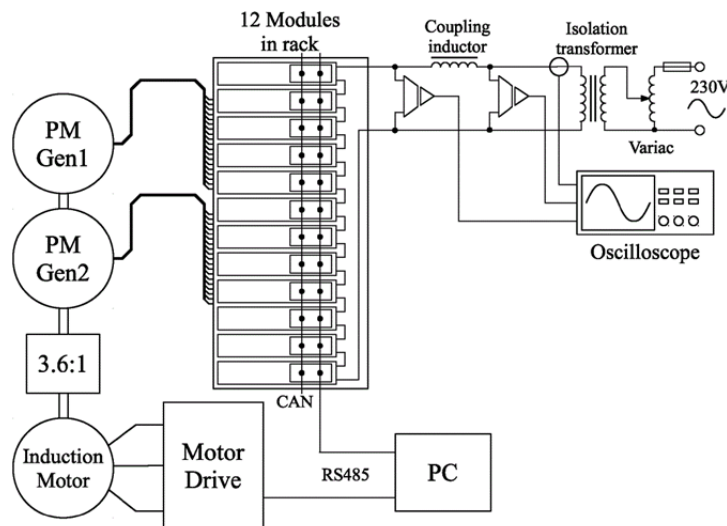


Fonte: (PARK *et al.*, 2008).

Parker (2013) faz o uso de dois tipos de comunicação baseadas em barramento: o barramento de comunicação CAN (1 Mbps) para operação do conversor e o MODBUS para supervisão, conforme o diagrama da Figura 2.3. O conversor faz uso de controle distribuído e os módulos comunicam-se através do barramento CAN, que realiza a sincronização dos mesmos para produção da defasagem requerida pela modulação *phase-shift*, mesmo em condições de falta. As proteções dos módulos são efetuadas localmente, devido ao fato de que a rede CAN apresenta baixa banda passante de dados, e o barramento CAN é implementado

de forma isolada com o uso de optoacopladores. Já o protocolo MODBUS, em meio físico RS-485, realiza a interface com computador para leitura de informações e configurações do modo de operação.

Figura 2.3 – Diagrama da estrutura de comunicação CAN e MODBUS (RS-485) aplicada a um conversor multinível cascata



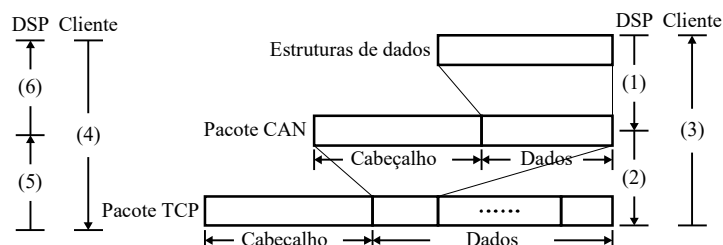
Fonte: (PARKER *et al.*, 2013).

Os dados do barramento CAN também podem ser empacotados em outros protocolos e transmitidos a longas distâncias para superar as limitações de comprimento de barramento, que é de 40 metros em barramentos de 1 Mbps (RENESAS, 2006). Chien-Liang (2010) apresenta o projeto de um sistema de controle remoto para um servo motor com estimação do tempo de atraso e preditor de Smith adaptativo, usando protocolo CAN inserido em um protocolo de controle de transmissão (TCP, do inglês *Transmission Control Protocol*), conforme mostrado na Figura 2.4. A transmissão de dados do usuário até o dispositivo cliente passa pelas etapas (1), (2) e (3), na qual os dados a serem transmitidos são inseridos em um pacote de dados CAN que é posteriormente inserido em um pacote de transmissão de dados TCP. A recepção da transmissão e decodificação segue o processo de forma inversa (4), (5) e (6). Os atrasos desse tipo de transmissão ocorrem no nó do servidor, no canal da rede e no nó do cliente, e também dependem do tamanho da mensagem, da taxa de transmissão e do comprimento do meio (CHIEN-LIANG *et al.*, 2010).

A configuração em barramento é utilizada em ATALIK *et al.* (2012), com isolamento por fibras óticas e taxa de transmissão de dados de 1,56 Mbps. Mais detalhes desta estrutura são

apresentados na seção 2.2.2.4 e na Figura 2.6, pois este trabalho também emprega comunicação serial ponto a ponto.

Figura 2.4 – Sistema de controle remoto com transmissão de pacote CAN em protocolo TCP



Fonte: editado pelo autor com base no original em (CHIEN-LIANG *et al.*, 2010).

2.2.2.2 Comunicação serial em anel

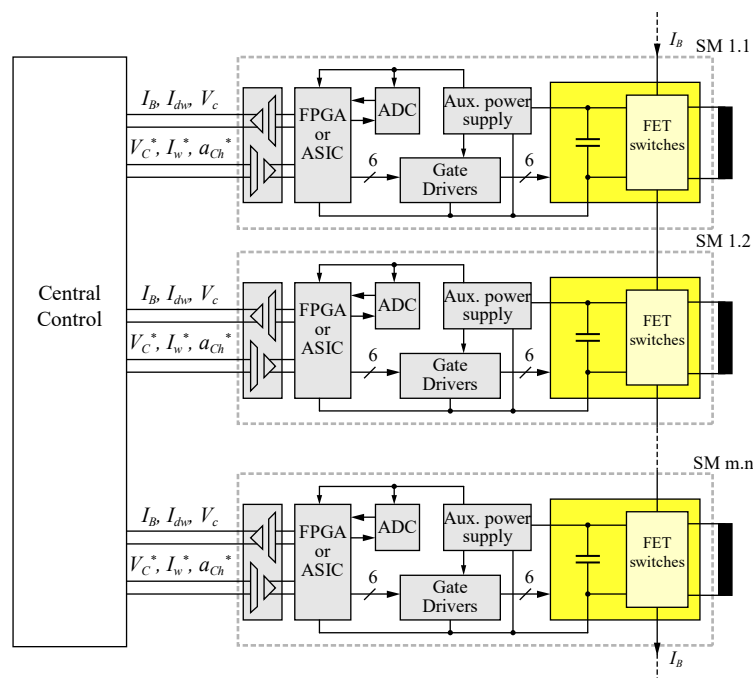
A transmissão de dados serial na topologia anel pode ser encaminhada por endereçamento ou transmitida a todos os dispositivos (*broadcast*). Em ambos os modos somente o controlador mestre é capaz de iniciar uma comunicação. No modo endereçado a mensagem é retransmitida pelos elementos da rede em anel até chegar à unidade de destino ou, caso o endereço não tenha sido encontrado, retorna e é destruída pela unidade mestre. Essa estrutura de comunicação apresenta atrasos de tempo, devido à passagem pelas estações, os quais precisam ser compensados (MCGRATH *et al.*, 2014), (ZHANG *et al.*, 2014).

Uma variação da rede em anel é a rede encadeada, denominada de *daisy chain*. Essa estrutura encadeada é utilizada em módulos de potência (PEBB, do inglês *Power Electronics Build Blocks*) (CELANOVIC *et al.*, 2000b). A comunicação entre dispositivos faz uso de FPGA e transmissores e receptores de alta velocidade com emissor acoplado (ECL, do inglês *Emitter-Coupled Logic*). A interface de comunicação atua em três camadas do padrão OSI. A camada física é realizada por fibra ótica, através de transceptores óticos. A camada de enlace de dados é obtida com o uso de transmissores e receptores dedicados, que efetua a conversão de dados paralelos em seriais e vice-versa. A camada de comunicação implementa as funções da camada de rede, e opera como um processador RISC (do inglês, *Reduced Instruction Set Computer*). A rede em anel insere um atraso no pacote de dados ao passar por cada nó, assim a sincronização dos módulos pode ser comprometida.

2.2.2.3 Comunicação serial em estrela

As estruturas com configuração em estrela apresentam dispositivos concentradores, os quais implementam as portas de comunicação com as unidades locais. Esses elementos concentradores geralmente são dispositivos do tipo FPGA, os quais são flexíveis e podem ser programados para atender inúmeras portas de comunicação com protocolos de transmissão padrão ou personalizados. Além de gerenciar todas essas portas de comunicação simultaneamente, com transmissão de dados *full-duplex*. Em determinadas aplicações a unidade central combina FPGA com processadores digital de sinais para realização das malhas de controle (MAYER *et al.*, 2012) e (LAGO *et al.*, 2013). A Figura 2.5 mostra o diagrama de blocos da estrutura de comunicação em estrela, entre a unidade central e as unidades locais, e as grandezas que são transmitidas pela rede de comunicação empregada em Mayer *et al.* (2012).

Figura 2.5 – Comunicação serial com configuração em estrela



Fonte: editado pelo autor com base no original em (MAYER *et al.*, 2012).

Já no trabalho de Lago (2013) o controle é realizado de forma central pelo DSP e a modulação do conversor multinível modular pelo FPGA. Assim, cada comutação que deve ser realizada pelos submódulos é transmitida pela rede de comunicação, decodificada e realizada

pelos módulos locais. A transmissão e decodificação demoram aproximadamente 3,3 μ s, representando 4,26 % do período de uma portadora de 12,96 kHz.

2.2.2.4 Comunicação serial ponto a ponto

A transmissão de dados serial também pode ser feita através do periférico de interface serial (SPI, do inglês *Serial Peripheral Interface*), de forma síncrona, com via dedicada de *clock*, comum em processadores digitais de sinais. É um protocolo empregado em pequenas distâncias, com duas vias de dados (*full-duplex*), via de *clock* e via para seleção de escravo. É possível obter taxas de transmissão consideráveis ponto a ponto ou em barramento com a desvantagem de possuir uma via a mais de *clock*. Com um processador digital de sinais com 150 MHz de *clock*, é possível obter uma taxa de transferência de dados de 9,4 Mbps (ATALIK *et al.*, 2012). O autor também utiliza barramento de comunicação serial assíncrona unidirecional (*half-duplex*) em 3 Mbps, 1,56 Mbps e 115,2 kbps, conforme mostrado na Figura 2.6.

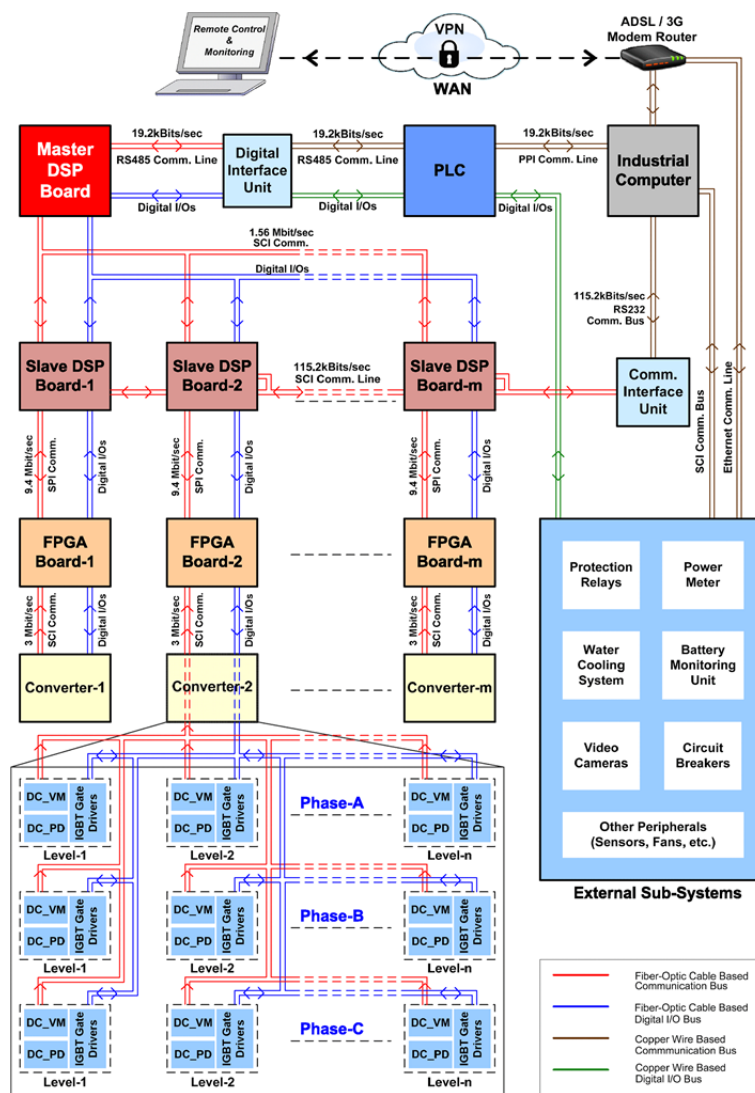
A transmissão de dados pela interface SPI entre dois dispositivos, apresenta a desvantagem de uma via adicional de *clock*. Essa característica a torna menos atrativa em estruturas que requerem isolamento galvânica entre dispositivos. Nesse sentido, a codificação *Manchester* transmite em uma única via *clock* e dados codificados. Essa codificação requer o dobro de banda passante do canal de comunicação, para que a mesma taxa de transferência de dados seja obtida (FORSTER, 2000). Scharrer (2012) faz uso de um canal de comunicação bidirecional, constituído de dois canais *half-duplex*, com sincronização de *clock* no dispositivo escravo, sem a necessidade da duplicação de banda passante de comunicação, para transferência do sinal de *clock*. Mais detalhes sobre a sincronização das portadoras locais são apresentados no item 2.2.4.

2.2.3 Protocolos de comunicação personalizados

Para atender as necessidades de transmissão de dados que os protocolos padrões não suprem, são utilizadas formatações de transmissão personalizadas, que utilizam um meio físico padrão, na maioria das vezes RS-485. Os protocolos personalizados podem ser realizados por dispositivos com flexibilidade na formatação do protocolo de comunicação, tais como microcontroladores e FPGA. Estes protocolos personalizados permitem maior

controle sobre a transmissão de dados, principalmente no que se refere a tempo e até a sincronização entre módulos através da comunicação. Mensagens de dados com maior número de *bits* também podem ser empregadas, bem como mensagens com tamanhos variados de acordo com a operação a realizar.

Figura 2.6 – Diagrama de blocos da estrutura de comunicação entre os dispositivos de controle de um STATCOM de média tensão

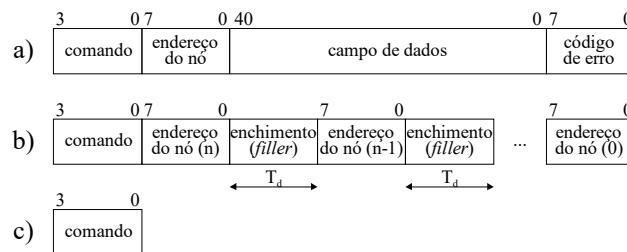


Fonte: (ATALIK *et al.*, 2012).

Celanovic (2000a) apresenta um protocolo de comunicação personalizado aplicado a blocos de construção de eletrônica de potência (PEBB, do inglês *Power Electronics Building Blocks*). O protocolo de comunicação é empregado em uma rede em anel com taxa de transmissão de dados de 125 Mbps. Os dados a serem transmitidos podem ser classificados

em mensagens críticas e não críticas. As mensagens críticas contêm informação da frequência de comutação, razão cíclica e variáveis medidas. O *frame* de dados consiste de 4 *bits* de comando, 8 *bits* de endereço, 41 *bits* de dados e 8 *bits* de verificação, conforme a Figura 2.7(a). Além da mensagem de dados, uma mensagem de sincronização e uma mensagem de comando são definidas, mostradas na Figura 2.7(b) e Figura 2.7(c), respectivamente.

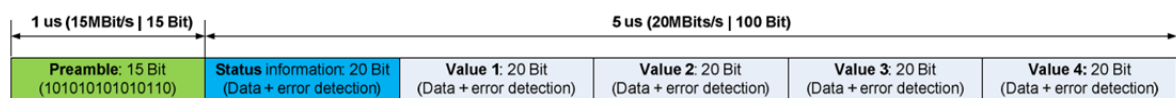
Figura 2.7 – *Frame* de dados PEBB: (a) Mensagem de dados, (b) Mensagem de sincronização; (c) Mensagem de comando



Fonte: Adaptado pelo autor de (CELANOVIC *et al.*, 2000a).

As mensagens (*frame*) de dados personalizadas também são usadas por MAYER *et al.* (2012), em uma mensagem com 115 *bits*, conforme mostra a Figura 2.8, 15 *bits* de preâmbulo, 20 *bits* de estado e 4 conjuntos de 20 *bits* de dados.

Figura 2.8 – *Frame* de comunicação serial (MAYER *et al.*, 2012)

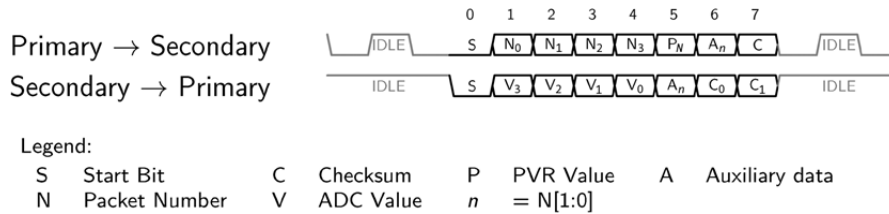


Fonte: (MAYER *et al.*, 2012).

Em SCHARRER *et al.* (2012), um *frame* para transmissão de dados do lado primário para o secundário, apresentado na Figura 2.9, é composto por 4 *bits* que determinam o número do pacote (N_0, N_1, \dots, N_3), 1 *bit* de referência de tensão programável (PVR, do inglês *Programmable Voltage Reference*), 1 *bit* auxiliar (AUX) e 1 *bit* de verificação (C, do inglês *checksum*). O *frame* de transmissão do secundário para o primário (retorno), também mostrado na Figura 2.9, é composto por 4 *bits* de representação codificada da conversão AD da tensão CC (V_0, V_1, \dots, V_3), 1 *bit* auxiliar (A) e 2 *bits* de verificação (C_0 e C_1). O *start bit* é definido por um *bit* de estado oposto ao estado ocioso da linha de dados. Neste caso, para o

dispositivo escravo um *bit* “0” (baixo) e para o dispositivo mestre um *bit* não alternado (do inglês *non-toggled*), conforme Figura 2.9.

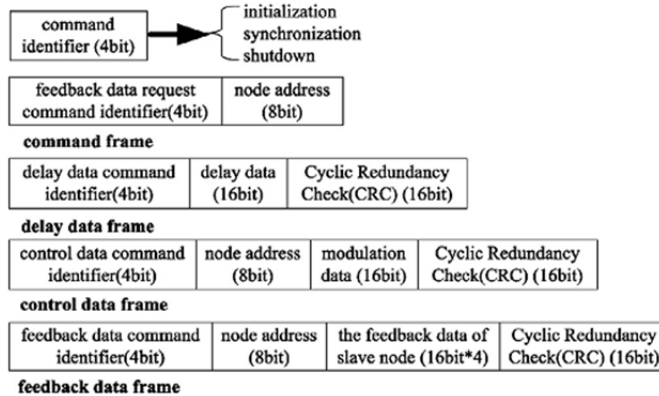
Figura 2.9 – Transmissão de dados seriais (SCHARRER *et al.*, 2012)



Fonte: (SCHARRER *et al.*, 2012).

Os protocolos personalizados também são empregados para as configurações de rede em anel. Em ZHANG *et al.* (2014) a unidade mestre inicia a comunicação, utilizando a formatação de mensagem conforme a Figura 2.10. Cada *frame*, por padrão, possui 4 *bits* de identificação para definir a operação: de comando, de atraso, de controle ou de realimentação de dados.

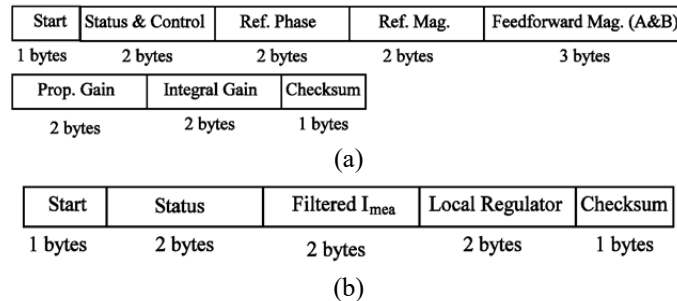
Figura 2.10 – *Frame* de dados de comunicação em anel (ZHANG *et al.*, 2014)



Fonte: (ZHANG *et al.*, 2014).

Outra formatação de mensagem de dados para rede em anel é usada por MCGRATH *et al.* (2014). A cada período de comutação uma mensagem de 15 *bytes* é transmitida a partir do dispositivo mestre, conforme a Figura 2.11(a). O campo de estado e controle da mensagem identifica qual dispositivo escravo deve responder em cada ciclo. O dispositivo escravo designado para responder utiliza um *frame* de dados de 8 *bytes*, conforme Figura 2.11(b), com informações da corrente de fase medida e tensão PWM de referência calculada.

Figura 2.11 – Mensagem personalizada para rede em anel: (a) *Frame* de dados enviado pelo dispositivo mestre; (b) *Frame* de dados enviado pelo dispositivo escravo (MCGRATH *et al.*, 2014)



Fonte: (MCGRATH *et al.*, 2014).

Dessa forma o dispositivo mestre tem capacidade de atualizar todos os dispositivos escravos em um período, enquanto que os dispositivos escravos respondem ciclicamente baseado em um escalonamento *Round-Robin*.

2.2.4 Sincronização entre dispositivos através da comunicação

Embora diferentes módulos possuam a mesma frequência de *clock*, diferenças podem ocorrer devido às características construtivas dos osciladores e também do ambiente, tais como temperatura, pressão e umidade. Essa diferença pode comprometer o funcionamento e a comunicação com outros dispositivos. Em grande parte das aplicações de comunicação faz-se necessário o uso de um canal de comunicação isolado, para evitar a propagação de interferências eletromagnéticas e também atender os critérios de isolamento elétrica entre dispositivos. Dessa forma, é visível a tendência de estruturas de comunicação isoladas por protocolos/meios de transmissão que não requerem via adicional de *clock*. No entanto, faz-se necessária a sincronização entre as portadoras da modulação e conseqüentemente os processos internos dos dispositivos. Assim, algumas técnicas foram desenvolvidas para sincronização baseadas no protocolo e também na via de comunicação.

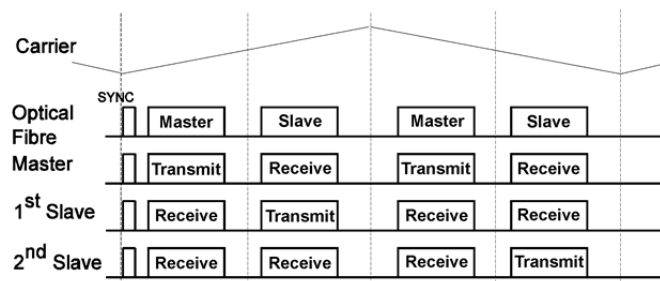
A sincronização de redes em anel requer o uso de algumas técnicas elaboradas, devido ao fato de que as mensagens são retransmitidas e acumulam atrasos ao longo da rede. Celanovic (2000a) faz uso de um *frame* personalizado de sincronização com endereço, que permite que cada módulo seja sincronizado individualmente. Para que todos os módulos possam ser sincronizados ao mesmo tempo, o *frame* de sincronismo faz uso de um preenchimento de tempo (*filler*), conforme mostrado na Figura 2.7(b), correspondente ao

tempo de retransmissão. A mensagem tem como primeiro endereço o último módulo da rede, e como último endereço o primeiro módulo da rede, com o objetivo que todos os módulos recebam o sincronismo com o endereço correspondente ao mesmo tempo. Essa técnica obtém a sincronização de todos os módulos com até 80 ns de erro (CELANOVIC *et al.*, 2000a). Essa estratégia de sincronização é dependente do número de módulos e uma falha em um módulo da rede em anel pode comprometer o sincronismo dos demais dispositivos de processamento.

Uma técnica mais eficiente baseada em um observador de sequência com decodificação série/paralela é apresentada em ZHANG *et al.* (2014). Ao contrário do método anterior, nesse método o tempo de retransmissão entre uma unidade e outra é conhecido e é então compensado a partir do recebimento do *flag* de sincronismo. Essa técnica apresenta sincronismos com até 8 ns de erro entre os módulos.

Quando as portadoras não requerem defasagem entre si, a sincronização se torna mais simples em uma rede em anel. Em MCGRATH *et al.* (2014) as portadoras empregadas na modulação multinível PD (do inglês, *Phase Disposition*) são sincronizadas por um pulso de sincronismo, disparado quando o contador atinge zero, conforme ilustrado na Figura 2.12.

Figura 2.12 – Sincronização dos módulos com modulação PD para rede em anel



Fonte: (MCGRATH *et al.*, 2014).

O sincronismo para módulos que se comunicam através de barramento pode ser feito através do recebimento da interrupção da comunicação, quando todos os módulos calculam e atualizam a defasagem das portadoras locais, sendo que essa técnica permite ainda a mudança da frequência em tempo real (PARK *et al.*, 2008). Outra técnica é empregada por PARKER *et al.* (2013) na qual cada módulo sinaliza no barramento CAN quando sua portadora atinge o valor máximo do contador e também escuta quando os demais módulos sinalizam. Com ajuda de um marcador de tempo, fornecido pelo módulo CAN, é realizado o ajuste da portadora com relação aos demais módulos, se necessário. Ambas as técnicas permitem a correção da defasagem para operação com módulos em condição de falha.

Em estruturas do tipo estrela também é possível realizar a sincronização a partir da interrupção de comunicação, na qual a unidade central faz o controle da defasagem das portadoras locais, pelo envio de mensagem de dados para cada módulo (MAYER *et al.*, 2012). De maneira mais complexa, SCHARRER *et al.* (2012) faz uso de uma máquina de estados que monitora o *link* de comunicação, para conexão do tipo ponto a ponto. Durante o tempo ocioso, o dispositivo mestre muda o estado da linha para auxiliar o dispositivo escravo na sincronização do *clock*. O dispositivo escravo mantém a sua linha de dados em nível alto enquanto estiver ocioso, o que permite ao dispositivo mestre detectar qualquer falha na conexão. Para transmissão de dados o *start bit* é definido por um *bit* de estado oposto ao estado ocioso da linha de dados. Neste caso um *bit* não alternado (do inglês *non-toggled*), conforme Figura 2.9.

2.3 MEIOS FÍSICOS E PROTOCOLOS DE TRANSMISSÃO DE DADOS

O Apêndice A apresenta uma revisão de estruturas de redes de comunicação e padrões mais comuns de redes industriais com transmissão de dados seriais, com o objetivo de auxiliar na compreensão e no estudo de transmissão de dados. Informações contidas nesse apêndice são discutidas e as principais conclusões são apresentadas nesta seção.

A forma de transmissão de dados mais comum é a forma serial, devido ao reduzido número de vias que conecta os dispositivos. Essas vias de comunicação podem suportar fluxo de dados unidirecional ou bidirecional, definidos pelo *hardware* de comunicação e também pelo protocolo.

Os padrões que definem somente o meio físico e padrões que definem o meio físico e a camada de enlace de dados são estudados. Entre os padrões que definem o meio físico, a RS-485 apresenta melhores características, com fluxo de dados bidirecional não simultâneo (*half-duplex*) e múltiplos transmissores e receptores, bem como maior taxa de transmissão se comparada a RS-232. Fluxo de dados bidirecional e simultâneo (*full-duplex*) é obtido com o uso de dois barramentos RS-485 *half-duplex*. Para padrões que definem a camada de enlace de dados, a formatação do *frame* de dados também é apresentada.

Protocolos de redes industriais tais como Modbus e Profibus são protocolos de barramento com endereçamento. O barramento Profibus possui cabeçalhos grandes para transmissão de dados, o que deixa o protocolo lento para envio de poucas informações. A medida que a quantidade de informações transmitidas aumenta, o protocolo se torna mais

atrativo. O protocolo CAN é um barramento com suporte a múltiplos mestres e utiliza um sistema de arbitragem para o controle de acesso ao barramento. Ambos apresentam verificação de erro, sendo que o Modbus suporta até 247 unidades escravo, o Profibus até 32 unidades incluindo a unidade mestre e o protocolo CAN até 30 unidades (ISO 11898). Já o protocolo I²C é um protocolo de comunicação com múltiplos mestres, com arbitragem e detecção de colisão. Esse protocolo não apresenta limite de transmissão de dados, ou seja, uma vez iniciada a transmissão, dados podem ser enviados continuamente até que a mesma seja terminada por uma condição de parada.

Os protocolos com configuração de cabeçalhos grande não são atrativos para aplicações que visam obter máxima taxa de atualização com pequenas quantidades de dados sendo transmitida em cada mensagem. Os protocolos CAN e I²C são facilmente encontrados em dispositivos digitais, tais como microcontroladores e DSPs, o que os tornam uma solução competitiva e de fácil implementação. Contudo, as limitações desses protocolos para sistemas de múltiplos conversores são a taxa de transmissão de dados do CAN de 1 Mbps e a via de *clock* no protocolo I²C, quando há necessidade de isolamento no meio físico.

2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Sistemas com múltiplos conversores estáticos de potência apresentam grande número de semicondutores de potência a serem comandados e de variáveis elétricas a serem medidas, demandando sistemas de controle e modulação distribuídos ou centralizados. Para sistemas centralizados todas as informações e comandos são concentrados em uma unidade central, com suporte a número de IO's digitais, de conversores AD e empregando elevado número de vias. Em um sistema distribuído os dispositivos de processamento comunicam-se fazendo uso das estruturas do tipo barramento, estrela e anel, sendo a escolha feita de acordo com a demanda de projeto, visando aproveitar a suas características. Em aplicações que demandam isolamento elétrica transmissões de dados com menor número de vias e protocolos assíncronos (sem via de *clock*) são preferidos.

Os protocolos de rede empregados são divididos em protocolos padrões e protocolos personalizados. Protocolos padrões são geralmente embarcados em processadores tais como microcontroladores, reduzindo o tempo de desenvolvimento. Os protocolos mais comuns são CAN, SPI e I²C, com taxas de transmissão de dados previamente definidas pelo protocolo, no caso da CAN, e de acordo com a frequência de operação do processador, no caso do SPI.

Os FPGAs permitem a implementação tanto de protocolos padrões, quanto de protocolos personalizados. No caso de protocolo personalizado, o projetista determina o padrão da mensagem (protocolo) a ser transmitido, o tamanho e as configurações do *frame* de dados, bem como a escolha da frequência de transmissão. Protocolos personalizados permitem maior controle e aproveitamento da estrutura de comunicação, principalmente quando alguma técnica de sincronização através da comunicação é empregada. Porém, aplicações em FPGA requerem tempo de desenvolvimento maior.

A sincronização entre as portadoras dos dispositivos de controle locais é um requisito fundamental para correta operação dos conversores e está diretamente ligada a qualidade da energia produzida. As técnicas de sincronização são variadas, e o desenvolvimento ou aplicação de uma técnica de sincronismo depende de vários fatores, tais como: estrutura da rede de comunicação, tipo de portadoras empregadas, frequências de comunicação, dispositivos de controle utilizados, entre outras.

Uma síntese do Apêndice A é apresentada, discutindo as características das topologias físicas de rede e os protocolos de transmissão de dados seriais. Entre esses protocolos são apresentados os que definem a camada física e a camada de enlace de dados. Apesar das relevantes características dos protocolos, os mesmo apresentam formatação de mensagens de dados grande, limitando a utilização em aplicações de controle com dinâmicas rápidas, que requerem mensagens de dados pequenas para obter taxas de amostragem altas.

Para aplicações de múltiplos conversores a modularidade é um fator importante, mas muitas vezes a estrutura de comunicação desses conversores não possui esta característica. Além disso, a sincronização das portadoras locais é um requisito a ser atendido para sistemas de múltiplos conversores. A partir deste estudo é possível concluir que a comunicação em barramento é capaz de atender o requisito de modularidade e as unidades locais podem ser sincronizadas através da comunicação.

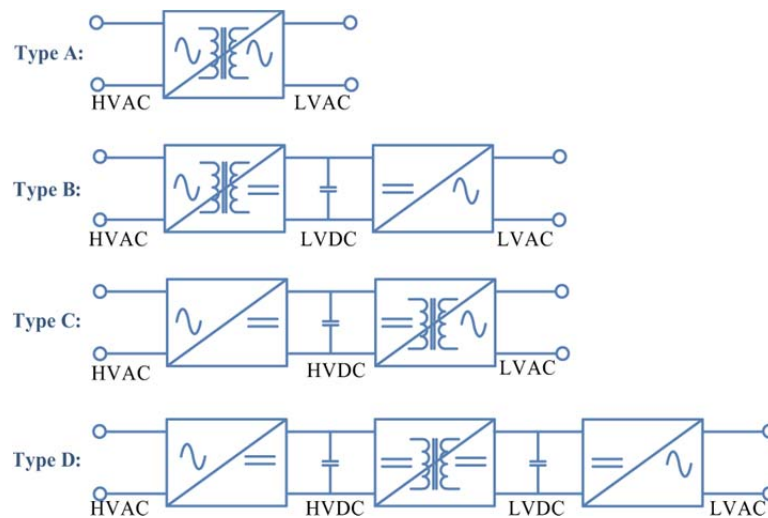
3 TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO: REQUISITOS DE COMUNICAÇÃO E CONTROLE

Transformadores de estado sólido são dispositivos eletrônicos de conversão de energia que utilizam conversores estáticos de potência para realizar a conversão de energia CA-CA, assim como um transformador convencional de baixa frequência. Esses dispositivos podem realizar a interface entre níveis de tensão distintos e também servir de interface para fontes de energia distribuídas. O SST ainda pode oferecer recursos como: compensação ativa em ambos os lados do transformador, regulação de tensão, compensação de afundamentos, correção do fator de potência, dispor de barramento CC comum para distribuição, funções de proteção tais como limitação de corrente e interrupção, entre outras características.

3.1 TOPOLOGIAS DE TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO

Os transformadores de estado sólido podem ser classificados em quatro tipos, de acordo com o número de estágios de conversão de energia, como mostrado na Figura 3.1 (XU, BURGOS, *et al.*, 2012). A estrutura do tipo A realiza conversão CA-CA direta, com cicloconversores e transformador de isolamento. A estrutura do tipo B emprega dois estágios de conversão de energia. O primeiro estágio é composto por um conversor CA-CC com transformador em alta frequência e alta tensão e o segundo estágio é composto por um conversor CC-CA, com barramento capacitivo em baixa tensão. A estrutura do tipo C é semelhante à estrutura do tipo B, com dois estágios de conversão de energia, porém com barramento CC em alta tensão e transformador de isolamento em alta frequência no lado de baixa tensão. A estrutura do tipo D, com três estágios de conversão de energia (CA-CC, CC-CC e CC-CA), apresenta barramentos CC de AT e BT e transformador de isolamento em alta frequência. As estruturas que possuem barramento CC são capazes de realizar compensação de energia, para o lado de BT no tipo B, para o lado de AT no tipo C e para ambos os lados no tipo D (XU, BURGOS, *et al.*, 2012) e (XU *et al.*, 2013). Este trabalho emprega a estrutura do tipo D, por apresentar as características de compensação ativa e estrutura modular em potência, descrita com mais detalhes a seguir.

Figura 3.1 – Classificação das estruturas de SST de acordo com o número de estágios de conversão de energia (XU *et al.*, 2013)



Fonte: (XU *et al.*, 2013).

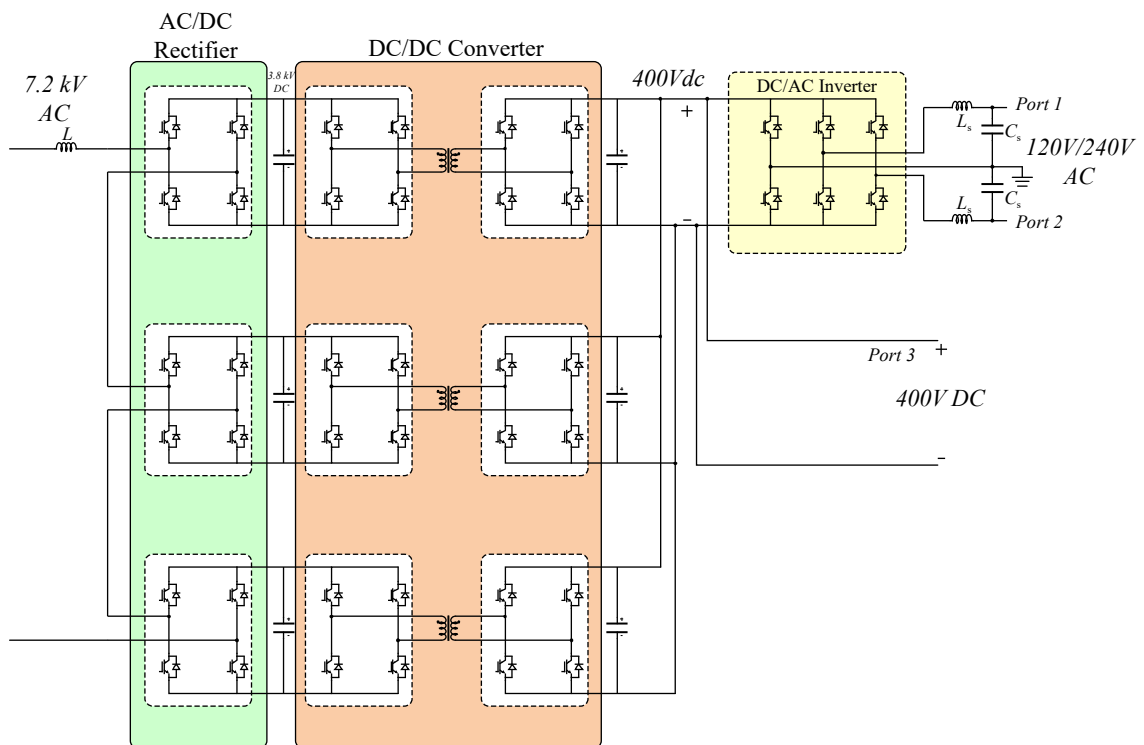
3.1.1 SST com três estágios de conversão de energia

A topologia de SST com três estágios de conversão de energia possui elevado número de dispositivos semicondutores, complexidade considerável e baixa eficiência. Em contrapartida apresenta as características de compensação ativa em ambos os lados (AT e BT) tais como: correção de fator de potência e compensação de reativos. Quando utiliza um único barramento CC de BT pode integrar fontes de energia renovável e dispositivos de armazenamento de energia.

O estágio de conversão CA-CC do lado de AT pode ser composto de apenas um módulo de potência, com dispositivos semicondutores de alta tensão (ROTHMUND *et al.*, 2015). No entanto, é comum o uso de conversores multiníveis, devido à manipulação de grandes amplitudes de tensão, os quais podem ser constituídos de estruturas do tipo com ponto neutro grampeado (NPC, do inglês *Neutral Point Clamped*), com capacitores flutuantes (FC, do inglês *Flying Capacitor*), com células associadas em série e com conversores multiníveis modulares (MMC) (KIRSTEN, 2014), (KOLAR *et al.*, 2014). A estrutura empregada nesse estudo faz uso de n células associadas em série, para que seja possível o uso de dispositivos semicondutores comerciais de menor tensão.

O estágio intermediário é composto por conversores CC-CC com isolamento galvânica em média frequência. Para esse estágio o conversor DAB é largamente empregado, porém algumas variações podem ser obtidas empregando conversores meia ponte (HAIFENG *et al.*, 2011), (HWANG *et al.*, 2013), e conversor NPC (LIYU *et al.*, 2007). O barramento do lado de BT pode conectar todas as saídas dos conversores em paralelo, conforme apresentado na Figura 3.2, e fazer o uso de um único conversor CC-CA no lado de BT (ZHAO *et al.*, 2013). Essa configuração apresenta apenas um conversor CC-CA de BT que reduz a confiabilidade da estrutura, pois uma falha nesse estágio deixa o conversor inoperante.

Figura 3.2 – SST com três estágios de conversão de energia: terminais do conversores CC-CC conectados em paralelo no lado de BT (ZHAO *et al.*, 2013)



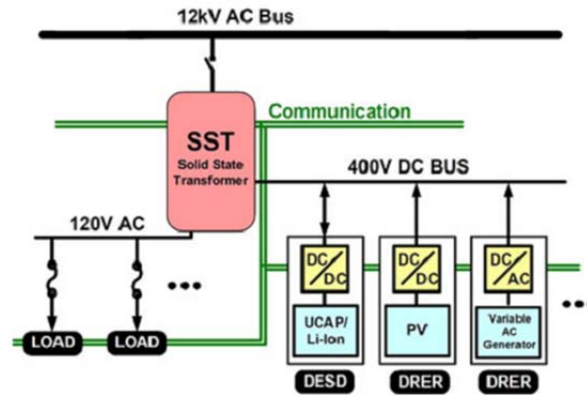
Fonte: editado pelo autor com base no original em (ZHAO *et al.*, 2013).

A configuração com um único barramento CC de BT, mostrada na Figura 3.2, permite a integração de uma rede CC, capaz de realizar interface de recursos de energia renovável distribuída (DRER, do inglês *Distributed Renewable Energy Resource*) e dispositivos de armazenamento de energia distribuído (DESD, do inglês *Distributed Energy Storage Device*), constituindo uma microrrede conforme ilustrado na Figura 3.3 (ZHAO *et al.*, 2013).

A estrutura de SST modular com conversores em série no lado de AT e conversores em paralelo no lado de BT é empregada por (WANG, X. *et al.*, 2016), (WANG, D. *et al.*,

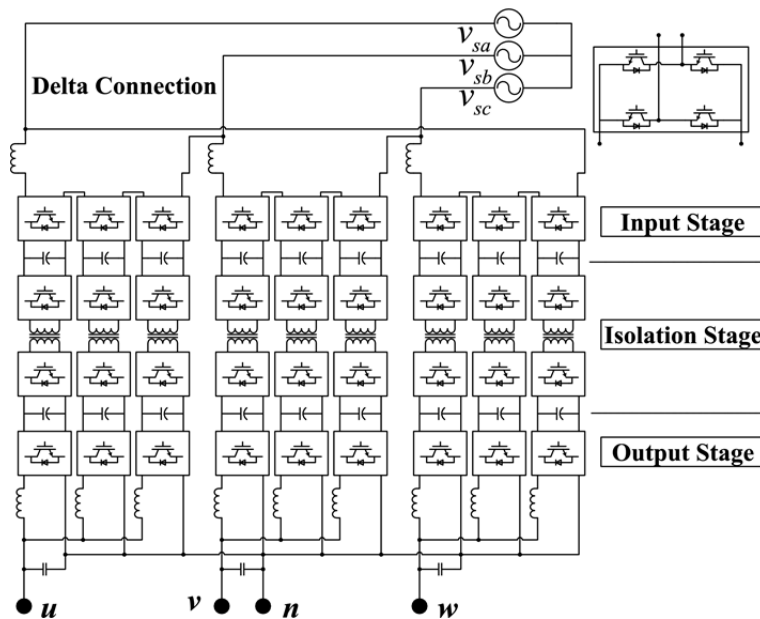
2016), conforme a Figura 3.4. Esta configuração permite o uso de dispositivos semicondutores comerciais de baixa corrente e tensão e o compartilhamento da corrente de BT pelos conversores.

Figura 3.3 – SST com barramento CC de BT comum para integração de dispositivos de geração e armazenamento de energia distribuído (ZHAO *et al.*, 2013)



Fonte: (ZHAO *et al.*, 2013).

Figura 3.4 – SST modular com três estágios de conversão de energia: conversores em série no lado de AT e em paralelo no lado de BT (WANG, X. *et al.*, 2016)



Fonte: (WANG, X. *et al.*, 2016).

Mesmo com elevado número de conversores e de semicondutores as configurações de SST modular apresentam-se como soluções competitivas. De acordo com KIRSTEN (2014), essas desvantagens são minimizadas à medida que transformadores de estado sólido são aplicados em potências maiores, pois são estruturas que possuem elevada densidade de potência.

Este trabalho faz uso de uma topologia com três estágios de conversão de energia, com conversores CC-CA de BT associados em paralelo, representada pelo diagrama de blocos da Figura 3.5. A escolha dessa estrutura se deve à característica de modularidade na estrutura de potência e também pela possibilidade de ser implementada com dispositivos semicondutores comerciais de baixa tensão e corrente.

No entanto, o SST demanda a instrumentação e o controle de determinadas variáveis elétricas, para o seu correto funcionamento, bem como a operação dentro de níveis seguros de tensão ou corrente, impostos pelos semicondutores de potência. A seguir são apresentadas as demandas de informações dos sistemas de controle para cada conversor que compõe a estrutura do SST.

3.2 CONTROLE DO SST

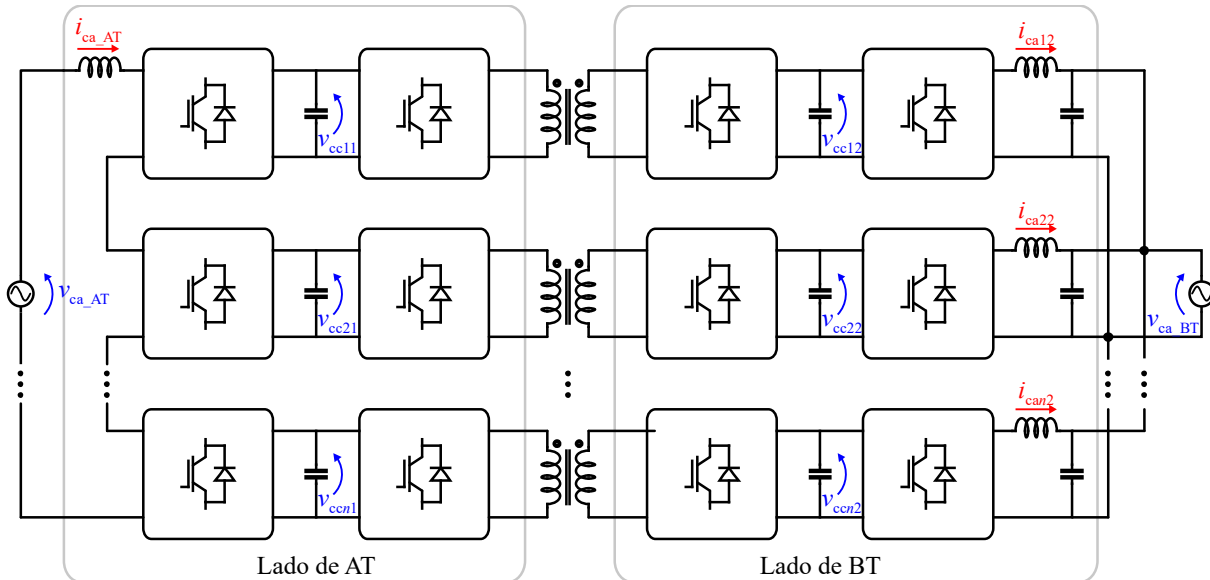
O controle é realizado individualmente para cada estágio de conversão de energia, a partir de técnicas de controle clássicas empregados na área de Eletrônica de Potência. As malhas de controle do conversor CA-CC do lado de AT, conversor CC-CC e do conversor CC-CA do lado de BT, serão descritas nesta seção com as suas variáveis de realimentação necessárias para cada malha de controle.

3.2.1 Controle do conversor CA-CC do lado de AT

O conversor multinível em cascata possui a característica de barramentos de tensão CC isolados e são geralmente empregados em aplicações de alta tensão, com o uso de dispositivos semicondutores de baixa tensão. Como desvantagens apresenta elevado número de chaves semicondutoras a serem comandadas, além da necessidade de regulação das tensões nos barramentos CC, para isso é necessária à medição das tensões CC individuais (IMAN-EINI *et al.*, 2007), (BARRENA *et al.*, 2008), (JIANJIANG *et al.*, 2011), (XU *et al.*, 2011),

(XU, HUANG, *et al.*, 2012), (SEPAHVAND *et al.*, 2013), (MARIETHOZ, 2013), (PEREDA *et al.*, 2013) e (TARISCIOTTI *et al.*, 2014).

Figura 3.5 – Diagrama simplificado do SST com três estágios de conversão de energia e estrutura modular em potência empregada neste trabalho



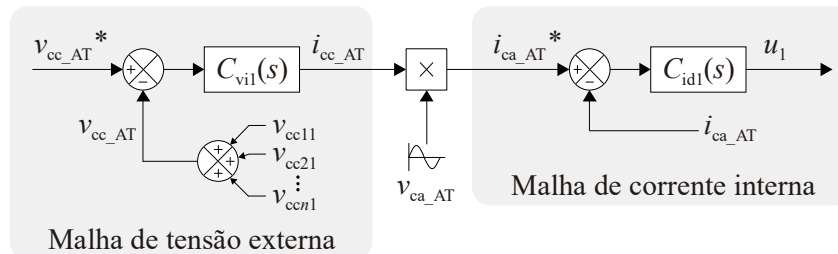
Fonte: elaborada pelo autor.

O conversor CA-CC do lado de AT realiza o controle da tensão CC total do barramento e também da corrente CA. O controle da tensão CC tem por objetivo manter o balanço de fluxo de potência entre a entrada e a saída, mesmo sob variação de carga. O controle da corrente CA tem por objetivo a síntese de uma corrente senoidal e em fase com a tensão da rede, para ajuste do fator de potência. Determinadas aplicações controlam também a energia reativa no lado CA do conversor, podendo este consumir ou fornecer reativos. Neste caso, controladores em coordenadas $dq0$ são normalmente usados mesmo para sistemas monofásicos (ZHAO *et al.*, 2013).

Para o controle das variáveis globais do lado de AT (tensão CC total e corrente CA), o clássico sistema de controle de duas malhas é utilizado conforme o diagrama de blocos da Figura 3.6. A tensão CC total (v_{cc_AT}) é obtida a partir da somas das tensões individuais dos barramentos CCs (v_{cc11} , v_{cc21} , ..., v_{ccn1}), que devem ser amostradas no mesmo instante. Assim, é necessário que as portadoras e também os processos internos dos dispositivos de controle estejam sincronizados. Além das tensões CC individuais são necessárias à medição da corrente e da tensão CA, para o controle e para sincronização, respectivamente. Assim a

referência de corrente CA é produzida em fase com a tensão CA medida, a fim de que o fator de potência do lado CA de AT esteja o mais próximo possível do valor unitário.

Figura 3.6 – Diagrama de blocos de controle do conversor do lado de AT



Fonte: elaborada pelo autor.

O controlador possui uma malha interna rápida para o controle da corrente CA, e uma malha externa lenta para o controle da tensão CC total. A malha externa de tensão fornece uma referência de corrente CA ($i_{ca_AT}^*$) para a malha interna, neste caso em fase com a tensão CA, a fim de garantir fator de potência unitário no lado de AT. A ação de controle da malha interna de corrente (u_1) é empregada para a modulação do conversor multinível do lado de AT.

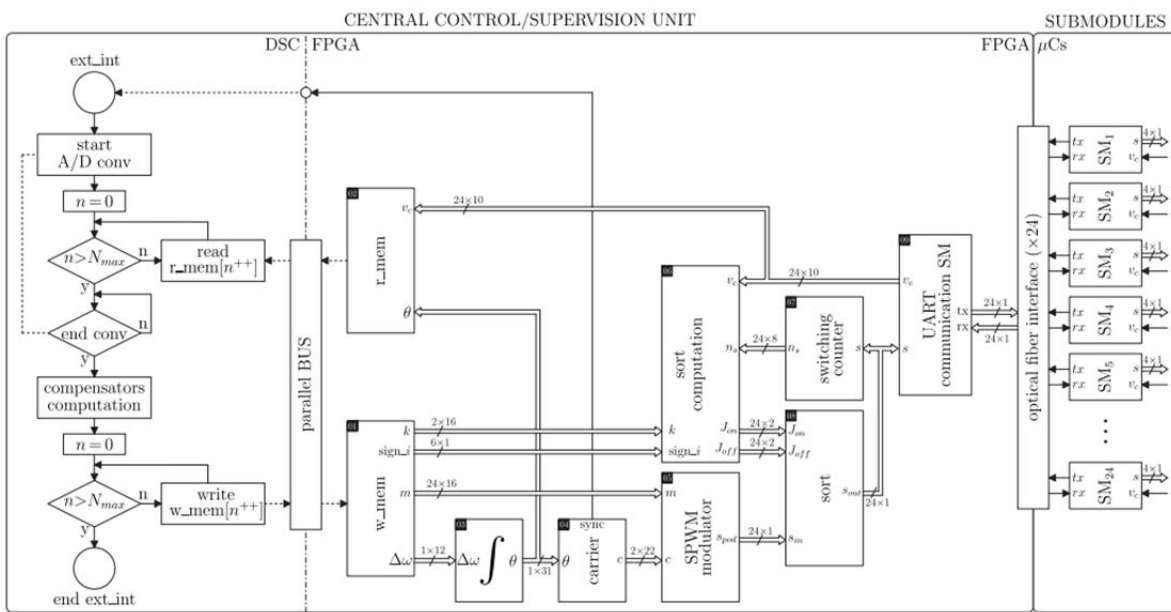
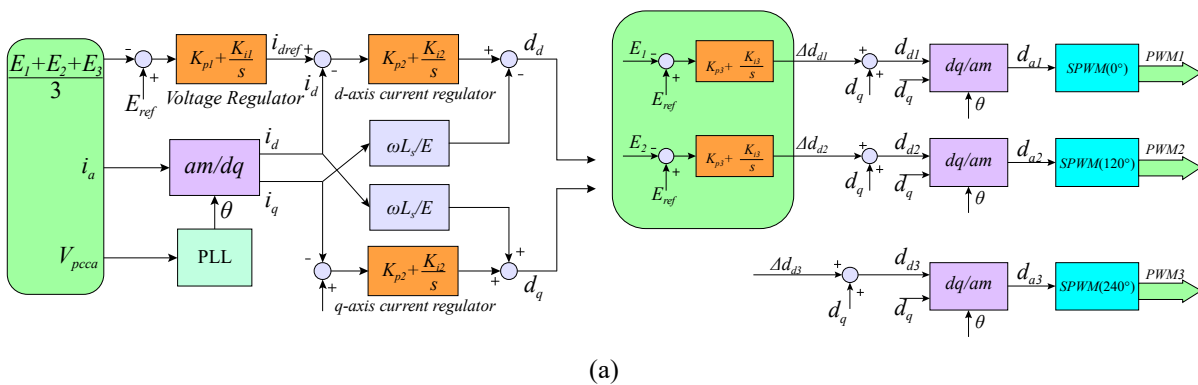
O conversor CA-CC do lado de AT é modulado com portadoras defasadas (PS, do inglês *Phase Shift*), que garantem o equilíbrio natural de tensão nos barramentos CC. Porém fatores tais como tempo morto, resolução do PWM, distorção harmônica, entre outros, podem gerar desequilíbrio de tensão entre esses capacitores. Assim, deve-se garantir a regulação das tensões CC individuais de cada célula do conversor multinível em cascata.

Algumas técnicas de equilíbrio de tensão são encontradas na literatura. Para conversor com células em cascata podemos citar duas técnicas específicas. A primeira técnica faz uso de $(n - 1)$ controladores de regulação CC que produzem uma pequena variação na razão cíclica para o ajuste (ZHAO *et al.*, 2013), conforme o diagrama de controle da Figura 3.7(a). A segunda técnica faz uso de um algoritmo de seleção dos módulos, que atua na modulação do conversor e seleciona as células a serem comutadas de acordo com a informação dos níveis de tensão CC e do sentido corrente CA (LAGO *et al.*, 2013), conforme o diagrama de blocos da Figura 3.7(b).

Ambas as técnicas de regulação precisam da informação de tensão de todos os módulos. A técnica utilizada por LAGO *et al.* (2013) requer que o número de comutações seja controlado, caso contrário, uma célula pode comutar inúmeras vezes mais quando comparada

as demais, elevando as perdas de comutação em um determinado módulo. Ambas as técnicas citadas possuem uma unidade central de controle, que pode comandar diretamente os conversores, conforme ZHAO *et al.* (2013), ou transmitir, através de um sistema de comunicação, a modulação para as unidades locais (LAGO *et al.*, 2013).

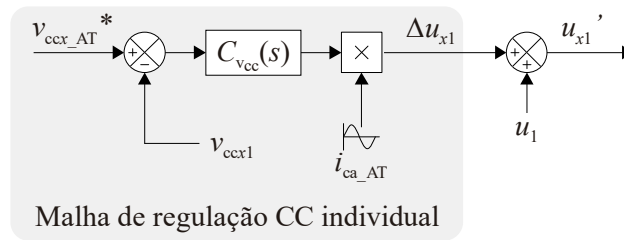
Figura 3.7 – Técnicas de equilíbrio de tensão do barramento CC de AT: (a) Com $(n - 1)$ malhas de ajuste de tensão (ZHAO *et al.*, 2013); (b) Através da modulação, com seleção das células (LAGO *et al.*, 2013)



Fonte: (a) editado pelo autor com base no original em (ZHAO *et al.*, 2013); (b) (LAGO *et al.*, 2013).

Para realizar o ajuste fino das tensões CC este trabalho faz uso de $(n - 1)$ controladores de ajuste, realizados individualmente para cada célula, conforme o diagrama de blocos da Figura 3.8. Nesta estratégia, é adicionado ao sinal modulante (u_1) do conversor CA-CC de AT, uma pequena variação na razão cíclica (Δu_x), onde x é o índice do módulo.

Figura 3.8 – Diagrama de blocos do controlador de regulação de tensão CC individual de AT



Fonte: elaborada pelo autor.

A malha de controle para a regulação CC precisa da tensão da respectiva célula (v_{ccx1}) e a corrente de entrada (i_{ca_AT}). A tensão CC do barramento é comparada com a tensão CC de referência do módulo para o cálculo da lei de controle. A corrente CA é multiplicada pela ação de controle, dessa forma a respectiva célula deve processar uma pequena parcela de potência ativa para o ajuste da tensão CC. Essa malha de equilíbrio de tensão CC será realizada localmente em cada unidade de controle de AT.

3.2.2 Controle dos conversores CC-CC isolados

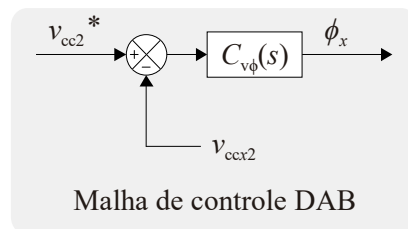
Os conversores intermediários do SST são conversores CC-CC que fornecem isolamento galvânica entre os lados de AT e BT, através de transformadores operando em alta frequência, e fluxo bidirecional de potência. Esses conversores são amplamente utilizados como estágio intermediário do SST (JIANJIANG *et al.*, 2011), (ZHAO *et al.*, 2013), (XU *et al.*, 2014), (KHAZRAEI *et al.*, 2014), (XUNWEI *et al.*, 2014).

Neste trabalho, o conversor DAB é modulado com dois níveis de tensão (2N-2N) (DONCKER *et al.*, 1991) e (KHERALUWALA *et al.*, 1992), com defasagem angular entre os lados primário e secundário (lados de AT e BT, respectivamente) para regulação de tensão. A razão cíclica para ambos os conversores em ponte completa é mantida constante em 0,5.

O controlador de tensão do DAB é responsável por regular a tensão CC do lado de BT, uma vez que o conversor multinível regula as tensões dos barramentos CC do lado de AT. A tensão do barramento (v_{ccx2}), onde x refere-se ao índice do módulo e o índice 2 refere-se ao lado de BT, é comparada com a tensão de referência (v_{cc2}^*) e aplicada ao controlador, conforme o diagrama de blocos da Figura 3.9. A ação de controle refere-se ao ângulo de defasagem entre as portadoras do lado de AT e BT, podendo assumir valores entre -180° à $+180^\circ$. No entanto, ângulos de defasagem superiores a $\pm 90^\circ$ não são recomendados devido

ao aumento significativo da potência não ativa no conversor. Além disso, a faixa ideal de operação está compreendida entre $\pm 15^\circ$ à $\pm 45^\circ$, a fim de evitar regiões de operação com perdas elevadas e baixo rendimento (SANTOS, 2011), (KIRSTEN, 2014).

Figura 3.9 – Diagrama de blocos do controlador do conversor DAB



Fonte: elaborada pelo autor.

O controle do conversor DAB é realizado individualmente, ou seja, cada módulo possui um controlador de tensão CC. Esse controlador requer a informação local de tensão CC e que as portadoras do lado de BT estejam sincronizadas com o lado de AT para que os contadores das portadoras de BT sejam atualizados com os valores correspondentes ao ângulo de defasagem.

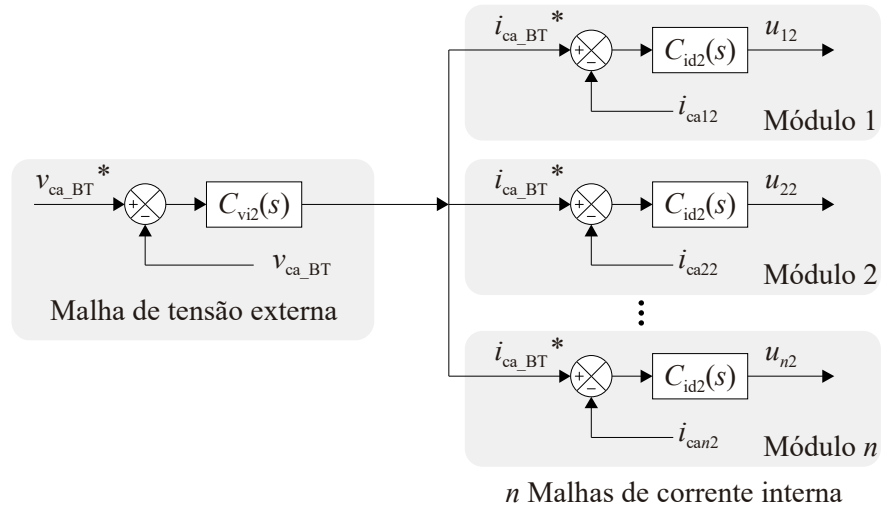
3.2.3 Controle dos conversores CC-CA do lado de BT

Os conversores CC-CA de BT empregam uma estrutura de controle clássico com duas malhas, com malha interna rápida de corrente e uma malha externa de tensão CA. A Figura 3.10 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle, onde a malha interna de corrente é dividida em n malhas internas de corrente que garantem o compartilhamento de corrente CA e uma malha externa de tensão CA (uma vez que as saídas dos conversores estão conectadas em paralelo) responsável pelo controle da tensão de saída do conversor (amplitude e frequência), pois o mesmo opera como fonte de tensão.

A malha externa de tensão CA produz a referência de corrente CA para as malhas internas de corrente. Essa referência é comum aos n controladores de corrente que são responsáveis pela síntese da corrente CA no indutor de filtro do lado CA de BT. O controle requer a medida da tensão CA (v_{ca_BT}) nos terminais de BT para a realização da malha de tensão, e das correntes individuais de cada módulo (i_{cax2} , onde $x = 1, 2, \dots, n$), para realização

das malhas individuais de corrente. A malha de tensão CA é implementada na unidade central e as n malhas de corrente CA são implementadas nos controladores locais de BT.

Figura 3.10 – Diagrama de blocos de controle do lado de BT



Fonte: elaborada pelo autor.

Conversores conectados em paralelo podem ser controlados individualmente, com ou sem o uso de comunicação, entre os dispositivos controladores (ANNUNZIATO, 2012). Neste trabalho o controle dos conversores CC-CA de BT fazem uso de comunicação, na qual recebem a referência de corrente a ser sintetizada.

3.3 ESTRUTURA DE COMUNICAÇÃO PARA SST MODULAR

As estruturas de comunicação aqui analisadas visam atender as necessidades da implementação dos controladores citados e as demandas de transmissão bidirecional de dados entre dispositivos. Algumas possíveis configurações de dispositivos de controle são apresentadas e suas características são comparadas, com principal objetivo de obter modularidade do sistema de comunicação.

O estágio de conversão de energia CA-CC de AT é considerado como um único conversor, na qual são controladas as variáveis globais da tensão CC total e da corrente CA. Essas informações devem ser agrupadas em um dispositivo que realize estas malhas de controle, que pode ser definido como uma unidade central. As $(n - 1)$ malhas de ajuste de

tensão dependem da informação da tensão CC de AT individual, assim podem ser implementadas em um único dispositivo ou distribuídas.

No lado de BT tem-se o controle dos conversores DAB e dos conversores CC-CA. Os conversores DAB são controlados individualmente e, da mesma forma que as malhas de ajuste, podem ser implementadas em um único dispositivo ou distribuídas. Já o conversor CC-CA de BT possui uma malha de tensão CA que é comum a todos os módulos e necessita da informação da tensão CA de BT. As n malhas individuais de corrente CA, dependem da referência individual de corrente (comum a todos os módulos) e da corrente CA do módulo. Essas malhas podem ser implementadas em um único dispositivo ou apenas a malha de tensão CA em um único dispositivo central e as malhas de corrente de forma distribuída.

Quando implementadas em um único dispositivo é necessário que o mesmo tenha suporte para o número de entradas e saídas digitais (IO's, do inglês *Input/Output*) e de canais de conversão analógico para digital (AD, do inglês *Analog to Digital*). Quando implementadas de forma distribuída, reduzem os requisitos de IO's digitais e de AD's da unidade central, mas aumenta o número de dispositivos controladores e a complexidade do sistema.

Além das limitações de *hardware* (IO's e AD's), o uso de unidades locais no potencial do módulo reduz a necessidade da alta tensão de isolamento para sinais de comando das chaves semicondutoras de potência e dos sensores para instrumentação. Necessitando apenas que sinais internos possuam isolamento de acordo com a tensão do barramento CC e que o meio de comunicação ofereça a tensão de isolamento necessária.

A seguir algumas configurações de dispositivos de controle são mostradas, suas características são apresentadas, discutidas e comparadas. A escolha por uma das estruturas leva em conta fatores como: número total de módulos, técnica de controle dos conversores, dispositivos de controle empregados, número de entradas e saídas digitais, número de conversores AD e número de vias isoladas. Todas as configurações mostradas a seguir fazem uso de uma unidade central e são classificadas como: estrutura com unidade central, estruturas com uma unidade central e uma unidade local por módulo e estruturas com uma unidade central e duas unidades locais por módulo.

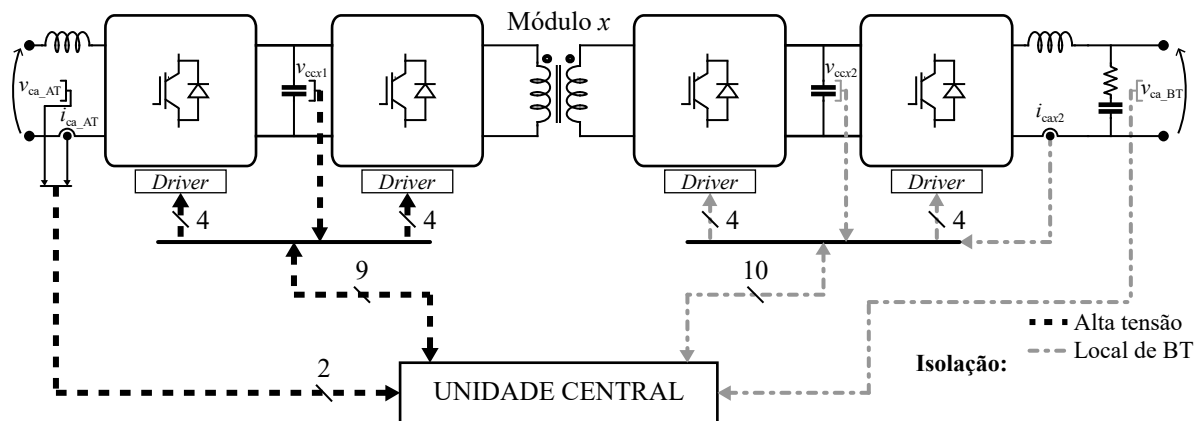
Para análise de isolamento necessária dos sinais que compõem a estrutura, considera-se que a unidade central está referenciada ao lado de BT. Assim, qualquer sinal que estiver conectado a esta unidade deve apresentar a classe de isolamento necessária para o lado de BT. Três níveis de tensão de isolamento devem ser observados para análise das estruturas. O primeiro nível de tensão de isolamento (alta tensão) é o nível de isolamento entre o lado de AT e

BT. O segundo nível diz respeito à tensão de isolamento interna do módulo de AT, em que a tensão de isolamento deve respeitar a tensão CC nominal de AT. O terceiro nível de isolamento diz respeito à tensão de isolamento interna do módulo de BT, da mesma forma, deve respeitar a tensão CC nominal do barramento de BT.

3.3.1 Estrutura com unidade central e sem unidade local

A estrutura de comunicação com apenas uma unidade central possui a característica de ser uma estrutura simples, com maior confiabilidade e não faz uso de meios de comunicação com outras unidades, conforme a Figura 3.11, sendo denominada do tipo I para fins de análise.

Figura 3.11 – Estrutura de comunicação/controlé com apenas uma unidade central (tipo I)



Fonte: elaborada pelo autor.

A unidade central deve possuir grande número de entradas e saída digitais (IO's) e canais de conversão analógica para digital (AD), à medida que o número de módulos (n) aumenta. Para n módulos de potência são necessárias $16n$ IO's para sinais digitais e $3n + 3$ canais AD, sendo: três canais AD para instrumentação de tensão e corrente CA de AT e tensão CA de BT; três canais AD por módulo ($3n$) para instrumentação da tensão CC de AT e BT e da corrente CA de BT; e dezesseis IO's por módulo ($16n$ sinais digitais) para o comando das chaves semicondutoras de potência. Devido ao elevado número de IO's e canais AD requeridos é comum à associação de dispositivos de controle tais como microcontroladores e FPGA. Nos sinais que conectam a unidade central para os conversores do lado de AT são

necessários 8 sinais digitais e 3 sinais analógicos com alta tensão de isolamento (demonstrado na Figura 3.11 como Alta tensão).

Quando a modulação 2 níveis – 2 níveis (2N-2N) é empregada para o conversor DAB é possível reduzir o número de vias de comando deste conversor. Podem ser utilizadas apenas duas vias, uma para o primário do conversor DAB (lado de AT) e uma para o secundário (lado de BT), desde que os sinais complementares e o tempo morto sejam realizados no *gate driver*. Da mesma forma, para os demais conversores que compõem o SST, o número de vias de comando pode ser reduzido, de acordo com o tipo de modulação empregada. Mas a configuração do tempo morto e dos sinais complementares passa a ser feita por *hardware* em vez de ser feita por *software* e há a necessidade de uma via adicional de habilitação, para cada conversor, caso seja necessário inibir cada estágio de conversão de energia individualmente. Assim, este trabalho considera que para cada semicondutor de potência há um sinal de comando da unidade de controle. Dessa forma, o tempo morto e os sinais complementares são gerados pelo dispositivo de controle e qualquer alteração pode ser feita via *software*.

No módulo de potência da Figura 3.11 é necessária alta tensão de isolamento para os sinais que conectam os conversores do lado de AT a unidade central. Essa isolamento deve considerar que os conversores do lado de AT, associados em série, apresentam diferentes potenciais de acordo com o ponto de referência. Além disso, considera-se que a unidade central deve estar isolada de todos os módulos e que todos os sinais que chegam a essa unidade devem apresentar nível de tensão de isolamento suficiente para que a unidade central possa ser referenciada ao lado de BT. Essa análise é feita de forma genérica para o SST visando garantir que a isolamento empregada seja suficiente para todos os módulos.

As vias de comando e instrumentação que conectam o lado de AT à unidade central necessitam de alta tensão de isolamento. Esses sinais com alta tensão de isolamento requerem uma tensão de isolamento igual a do transformador, ou seja, mesma classe de tensão de isolamento entre os lados de AT e BT.

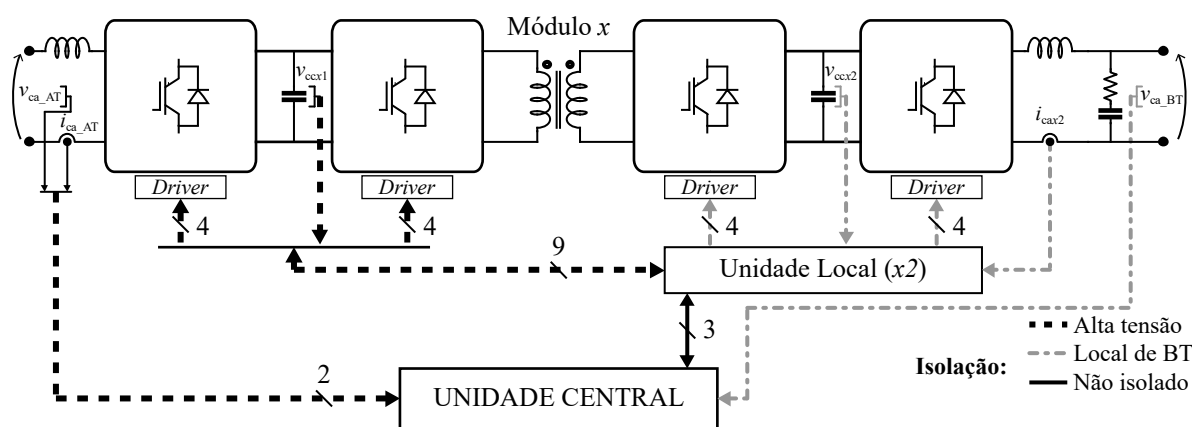
Os sinais de comando e variáveis do lado de BT precisam de baixa tensão de isolamento (mesma classe de isolamento interna do módulo de BT), de acordo com o nível de tensão CC. Além do elevado número de vias que são conectadas a unidade central, o grande número de vias com alta tensão de isolamento são as principais desvantagens dessa estrutura. Pode apresentar restrições para aplicações com elevado número de módulos, devido à necessidade de um grande número de IO's digitais e de canais AD's.

3.3.2 Estrutura de comunicação com uma unidade central e n unidades locais

A estrutura de comunicação composta por uma unidade central e n unidades locais é mostrada na Figura 3.12, denominada do tipo II para fins de análise. Na unidade local são concentradas todas as informações e acionamentos relacionados ao módulo de potência. Essa unidade comunica-se com a unidade central através de um meio não isolado, uma vez que as demais ligações são isoladas.

Cada unidade local deve dispor de pelo menos 3 canais AD e 19 IO's digitais, para comunicação e comando dos módulos. Os três canais AD para instrumentação das tensões CC de AT e BT e da corrente CA de BT e os 16 IO's digitais para o comando das chaves semicondutoras e pelo menos 3 para comunicação e sincronismo com a unidade central. As vias que conectam o lado de AT (uma de instrumentação e oito de comando) devem apresentar alta classe de isolamento (mesma classe de isolamento entre AT e BT).

Figura 3.12 – Estrutura de comunicação/controlre com uma unidade central e n unidades locais (tipo II)



Fonte: elaborada pelo autor.

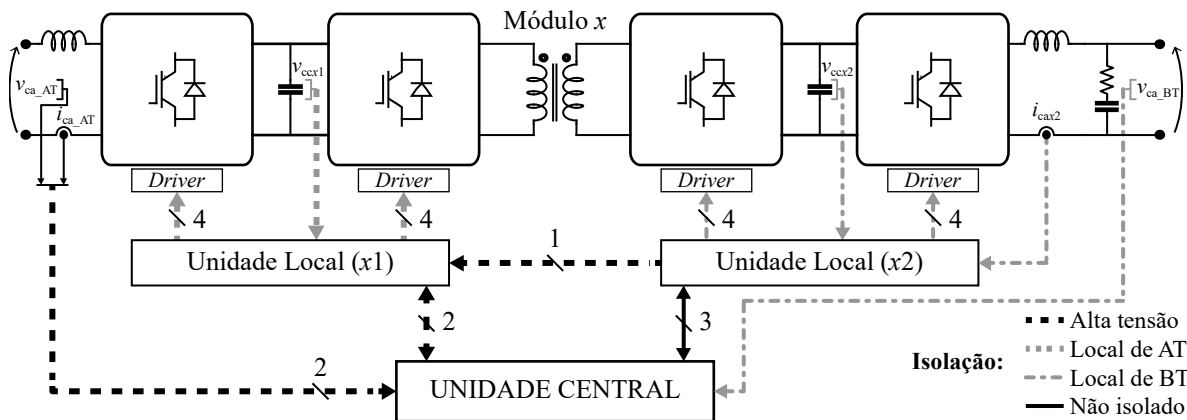
A unidade central precisa de 3 canais AD e $2n + 1$ IO's digitais para comunicação e sincronismo com cada módulo local. Essa configuração requer uma unidade central com menor capacidade (IO's e AD's), ao passo de que são necessárias n unidades locais. Necessita do mesmo número de vias com alta tensão de isolamento e de vias com baixa tensão de isolamento (BT) quando comparado à estrutura do tipo I da Figura 3.11.

3.3.3 Estrutura de comunicação com uma unidade central e $2n$ unidades locais

Por fim, as estruturas com duas unidades locais por módulos de potência são analisadas com o objetivo de reduzir o número de vias com alta tensão de isolamento. A unidade central, da mesma forma que nas demais estruturas, requer 3 canais AD para as tensões CA de ambos os lados e a corrente CA do lado de AT. Os requisitos de classe de isolamento são: isolamento de alta tensão (mesma classe de isolamento do transformador) e isolamento local de AT e local de BT. O nível de isolamento local de AT e de BT é o nível de isolamento necessária interna do módulo, definido pela tensão do barramento CC de AT e BT, respectivamente. Esse nível de isolamento é empregado, pois os dispositivos locais de AT estão referenciados ao ponto negativo do próprio barramento CC.

A estrutura mostrada na Figura 3.13, denominada tipo III para fins de análise, é composta de uma unidade central comum a todos os módulos e duas unidades locais para cada módulo de potência. As unidades locais são divididas em unidade local do lado de AT ($x1$) e unidade local do lado de BT ($x2$), onde x refere-se ao índice do módulo, o índice 1 ao lado de AT e o índice 2 ao lado de BT.

Figura 3.13 – Estrutura de comunicação/controlado com uma unidade central e $2n$ unidades locais (tipo III)



Fonte: elaborada pelo autor.

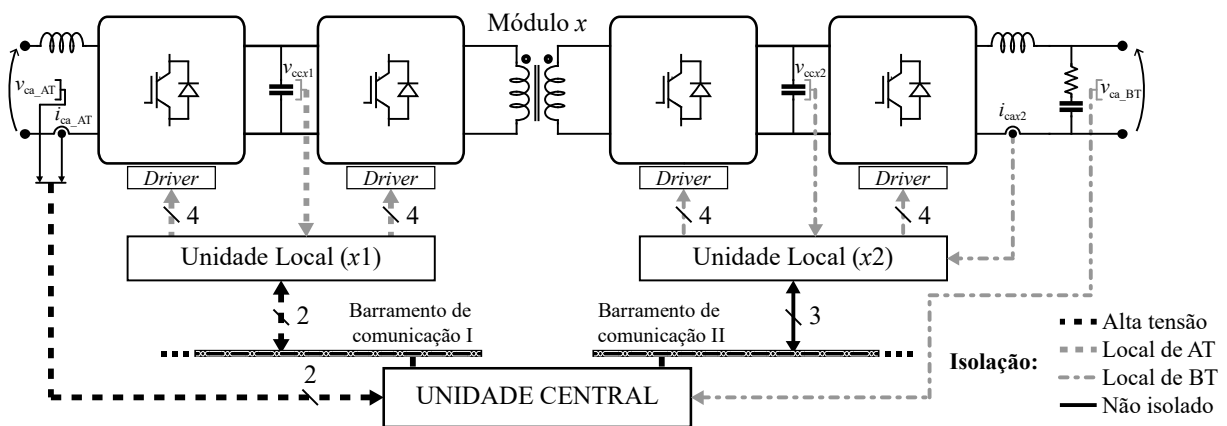
Essa configuração requer $3n$ vias de alta tensão de isolamento para comunicação e sincronismo, 9 vias com tensão de isolamento local de AT (no potencial do módulo de AT) para instrumentação e comando dos semicondutores, e 10 vias com isolamento local de BT para instrumentação e comando dos semicondutores. Para a unidade central, além dos 3 canais AD

já mencionados, são necessárias $4n + 1$ IO's digitais para constituir os *links* de comunicação com os módulos locais e uma via de sincronismo, que é comum a todos os módulos. A via que conecta a unidade local de BT ($x1$) a unidade local de AT ($x2$) é uma via de sincronismo, mas também pode ser conectada da unidade central para unidade local de AT. Há também a possibilidade da sincronização das unidades locais através da comunicação, o que elimina a via adicional de sincronismo.

Na estrutura do tipo III um número reduzido de vias de alta tensão de isolamento é necessário e o número de canais AD da unidade central não depende mais do número de módulos, apenas o número de IO's digitais da unidade central. Mesmo que com um número reduzido de IO's em função de n , a unidade central ainda depende do número de módulos. Além disso, cada módulo de potência possui agora um dispositivo de controle a mais, quando comparado à estrutura do tipo II.

Com objetivo de reduzir ainda mais o número de IO's da unidade central, tornar a estrutura de comunicação modular e possibilitar implementação de uma unidade central redundante, é proposta a estrutura de comunicação do tipo IV, apresentada na Figura 3.14. É uma variação da estrutura do tipo III na qual a comunicação deixa de ser do tipo estrela e passa a ser do tipo barramento.

Figura 3.14 – Estrutura de comunicação/controlê com uma unidade central e $2n$ unidades locais com dois barramentos de comunicação (tipo IV)



Fonte: elaborada pelo autor.

A configuração de dois barramentos *full-duplex*, um para o lado de BT e outro para o lado de AT, permite o fluxo de variáveis que dizem respeito apenas ao respectivo lado do barramento de comunicação (conversores). Essa configuração permite ainda que as unidades locais sejam sincronizadas através do *link* de comunicação, em diferentes frequências, desde

que essas frequências sejam múltiplas inteiras da menor frequência presente na modulação dos conversores.

A estrutura do tipo IV apresenta o menor número de vias de alta isolamento ($2n$) quando comparada com as demais estruturas. A unidade central, além dos 3 canais AD's já citados, requer apenas 4 IO's digitais para acesso aos barramentos de comunicação. Apresenta a vantagem de redução do número de vias de alta isolamento e a completa modularidade de comunicação, quando comparada às demais estruturas, tendo como principal aplicação à estrutura de SST modular.

O número máximo de módulos é determinado pelo tipo de barramento empregado e a impedância dos transceptores. No caso do barramento RS-485, são suportadas até 32 unidades (transceptores) com carga unitária, por exemplo, em uma estrutura de SST são permitidos 32 módulos de potência ($n_{\text{máx}} = 32$) quando esses transceptores são utilizados.

A configuração da comunicação do tipo barramento possibilita a reconfiguração da estrutura de potência (aumento ou redução do número de módulos) com a conexão das unidades de controle aos barramentos de comunicação, sem a modificação do número de IO's digitais e canais AD's.

Para efeitos de análise as estruturas de comunicação são comparadas em alguns quesitos conforme apresentado na Tabela 3.1. Os principais itens de comparação são: o número de canais AD, número de IO's, número de vias de alta tensão de isolamento, número de vias de baixa tensão de isolamento, entre outras características da estrutura de comunicação.

Tabela 3.1 – Comparação entre estruturas de comunicação para SST

CARACTERÍSTICA	Tipo			
	I	II	III	IV
Unidade Central	1	1	1	1
Canais AD	$3 + 3n$	3	3	3
IO's	$16n$	$2n + 1$	$4n + 1$	4
Possibilidade de unidade redundante	Não	Não	Não	Sim
Unidade(s) local(is)	-	n	$2n$	$2n$
Canais AD	-	3	3	3
IO's	-	19	19	19
Link de comunicação <i>full-duplex</i>	-	n	$2n$	2
Barramento de comunicação	-	-	-	2
Vias com alta tensão de isolamento	$9n$	$9n$	$3n$	$2n$
Vias com isolamento local de AT	-	-	$9n$	$9n$
Vias com isolamento local de BT	$10n$	$10n$	$10n$	$10n$

Fonte: elaborada pelo autor.

A estrutura proposta (tipo IV) requer o menor número de vias com alta tensão de isolamento por módulo de potência, faz uso de classes de isolamento de menor tensão nas unidades locais (isolamento local de AT e local de BT), unidade central com reduzido número de IO's e canais AD, permite a implementação de unidade central redundante, entre outras características. Como desvantagem, apresenta considerável número de processadores, assim como na estrutura do tipo III.

Nas configurações do tipo II, III e IV as unidades locais tornam possível a realização de controladores locais, tais como o controle de ajuste fino da tensão CC de AT, controle do DAB e do controle da corrente CA de BT.

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse capítulo foi apresentada uma breve revisão de topologias de transformadores de estado sólido, com ênfase na topologia com três estágios de conversão de energia. Essa topologia apresenta duas variações no estágio de BT: a primeira com apenas um conversor CC-CA e a segunda com n conversores CC-CA com saídas em paralelo. A segunda topologia constitui um SST com uma estrutura modular de potência, com uso de dispositivos comerciais com menores valores de tensão e corrente.

Os controladores são definidos para o controle das variáveis elétricas da topologia do SST. Salientando que a estrutura possui capacidade de transferir energia em ambos os sentidos, ou seja, bidirecional em potência. As técnicas de controle empregadas são baseadas em controladores clássicos empregados na eletrônica de potência.

A configuração de conversor com associação série empregada no estágio de conversão de energia CA-CC de AT e em paralelo no estágio CC-CA de BT requer o controle de variáveis globais da estrutura. Com o objetivo de tornar o sistema de comunicação e controle modular, uma unidade central de controle faz-se necessária. Algumas configurações são discutidas e a característica de modularidade é encontrada apenas na estrutura do tipo IV.

As estruturas são comparadas, levando em conta o número de IOs da unidade central, a modularidade e número de vias isoladas, conforme apresentado na Tabela 3.1. A configuração do tipo IV também permite que outra unidade central seja empregada de forma redundante para aumentar a confiabilidade do sistema de comunicação e controle.

4 COMUNICAÇÃO DE DUPLO BARRAMENTO: CARACTERÍSTICAS, DESEMPENHO E ESPECIFICAÇÕES

Este capítulo tem por objetivo descrever a estrutura de comunicação de duplo barramento proposta para um transformador de estado sólido modular com três estágios de conversão de energia. A arquitetura de comunicação é diretamente relacionada à estrutura de controle empregada para os conversores de potência e vice-versa. Dessa forma, a prioridade definida é a modularidade do sistema de comunicação, sendo esta a característica do sistema, a qual a técnica de controle deve ser adaptada. Para a estrutura de comunicação composta por dois barramentos bidirecionais são apresentadas características tais como: formatação do protocolo personalizado, velocidades de transmissão e tipos de barramentos.

O protocolo personalizado é definido em função da demanda de informações para os controladores dos conversores que compõem a estrutura modular do SST. A formatação do protocolo de comunicação personalizado é descrita, bem como algumas funcionalidades que são usadas para o controle dos processos das unidades. As frequências de amostragem e de atualização de variáveis são apresentadas. Combinando as características do barramento com a formatação do *frame* de dados do protocolo personalizado, são avaliados os tempos de transmissão de dados e a periodicidade máxima de transmissão de dados com o objetivo de analisar o desempenho do barramento e do protocolo personalizado. Também é considerada a demanda dos processadores para o tratamento das interrupções na unidade central e nas unidades locais. O protocolo personalizado será implementado em um barramento RS-485 operando a 2,34 Mbps e seu desempenho comparado com o protocolo CAN.

Resultados experimentais serão apresentados para a arquitetura de comunicação, demonstrando a sincronização das unidades locais e os processos das unidades locais. Resultados de simulação e experimentais serão apresentados e discutidos para os conversores operando de forma isolada e também operando em conjunto no SST. São tratados como conversores do lado de AT, o conversor em cascata do lado de AT e o primário do DAB, e conversores do lado de BT, o secundário do conversor do DAB e os conversores CC-CA em paralelo.

4.1 REQUISITOS DE TRANSMISSÃO DE DADOS PARA CONTROLE DO SST

A estrutura de comunicação de duplo barramento é escolhida devido à sua modularidade. Essa configuração também permite a utilização de uma unidade de controle central redundante, aumentando a confiabilidade do sistema. A unidade central realiza o controle das variáveis elétricas globais do SST: a corrente CA e a tensão CC total do lado de AT e a tensão CA do lado de BT. Dessa forma, é necessária a medida dessas variáveis pela unidade central e também o envio das respectivas ações de controle para as unidades locais, que fazem a modulação dos conversores.

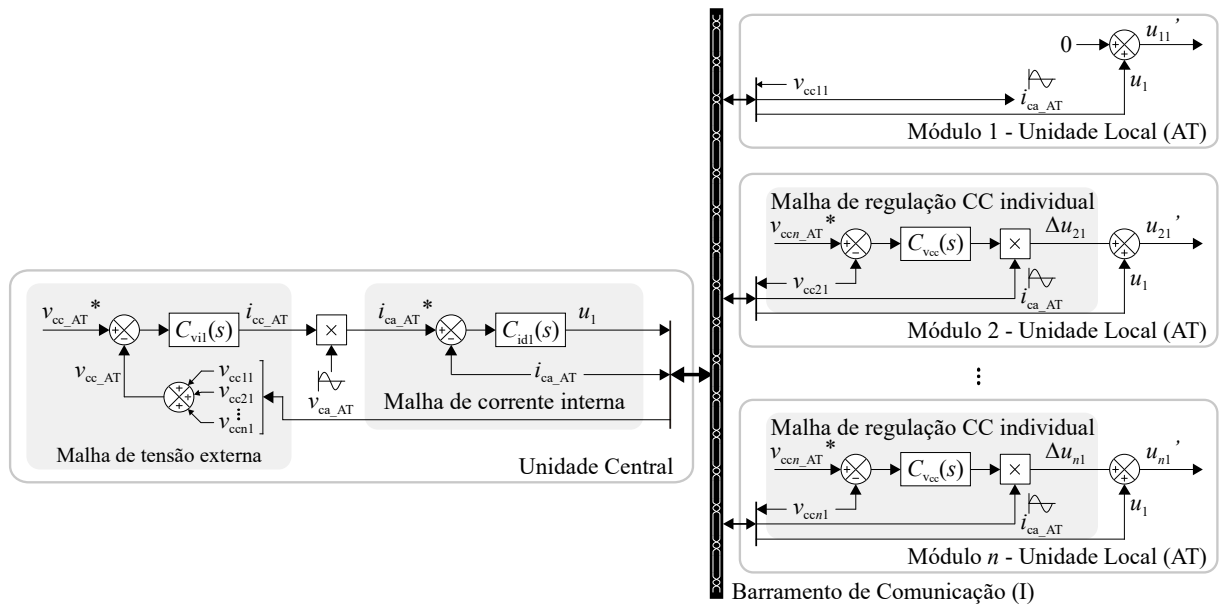
As unidades locais realizam a conversão AD das variáveis elétricas locais, as malhas de controle locais e fazem a troca de informação com a unidade central. Nesta seção são apresentadas as estruturas completas de controle para os conversores, bem como as demandas de transmissão das variáveis.

4.1.1 Estrutura de controle do conversor do lado de AT

O controle do conversor do lado de AT faz uso de duas malhas para o controle da tensão CC total e da corrente CA (controle global). Além dessas malhas, $n - 1$ malhas de regulação de tensão CC são empregadas. Se a tensão CC total e as tensões CC individuais de $n - 1$ módulos são reguladas, logo a tensão CC do módulo sem malha de ajuste deve convergir para seu valor nominal. O diagrama de blocos da Figura 4.1 apresenta a estrutura de controle global (malha de tensão externa e malha de corrente interna) que é realizada em uma unidade central. São apresentadas ainda as $n - 1$ malhas de regulação CC individuais, que são realizadas pelos dispositivos locais de AT, motivo pelo qual a unidade local do módulo 1 não possui malha de regulação CC individual. As unidades locais encontram-se no potencial do módulo e devido a essa característica, há a necessidade do uso de uma comunicação isolada com as demais unidades.

A troca de informações entre a unidade central e as unidades locais ocorre periodicamente pela rede de comunicação. No barramento de comunicação I circulam as informações referentes aos conversores do lado de AT. Conforme as necessidades de controle a unidade central envia, para todos os módulos, a ação de controle (u_1) e a corrente i_{ca_AT} e recebe destes módulos as tensões CC (v_{ccx1}) de cada módulo.

Figura 4.1 – Diagrama de blocos da estrutura de controle do conversor do lado de AT



Fonte: elaborada pelo autor.

Os dados enviados da unidade central para as unidades locais possuem as informações da corrente de entrada (8 bits), o código de operação (2 bits), ação de controle (14 bits), e verificação de redundância cíclica CRC (8 bits), conforme apresentando na Figura 4.2(a) com os respectivos tamanhos em bits. A corrente de entrada é quantizada para usar a máxima resolução de acordo com a capacidade em bits.

O cálculo de CRC é implementado em linguagem C como descrito em (POLOLU CORPORATION, 2012). A transmissão de dados serial empregada segue o padrão com 8 databits. Assim, campos de dados com tamanho diferente de 8 bits são agrupados ou divididos quando necessário.

Figura 4.2 – Frame de dados para comunicação do lado de AT: (a) Frame de dados da unidade central para unidade local; (b) Frame de dados da unidade local para unidade central

Frame de dados: Central → Local AT			
i_{ca_AT}	Cod. OP AT	u_1	CRC
8 bits	2 bits	14 bits	8 bits

(a)

Frame de dados: Local AT → Central			
Endereço de origem	Cod. Status	Medida (v_{ccx1})	CRC
8 bits	4 bits	12 bits	8 bits

(b)

Fonte: elaborada pelo autor.

O código de operação é usado para realizar a sincronização das unidades locais e a partida ou parada dos conversores, conforme as funções definidas na Tabela 4.1. A função de inibição e de habilitação tem ação direta sobre a modulação PWM dos conversores do lado de AT (conversor CA-CC e primário do DAB) e a função *sync* permite que as portadoras das unidades locais possam ser sincronizadas, estando o conversor em operação ou inibido.

Tabela 4.1 – Códigos de operação e suas respectivas funções na unidade de AT

Código OP. AT (2 bits)	Função na unidade de AT
00 – (0x0)	Inibe conversores de AT
01 – (0x1)	Habilita conversor de AT
10 – (0x2)	Habilita conversor de AT + <i>sync</i>
11 – (0x3)	Inibe conversores de AT + <i>sync</i>

Fonte: elaborada pelo autor.

A ação de controle (u_1) produzida pela malha interna de controle de corrente é comum a todos os módulos e nas unidades locais é somada a ação de controle da malha de regulação CC individual (Δu_{x1}) para os $n - 1$ módulos. A informação da corrente de entrada (i_{ca_AT}) é usada pelas malhas de regulação CC. Por fim, é enviado o CRC para os 3 bytes de dados.

A mensagem enviada das unidades locais para a unidade central é composta pelo endereço (8 bits), pelo código de estado (4 bits), medida da tensão CC (12 bits) e pelo CRC (8 bits), conforme descritos na Figura 4.2(b). O endereço é usado para identificar a origem dos dados recebidos. O código de estado é usado pela unidade central para monitorar as unidades locais. Através do mesmo, as unidades locais podem sinalizar alguma falha ou evento anormal. O resultado da conversão AD da tensão CC do barramento é enviada à unidade central, que realiza o controle da tensão CC total do conversor de AT. O tamanho da variável medida é definido de acordo com a resolução do conversor AD (12 bits) do microcontrolador utilizado TMS320F28335 (TEXAS INSTRUMENTS, 2012). Por fim, é calculado e enviado o CRC correspondente aos 3 bytes de dados a serem transmitidos.

4.1.2 Estrutura de controle do conversor CC-CC isolado

O controle do conversor DAB, conforme estrutura apresentada na Figura 3.9, atua na defasagem das portadoras dos conversores *full-bridge* do lado de BT com relação às portadoras do lado de AT, ou seja, defasando as tensões entre primário e secundário aplicadas no transformador do DAB. Dessa forma, é necessário que os dispositivos de controle do lado

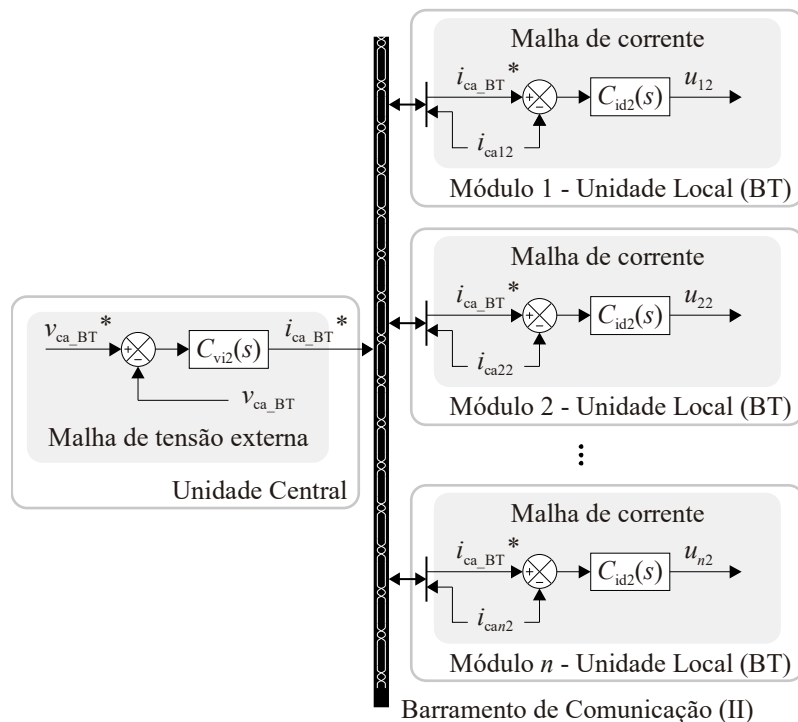
de AT e do lado de BT sejam sincronizados, para que a defasagem requerida pelo controlador possa ser empregada no lado de BT. Ambos os barramentos de comunicação realizam periodicamente a sincronização dos módulos locais através de um código de operação.

Essa malha de controle individual requer apenas à informação local da tensão CC do barramento de BT, que é realimentada localmente no controlador. A definição da frequência de comutação e amostragem necessariamente precisa ser múltipla inteira da taxa de sincronização das portadoras locais, realizada através da comunicação.

4.1.3 Estrutura de controle do conversor do lado de BT

O controle dos conversores CC-CA em paralelo do lado de BT é realizado utilizando duas malhas de controle, conforme Figura 3.10. A malha externa é responsável pela regulação de tensão CA nos terminais de saída, pois o conversor opera como fonte de tensão. Já o que seria a malha interna rápida de corrente é dividida em n malhas de corrente, uma para cada conversor, conforme mostrado na Figura 4.3. Cada malha de corrente é realizada localmente e recebe a referência de corrente ($i_{ca_BT}^*$), a ser sintetizada, através do sistema de comunicação.

Figura 4.3 – Diagrama de blocos da estrutura de controle do conversor do lado de BT



O barramento de comunicação II oferece suporte à comunicação de dados referentes aos conversores do lado de BT. A unidade central envia para as unidades locais uma mensagem de dados, apresentada na Figura 4.4(a), composta por um código reservado (8 bits), código de operação de BT (2 bits), referência de corrente CA de BT (14 bits) e CRC (8 bits).

Figura 4.4 – *Frame* de dados para comunicação do lado de BT: (a) *Frame* de dados da unidade central para unidade local; (b) *Frame* de dados da unidade local para unidade central

Frame de dados Central → Local BT			
Reservado	Cod. OP BT	$i_{ca\ BT}^*$	CRC
8 bits	2 bits	14 bits	8 bits

(a)

Frame de dados Local BT → Central			
Endereço	Cod. Status	Medida (i_{cax2})	CRC
8 bits	4 bits	12 bits	8 bits

(b)

Fonte: elaborada pelo autor.

O primeiro *byte* que compõe o *frame* de dados enviado da unidade central para as unidades locais é reservado. Esse *byte* de dados não está sendo usado nesse trabalho. Porém, o mesmo é mantido na transmissão de dados para que a mensagem do lado de AT e BT tenha o mesmo tamanho, em *bytes*, a fim de manter o protocolo proposto idêntico ao lado de AT e BT e também para que o sincronismo seja realizado no mesmo instante para as unidades locais de AT e BT. Esse campo de dados pode ser usado futuramente para alteração de parâmetros nas unidades locais de BT, enquanto o conversor estiver inibido, ou seja, permite que novos parâmetros possam ser gravados nas unidades locais.

O código de operação de BT também realiza as funções de habilitação e inibição dos conversores do lado de BT bem como o sincronismo (*sync*). A Tabela 4.2 apresenta os códigos de operação empregados para comandar os conversores do lado de BT.

Tabela 4.2 – Códigos de operação e suas respectivas funções na unidade de BT

Código OP. BT (2 bits)	Função na unidade de BT
00 – (0x0)	Inibe conversores de BT
01 – (0x1)	Habilita conversor de BT
10 – (0x2)	Habilita conversor de BT + sync
11 – (0x3)	Inibe conversores de BT + sync

Fonte: elaborada pelo autor.

A referência de corrente CA de BT ($i_{ca_BT}^*$) é comum a todos os módulos e é empregada por cada um para realização das n malhas de corrente CA internas, conforme apresentado no diagrama de blocos da Figura 4.3. Por fim, o CRC correspondente aos 3 bytes de dados é enviado.

No sentido contrário, a mensagem de dados das unidades locais para a unidade central, conforme Figura 4.4(b), é composta pelo endereço (8 bits), pelo código de estado (4 bits), medida de corrente (12 bits) e CRC (8 bits). O byte de endereço é usado para identificar a origem das informações. O código de estado é usado para que a unidade possa informar à central qualquer falha, agora para o lado de BT. Também é transmitido à unidade central o valor da corrente de saída do respectivo módulo. No entanto, essa informação é apenas de caráter informativo para a unidade central e não é usada para controle nesta unidade. Por último, segue o CRC para os 3 bytes transmitidos.

Os códigos de falha são iguais para o lado de AT e BT e têm a função de informar para unidade central quanto à condição de operação normal ou a ocorrência de falhas nas unidades locais, conforme apresentados na Tabela 4.3. Dessa forma, a unidade central deve interromper a operação e inibir os conversores quando um aviso de falha é recebido. Os conversores e as malhas de controle do SST, neste trabalho, não preveem operação sob condições de falta. Caso houver a capacidade de operação sob falta tanto dos conversores do SST quanto do controle, essa condição deve ser prevista na etapa de projeto, para que as demandas de comunicação possam ser definidas, e o protocolo de comunicação personalizado seja especificado.

Tabela 4.3 – Códigos de *status* da unidade de AT e BT

Código de <i>status</i> (4 bits)	Descrição
1001 - (0x9)	Operação normal
1010 - (0xA)	Falha

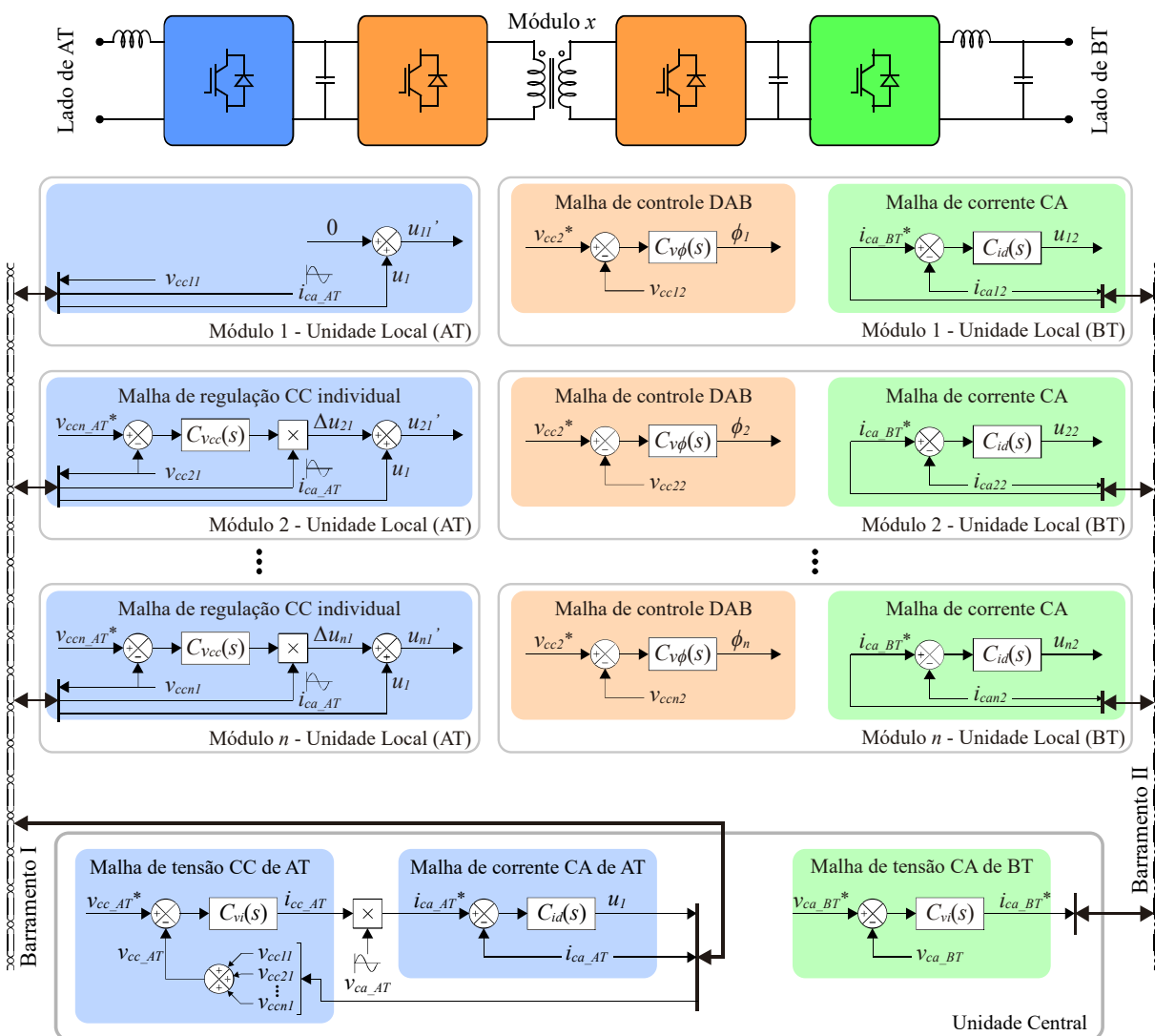
Fonte: elaborada pelo autor.

A formatação da mensagem (*frame*) de dados para transmissão é personalizada para atender as demandas de comunicação e controle da estrutura do SST em estudo. Assim, pode ser definido como um protocolo personalizado de transmissão de dados. Esse protocolo também é baseado em eventos, assim as informações para operação do sistema bem como os eventos de transmissão de dados podem ser controlados (escalonados no tempo).

A desvantagem desse protocolo é a necessidade de arbitragem de barramento, que é definida pelo projetista. Para o envio de informações da unidade central para unidade local, não há arbitragem, pois a unidade central é o único dispositivo capaz de escrever nos barramentos de Tx (I e II). Já para o barramento de recepção Rx (I e II), onde todos os dispositivos locais são capazes de escrever no barramento, deve ser adotada arbitragem para evitar o conflito de mensagens no barramento. O escalonamento das transmissões é feito por *software*, reforçando assim a necessidade da correta sincronização dos dispositivos locais.

As estruturas de controle dos conversores que compõem o SST são apresentadas na Figura 4.5, cada malha em seu respectivo local de realização e com as informações necessárias para controle.

Figura 4.5 – Diagrama de blocos das malhas de controle do SST modular



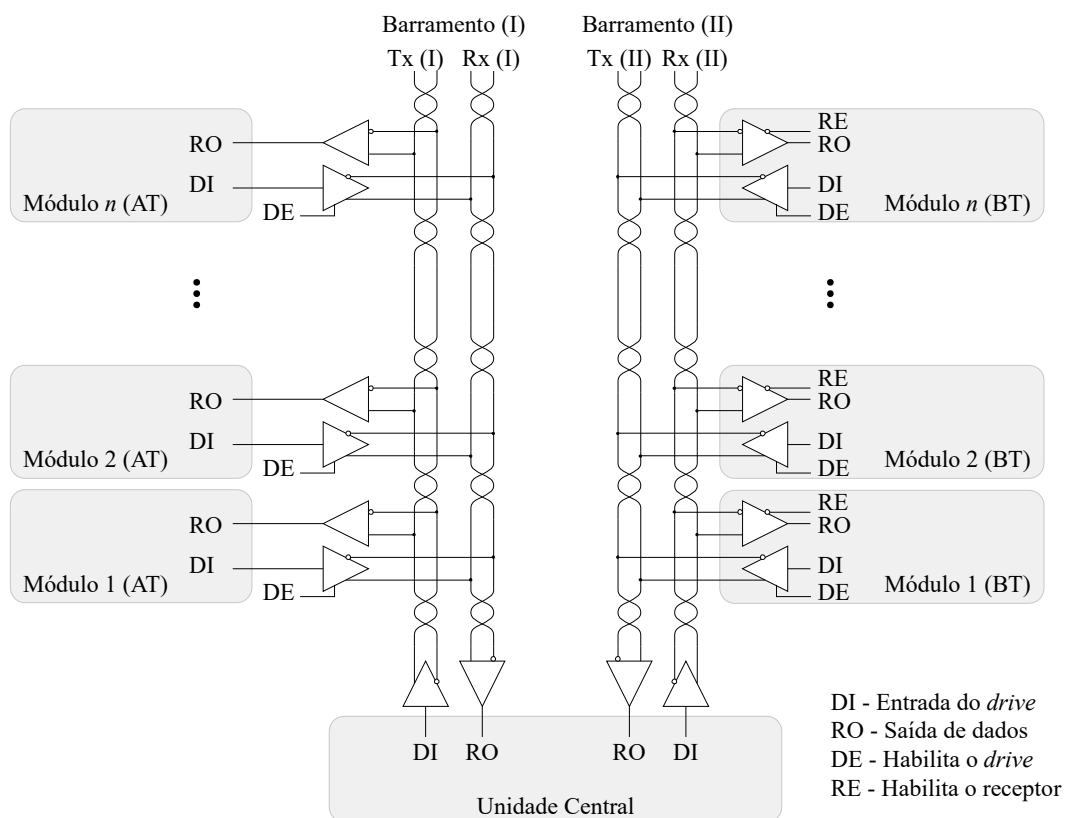
Fonte: elaborada pelo autor.

A unidade central implementa a malha de tensão CC total e a malha de corrente CA de AT e a malha de tensão CA de BT. As unidades locais de AT realizam as $(n - 1)$ malhas de ajuste de tensão CC individuais. Já as unidades locais de BT implementam a malha de tensão CC e a malha de corrente CA de BT, ambas individuais para cada módulo.

4.2 ESPECIFICAÇÃO DO BARRAMENTO DE COMUNICAÇÃO RS-485

Os barramentos principais (I e II) são constituídos, cada um, por duas redes RS-485 *half-duplex* uma para *Tx* e outra para *Rx*, formando uma rede *full-duplex* com 4 fios, conforme apresenta a Figura 4.6 e também o Apêndice B. Cada dispositivo que acessa o barramento, o faz através de transceptores de RS-485. Os transceptores empregados na construção do barramento possuem capacidade de transmissão de dados de até 10 Mbps nos modelos MAX 3490 do fabricante Maxim Integrated e o modelo SN65LBC176 do fabricante Texas Instruments, e 16 Mbps no modelo SP3076E do fabricante Exar.

Figura 4.6 – Configuração dos barramentos de comunicação I e II, compostos por redes RS-485 *half-duplex*



O transceptor MAX 3490 é um transceptor de RS-422 e RS-485 sem suporte a habilitação de receptor e de emissor. O transceptor SN65LBC176 é um transceptor de RS-485 *half-duplex* e o transceptor SP3076E é um transceptor RS-422 e RS-485 *full-duplex*, ambos possuem pinos de habilitação de recepção e de envio (DE e RE). O barramento I opera de forma isolada através de fibras óticas, assim a habilitação do *driver* é realizada pelo *start bit*, conforme apresentado no Apêndice B.

4.3 PROTOCOLO DE TRANSMISSÃO DE DADOS PROPOSTO

A transmissão de dados entre os dispositivos (unidade central e unidades locais) faz uso de um protocolo de dados personalizado, sobre o meio físico RS-485. O protocolo personalizado define a formatação da mensagem (*frame*) de dados que será transmitida e segue o padrão de transmissão de dados seriais assíncronos com um *start bit*, para indicar o início da transmissão, de 0 a 8 *bits* de dados, um ou nenhum *bit* de paridade (par ou ímpar) e um ou dois *stop bits* para indicar o término do dado.

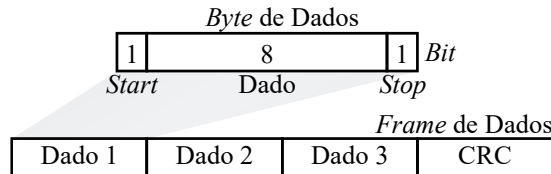
O protocolo personalizado define a formatação das mensagens de dados que serão enviados em conjuntos de 8 *bits*, para formar um *byte* de dados. Considerando a estrutura de comunicação proposta nesse trabalho, dois barramentos de dados seriais *full-duplex* são empregados para conectar dispositivos de controle em uma topologia de SST modular. As redes são separadas por funcionalidades, uma para o lado de AT (barramento de comunicação I) e outra para o lado de BT (barramento de comunicação II). Ambas possuem as mesmas características quanto à configuração e a taxa de transmissão de dados.

De acordo com os requisitos de transmissão de dados apresentado na seção 4.1 para o controle dos conversores que constituem o SST, o protocolo personalizado possui um tamanho de mensagem fixo de 4 *bytes*, composto por 3 *bytes* de dados e 1 *byte* de CRC, sendo cada *byte* de dados composto por 8 *data bits*. Essa configuração suporta todas as mensagens já definidas para a comunicação, em ambos os sentidos (central para local e local para central) e em ambos os barramentos (I e II). A Figura 4.7 apresenta a formatação do *byte* de dados (1 *start bit*, 8 *bits* de dados e 1 *stop bit*) e também o *frame* de dados com 4 *bytes*.

A paridade é suprimida, pois se mais de um *bit* apresentar erro, pode não ser detectado pela paridade. Além disso, as referências transmitidas pela comunicação são compostas de mais de um *byte*. Caso um erro de paridade em um *byte*, for identificado, é necessário

descartar a referência ou até mesmo a mensagem inteira que foi recebida. Assim, o CRC é uma forma mais eficaz de detecção de erros na transmissão.

Figura 4.7 – Protocolo personalizado, *frame* de dados com 3 *bytes* de dados e 1 *byte* de CRC



Fonte: elaborada pelo autor.

4.3.1 Taxas de atualização e frequências de amostragem

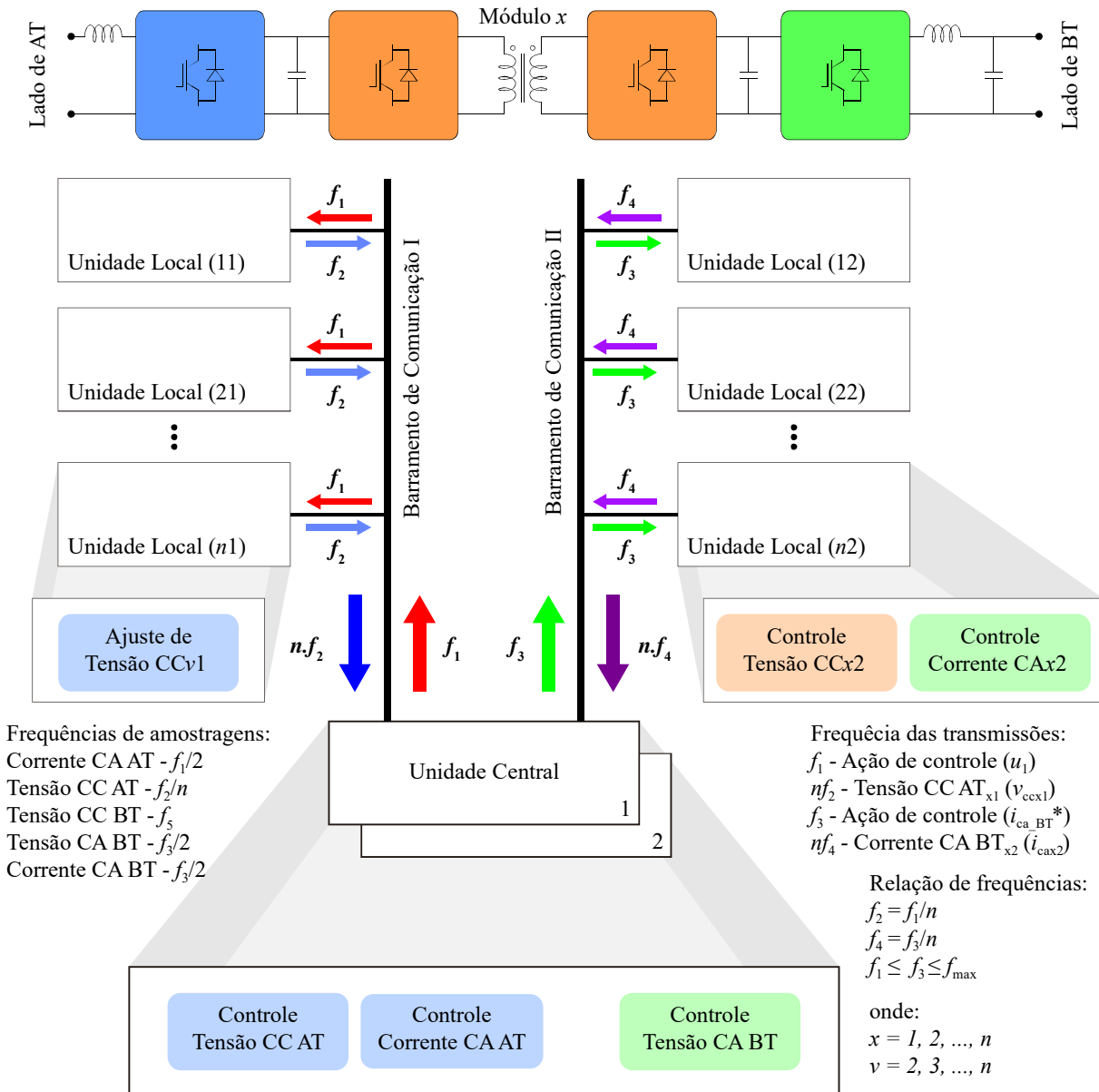
O diagrama de blocos da estrutura global de controle é apresentado na Figura 4.5, onde cada controlador é representado em seu respectivo local. Já Figura 4.8 ilustra a configuração dos barramentos de comunicação com uma unidade central principal (1), a possibilidade de uma unidade central redundante (2) e $2n$ unidades locais. A unidade central e as unidades locais são apresentadas com os respectivos controladores que são implementados nas mesmas e com a frequência em que os dados são enviados ou amostrados.

O controle da tensão CA de BT é realizado pela unidade central e requer apenas a medida da tensão CA que é realizada localmente. A ação de controle desta malha é a referência de corrente ($i_{ca_BT}^*$), comum a todos os módulos de BT. A frequência de amostragem dessa malha de tensão CA é denominada $f_3/2$. Porém, são enviadas informações para as unidades locais de BT duas vezes a cada período, ou seja, com uma frequência (f_3) duas vezes maior que a frequência de amostragem.

Para o conversor do lado de AT, que possui duas malhas de controle realizadas na unidade central, a malha externa de tensão requer a informação da tensão CC total, que é calculada a partir da soma das tensões CC individuais de cada módulo. A informação da tensão CC chega, a unidade central, através da rede de comunicação. Cada unidade local de AT realiza a conversão AD da tensão CC e envia o resultado para a unidade central em uma frequência de atualização (f_2). Para n módulos a frequência com que essas informações chegam à unidade central é $n.f_2$, ou seja, a unidade central recebe n mensagens em um período t_2 (onde $t_2 = 1/f_2$). A frequência f_2 é a frequência de amostragem da malha de tensão

CC total definida pelo tempo necessário para obtenção das tensões CC locais de todos os módulos. A taxa de atualização da tensão CC total é função do número de módulos e da taxa de transmissão de dados do barramento.

Figura 4.8 – Frequências de amostragem de dados associadas às malhas de controle e aos conversores de potência



Fonte: elaborada pelo autor.

A malha de corrente CA de AT requer apenas a informação da corrente CA de entrada e da referência de corrente CA fornecida pela malha de tensão. Por ser uma malha com características de dinâmica mais rápida, pode ser realizada no dobro da frequência de

amostragem da malha de tensão CC ($f_1 = 2.n.f_2$). A ação de controle produzida (u_1) é enviada aos módulos locais com a frequência f_1 . A taxa de amostragem da malha de corrente CA é definida com base na taxa de atualização da tensão CC total, que é função das especificações do barramento e do número de módulos.

O controle da tensão CA de BT é realizado pela unidade central e requer apenas a medida da tensão CA que é realizada localmente. A ação de controle dessa malha é a referência de corrente ($i_{ca_BT}^*$), comum a todos os módulos de BT. A frequência de amostragem dessa malha de tensão CA é denominada $f_3/2$. Porém, a frequência de envio de dados para as unidades locais de BT é f_3 , assim, a referência de corrente é enviada duas vezes a cada período de amostragem dessa malha.

As malhas de corrente CA de BT, que são realizadas localmente, também são amostradas na mesma frequência ($f_3/2$). As unidades locais de BT enviam à unidade central a informação da corrente de saída (i_{cax2}), apenas como caráter informativo, uma vez que a mesma é usada localmente para a malha de corrente, e na unidade central não possuem aplicação para controle. Cada módulo envia a sua medida da corrente em uma frequência de atualização definida por f_4 . Assim a periodicidade da recepção de dados do barramento II na unidade central é de $n.f_4$. A taxa em que a informação das correntes CA do lado de BT são recebidas não possui nenhum impacto nas taxas de amostragem das malhas de controle de BT.

A máxima taxa de amostragem da malha de tensão e corrente CA de BT é limitada pela máxima taxa de transmissão de dados do barramento ($f_3 \leq f_{max}$), mas não é função do número de módulos, apenas do protocolo personalizado. Já a frequência de amostragem da malha de tensão CC de AT é limitada pelo número de módulos ($n.f_2 \leq f_{max}$).

As malhas de controle empregadas nos conversores que compõem o SST são, neste trabalho, amostradas na mesma frequência do PWM, mas as transmissões para as unidades locais são feitas na metade do período, ou seja, duas transmissões de dados por período de amostragem. Dessa forma as frequências de amostragem das malhas de corrente CA de AT, corrente CA de BT e tensão CA de BT, apresentadas na Figura 4.8, são divididas por 2 ($f_1/2$ e $f_3/2$). Essas duas transmissões por período de amostragem demonstram que o barramento possui suporte para trabalhar com amostragens no dobro da frequência de comutação.

Assim, é possível realizar a amostragem na metade do período de comutação (2 amostras por período de comutação), desde que a frequência de amostragem seja menor ou igual à máxima frequência de atualização suportada pelo barramento (f_{max}), determinada a seguir.

4.3.2 Desempenho da rede de comunicação

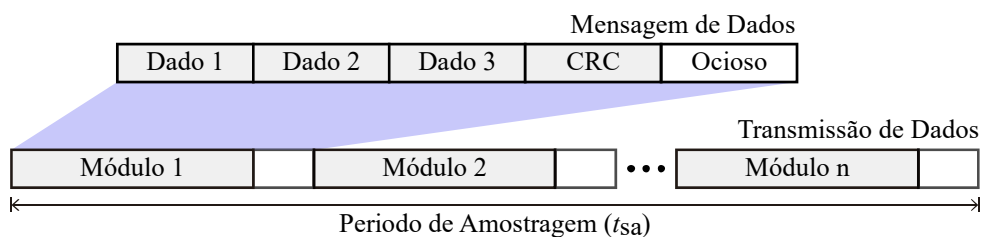
As máximas frequências de amostragem que podem ser empregadas são avaliadas nesta seção e dependem da configuração do *frame* de dados, da taxa de transmissão de dados da comunicação e do número de módulos. Cabe salientar que a taxa de transmissão de dados, refere-se à velocidade do barramento de comunicação expressa em *megabits* por segundo (Mbps, do inglês *Megabits per Second*) e a taxa de atualização ou amostragem, refere-se à periodicidade em que os dados são enviados a partir de uma determinada unidade.

A taxa máxima de amostragem é definida pelo tempo necessário para que a unidade central receba os dados das transmissões de cada módulo, ou seja, o tempo necessário para leitura de todas as variáveis enviadas, através da rede de comunicação, pelas unidades locais. Essa característica é válida para o barramento de AT (barramento I) que requer a informação da tensão CC individual de cada módulo para obter a tensão CC total para a malha de controle.

Ambos os barramentos I e II são iguais do ponto de vista de *hardware* e também de protocolo (mesma formatação da mensagem de dados). Porém, a configuração de controle para os conversores do lado de BT, não demanda a realimentação de informação através da comunicação para o controle global (malha de tensão CA de BT), sendo limitada a máxima taxa de amostragem (atualização da referência) suportada pelo barramento, mas não depende do número de módulos.

Como intervalo entre as transmissões e também para garantir tempo suficiente para que as unidades de controle realizem o processamento das informações contidas no *frame* de dados, a largura (tempo) de um *byte* de dados é considerada entre as mensagens representado como ocioso na Figura 4.9.

Figura 4.9 – Diagrama da transmissão de dados de n módulos para a unidade central



Fonte: elaborada pelo autor.

O período de cada *bit* de dados é determinado pela capacidade de transmissão de dados do barramento (*Baud Rate*). Assim, o tempo de um *byte* de dados é a soma do período de 10 *bits* (1 *start bit* + 8 *bits* de dados + 1 *stop bit*), dado por:

$$t_b = \frac{10\text{bits}}{\text{Baud Rate}}. \quad (1)$$

O tempo do *frame* de dados é obtido a partir do tempo do *byte* (t_b) vezes o número de *bytes*, sendo para o protocolo em estudo com 5 *bytes* (4 *bytes* de dados + 1 ocioso).

$$t_{frame} = 5 \times t_b \quad (2)$$

O período de amostragem pode ser definido pelo período da mensagem (t_{frame}) multiplicado pelo número de módulos que precisam ser lidos em um período de amostragem, conforme:

$$t_{sa} = t_{frame} \times n. \quad (3)$$

Combinando (1), (2) e (3):

$$t_{sa} = \frac{10 \times 5}{\text{Baud Rate}} \times n. \quad (4)$$

A partir de (4) é possível traçar um gráfico que leva em consideração a taxa de transmissão de dados do barramento (*Baud Rate*) em função do número de módulos (n). Para efeitos de comparação o protocolo proposto é avaliado sob duas taxas de transmissão de dados: em 2,34 Mbps que corresponde à taxa de transmissão de dados da interface de comunicação serial (SCI, do inglês *Serial Communication Interface*) do microcontrolador TMS320F28335, considerando que o *clock* do periférico de comunicação é configurado em 37,5 MHz (TEXAS INSTRUMENTS, 2012), e a taxa 10 Mbps, que pode ser obtida com dispositivos lógicos programáveis, tal como FPGA.

O protocolo personalizado também é comparado com o protocolo CAN em sua máxima taxa de transmissão de dados 1 Mbps. A comparação com o protocolo CAN leva em conta o *frame* de dados padrão da CAN com identificador de 11 *bits* e apenas 3 *bytes* de dados

(24 bits), pois o protocolo CAN possui CRC integrado. Também é considerado o tempo de um byte ocioso entre transmissões da rede CAN, conforme mostra a Figura 4.10.

Figura 4.10 – *Frame* do protocolo CAN com 3 bytes de dados e com 1 byte ocioso de intervalo entre transmissões

Início	Arbitragem	Controle				Dados	CRC	Reconhecimento			Fim		Idle	Ocioso
1	11	1	1	1	4	24	15	1	1	1	7	≥3	11	10

Número de bits

Fonte: elaborada pelo autor com base em (RENESAS, 2006).

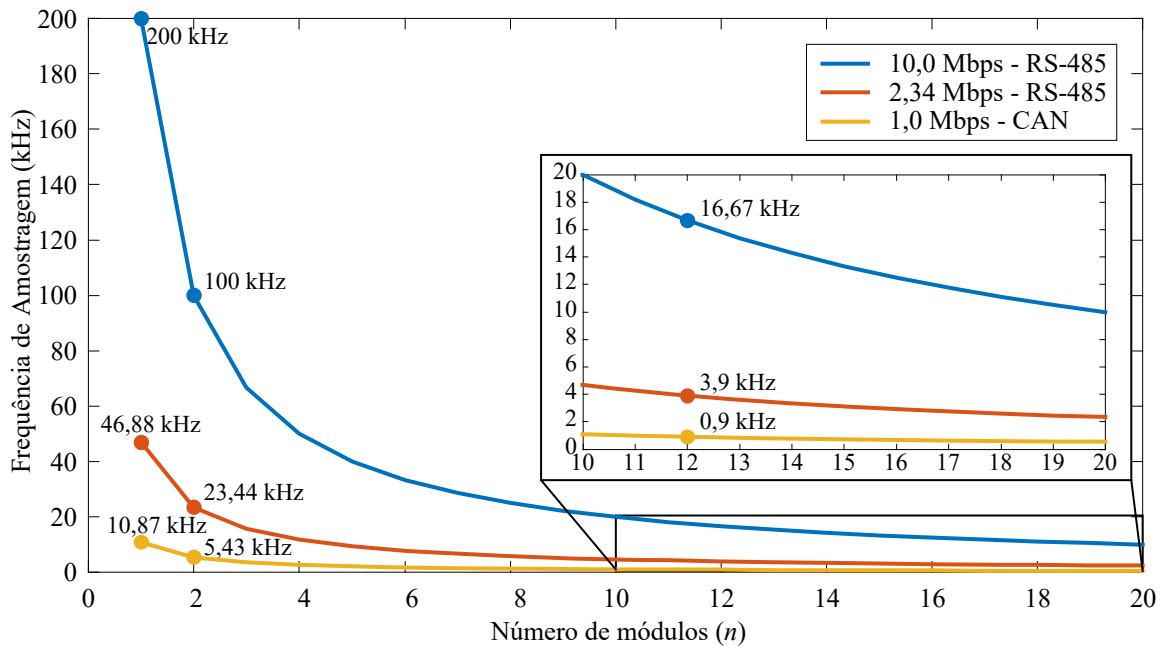
O período de amostragem mínimo obtido pela rede CAN, é determinado pelo número de bits a ser transmitido (82 bits do *frame* da CAN + 10 bits ocioso) multiplicado pelo número de módulos a serem lidos em um período de amostragem e dividido pela taxa de transmissão, conforme:

$$t_{sa_CAN} = \frac{92\text{bits}}{\text{Baud Rate}} \times n. \quad (5)$$

A máxima frequência de amostragem obtida para leitura de variáveis através do barramento de dados é apresentada na Figura 4.11. Quanto maior for a taxa de transmissão de dados, maior será a frequência de amostragem. Assim, o barramento com 10 Mbps apresenta-se superior aos demais. O barramento RS-485 com protocolo personalizado de 2,34 Mbps apresenta desempenho superior ao protocolo CAN por duas principais razões. A primeira por empregar uma taxa de transmissão de dados superior e a segunda por fazer uso de um *frame* de dados menor.

A máxima taxa de amostragem obtida através da rede de comunicação (quando $n = 1$) é de 200 kHz para a taxa de 10 Mbps, 46,88 kHz para a taxa de 2,34 Mbps e 10,87 kHz para a CAN (1 Mbps). Considerando agora uma aplicação com dois módulos ($n = 2$), as máximas taxas de amostragem suportadas pela rede de comunicação são 100 kHz, 23,44 kHz e 5,43 kHz para as taxas de 10 Mbps, 2,34 Mbps e para a CAN, respectivamente. Por fim, uma aplicação com 12 módulos de potência ($n = 12$) apresenta as seguintes taxas de amostragem: 16,67 kHz para 10 Mbps, 3,9 kHz para 2,34 Mbps e 0,9 kHz para a CAN. No entanto, os valores apresentados são valores teóricos de desempenho, do barramento e do protocolo proposto, e dependem ainda do tempo para o processamento das informações nas unidades de controle (conversão AD, cálculo das leis de controle, comunicação, entre outras funções).

Figura 4.11 – Frequências máximas de amostragem em função do número de módulos (n)



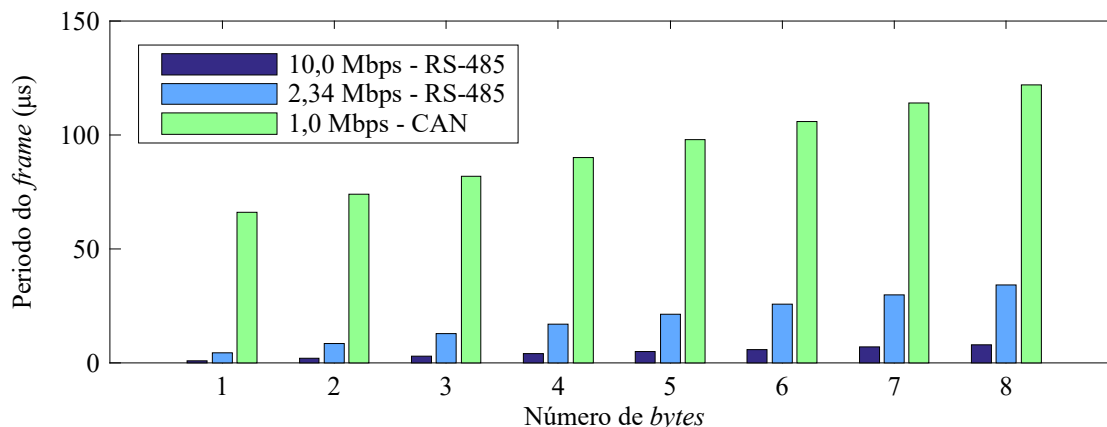
Fonte: elaborada pelo autor.

O conjunto do barramento RS-485 a 2,34 Mbps com protocolo proposto apresenta taxas de amostragens de aproximadamente 4,3 vezes superiores ao do protocolo CAN. Enquanto que a mensagem de dados da transmissão é aproximadamente 51% menor quando comparada com o protocolo CAN, para transmissão de 3 *bytes* de dados.

A Figura 4.12 compara o tempo da mensagem (*frame*) de dados, sem considerar o período ocioso, para as três condições em estudo, com *frames* de dados variando de 1 *byte* de dados até 8 *bytes* de dados, atingindo o limite do protocolo CAN. O protocolo personalizado em barramento RS-485 possui mensagens menores que o protocolo CAN, demandando menor tempo para transmissão de um determinado número de *bytes* de dados.

Com base no trabalho de CASTRO *et al.* (2002), em que RS-485 e CAN são comparadas, e considerando o protocolo proposto, a implementação em rede RS-485 requer a realização, via *software*, das funções de CRC, sincronização e arbitragem, características oferecidas pelo protocolo CAN. O protocolo CAN apresenta menor frequência de amostragem e um tempo de *frame* maior que o protocolo personalizado, mas ainda assim competitivo devido às funcionalidades que o protocolo oferece. Porém, o protocolo personalizado apresenta frequência de amostragem superior, característica desejável para sistemas de controle com dinâmicas rápidas, como a estrutura de múltiplos conversores em estudo.

Figura 4.12 – Gráfico de comparação do tempo de transmissão de dados em função do número de *bytes* transmitidos em barramento CAN (1 Mbps), RS-485 (2,34 Mbps) e RS-485 (10 Mbps)



Fonte: elaborada pelo autor.

4.3.3 Diagrama de processos e atualização das unidades locais

A comunicação com protocolo personalizado, da mesma forma que o protocolo CAN, é baseada em eventos. Esses eventos são sincronizados e parte deles é comandada pela unidade central, que realiza funções específicas nas unidades locais. Uma dessas funções é a sincronização desses módulos locais através da comunicação, aliada à modularidade e ao menor número de vias de alta isolamento. Estas são as principais vantagens da configuração de dupla rede RS-485 com protocolo personalizado, aplicada ao SST modular.

Com o objetivo de representar os eventos de transmissão de dados e de sincronização, são empregados diagramas temporais, que demonstram, ao longo do tempo, como deve acontecer cada processo de interrupção, conversão AD, cálculo das leis de controle e a transmissão e recepção de dados, para a unidade central e unidades locais. Além disso, os diagramas são apresentados separadamente, uma para o lado de AT e outro para o lado de BT, e os eventos estão diretamente ligados à estrutura de controle. Esses diagramas levam em conta que as unidades locais e a unidade central serão realizadas por microcontroladores. A portadora da unidade central é utilizada como base de tempo para descrição dos eventos e sincronização.

Os diagramas temporais permitem a descrição dos processos em cada unidade, assim é possível a determinação do comportamento da comunicação, da periodicidade da mesma, das

limitações impostas pelos processadores, dos atrasos das malhas de controle, e a taxa de amostragem. A comunicação de dados é descrita e resultados experimentais apresentados. Com base na implementação da comunicação e dos respectivos atrasos as malhas de controle são projetadas e resultados de simulação e experimentais são apresentados para os conversores operando separadamente e também no SST.

4.3.3.1 Eventos para o lado de AT

O conversor multinível em cascata (conversor CA-CC de AT) é modulado com portadoras defasadas (PS) (FRANQUELO *et al.*, 2008) e (MALINOWSKI *et al.*, 2010). As principais vantagens são: a frequência de saída da célula é duas vezes maior que a frequência de comutação e a frequência efetiva do conversor multinível é de $2.n.f_{sw}$ (onde f_{sw} é a frequência de comutação da célula). A frequência resultante é elevada com relação à frequência de comutação da célula. As portadoras de cada célula são defasadas entre si, e o ângulo de defasagem é função do número de células, conforme:

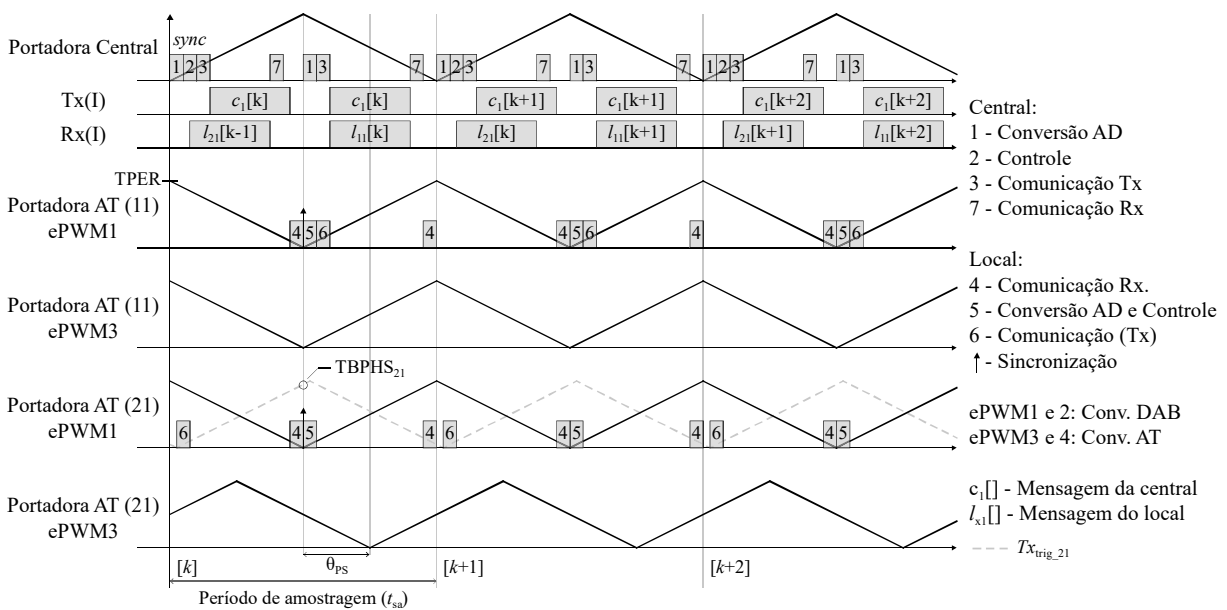
$$\theta_{PS} = \frac{180^\circ}{n}. \quad (6)$$

A sincronização das unidades locais tem por objetivo atualizar o valor dos contadores das portadoras locais, para que a defasagem correta da modulação PS seja mantida entre os módulos de AT, para que as portadoras do conversor DAB sejam sincronizadas com as portadoras do lado de BT, para que a amostragem seja realizada no mesmo instante e para que os processos internos estejam sincronizados. O evento de sincronização, nas unidades locais de AT ($x1$), atualiza as portadoras do conversor CA-CC de AT (ePWM3) para valores previamente definidos, que correspondem ao ângulo de defasagem da modulação *phase shift* (θ_{PS}), e a portadora principal do conversor DAB (ePWM1) para o valor zero, conforme o diagrama de eventos da Figura 4.13 para $n = 2$. A portadora do conversor DAB é utilizada como portadora que controla os processos na unidade local. Todos os processos que ocorrem nas unidades locais são baseados na portadora central, com período (t_{sa}). Conforme já mencionado, a malha de tensão CC e a malha de corrente CA de AT são amostradas nessa frequência.

No instante k , a unidade central realiza a amostragem, a conversão AD e o cálculo da malha de controle, nos períodos 1 e 2, respectivamente. No instante 3 a transmissão das

informações ($c_1[]$) para as unidades locais de AT é realizada conforme mostra a linha de transmissão Tx(I). As unidades locais recebem a transmissão de dados, no instante 4, e realizam o sincronismo (definido pelo evento *sync* enviado a cada dez períodos da portadora) quando o código de operação determinar.

Figura 4.13 – Diagrama temporal para comunicação e sincronização dos módulos de AT ($n = 2$)



Fonte: elaborada pelo autor.

A sincronização a cada dez períodos da portadora principal permite sincronizar portadoras locais com frequências de até dez vezes menores que a portadora principal. Tomando a frequência de sincronização como base, podem ser empregadas portadoras locais com frequências diferentes, desde que sejam múltiplas inteiras da frequência de sincronização.

Os módulos locais realizam a conversão AD das tensões CC dos barramentos, no instante 5, e transmitem essa informação à unidade central, no instante 6. A transmissão de cada módulo é escalonada no tempo, conforme mostra a linha Rx(I) da Figura 4.13. Esse escalonamento é a própria arbitragem por *software*, que define quando cada módulo de AT vai transmitir no barramento compartilhado (instante 6).

O instante em que a transmissão vai ser feita pelo módulo de AT é controlada por uma portadora auxiliar (Tx_{trig_x1}). Essa portadora local também é sincronizada com as demais, para garantir que cada módulo de AT transmita no instante definido, realizando assim a arbitragem

por *software*. Essa arbitragem precisa ser definida na etapa de projeto e leva em conta o número de módulos.

O envio das informações da unidade local para a unidade central é disparado por uma portadora local (Tx_{trig_21}), também sincronizada com a principal, para esse fim. No caso do módulo com índice $n = 1$, o disparo da comunicação é feito pela própria portadora principal. Nos demais módulos pode ser usado uma portadora do dispositivo local para gerar o disparo do envio, sempre que a portadora atingir zero. O valor que a portadora assume (TBPHS) e o sentido do contador (*up* ou *down*) no evento de sincronismo são dados pela seguinte equação:

$$TBPHS_{x1} = \begin{cases} (up) \left(\frac{2 TPER}{n} (x-1) \right), \left(\frac{2 TPER}{n} (x-1) \right) \leq TPER \\ (down) \left(2 TPER \left(1 - \frac{1}{n} (x-1) \right) \right), \left(\frac{2 TPER}{n} (x-1) \right) > TPER \end{cases} \quad (7)$$

onde $TPER$ é amplitude da portadora, x é o índice do módulo e *up* ou *down*, diz respeito ao sentido do contador após a sincronização, continua incrementando ou decrementando, respectivamente.

Como mostrado na Figura 4.13, a portadora para transmissão de dados (Tx_{trig_x1}) para $n > 1$, está “atrasada” com relação à portadora principal. O valor do contador é reduzido em aproximadamente 100 períodos de *clock*, a fim de garantir uma margem de tempo entre a recepção de dados da unidade central (instante 4) e o envio de informações (instante 6). Caso contrário, se houver uma pequena variação de tempo no processo de comunicação e a mesma atrasar, a interrupção de envio será tratada primeiro que a da comunicação, comprometendo a atualização de variáveis. Essas condições devem ser observadas em dispositivos que trabalham com interrupções, tais como microcontroladores. Dispositivos de processamento paralelo, como FPGA, possuem capacidade de realizar essas duas tarefas ao mesmo tempo.

O período 7 é o tempo necessário para a unidade central processar as informações recebida das unidades locais. Para o projeto de controle deve ser considerado o atraso de implementação de um período de amostragem na malha de corrente CA e também um período na realimentação da tensão CC total. Porém, a última medida de tensão CC, neste caso ($I_{21}[]$, na Figura 4.13), chega a unidade central com dois atrasos de amostragem, mas não deve causar problemas, pois a malha de tensão CC total possui dinâmica lenta.

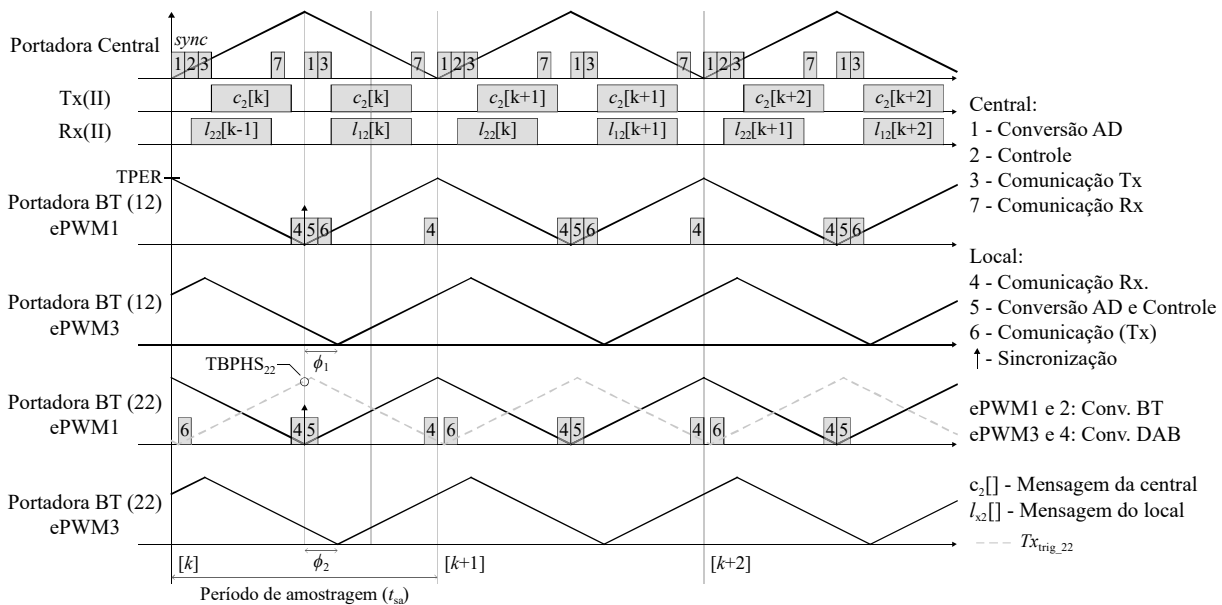
As interrupções são geradas internamente nos microcontroladores e seguem as prioridades de acordo com o tipo de dispositivo. Assim, toma-se o cuidado para que o

processador não esteja dentro de nenhuma outra interrupção quando a interrupção de comunicação for recebida. Caso isso ocorra, pode atrasar a sincronização das portadoras locais se o código de operação determinar um evento de sincronismo. Esse problema pode ser suprimido quando se faz uso de dispositivos tais como FPGA, que permitem a ocorrência de processos em paralelo.

4.3.3.2 Eventos para o lado de BT

Os módulos locais de BT são sincronizados com a portadora da unidade central, com o objetivo de também manter a sincronização com os módulos de AT, necessária para o controle do conversor DAB. O diagrama temporal da Figura 4.14 demonstra os eventos de comunicação e os processos da unidade central com as unidades locais de BT.

Figura 4.14 – Diagrama temporal para comunicação e sincronização dos módulos de BT ($n = 2$)



Fonte: elaborada pelo autor.

Os processos são semelhantes ao diagrama temporal de AT. A unidade central realiza a conversão AD e o cálculo da lei de controle nos instantes 1 e 2, respectivamente. No instante 3, os dados são enviados para as unidades locais de BT. Nas unidades locais a transmissão é recebida (no instante 4) e se o código de operação indicar um evento de

sincronismo, as portadoras locais principais (ePWM1) são atualizadas, na qual o contador recebe o valor zero, exceto as portadoras do DAB.

As portadoras do conversor DAB (ePWM3) são sincronizadas em relação ao ePWM1 local, na qual é carregado, no contador da portadora, o respectivo ângulo de defasagem fornecido pela malha de tensão CC de BT. Esse ângulo realiza a defasagem entre as portadoras do DAB de BT com relação às portadoras do DAB de AT, necessária para a transferência de potência nesse conversor.

No instante 5 é realizada a conversão AD e também o cálculo das leis de controle. Por fim, no instante 6 as unidades locais transmitem informação para unidade central e no instante 7 a unidade central processa essas informações. O envio de dados para unidade central segue o mesmo padrão usado para o lado de AT, ou seja, a arbitragem via *software*. Para que essa arbitragem seja obtida é empregada uma portadora auxiliar (Tx_{trig_x2}) para gerar um evento na unidade local de BT e disparar o envio de dados. A portadora auxiliar é sincronizada juntamente com as demais, o valor do contador a ser carregado e o sentido (*up* ou *down*) é definido da seguinte forma:

$$TBPHS_{x2} = \begin{cases} (up) \left(\frac{2 TPER}{n} (x-1) \right), \left(\frac{2 TPER}{n} (x-1) \right) \leq TPER \\ (down) \left(2 TPER \left(1 - \frac{1}{n} (x-1) \right) \right), \left(\frac{2 TPER}{n} (x-1) \right) > TPER. \end{cases} \quad (8)$$

Da mesma forma que o lado de AT, o lado de BT também considera um atraso de 100 períodos de *clock* do PWM no contador da portadora Tx_{trig_x2} para $n > 1$, a fim de garantir um pequeno intervalo de tempo entre os instantes 4 e 6, recepção de dados da unidade central e envio de dados da unidade local, respectivamente.

O controle de tensão CA é realizado na unidade central e a ação de controle enviada para as unidades locais, duas vezes por período de amostragem. Dessa forma, a ação de controle é recebida na unidade local e aplicada na referência de corrente CA de BT para o cálculo da malha de corrente CA com meio atraso de implementação, mas para o projeto de controle considera-se um atraso de implementação na malha de tensão. Localmente é realizada a amostragem e cálculo dos controladores locais, para malha de tensão CC e corrente CA de BT, ambas com um atraso de implementação. Assim, para o controle do conversor de BT deve ser considerado um atraso de implementação na malha de tensão CA e um atraso de implementação na malha de corrente CA.

Por fim, para que a sincronização dos módulos, tanto do lado de AT quanto para o lado de BT seja realizada, é necessário que as frequências das portadoras dos módulos locais sejam múltiplas inteiras da frequência de sincronização.

4.3.4 Implementação da rede de comunicação e resultados experimentais

O protocolo de transmissão de dados proposto foi então implementado experimentalmente. A unidade central e as unidades locais são compostas por microcontroladores TMS320F28335. Essas unidades são programadas para comunicarem entre si seguindo o padrão de mensagem de dados definidos para o lado de AT e BT.

Os microcontroladores fazem uso do periférico de comunicação serial (SCI) e da FIFO (do inglês, *First In First Out*) para transmissão e recepção de dados. A unidade central utiliza duas SCI para comunicação, uma para o lado de AT e outra para o lado de BT.

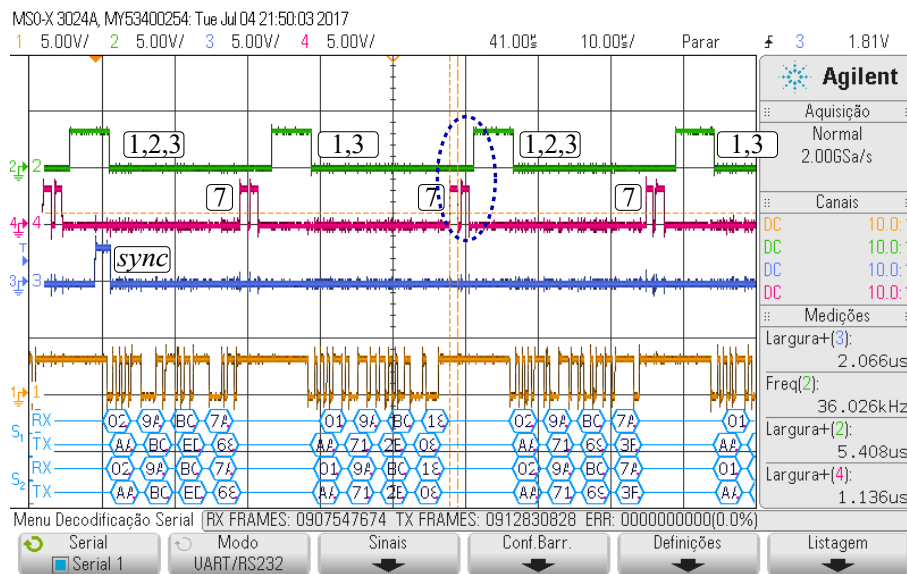
A máxima frequência de amostragem que o barramento suporta, para $n = 2$, é de 23,44 kHz para as condições especificadas no cálculo. Porém, deve ser considerado que são empregados microcontroladores e as tarefas de *software* são executadas sequencialmente, bem como as interrupções possuem prioridades de tratamento. Dessa forma, ao implementar a comunicação nesses dispositivos, a taxa de amostragem será reduzida.

Como ponto de partida, a frequência de amostragem é definida em 18 kHz, que garante o tempo necessário para o tratamento das interrupções nas unidades locais e na unidade central. Essa frequência foi definida a partir de testes experimentais, na qual os microcontroladores estão programados para comunicarem entre si, realizar funções básicas de proteção, conversão AD e modulação. Nessa condição a rede de comunicação opera de forma estável e mantém as unidades locais sincronizadas. O limite inferior de frequência ou a frequência mínima é definido pela aplicação e pelo controle, ou seja, a mínima frequência de amostragem que a aplicação exige. Porém, para que o controle da planta possa ser realizado através do barramento de comunicação a mínima frequência de amostragem requerida deve ser menor que a máxima frequência de amostragem suportada pelo barramento.

A Figura 4.15 apresenta um resultado experimental para as interrupções que ocorrem na unidade central. A portadora do ePWM1 da unidade central é configurada para gerar interrupção no dobro do período de amostragem (36 kHz) e sua execução é demonstrada no Ch.2. Os dados para comunicação são tratados dentro desta interrupção, bem como o envio de dados. O código de sincronismo é enviado às unidades locais em uma taxa dez vezes menor

que a frequência de amostragem. O sinal do Ch.3 demonstra que a próxima transmissão de dados realizará sincronização nas unidades locais (*sync*), quando a mensagem for recebida e tratada na unidade local, que deve ocorrer próximo a interrupção do ePWM1 seguinte na unidade central.

Figura 4.15 – Resultado experimental das interrupções e da comunicação com taxa de amostragem em 18 kHz na unidade central: Ch.1 linha de Tx, Ch.2 interrupção do ePWM1, Ch.3 envio de *sync*, Ch.4 interrupção de Rx da SCI



Fonte: elaborada pelo autor.

O Ch.1 demonstra o sinal da linha Tx, que envia mensagens iguais para ambos os lados (AT e BT), conforme a decodificação dessa linha (S₁-Tx e S₂-Tx), pois são testes preliminares. A decodificação das linhas de Rx também é apresentada (S₁-Rx e S₂-Rx) e as transmissões são escalonadas no tempo conforme descrito nos diagramas temporais da Figura 4.13 e da Figura 4.14. As interrupções geradas pela recepção de dados no Rx são demonstradas no Ch.4, que ocorrem duas vezes, pois são tratadas as informações para o lado de AT e BT em interrupções separadas.

A partir da Figura 4.15 é possível verificar que a interrupções de recebimento de dados (Rx Ch.4) estão sendo tratadas muito próximas da interrupção principal da unidade central (Ch.1), que realiza amostragem, controle e a sincronização dos módulos. Qualquer variação de tempo que ocorra no envio/recebimento desses dados pode fazer com que a interrupção principal da unidade central seja deslocada no tempo. Outro fator que impede a realização da amostragem nessa taxa é que as malhas de controle e os filtros ainda não estão sendo

executados. Esses cálculos realizados pelos processadores vão demandar mais tempo e impedir a sincronização correta nessa frequência.

Para contornar o problema da falta de tempo para execução das malhas de controle e sincronização a frequência de amostragem foi reduzida para 15,3 kHz. Essa redução traz um ganho de aproximadamente 9,8 μ s por período de amostragem, suficiente para execução dos cálculos das leis de controle na unidade central e nas unidades locais, além de fornecer uma margem de tempo segura para as transmissões de dados.

A definição da frequência em 15,3 kHz foi feita a partir da verificação do tempo necessário para o processamento das interrupções e a sincronização das portadoras locais. Essa frequência está próxima a máxima frequência de amostragem, observada pela proximidade do processamento das interrupções de comunicação (instantes 7) e pela interrupção principal de controle (instantes 1,2,3 ou 1,3) na unidade central, conforme a Figura 4.16, quanto mais próximo estiverem estas interrupções mais próximo da frequência máxima de amostragem. Porém, interrupções da comunicação muito próximas da interrupção principal podem deslocar a mesma e afetar o sincronismo das portadoras locais. O limite máximo de frequência de amostragem não foi avaliado, somente a frequência na qual foi possível a realização dos controladores empregados. A frequência máxima de amostragem pode variar de acordo com a complexidade dos controladores empregados.

A partir da definição da frequência de amostragem, verifica-se então se a comunicação permanece estável, se os dispositivos locais são sincronizados corretamente e, principalmente, se há tempo suficiente para execução das leis de controle e comunicação.

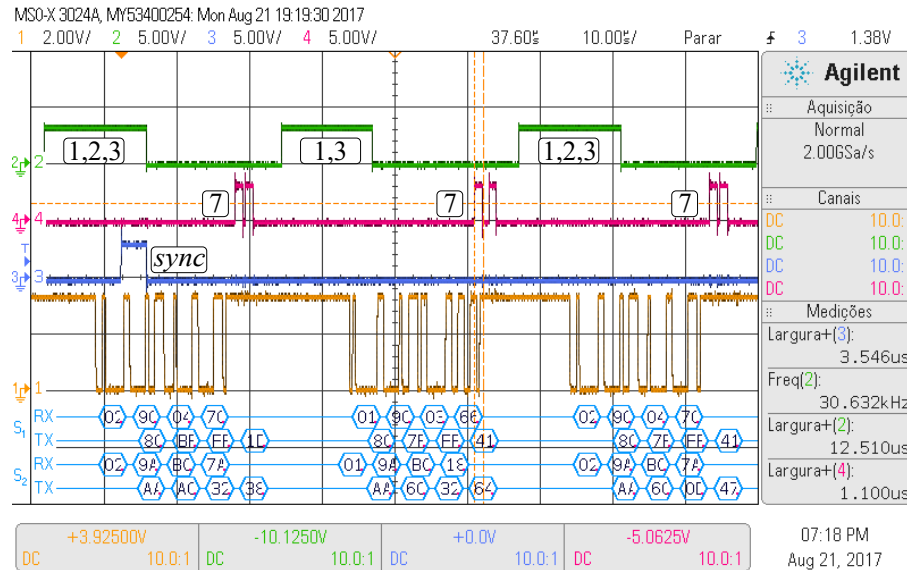
As mensagens de dados enviadas e recebidas são formatadas conforme a Figura 4.2 para o lado de AT e a Figura 4.4 para o lado de BT. A informação de corrente CA de BT que deveria ser enviada da unidade local para a central, está sendo preenchida com a informação 0xABC, conforme mostra a Figura 4.16, no segundo e terceiro *byte* da linha de Rx.

A nova frequência de amostragem é então empregada experimentalmente, para verificação dos tempos de execução das interrupções. Os resultados a seguir apresentados já consideram os controladores que são empregados na estrutura. Porém, o tempo das interrupções pode variar de acordo com a complexidade da malha de controle.

Com amostragem em 15,3 kHz, conforme mostra a Figura 4.16, as interrupções de recebimento de comunicação (7) agora estão mais distantes da interrupção principal (1,3 e 1,2,3). Mesmo com pequenas variações de tempo na transmissão de dados as mesma não devem afetar a interrupção principal. A Figura 4.16 apresenta também a decodificação do barramento de dados, na qual é possível identificar no primeiro *byte*, de transmissão de dados

de Rx, o endereço do módulo que transmite a mensagem de dados, S1 para o lado de AT e S2 para o lado de BT.

Figura 4.16 – Resultado experimental para interrupções na unidade central com frequência de amostragem de 15,3 kHz



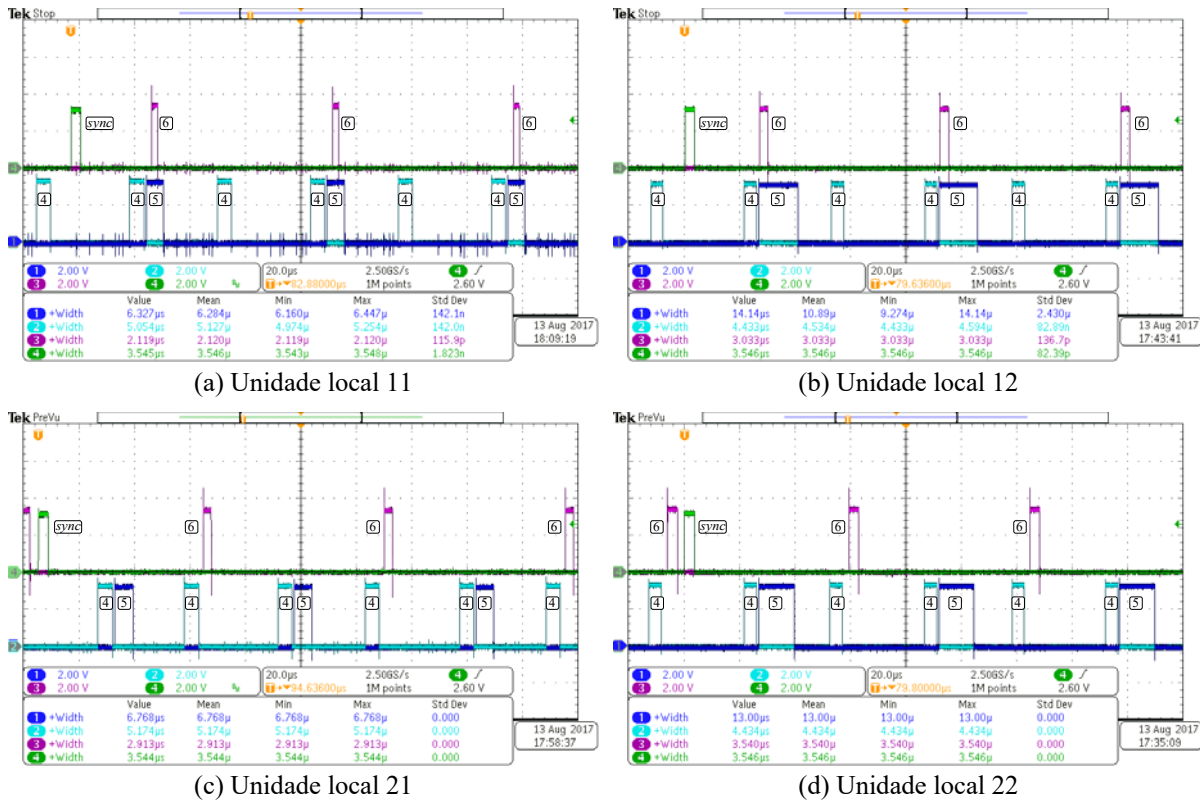
Fonte: elaborada pelo autor.

Resultados experimentais são obtidos a partir da operação da rede de comunicação, a fim de demonstrar os eventos nas unidades locais, de acordo com os diagramas temporais previamente apresentados. A Figura 4.17 demonstra as interrupções que ocorrem nas unidades locais, as quais são referenciadas aos seus respectivos instantes, além do tempo de duração de cada uma das interrupções.

A Figura 4.17(a) refere-se à unidade local de AT do módulo 1, na qual é possível observar que a comunicação é disparada dentro da interrupção do ePWM1, sem a necessidade de portadora auxiliar para disparo de comunicação. A Figura 4.17(c) refere-se a unidade local de AT do módulo 2, a qual transmite os seus dados no instante 6, disparado pela portadora auxiliar para comunicação ($T_{x\text{trig}}$).

As interrupções e os respectivos eventos para os microcontroladores do lado de BT, do módulo 1 e módulo 2, são apresentados na Figura 4.17(b) e (d), respectivamente. Da mesma forma que no lado de AT, o disparo da comunicação para o módulo com índice 1 é feito dentro da interrupção do ePWM1, sem portadora auxiliar, e no início da interrupção, conforme o instante 6 da Figura 4.17(b).

Figura 4.17 - Resultados experimentais para os eventos nas unidades locais (Ch.1 ePWM1 instante 5, Ch.2 SCI Rx INT instante 4, Ch.3 Tx_{trig} instante 6 e Ch.4 sync da unidade central): (a) Unidade local 11; (b) Unidade local 12; (c) Unidade local 21; (d) Unidade local 22



Fonte: elaborada pelo autor.

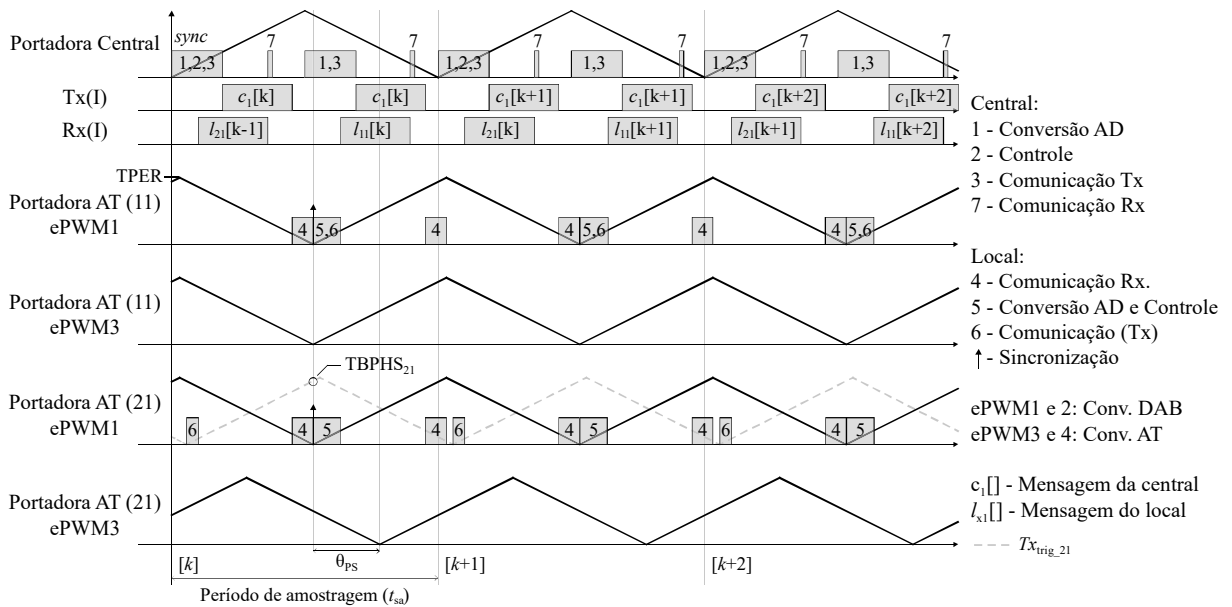
A partir desses resultados experimentais e dos tempos necessários para o processamento de cada instante, os diagramas temporais são atualizados, a fim de representar, aproximadamente os eventos para os lados de AT e BT.

O diagrama temporal da Figura 4.18 mostra os eventos e suas respectivas funções na unidade central e nas unidades locais em escala, de acordo com o tempo de duração de cada interrupção. É possível observar que a sequência de transmissão de dados da unidade central para unidade local demanda mais de meio período de amostragem, conforme a sequência de eventos: 1, 2, 3, $c[k]$ e 4 (conversão AD, controle, comunicação Tx, transmissão de dados e comunicação Rx, respectivamente). Somente após o instante 4, da interrupção da comunicação de dados no dispositivo local, é que a sincronização será realizada. Essa condição torna as portadoras de AT (ePWM1) defasadas em aproximadamente $2 \mu\text{s}$ (3 % do período) com relação a portadora principal da unidade central.

Da mesma forma que para o lado de AT, o lado de BT também apresenta uma defasagem de aproximadamente $1,3 \mu\text{s}$ (2 % do período) na sincronização das portadoras

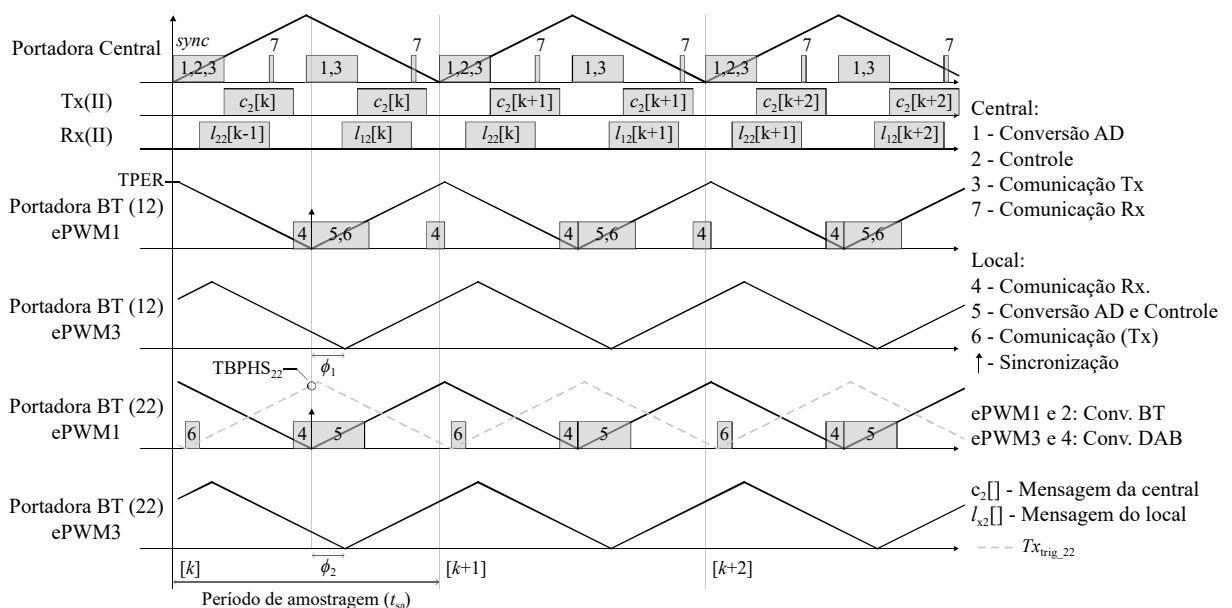
locais principais (ePWM1) quando comparada com a portadora central, conforme o diagrama temporal, em escala com o tempo de duração das interrupções, da Figura 4.19. A sequência de sincronismo é a mesma descrita para o lado de AT e só ocorre após o instante 4.

Figura 4.18 – Diagrama temporal das interrupções para o lado de AT



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 4.19 – Diagrama temporal das interrupções para o lado de BT



Fonte: elaborada pelo autor.

A partir dos diagramas temporais para os eventos do lado de AT e BT é possível verificar que a sincronização das unidades locais ocorre em instantes muito próximos aos definidos em projeto.

4.3.5 Características do barramento de comunicação e do protocolo personalizado

O sistema de controle e comunicação com unidades centrais apresentam confiabilidade reduzida, pois qualquer falha na mesma deixa o conversor inoperante. A configuração de comunicação em barramento permite que outra unidade central possa ser conectada ao barramento de comunicação e permanecer em espera. Caso uma falha ocorra na unidade central principal, a unidade em espera pode assumir o controle após a falha, ou até mesmo em tempo real.

Lago (2013) faz uso de uma estrutura de comunicação em estrela para o conversor MMC. Apresenta a vantagem de possuir um *link* de comunicação dedicado com cada unidade local. Esses links de comunicação, somados ao uso de um dispositivo lógico programável (FPGA), permitem a implementação de canais de comunicação simultâneos, os quais podem transmitir e receber dados de vários módulos ao mesmo tempo. Mas, não oferece modularidade de comunicação e requer elevado número de IO's para uma configuração com elevado número de módulos.

A configuração de redes em anel também é empregada para a comunicação de sistema com múltiplos conversores, principalmente pela fácil expansão (CELANOVIC *et al.*, 2000b). Essa configuração de rede em anel não permite que uma mensagem enviada chegue a todos os dispositivos ao mesmo tempo, além de que uma falha no *link* de comunicação interrompe todo o fluxo de dados. As mensagens enviadas através da rede são retransmitidas pelas estações e implicam em um tempo para essa tarefa, assim técnicas de sincronização mais elaboradas precisam ser empregadas para que os nós sejam sincronizados ao mesmo tempo, considerando os atrasos da rede em anel.

A principal característica do barramento de comunicação RS-485 é a operação com baixa taxa de transmissão de dados. Associada a um protocolo personalizado oferece melhor desempenho quando comparado com o protocolo CAN, devido a dois principais fatores. Primeiro, a taxa de transmissão do protocolo CAN é de 1 Mbps, enquanto que taxas maiores podem ser obtidas com RS-485, com transceptores comerciais de até 50 Mbps. O segundo fator está relacionado ao tamanho do *frame* de dados, na qual os protocolos padronizados

possuem características e funcionalidades já integradas, enquanto que o protocolo personalizado é formatado de acordo com as necessidades do projetista e possui um *frame* de dados menor e tamanho fixo. Porém, requer um tempo de desenvolvimento maior e também da implementação de algumas funcionalidades tais como arbitragem e verificação cíclica de redundância.

4.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Os resultados de simulação têm por objetivo demonstrar o desempenho da estrutura de controle modular empregada, com os respectivos controladores em tempo discreto, considerando os atrasos de tempo impostos pela comunicação. O protótipo empregado para obtenção dos resultados experimentais é um projeto em escala, composto por 2 módulos, sendo os parâmetros apresentados na Tabela 4.4. Este trabalho não tem por objetivo o projeto dos conversores que compõem o SST, apenas a validação do controle e da proposta de comunicação, assim o projeto dos conversores não é abordado.

Tabela 4.4 – Parâmetros do SST

PARÂMETRO	SÍMBOLO	VALOR
Tensão CA de AT	$V_{ca \text{ AT}}$	660 V _{RMS}
Tensão CA de BT	$V_{ca \text{ BT}}$	127 V _{RMS}
Tensão CC de AT total	$V_{cc \text{ AT}}$	1,2 kV
Tensão CC de AT individual	V_{ccx1}	0,6 kV
Tensão CC de BT	V_{ccx2}	200 V
Potência total	S_t	1 kVA
Número de módulos	n	2
Potência de cada módulo	S_x	0,5 kVA
Indutor do filtro L de AT	L_{f1}	5,71 mH
Capacitor do barramento CC de AT	C_{x1}	50 μF
Capacitor do barramento CC de BT	C_{x2}	330 μF
Indutor de dispersão DAB	L_{dx1}	3,07 mH
Capacitor do filtro LC de BT por módulo	C_f	8,75 μF
Indutor do filtro LC de BT por módulo	L_f	695 μH
Resistência de amortecimento do filtro LC	R_d	1,8 Ω
Frequência de comutação conversor de AT	f_{swAT}	15,3 kHz
Frequência de comutação conversor DAB	f_{swDAB}	15,3 kHz
Frequência de comutação conversor de BT	f_{swBT}	15,3 kHz

Fonte: elaborada pelo autor.

Os projetos dos controladores são feitos com auxílio da ferramenta *Sisotool* do Matlab. Os resultados de simulação serão apresentados de forma individual para cada estágio de conversão de potência e, por fim, para a estrutura completa. Cada estrutura de controle

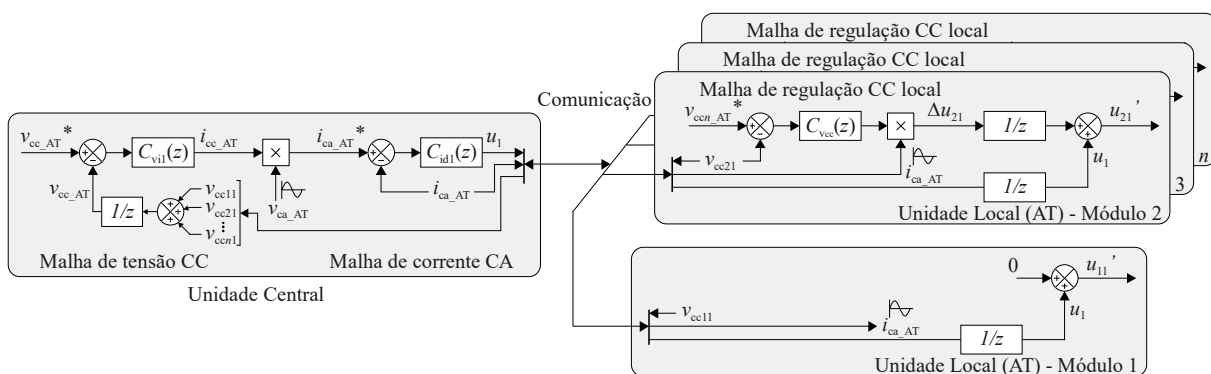
apresenta um diagrama de blocos em tempo discreto para ilustrar os respectivos atrasos considerados. Esses resultados são obtidos com *software* de simulação PSIM.

O conversor CA-CC de AT é modulado na mesma frequência que o conversor DAB (15,3 kHz) por se tratar de um protótipo de SST em escala. Quando se tratar de um módulo de potência com tensão e potência nominal a frequência de comutação do conversor CA-CC de AT deve ser menor, pois o mesmo estará operando com tensão de barramento maior.

4.4.1 Conversor CA-CC de AT

Esse estágio converte a energia da rede CA para os n barramentos CC de AT. O controlador interno de corrente é responsável pelo controle da corrente de entrada através do filtro L e em fase com a tensão de entrada, garantindo fator de potência unitário. Emprega um controlador do tipo ressonante para rastreamento de referência senoidal de corrente CA ($i_{ca_AT}^*$). A malha de tensão CC externa regula a tensão total do barramento CC de AT, empregando um controlador do tipo PI. A malha de corrente CA e a malha de tensão CC são amostradas na frequência de comutação (em 15,3 kHz). O diagrama de blocos de controle do estágio de conversão de energia CA-CC de AT é apresentado na Figura 4.20, na qual também são demonstrados os atrasos de amostragem e de implementação impostos pela rede de comunicação.

Figura 4.20 – Diagrama de blocos de controle do estágio de conversão de energia de AT



Fonte: elaborada pelo autor.

A ação de controle possui um atraso de amostragem até a sua implementação. A tensão CC total de realimentação também possui um atraso de amostragem devido ao tempo necessário para recebimento de todas as medidas de tensão pela rede de comunicação. Ambos

os atrasos citados são levados em consideração nos projetos de controle discreto. A malha de regulação de tensão CC, de acordo com a amostragem e a execução da lei de controle (instante 5) da Figura 4.13, possui efetivamente meio atraso de implementação, mas seu projeto considera um atraso de amostragem completo. Os controladores de regulação de tensão CC também são projetados no domínio discreto com uma frequência de amostragem de 15,3 kHz, e empregam controladores do tipo PI.

A malha interna de corrente faz uso de controladores ressonantes, com frequências de ressonância ajustada para 60 Hz e 180 Hz. O uso de um controlador ressonante para a terceira harmônica visa eliminar qualquer distorção, nessa frequência, da corrente CA. A frequência de cruzamento é de 1,21 kHz, margem de fase de 33,6° e margem de ganho de 5,7 dB. A função de transferência do controlador é expressa por:

$$C_{id1}(z) = \frac{0,018616z^4 - 0,072216z^3 + 0,105087z^2 - 0,067986z + 0,016499}{z^4 - 3,993911z^3 + 5,987806z^2 - 3,993872z + 0,99998}. \quad (9)$$

A malha de tensão CC total emprega um controlador do tipo PI e um filtro *notch*, sintonizado em 120 Hz para rejeição da ondulação de tensão no barramento CC. Essa malha tem característica de ser uma malha lenta e controlador é projetado para frequência de cruzamento do ganho de 12 Hz, margem de fase de 78,2° e margem de ganho de 42,6 dB.

$$C_{vil}(z) = \frac{0,033293z^3 - 0,009973z^2 + 0,009967z - 0,003323}{z^3 - 2,903829z^2 + 2,80997z - 0,906141}. \quad (10)$$

A malha de ajuste de tensão CC emprega um controle PI e deve ser mais lento que o controle da tensão CC total, pois seu principal objetivo é a regulação de tensão CC em regime permanente. Com uma frequência de cruzamento de ganho de 1,47 Hz, margem de fase de 29° e margem de ganho de 70,7 dB, a função de transferência é expressa por:

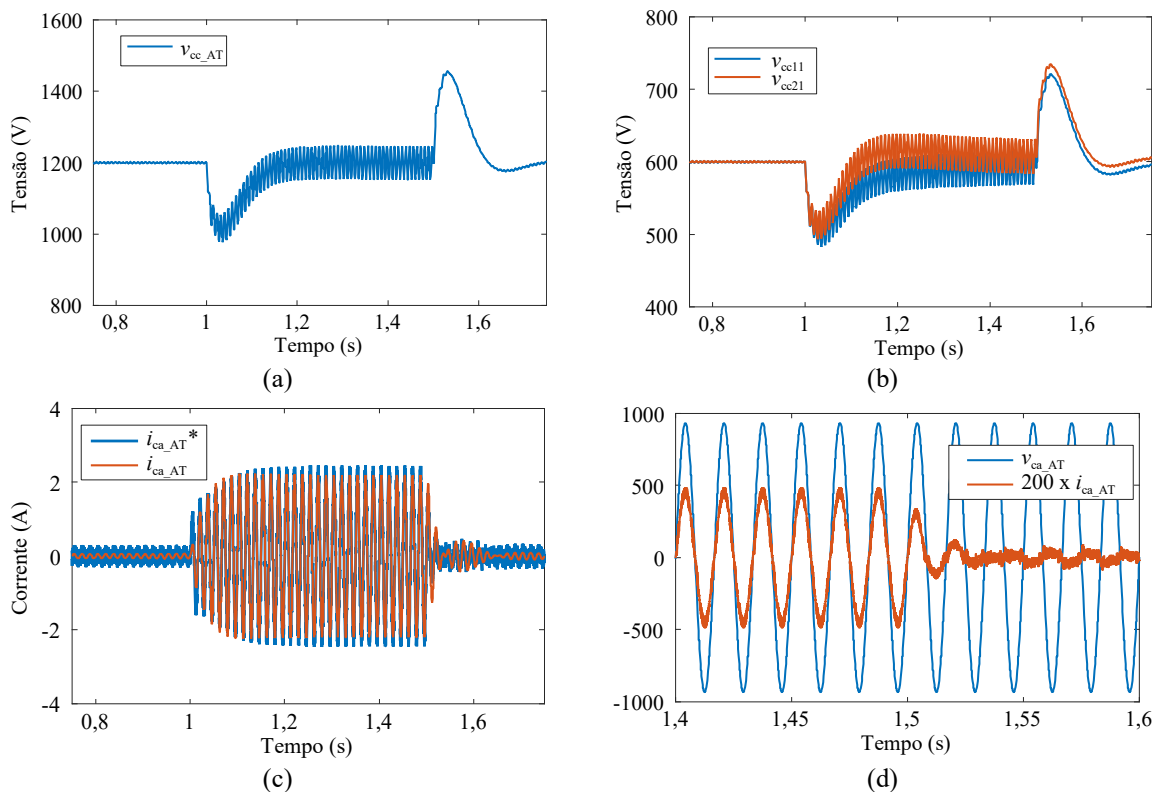
$$C_{vcc}(z) = \frac{0,0000973302z - 0,0000972247}{z - 1}. \quad (11)$$

A corrente i_{ca_AT} que multiplica a ação de controle da malha de ajuste de tensão CC e a tensão CA de AT que multiplica a ação de controle da malha de tensão CC total são obtidas

através de um filtro de *Kalman* (CARDOSO *et al.*, 2006) para extrair apenas a componente fundamental e eliminar distorções.

A Figura 4.21 apresenta os resultados de simulação para o conversor do lado de AT, submetido a degrau de carga de 0 % para 100 % e de 100 % para 0 %, nos instantes de tempo de 1 s e 1,5 s, respectivamente. A Figura 4.21(a) apresenta a tensão total CC, que é regulada em seu valor nominal mesmo com variações de carga, e as tensões individuais dos capacitores são mostradas na Figura 4.21(b). Já a Figura 4.21(c) apresenta a corrente CA (i_{ca_AT}) e sua respectiva referência ($i_{ca_AT}^*$) e na Figura 4.21(d) a tensão e corrente CA nos terminais do SST, as quais estão em fase. As tensões CC individuais apresentam uma pequena divergência durante os transitórios, isso se deve a atuação da malha de ajuste de tensão CC que, apesar da baixa banda passante, atua para compensar a diferença de tensão CC.

Figura 4.21 – Resultados de simulação para o conversor CA-CC de AT: (a) Tensão CC total; (b) Tensões CC individuais (v_{cc11} e v_{cc12}); (c) Corrente CA de AT de referência ($i_{ca_AT}^*$) e sintetizada (i_{ca_AT}); (d) Tensão e corrente CA no terminais do SST

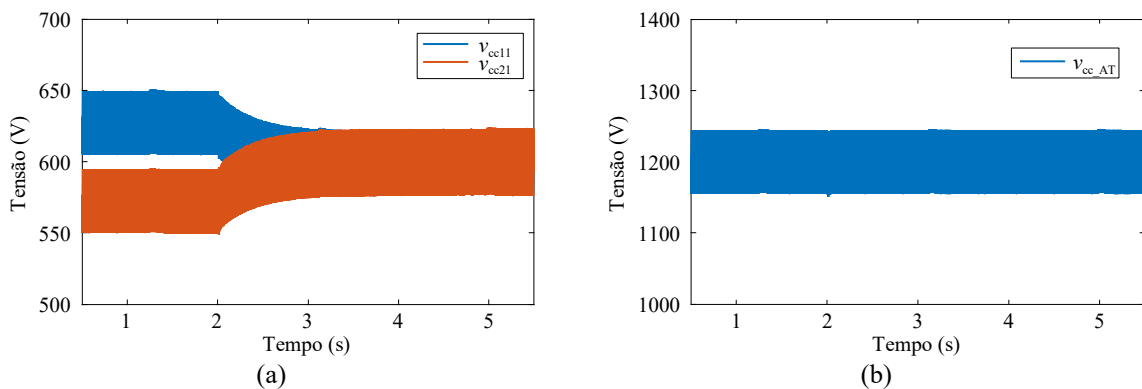


Fonte: elaborada pelo autor.

A regulação de tensão também é simulada, considerando que o SST está em uma condição de carga nominal, com desequilíbrio de aproximadamente 10 % na resistência de carga do módulo 1. Inicialmente, o conversor opera sem o equilíbrio das tensões CC, e as

mesmas divergem do seu valor de referência, conforme a Figura 4.22, porém, a tensão total permanece regulada. No instante $t = 2\text{ s}$, a malha de ajuste de tensão CC é habilitada, e realiza o ajuste das tensões dos módulos em seu valor nominal. A Figura 4.22(a) apresenta as tensões individuais das células 1 e 2 (v_{cc11} e v_{cc21}), e na Figura 4.22(b) a tensão CC total.

Figura 4.22 – Resultados de simulação do equilíbrio das tensões CC de AT: (a) Tensão dos módulos 1, e 2 (v_{cc11} , v_{cc21}); (b) Tensão CC total de AT



Fonte: elaborada pelo autor.

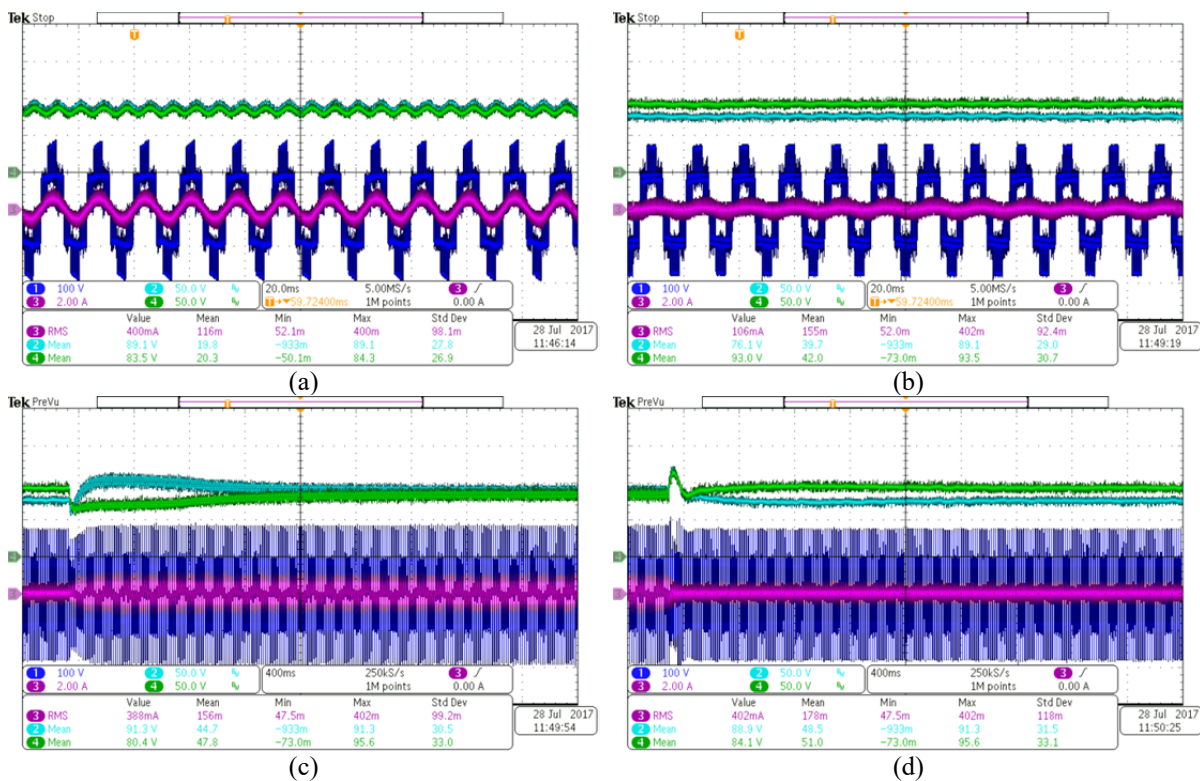
O controlador PI da malha de ajuste de tensão CC é implementado de forma paralela, com *anti wind-up* para que o integrador seja desligado quando a ação de controle saturar. Isso se faz necessário, pois quando a corrente fundamental de AT é nula, o controlador de ajuste tem sua capacidade de compensação bastante reduzida e a ação integral poderia assumir valores elevados.

Resultados experimentais são obtidos para o conversor CA-CC de AT, operando com tensão reduzida ($V_{cc_AT} = 160\text{ V}$, $V_{cc11} = V_{cc21} = 80\text{ V}$, $R_{cel} = 720\ \Omega$) e as formas de onda são apresentadas na Figura 4.23, para demonstrar a operação dos conversores e da rede de comunicação. Com o objetivo de manter a mesma banda passante de controle, mas com tensão reduzida, a ação de controle da malha de corrente é multiplicada por um ganho proporcional. Esse ganho é obtido dividindo a tensão CC nominal pela tensão CC do ensaio. Na malha de ajuste de tensão CC o ganho também é empregado para manter a mesma banda passante, porém nessa malha o valor do ganho é quadrático.

A Figura 4.23(a) e (b) apresentam os resultados para o conversor operando com carga e a vazio, respectivamente. Observa-se que, quando operando com carga o ajuste fino de tensão é mantido e os valores médios são próximos. Já para operação sem carga, a malha de ajuste de tensão CC não é capaz de compensar totalmente o desequilíbrio de tensão e há uma pequena diferença entre as tensões CC. Por fim, o comportamento das tensões CC e da

corrente CA é apresentado na Figura 4.23(c) para degrau de carga de 0 % para 100 % e na a Figura 4.23(d) de 100 % para 0 %. Ambos os resultados são obtidos já com a malha de regulação de tensão CC, que como mostra a Figura 4.23(c), atua para ajustar a tensão CC em seu valor nominal.

Figura 4.23 – Resultados experimentais para o conversor de AT (Ch.1 - v_{ca} , Ch.2 - v_{cc21} , Ch.3 - i_{ca_AT} e Ch.4 - v_{cc11}), para as seguintes condições: (a) Conversor operando com carga; (b) Conversor operando a vazio; (c) Degrau de carga de 0 % para 100 %; (d) Degrau de carga de 100 % para 0 %

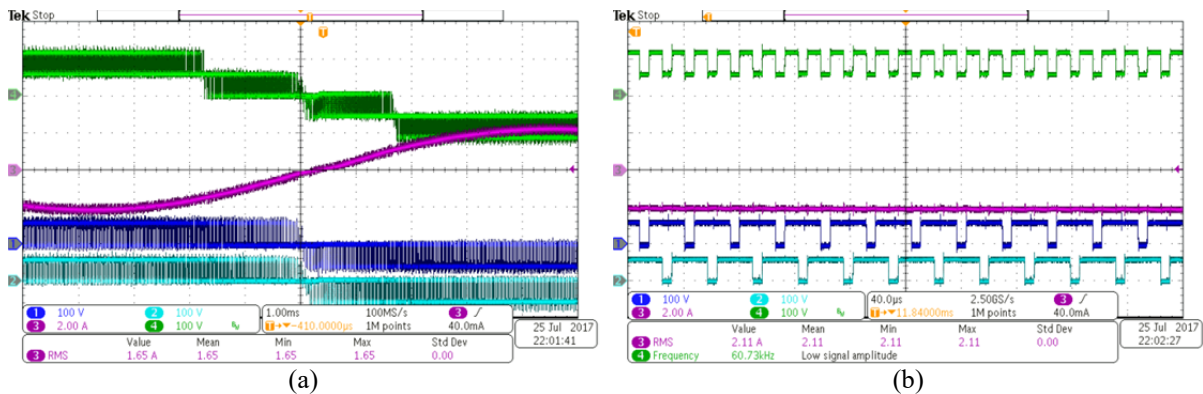


Fonte: elaborada pelo autor.

A malha de ajuste de tensão CC individual para o conversor de AT apresenta baixa eficiência quando o mesmo opera a vazio, conforme Figura 4.23(d). Isso se deve a característica da malha de ajuste, em que a ação de controle é multiplicada pela amplitude da corrente CA de AT. A multiplicação pode ser considerada como um ganho para o controlador, ou seja, quanto menor a amplitude de corrente menor a banda passante. Essa condição é crítica para os transitórios de partida e de baixa carga. Como forma de minimizar os efeitos da redução de ganho da malha de ajuste de tensão CC, pode ser empregado o controle de energia reativa no conversor de AT, fazendo o conversor processar energia reativa, quando necessário, minimizando os efeitos da malha de ajuste de tensão CC em baixa carga.

A fim de demonstrar a sincronização das portadoras, a Figura 4.24(a) apresenta a forma de onda da tensão CA multinível, com 5 níveis, a corrente CA de AT e as tensões CA individuais de cada módulo, com três níveis cada. Em detalhes, a Figura 4.24(b), apresenta as mesmas tensões CA, sendo possível observar que a tensão CA de AT é obtida a partir da soma das tensões individuais e que as portadoras desses conversores estão defasadas de acordo com os ângulos calculados para a modulação *phase shift*.

Figura 4.24 – Resultados experimentais para o conversor de AT (Ch.1 - v_{ca11} , Ch.2 - v_{ca21} , Ch.3 - i_{ca_AT} e Ch.4 - v_{ca_ATm1}) ($V_{ccAT} = 120\text{ V}$, $R_{cel} = 40\ \Omega$ e $I_{ca_peak} = 2.2\text{ A}$): (a) Tensão multinível cruzamento da corrente por zero; (b) tensões CA individuais dos módulos e tensão multinível total

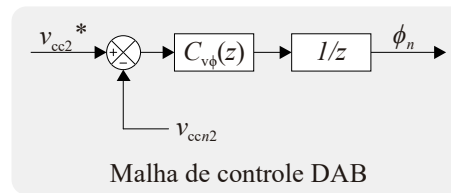


Fonte: elaborada pelo autor.

4.4.2 Conversor CC-CC isolado (DAB)

O conversor DAB compõe o estágio de conversão CC-CC de energia e de isolamento entre AT e BT. O método de controle do conversor DAB é baseado na defasagem entre as tensões do primário e secundário (AT e BT). O conversor DAB é modulado com 2 níveis em ambos os lados (2N-2N) e razão cíclica constante (0,5), mas também pode ser modulado nas configurações 3N-2N (NAAYAGI *et al.*, 2015) ou 3N-3N (KARTHIKEYAN *et al.*, 2015) e (ZHAO *et al.*, 2014). O controle da tensão CC é realizado individualmente, por módulo, e demanda apenas a informação local da tensão CC de BT (v_{ccx2}). O diagrama de blocos do controlador de tensão CC de BT ($C_{v\phi}(z)$) é mostrado na Figura 4.25, na qual a ação de controle é o valor do ângulo de defasagem entre as portadoras do lado de BT e AT. Apenas um atraso de amostragem é considerado no projeto do controlador em tempo discreto.

Figura 4.25 – Diagrama de blocos do controlador do estágio de conversão de energia intermediário (conversor DAB)



Fonte: elaborada pelo autor.

O projeto de controle discreto considera a amostragem na frequência de comutação 15,3 kHz e emprega um controlador com uma parcela PI e uma parcela *Notch*, sintonizada em 120 Hz, para rejeição do distúrbio causado pela conexão do conversor de BT ao barramento CC. O controlador é projetado para a frequência de cruzamento de ganho de 40 Hz, margem de fase de 51,5° e margem de ganho de 32,8 dB, com a seguinte função de transferência:

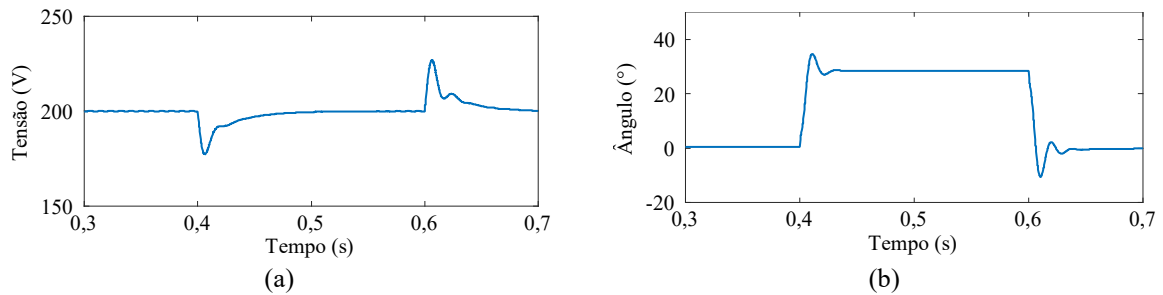
$$C_{v\phi_{40,2Hz}}(z) = \frac{0,02358z^3 - 0,070622z^2 + 0,070561z - 0,023519}{z^3 - 2,903829z^2 + 2,80997z - 0,906141}. \quad (12)$$

O controlador é separado em duas funções de transferência série, com uma parcela *notch* e uma parcela PI. Na parcela PI, implementada de forma paralela, o integrador possui ação *anti wind-up* para desligar a ação integral quando o ângulo do conversor satura.

A tensão CC de BT é regulada por esse controlador, assim o mesmo é implementado no lado de BT. Para implementação prática desse conversor, considerando a estrutura de comunicação e controle com dois dispositivos locais, do tipo III ou IV, em que o primário do DAB é modulado pela unidade local de AT e o secundário do DAB é modulado pela unidade local de BT, a sincronização das unidades locais de AT e BT se faz necessária, para que o ângulo de defasagem, fornecido pelo controlador de tensão CC, possa ser implementado.

Resultados de simulação para o conversor DAB são apresentados na Figura 4.26 para degrau de carga resistiva de 0 % para 100 % no instante $t = 0,4$ s e degrau de carga de 100 % para 0 % no instante $t = 0,6$ s. A Figura 4.26(a) apresenta a tensão no capacitor do barramento CC de BT que é regulada na tensão de referência (200 V) e sofre pequenas perturbações durante transitórios de carga. A ação de controle do controlador de tensão CC (ângulo de defasagem) é apresentada na Figura 4.26(b).

Figura 4.26 – Resultados de simulação do conversor DAB submetido a degrau de carga: (a) Tensão CC do barramento; (b) Ângulo de entre a tensão primária e secundária do conversor DAB

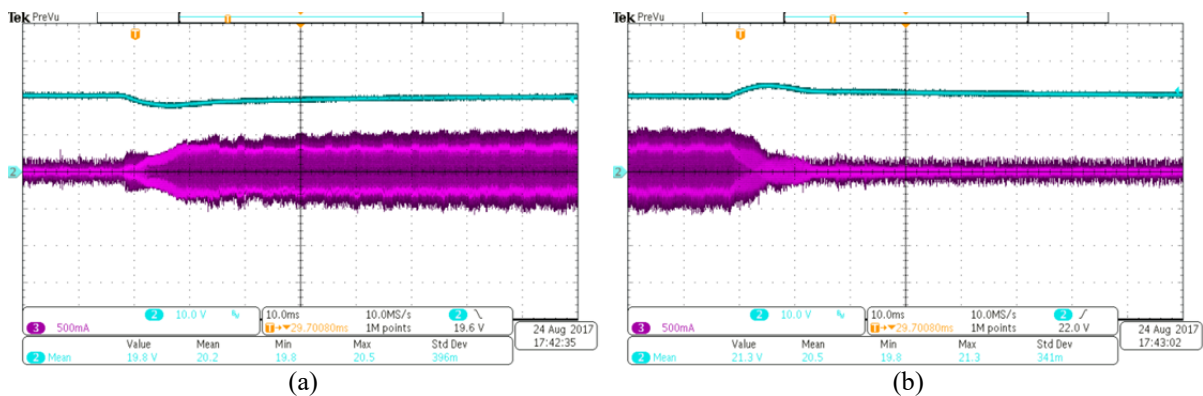


Fonte: elaborada pelo autor.

Resultados experimentais são obtidos com tensão reduzida para demonstrar o funcionamento da malha de controle de tensão CC de BT e a operação dos conversores, que são sincronizados através da rede de comunicação. A Figura 4.27 e a Figura 4.28 apresentam os resultados obtidos para os parâmetros $V_{cc11} = 60\text{ V}$, $V_{cc21} = 20\text{ V}$ e $R_{dab} = 80\ \Omega$. A malha de controle de tensão CC é multiplicada por um ganho 10, para manter a mesma banda passante de projeto. Esse valor é obtido pela divisão da tensão CC nominal pela tensão de operação.

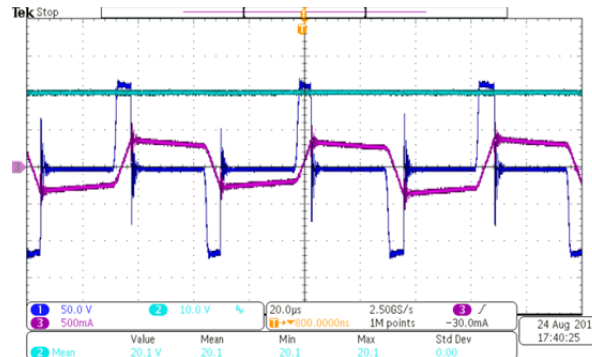
Na Figura 4.27(a) é apresentada a tensão CC e a corrente no transformador, ambas para o lado de BT para um degrau de 0 % para 100 % de carga, e na Figura 4.27(b) para o degrau de 100 % para 0 %. A Figura 4.28 mostra em detalhes a tensão no indutor de dispersão (Ch.1), a tensão do barramento CC (Ch.2) e a corrente no secundário do transformador (Ch.3), para a condição de carga de 100 %.

Figura 4.27 – Resultados experimentais para o conversor DAB (Ch.1 – v_{id11} , Ch.2 – v_{cc12} e Ch.3 – i_{id12}): (a) Degrau de carga de carga de 0 % para 100 %; (b) Degrau de carga de 100 % para 0 %



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 4.28 – Resultados experimentais para o conversor DAB (Ch.1 – v_{id11} , Ch.2 – v_{cc12} e Ch.3 – i_{id12}): Tensão no indutor de dispersão (Ch1), tensão no barramento CC de BT (Ch.2) e corrente do transformador no lado de BT (Ch3) para 100 % de carga



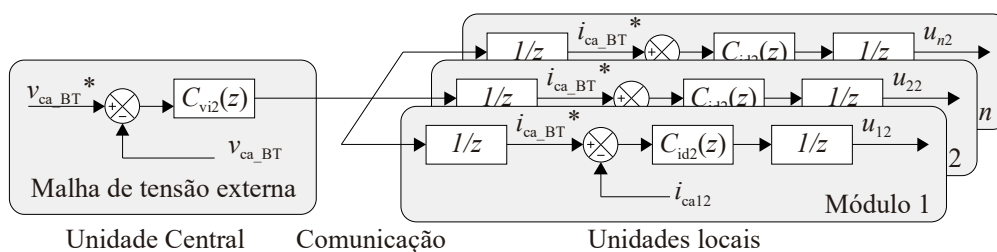
Fonte: elaborada pelo autor.

Os resultados experimentais demonstram a operação do conversor DAB em malha fechada, com unidades locais sendo sincronizadas através da rede de comunicação. Também degraus de carga são aplicados para verificação da resposta transitória.

4.4.3 Conversor CC-CA de BT

O estágio de conversão de BT é constituído de células em ponte completas associadas em paralelo, com um filtro LC no lado CA e amortecimento passivo. Os parâmetros dos n conversores já foram previamente descritos na Tabela 4.4. O diagrama de blocos do controle é apresentado na Figura 4.29, e a amostragem das malhas de tensão e de corrente CA é realizada na frequência de comutação dos conversores, neste caso 15,3 kHz. No diagrama de blocos são demonstrados os atrasos de implementação, um na malha de tensão e outro na malha de corrente, totalizando dois atrasos.

Figura 4.29 – Diagrama de blocos de controle do estágio de conversão de energia de BT



Fonte: elaborada pelo autor.

A malha interna de corrente ($C_{id2}(z)$) utiliza um controlador do tipo PI, com frequência de cruzamento do ganho em 1,11 kHz, margem de fase de $13,7^\circ$ e margem de ganho de 5,76 dB e a função de transferência é dada por:

$$C_{id2}(z) = \frac{0,011212z - 0,007862}{z - 1} \quad (13)$$

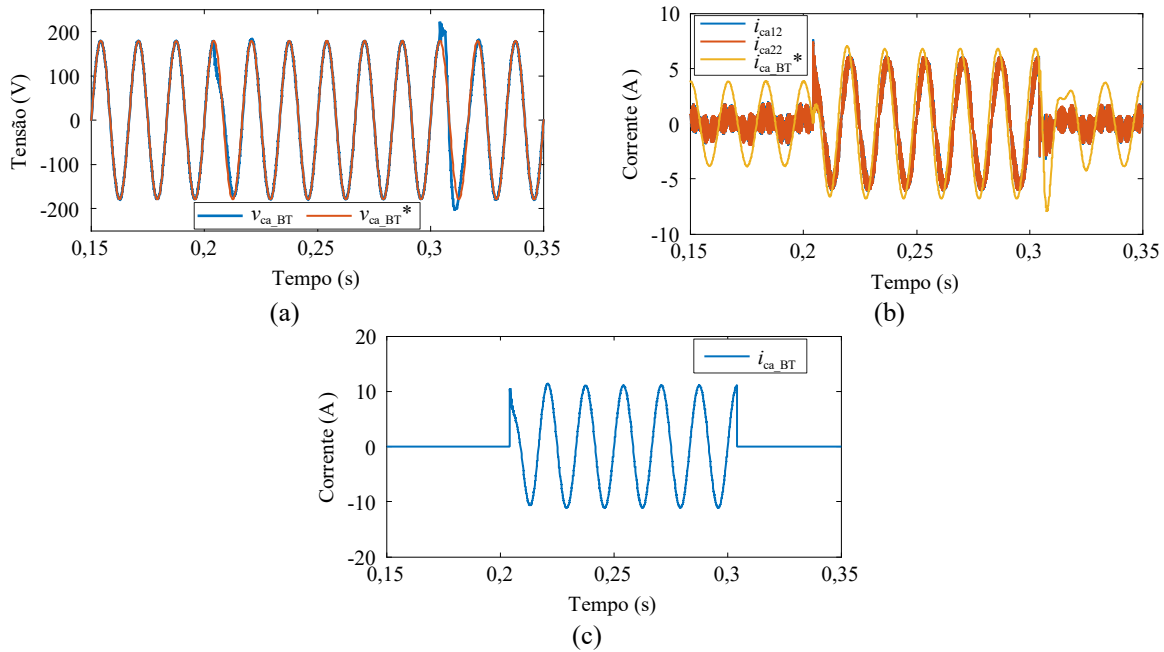
A malha de tensão CA externa ($C_{vi2}(z)$) faz uso de um controlador ressonante, com frequência de ressonância ajustada para 60 Hz. O controlador é obtido para frequência de cruzamento do ganho de 121 Hz, margem de fase de $55,4^\circ$ e margem de ganho de 12,6 dB, com a seguinte função de transferência:

$$C_{vi2}(z) = \frac{0,0375z^2 - 0,0731z + 0,0356}{z^2 - 1,9994z + 1}. \quad (14)$$

Os atrasos são considerados no projeto de controle em tempo discreto e inseridos na simulação para representar o comportamento das dinâmicas de controle quando implementadas experimentalmente. Os resultados de simulação apresentados na Figura 4.30, consideram variações de carga como distúrbios para verificação da regulação de tensão de saída e de corrente nos módulos. Dois degraus de carga são aplicados, de 0 % para 100 % no instante $t = 0,20416$ s e de 100 % para 0 % no instante $t = 0,30416$ s, esses instantes representam o pico da tensão CA de referência. Os conversores são modulados com 3 níveis, dessa forma a frequência efetiva de saída é o dobro da frequência de comutação.

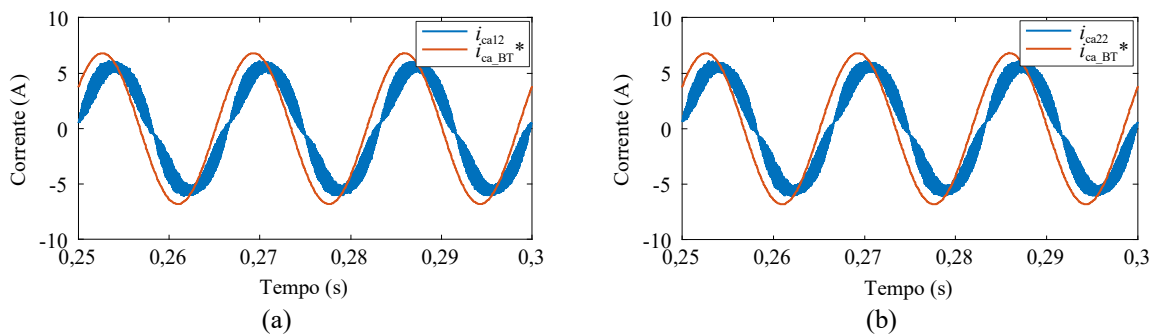
A Figura 4.30(a) apresenta a tensão CA de referência ($v_{ca_BT}^*$) e a tensão CA sintetizada nos terminais do filtro LC (v_{ca_BT}). Durante os transitórios de carga, a tensão CA é distorcida, mas acomoda em um período da tensão CA. A corrente CA de referência individual ($i_{ca_BT}^*$) e as correntes individuais dos módulo 1 e 2 (i_{ca12} e i_{ca22}), respectivamente, são apresentadas na Figura 4.30(b), as quais estão sobrepostas e são praticamente idênticas e a Figura 4.30(c) mostra a corrente consumida pela carga. De forma mais detalhada, a Figura 4.31 apresenta as corrente separadas por módulo e a respectiva corrente de referência. Nas formas de onda de corrente é possível identificar erro de amplitude e fase, devido ao uso de controlador PI para rastreamento de referência senoidal.

Figura 4.30 – Resultado de simulação para o conversor de BT: (a) Tensão CA de Referência ($v_{ca_BT}^*$) e sintetizada (v_{ca_BT}); (b) Corrente CA de referência ($i_{ca_BT}^*$) e correntes individuais dos módulos 1 e 2 (i_{ca12} e i_{ca22}); (c) Tensão CA (v_{ca_BT}) e corrente na carga ($10 \times i_{ca_BT}$)



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 4.31 – Resultado de simulação para o conversor de BT para corrente de referência ($i_{ca_BT}^*$) e as correntes individuais: (a) Módulo 1 (i_{ca12}); (b) Módulo 2 (i_{ca22})



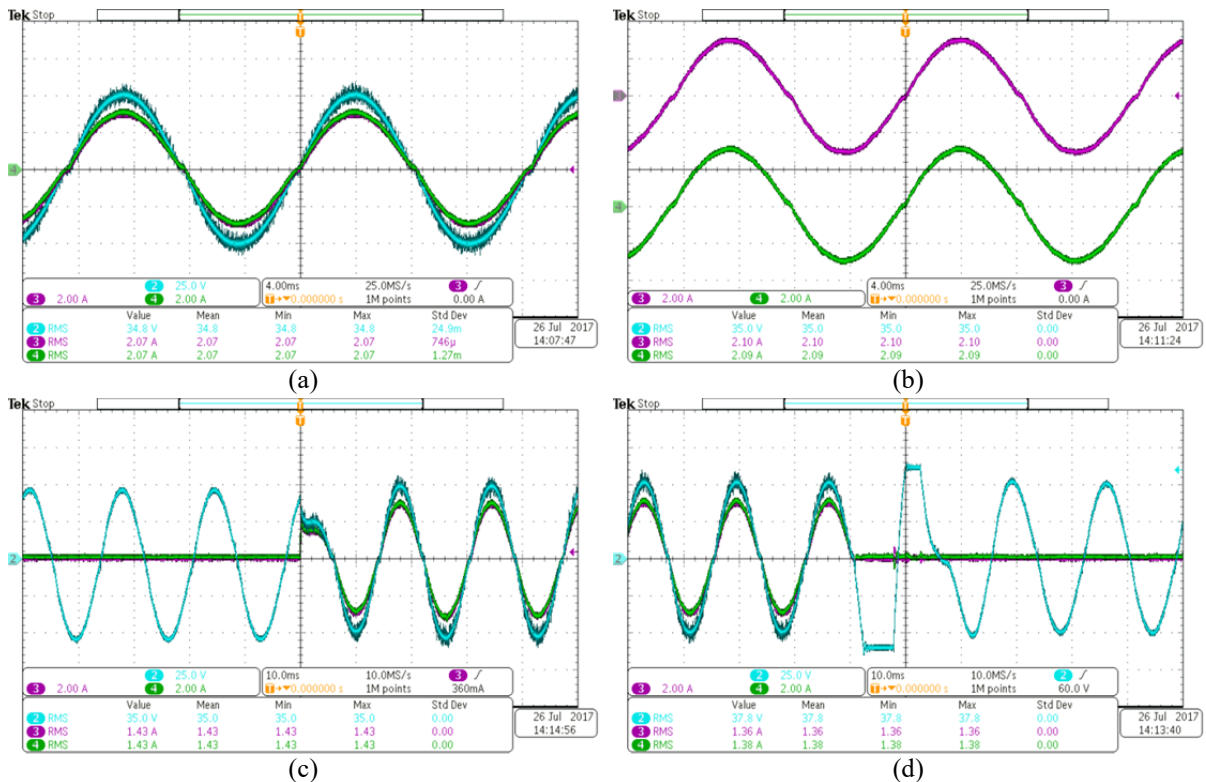
Fonte: elaborada pelo autor.

O compartilhamento de corrente é realizado através das n malhas individuais de corrente que controlam a corrente CA dos n conversores CC-CA de BT. A referência de corrente é obtida a partir da malha de controle da tensão CA. De acordo com os resultados de simulação apresentados, mesmo com dois atrasos de implementação para o controle do conversor de BT, é possível a obtenção de uma regulação satisfatória da tensão de saída, bem como o compartilhamento de corrente entre as células.

A Figura 4.32 apresenta os resultados experimentais para os conversores CC-CA de BT obtidos com tensão reduzida. Da mesma forma que no lado AT, é aplicado um ganho proporcional a tensão do barramento CC, na malha de corrente para manter a mesma frequência de cruzamento. A Figura 4.32(a) apresenta a tensão CA sintetizada (Ch.2) e as correntes individuais dos módulos 1 e 2 (Ch.3 e Ch.4, respectivamente) que estão sobrepostas e a Figura 4.32(b) apresenta somente as correntes CA. Quando as mesmas estão sobrepostas, é possível verificar que são praticamente iguais, indicando que a potência processada por cada módulo é aproximadamente a mesma.

Na Figura 4.32(c) é apresentada a tensão CA de BT e as correntes dos módulos para um degrau de carga de 0 % para 100 % e na Figura 4.32(d) um degrau de 100 % para 0 %, a fim de verificar o comportamento transitório e em regime do conversor.

Figura 4.32 – Resultado de experimentais para o conversor de BT (Ch.2 – V_{ca_BT} , Ch.3 – i_{ca12} , Ch.4 – i_{ca22} , $v_{ca_peak}^* = 50$ V, $V_{cc_BT} = 60$ V, $R_{load} = 8 \Omega$): (a) Tensão CA de BT e correntes individuais; (b) Corrente individuais dos módulos (i_{ca12} e i_{ca22}); (c) degrau de carga de 0 % para 100 %; (d) degrau de carga de 100 % para 0 %



Fonte: elaborada pelo autor.

Os resultados experimentais para o conversor CC-CA de BT demonstram o funcionamento dos conversores conectados em paralelo, a distribuição de corrente entre os mesmos e a operação dos conversores através da rede de comunicação.

4.4.4 Resultados de simulação e experimentais do SST

A estrutura do SST é simulada, empregando os parâmetros da Tabela 4.4 e os controladores anteriormente descritos para cada estágio de conversão de energia. Serão apresentados resultados de simulação e experimentais para o SST. Inicialmente os conversores são simulados juntos para compor o SST. As primeiras simulações demonstraram problemas de controlabilidade no barramento CC de AT quando o conversor DAB é colocado em operação. A partida dos conversores DAB causa desequilíbrio nas tensões CC dos capacitores do lado de AT e a malha de ajuste de tensão CC não possui capacidade para realizar o ajuste.

Para contornar esse problema, os controladores de tensão CC do DAB, de tensão CC total de AT e de ajuste de tensão CC de AT, foram projetados novamente. O tipo de controlador empregado foi mantido o mesmo para cada malha.

Com objetivo de deixar a dinâmica do conversor DAB mais lenta, a frequência de cruzamento de ganho é reduzida para 22,5 Hz, com margem de fase de 68° e margem de ganho de 40,5 dB, e a nova função de transferência é expressa por:

$$C_{v\phi_{22,5Hz}}(z) = \frac{0,011341z^3 - 0,033956z^2 + 0,033917z - 0,011301}{z^3 - 2,903829z^2 + 2,809970z - 0,906141}. \quad (15)$$

No barramento CC de AT, as malhas de controle são projetadas a fim de obter dinâmicas mais rápidas. A nova frequência de cruzamento de ganho da malha de tensão CC total de AT é de 48,6 Hz, margem de fase 63,8° e margem de ganho de 33,3 dB, conforme:

$$C_{vi1_{48,6Hz}}(z) = \frac{0,015083z^3 - 0,045158z^2 + 0,045103z - 0,015028}{z^3 - 2,949545z^2 + 2,90146z - 0,951914}. \quad (16)$$

A malha de ajuste de tensão CC também teve sua frequência de cruzamento de ganho elevada para 6,61 Hz, margem de fase de 77,9° e margem de ganho de 51,6 dB, conforme:

$$C_{v_{cc}}(z) = \frac{0,001872z^3 - 0,005609z^2 + 0,005605z - 0,001868}{z^3 - 2,94954z^2 + 2,90146z - 0,951914}. \quad (17)$$

Embora não seja recomendada que a malha de tensão CC tenha uma frequência de cruzamento de ganho tão elevada, se faz necessário para permitir a elevação da frequência de cruzamento de ganho da malha de ajuste. Dessa forma, é possível aumentar a dinâmica de controle do barramento CC de AT. Resultados de simulação são apresentados na Figura 4.33 para o SST com degraus de carga.

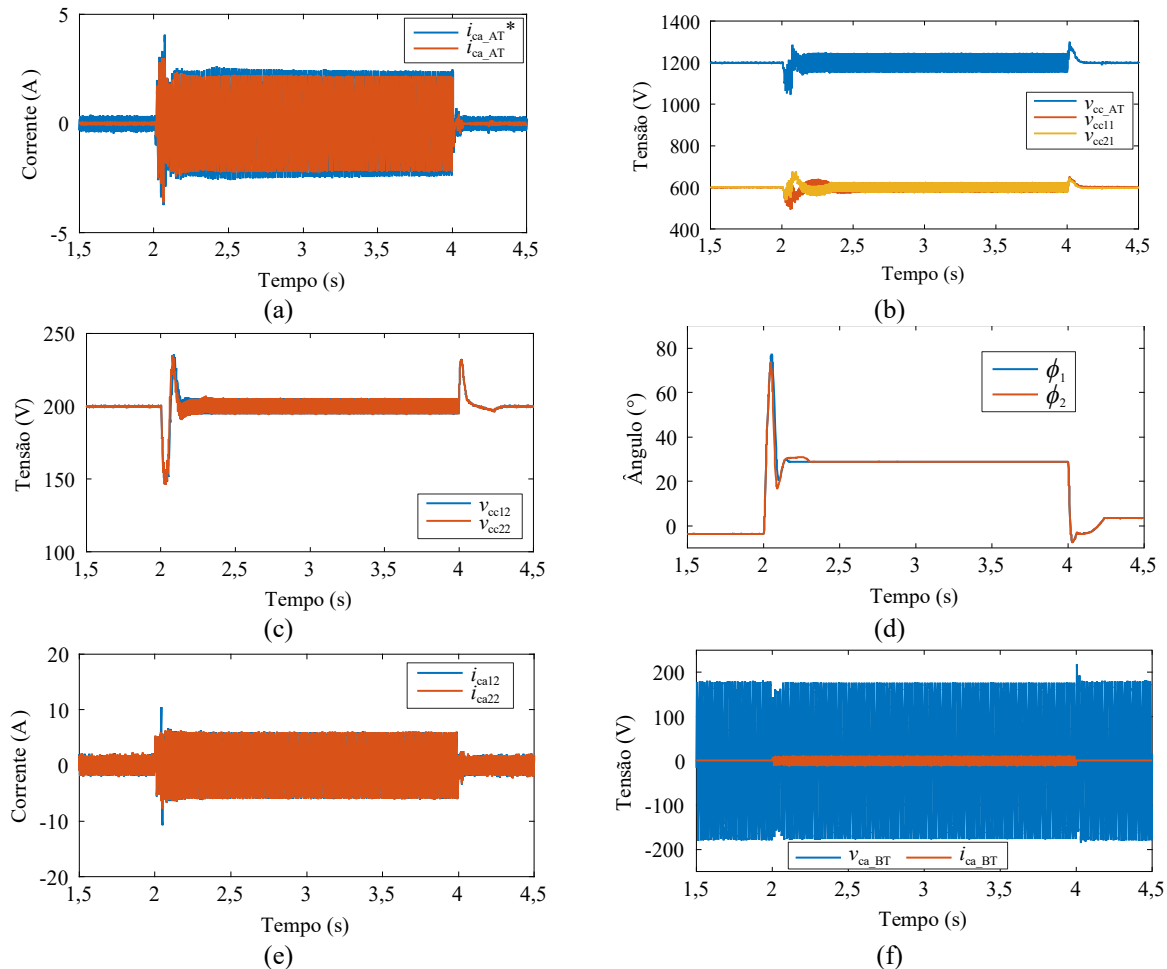
Os degraus de carga de 0 % para 100 % e de 100 % para 0 % são aplicados nos instantes $t = 2$ s e $t = 4$ s, respectivamente. A referência de corrente CA de AT e a corrente sintetizada são apresentadas na Figura 4.33(a) e as tensões CC de AT individuais e a total são mostradas na Figura 4.33(b). Durante transitórios de carga as tensões CC individuais divergem ligeiramente, mas são reguladas com a malha de ajuste.

Para o lado de BT a Figura 4.33(c) demonstra as tensões nos barramento CC e a Figura 4.33(d) o comportamento do ângulo de defasagem dos conversores DAB. No lado CA de BT a Figura 4.33(e) apresenta as correntes CA individuais de cada módulo e na Figura 4.33(f) a tensão CA de BT e a corrente CA de carga.

As formas de onda de simulação em detalhes são apresentadas na Figura 4.34, para a condição de carga nominal (100 %). A Figura 4.34(a) apresenta a corrente CA de AT de referência e sintetizada. Na Figura 4.34(b) são mostradas as tensões individuais dos barramentos CC, ambas equilibradas, e a tensão total CC de AT, regulada em seu valor nominal. No lado de BT, a Figura 4.34(c) e (d) apresentam a tensão CC dos barramentos e os ângulos de defasagem dos conversores DAB, respectivamente.

Para o lado CA de BT, a Figura 4.34(e) apresenta a corrente CA de referência e as corrente sintetizadas por cada módulo, sendo que as mesmas encontram-se sobrepostas, indicando que o compartilhamento de corrente é igual entre os módulos. O erro de amplitude e fase nessa malha de controle é devido ao uso de controlador PI para referência senoidal. A tensão CA de BT e a corrente de carga são apresentadas na Figura 4.34(f), para a condição de carga nominal.

Figura 4.33 – Resultados de simulação do SST com degrau de 0 % para 100 % em $t = 2\text{ s}$ e de 100 % para 0 % em $t = 4\text{ s}$: (a) Corrente CA de AT de referência e sintetizada; (b) Tensão CC total e individuais de AT; (c) Tensões CC de BT; (d) Ângulo de defasagem dos conversores DAB; (e) Corrente CA de BT individuais; (f) Tensão CA e corrente de carga de BT

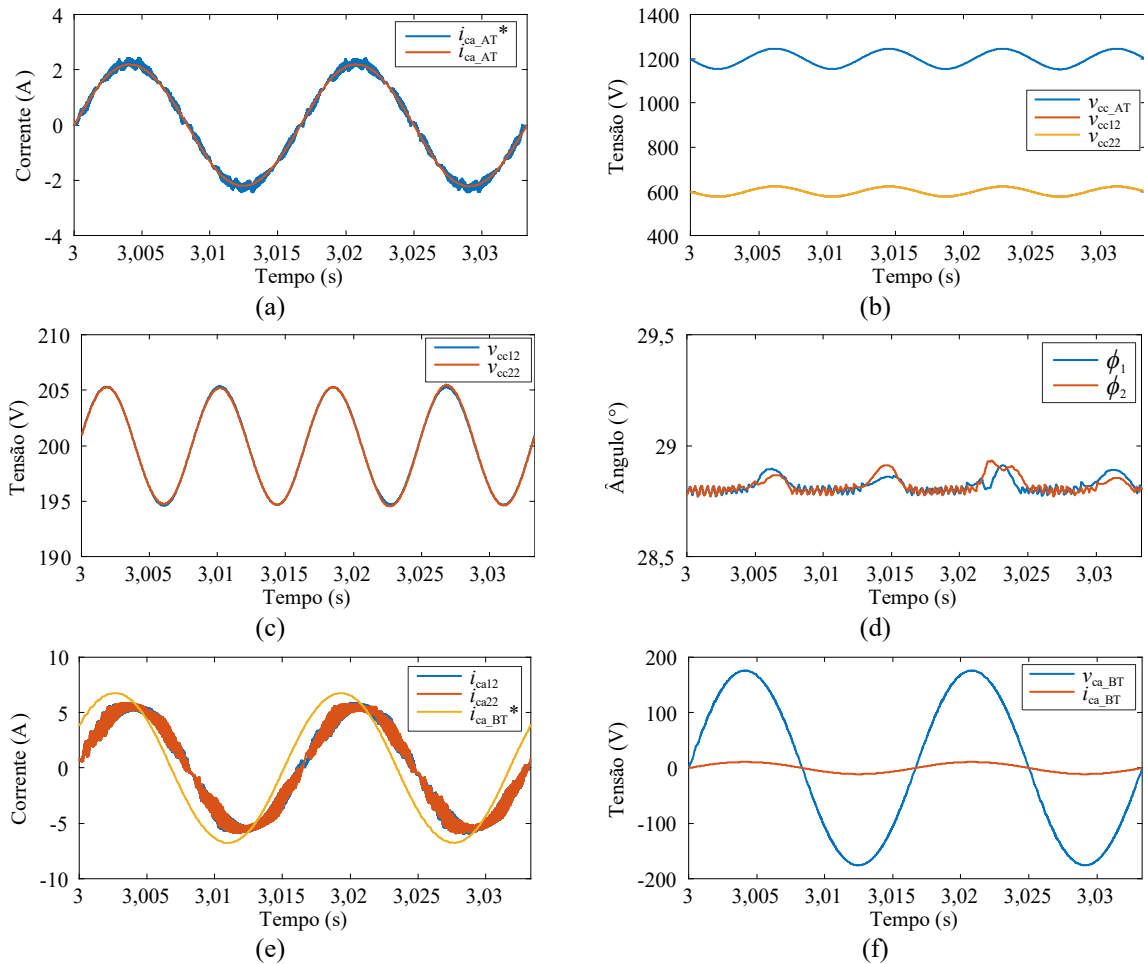


Fonte: elaborada pelo autor.

A partir dos resultados de simulação para o SST e da operação isolada de cada conversor, o SST foi então implementado em bancada operando juntamente com a rede de comunicação e os seguintes resultados experimentais são obtidos.

Os resultados experimentais aqui apresentados foram obtidos para a condição de tensão reduzida com os seguintes parâmetros: $V_{ca_AT} = 233,31\text{ V}_{\text{pico}}$, $V_{cc_AT} = 300\text{ V}$, $V_{cc11} = V_{cc21} = 150\text{ V}$, $V_{cc12} = V_{cc22} = 50\text{ V}$, $V_{ca_BT} = 40\text{ V}_{\text{pico}}$ e $R_{\text{load_BT}} = 16\ \Omega$. Para manter a mesma frequência de cruzamento de projeto para as malhas de controle, a ação de controle da malha de corrente CA de AT, da malha de corrente CA de BT e da malha de tensão CC do DAB recebem um ganho fixo, obtido através divisão da tensão nominal do barramento CC pela tensão de ensaio. A malha de ajuste de tensão, conforme mencionado anteriormente, também recebe o ganho, porém quadrático, para manter a mesma banda passante.

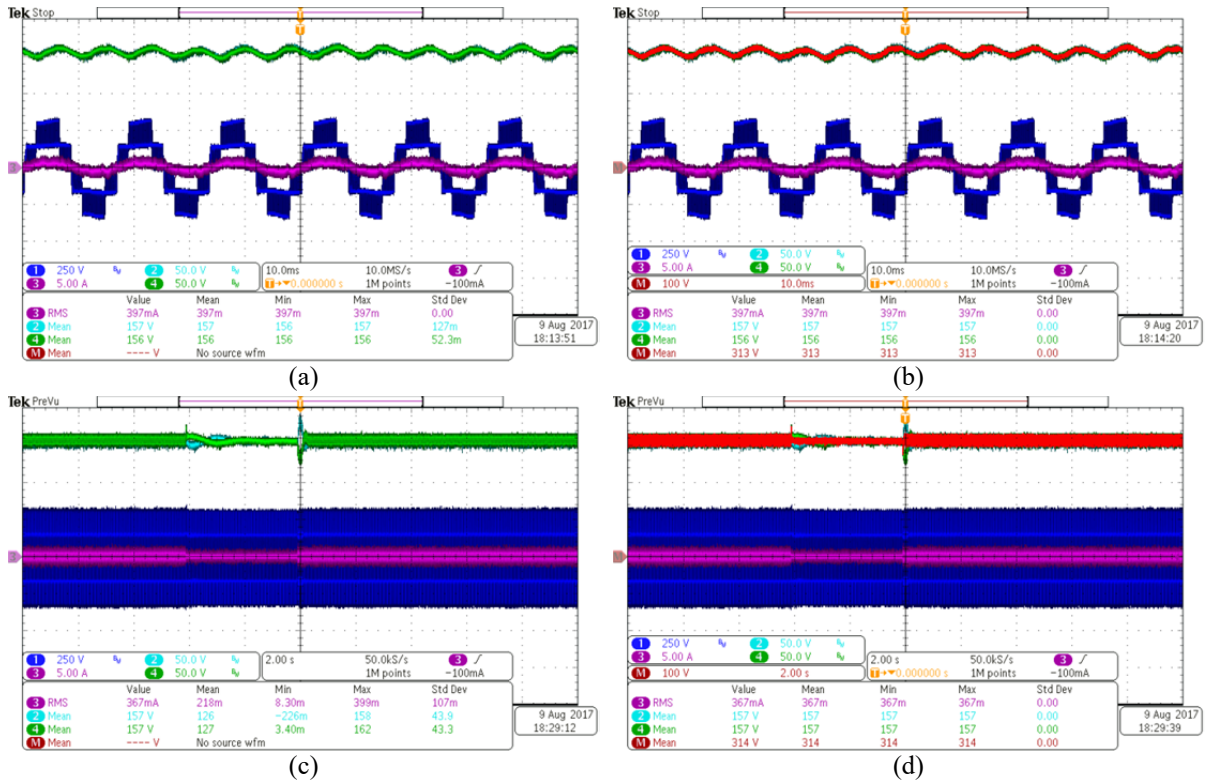
Figura 4.34 – Resultados de simulação para o SST detalhe de 2 períodos das formas de ondas: (a) Corrente CA de AT de referência e sintetizada; (b) Tensão CC total e individuais de AT; (c) Tensão CC de BT individuais; (d) Ângulo de defasagem dos conversores DAB; (e) Corrente CA de BT individuais; (f) Tensão CA e corrente de carga de BT



Fonte: elaborada pelo autor.

A Figura 4.35 apresenta os resultados experimentais do SST para o lado de AT. As tensões CC individuais, a corrente CA e a tensão CA multinível são apresentadas na Figura 4.35(a) e a tensão CC total, obtida pela soma das tensões individuais, na Figura 4.35(b) demonstrada pelo canal matemático (M). Da mesma forma, para degrau de carga de 100 % - 0 % - 100 % a Figura 4.35(c) e a Figura 4.35(d) apresentam as tensões CC individuais e a tensão CC total, respectivamente. Assim como nos resultados de simulação, experimentalmente as tensões CC de AT divergem rapidamente durante variações de carga, mas são reguladas pela malha de ajuste de tensão CC.

Figura 4.35 – Resultado de experimentais para o SST lado de AT (Ch.1 – v_{ca_ml} , Ch.2 - v_{cc21} , Ch.3 - i_{ca_AT} , Ch.4 - v_{cc11} , M - v_{cc_AT}): (a) Tensões CC individuais; (b) Tensão CC total (M); (c) Degrau de carga de 100 % - 0 % - 100 %, tensões CC individuais; (d) Degrau de carga, tensão CC total

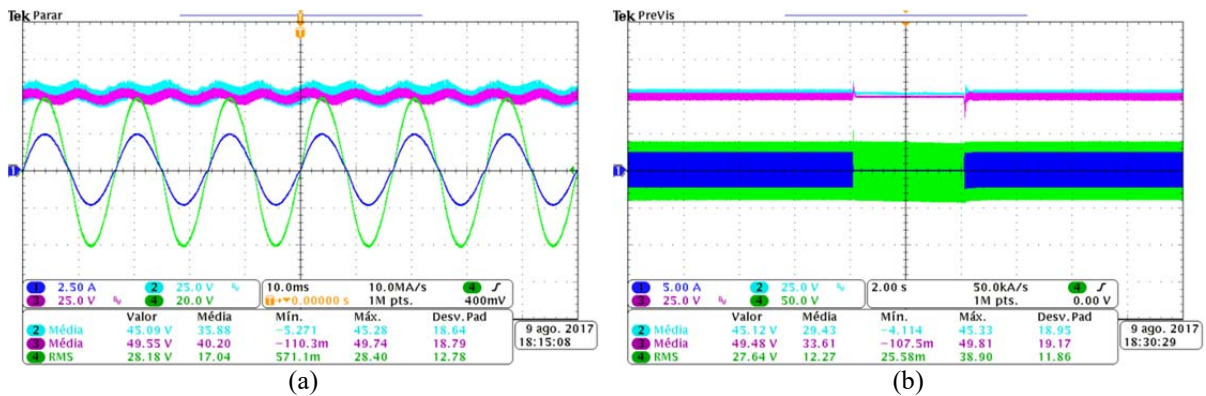


Fonte: elaborada pelo autor.

Para as mesmas condições de operação da Figura 4.35, agora para o lado de BT, a Figura 4.36(a) apresenta em detalhes as tensões dos barramentos CC e a tensão e corrente CA para condição de 100 % de carga, e a Figura 4.36(b) para degraus de carga de 100 % - 0 % - 100 %. Os resultados apresentam a tensão CA sintetizada e corrente de carga, bem como a regulação de tensão CC nos barramentos para perturbações de carga. Na Figura 4.36(b) a tensão CA de BT apresenta uma pequena variação de valor médio quando opera a vazio, esse comportamento se deve ao erro da instrumentação de tensão CA.

Os resultados experimentais demonstram o funcionamento do SST com tensão reduzida e submetido a degraus de carga no lado CA de BT, operando através da rede de comunicação em barramento para o controle das variáveis do SST. Esses ensaios foram obtidos com tensão reduzida, pois foram enfrentadas dificuldades no equilíbrio das tensões CC de AT durante a partida. Esses problemas se devem a característica de baixa capacidade de regulação de tensão CC individual, quando o conversor opera a vazio.

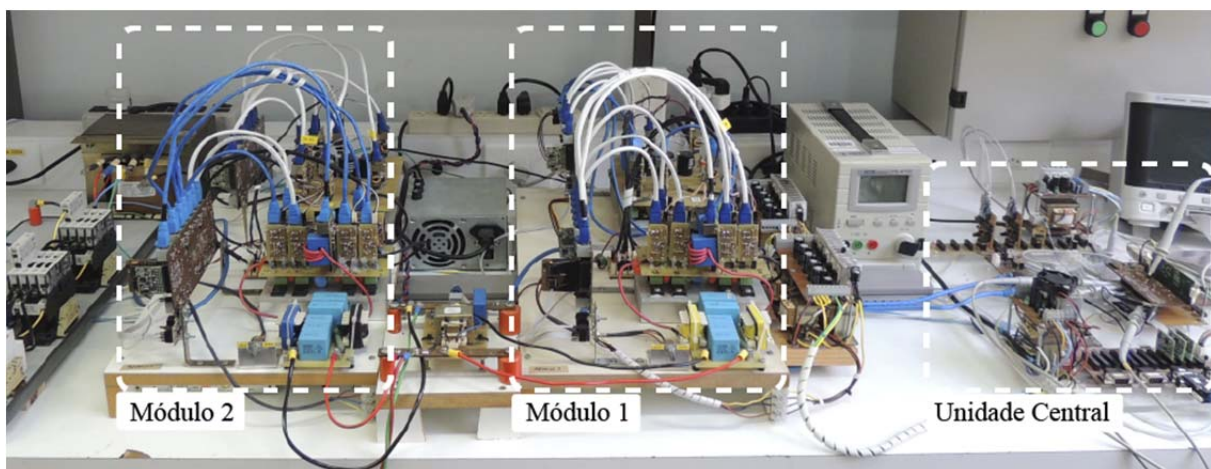
Figura 4.36 – Resultado de experimentais para o SST lado de BT, tensões CC, tensão e corrente CA de BT: (a) Com carga; (b) Degrau de carga de 100% - 0% - 100%



Fonte: elaborada pelo autor.

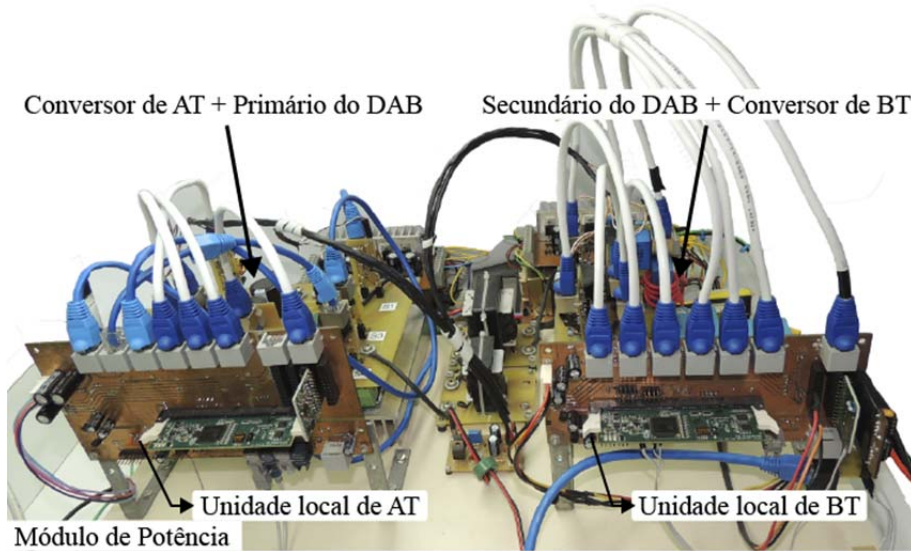
Os resultados experimentais apresentados foram obtidos com um protótipo em escala, conforme os parâmetros da Tabela 4.4, com tensão reduzida. A Figura 4.37 mostra a bancada experimental do SST composta por uma unidade central de controle e dois módulos de potência. Além disso, é empregado um circuito auxiliar de pré-carga dos capacitores do barramento de AT, durante a partida do conversor. Na Figura 4.38(a) é apresentado em detalhe um módulo de potência composto por duas unidades locais (AT e BT), pelo conversor CA-CC de AT, conversor DAB e conversor CC-CA de BT. Já a Figura 4.38(b) apresentada a unidade central, composta pelo microcontrolador central, barramento de comunicação I (lado de AT) e barramento de comunicação II (lado de BT).

Figura 4.37 – Foto da bancada do SST com os 2 módulos de potência e unidade central

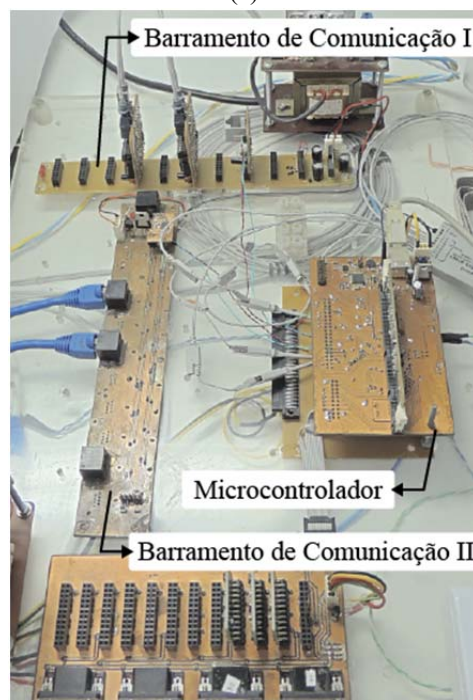


Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 4.38 – Foto da bancada do SST: (a) Módulo de potência; (b) Unidade central



(a)



(b)

Fonte: elaborada pelo autor.

Além da estrutura do tipo IV empregada neste trabalho, a estrutura do tipo III também foi implementada (PROJETO CEEE - SST, 2013-2017). Essa apresenta diferenças em *hardware* (estrutura de comunicação) e *software* (controle), da apresentada nesta tese.

A unidade central é composta por um microcontrolador TMS320F28335 e um FPGA Spartan-3E, que se comunicam através de um barramento paralelo. A unidade central comunica com as unidades locais usando a configuração em estrela, sendo necessárias $2n$

portas de comunicação serial, de forma isolada para o lado de AT e RS-485 ponto a ponto para o lado de BT e uma via dedicada a sincronismo. A modulação e o controle do conversor CA-CC de AT são realizados na unidade central, o controle do conversor é feito no microcontrolador, a modulação e a regulação de tensão CC em FPGA, conforme a técnica empregada por LAGO *et al.* (2013).

Apesar da complexidade do SST a estrutura do tipo IV supre as necessidades de controle dos conversores, com o uso de barramento de comunicação, da sincronização das unidades locais através da comunicação e não há necessidade do uso de FPGA na unidade central. Essa configuração reduz o número de vias com alta tensão de isolamento e faz uso de comunicação em barramento.

4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo o sistema de controle e comunicação para um transformador de estado sólido com estrutura modular foi abordado com detalhes. As estruturas de controle foram avaliadas sobre o ponto de vista do fluxo de variáveis, para determinar quais variáveis devem ser transmitidas.

O protocolo de transmissão de dados proposto é formatado de acordo com a necessidade de transmissão das variáveis, composto por 4 *bytes*, sendo 3 *bytes* de dados e 1 *byte* de CRC. O desempenho do protocolo personalizado associado ao barramento RS-485 é comparado ao protocolo CAN. A comparação é feita em duas taxas de transmissão do barramento RS-485, em 10 Mbps e em 2,34 Mbps. O protocolo personalizado apresenta-se superior, para qualquer valor de n , em comparação ao protocolo CAN no que se refere a máxima taxa de atualização.

Os diagramas temporais demonstram os eventos baseados na comunicação para o lado de AT e de BT, em que os atrasos de tempo causados pela comunicação podem ser obtidos. A partir desses diagramas os eventos são então implementados nos microcontroladores. Porém, a implementação prática demonstra que a frequência de amostragem ainda precisa ser reduzida para que a comunicação permaneça estável e não haja variação na sincronização. Além disso, o tempo necessário para o tratamento das interrupções pode variar de acordo com a complexidade de controle.

Definida a frequência de amostragem, com base na implementação da comunicação, e também os atrasos de implementação, os controladores em tempo discreto são então

projetados. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para demonstrar o funcionamento dos conversores de forma individual. Posteriormente, são simulados e ensaiados em conjunto, constituindo a estrutura do SST. As malhas de controle apresentam desempenho esperado a partir do projeto e simulação individual das mesmas.

5 ESTABILIDADE E CONTROLABILIDADE DO BARRAMENTO CC PARA CONVERSOR DAB CONECTADO AO CONVERSOR CC-CA

Em sistemas de conversão de energia compostos por conversores em cascata, mesmo que a estabilidade seja garantida para cada conversor operando separadamente, quando acoplados, o sistema pode apresentar comportamento indesejado. Essas iterações podem tornar os conversores instáveis. A estabilidade de conversores conectados em cascata pode ser verificada através do critério das impedâncias de *Middlebrook* e através do critério de estabilidade de *Nyquist* (KRISHNAMURTHY *et al.*, 2008), (MADHUSOODHANAN *et al.*, 2014), (KHAZRAEI *et al.*, 2014), (TIAN *et al.*, 2015) e (TIAN *et al.*, 2016).

O conversor CC-CA de BT, quando operando em malha fechada, apresenta comportamento de carga de potência constante (CPL, do inglês *Constant Power Load*) no barramento CC, para variações de tensão, que podem comprometer a resposta dinâmica e a estabilidade do sistema (EMADI *et al.*, 2006).

Alguns trabalhos propõem técnicas para melhorar a estabilidade em sistemas que empregam conversores com característica de potência constante. TIAN *et al.* (2016) propõem a adição de um controlador de impedância que modifica a potência do conversor CC-CA durante transitórios de tensão CC. Em YE *et al.* (2017) duas soluções ativas são propostas para melhorar a estabilidade em microrredes com cargas de potência constante, a adição de resistores virtuais e a modificação da característica de impedância do conversor DAB.

Além da estabilidade dos conversores conectados em cascata, outro fator deve ser considerado. A transferência de potência no conversor DAB depende de três principais variáveis: a amplitude da tensão CC de entrada e de saída e o ângulo de defasagem das tensões aplicada no transformador. Assim, a transferência de potência e a regulação da tensão CC em seu valor nominal podem ser comprometidas, quando o mesmo é submetido a afundamentos de tensão, tornando o sistema não controlável.

A obtenção de um modelo para o afundamento tensão CC permite determinar a influencia da frequência de cruzamento de ganho da malha de controle de tensão do conversor DAB. Além disso, os limites que garantam a controlabilidade de sistemas que empregam o conversor DAB conectado a cargas de potência constante podem ser obtidos.

Dessa forma, esse capítulo tem por objetivo verificar a estabilidade e a controlabilidade do barramento CC, para um estágio de potência com conversores acoplados,

submetidos a perturbações de carga no lado CA. Embora, em sistemas de controle um sistema será controlável se uma ação ilimitada levar o sistema de um estado inicial para um estado final em tempo finito (OGATA, 2010), nesse trabalho a controlabilidade do conversor DAB em malha fechada é tratada como a capacidade do mesmo de transferir a potência demandada a saída e regular a tensão em seu valor nominal para perturbações de potência constante no barramento CC.

Também será obtido o modelo para o afundamento de tensão CC em função da perturbação de potência, determinada a influência do controlador de tensão CC na controlabilidade do sistema, na amplitude da perturbação de tensão e os limites de frequências de cruzamento de ganho para o controlador de tensão que apresentam boa resposta dinâmica e garantam a controlabilidade da tensão CC.

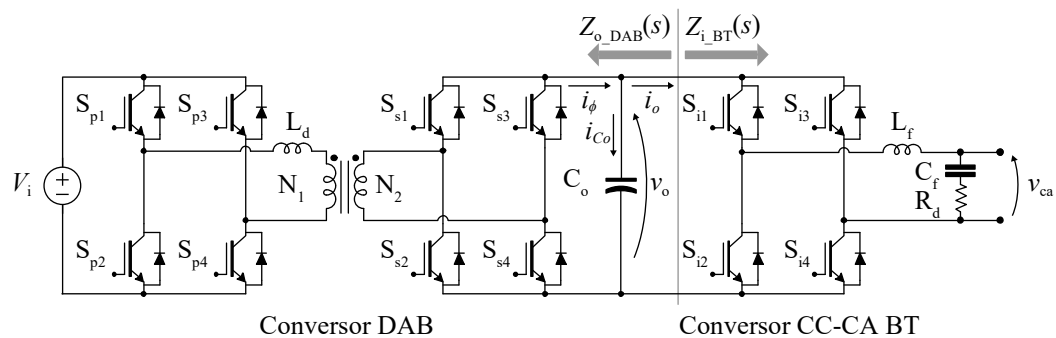
5.1 DESCRIÇÃO DO PROBLEMA

A associação do conversor DAB conectado a um conversor CC-CA pode ser empregada em transformadores de estado sólido (KIRSTEN *et al.*, 2013), (COSTA *et al.*, 2017), em microrredes (YE *et al.*, 2017), entre outras aplicações. Considerando então uma aplicação em SST modular, conforme este trabalho, na qual um módulo de potência é composto pelos conversores citados e apresentados na Figura 5.1. Esses conversores compõem o estágio de baixa tensão do SST e apenas um módulo de potência é empregado para o estudo.

Para aplicação em um SST modular, considera-se que a banda passante de controle da tensão CC de AT é suficientemente maior do que a banda passante da tensão CC de BT. Assim, a tensão CC de AT pode ser considerada constante e substituída por uma fonte de tensão (V_i). Já a tensão CC de BT (v_o) é controlada pelo conversor DAB e a tensão CA de BT (v_{ca}) pelo conversor CC-CA. O projeto de controle dos conversores que compõem o módulo de potência é realizado considerando que cada conversor opera isoladamente.

Os estágios de conversão de energia (conversor DAB e conversor CC-CA) são simulados separadamente e ambos são estáveis e controláveis individualmente. Porém, ao conectar o conversor DAB ao conversor CC-CA algumas características no comportamento da tensão CC são observadas. O conversor CC-CA operando em malha fechada apresenta comportamento de uma carga com potência constante e esse comportamento pode afetar o sistema no qual a carga está conectada (EMADI *et al.*, 2006).

Figura 5.1 – Módulo de potência para análise de estabilidade, composto pelos conversores DAB e CC-CA de BT



Fonte: elaborada pelo autor.

O conversor DAB apresenta uma boa resposta transitória para as frequências de cruzamento da malha de tensão CC (f_c) definidas em 10 Hz e 6 Hz, operando isoladamente com carga resistiva, conforme Figura 5.2(a) e Figura 5.2(b). A potência consumida do barramento CC não é constante e varia em uma razão quadrática com a tensão de saída.

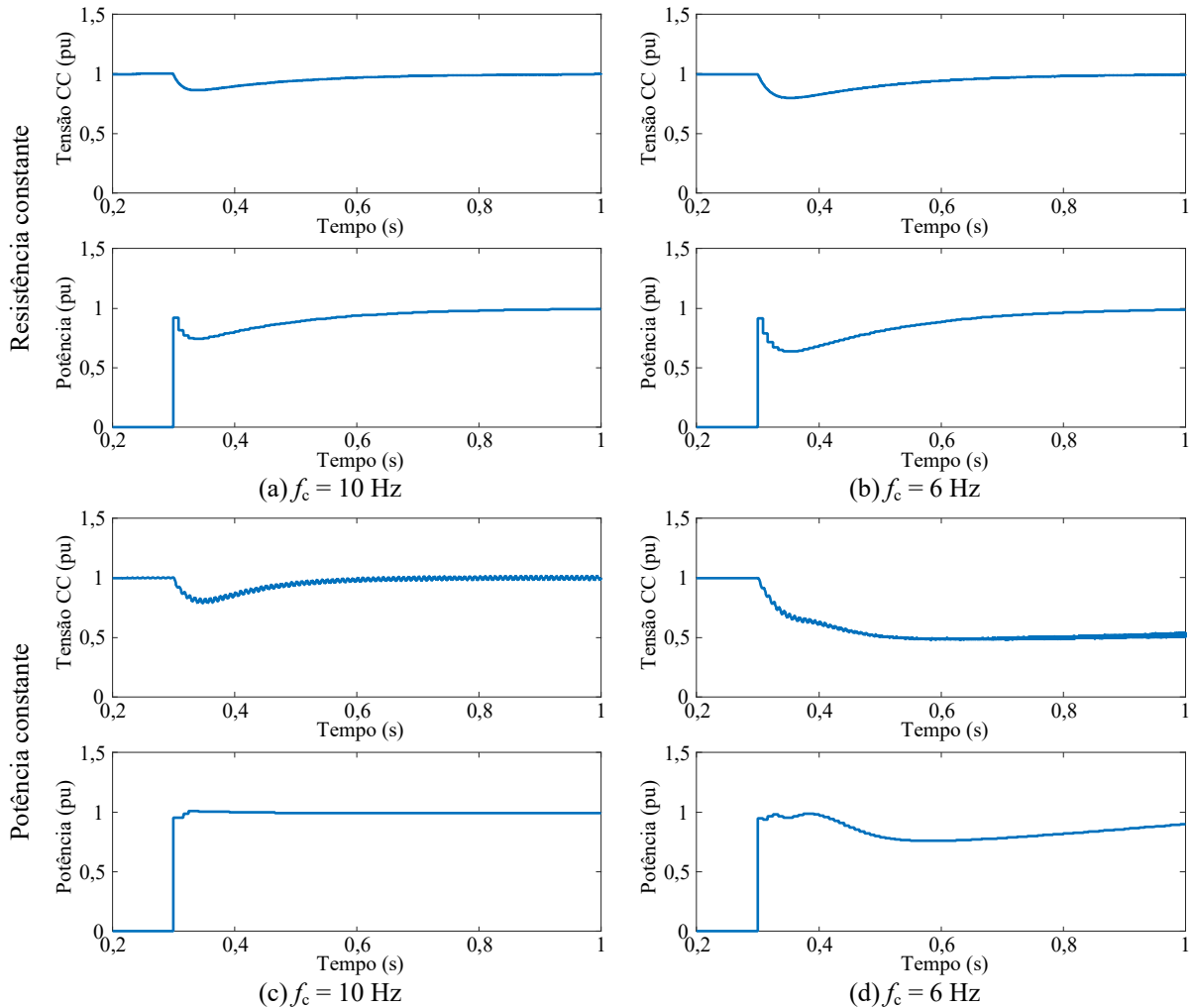
Operando agora como estágio de alimentação do conversor CC-CA, o conversor DAB apresenta o seguinte comportamento: na Figura 5.2(c), para a $f_c = 10$ Hz, mesmo com variação na tensão CC a potência consumida é mantida constante. Já na Figura 5.2(d), para a $f_c = 6$ Hz, a tensão do barramento sofre um afundamento e não é restaurada em seu valor nominal imediatamente.

Ao reduzir a frequência de cruzamento de ganho da malha de tensão CC para 6 Hz, o conversor DAB ainda é capaz de regular a tensão CC durante perturbação de resistência no barramento, conforme Figura 5.2(b), considerando sua operação isolada. Mas é incapaz de transferir potência à saída e regular a tensão CC, quando operando conectado ao conversor CC-CA, para uma perturbação de carga no lado CA, conforme Figura 5.2(d).

A dinâmica de controle do conversor CC-CA é mais rápida que a dinâmica do conversor DAB. Assim, quando há um degrau de carga no lado CA, a tensão no barramento CC afunda e o controle do conversor CC-CA atua para compensar esse afundamento e manter a tensão CA regulada e consequentemente a potência CA.

A controlabilidade do conversor DAB é tratada nesse capítulo como a capacidade do conversor DAB de transferir a potência necessária para a saída e regular a tensão CC em seu valor nominal. As potências apresentadas na Figura 5.2 são potências médias periódicas, com período de um semiciclo da tensão CA (8,33 ms), calculadas a partir da tensão CC e da corrente de carga (v_o e i_o , conforme a Figura 5.1).

Figura 5.2 – Comportamento da tensão CC de BT e da potência consumida no barramento ($\phi = 40^\circ$, $P_o = 500$ W); Conversor DAB com degrau de carga: (a) $f_c = 10$ Hz; (b) $f_c = 6$ Hz. Conversor DAB com degrau de potência constante: (c) $f_c = 10$ Hz; (d) $f_c = 6$ Hz



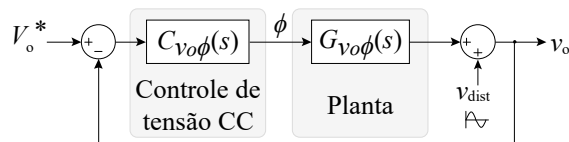
Fonte: elaborada pelo autor.

Devido à característica de fluxo bidirecional de potência do conversor DAB, as tensões primárias e secundárias desse conversor podem assumir ângulos de defasagem entre -180° a $+180^\circ$. Porém, a máxima transferência de potência ativa é obtida com ângulo de $+90^\circ$, para o fluxo direto de potência e -90° para o fluxo inversor de potência (KIRSTEN, 2014). Operar com ângulos de defasagem elevados compreendidos entre $+90^\circ$ a $+180^\circ$ e -90° a -180° é desaconselhado devido ao aumento significativo da potência não ativa. Além disso, para evitar operação em regiões de elevadas perdas e baixa eficiência, o ângulo nominal de defasagem deve estar compreendido entre $\pm 15^\circ$ à $\pm 45^\circ$ (SANTOS, 2011).

Outro aspecto da conexão do conversor CC-CA ao conversor DAB é a ondulação de tensão no barramento CC, no dobro da frequência da tensão CA sintetizada, devido à potência

instantânea pulsada. Essa ondulação no barramento CC pode ser tratada como um distúrbio de saída (v_{dist}) no modelo do conversor DAB, conforme mostra a Figura 5.3, e sua amplitude está relacionada diretamente à capacitância de barramento (C_o).

Figura 5.3 – Diagrama de blocos em malha fechada do controle da tensão de saída do conversor DAB considerando o distúrbio de saída

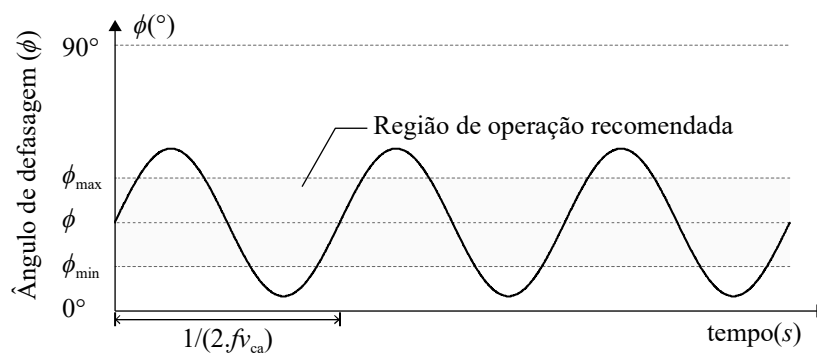


Fonte: elaborada pelo autor.

Esse distúrbio de saída é realimentado na malha de controle da tensão CC e se não for completamente rejeitado, passa através do controlador e aparece na ação de controle (ângulo de defasagem) (QUEIROZ, 2016). Assim, a ação de controle é composta por uma componente alternada, no dobro da frequência da tensão CA do conversor CC-CA, somada a componente contínua (valor médio).

A Figura 5.4 ilustra o comportamento do ângulo de defasagem quando composto por uma parcela contínua e uma parcela alternada, bem como a região de ângulo recomendada, para valores positivos de ângulo ($+15^\circ$ a $+45^\circ$), definida por ϕ_{min} e ϕ_{max} . Quando a parcela alternada for significativamente grande o ângulo do conversor DAB assumirá valores fora da região de ângulo recomendada.

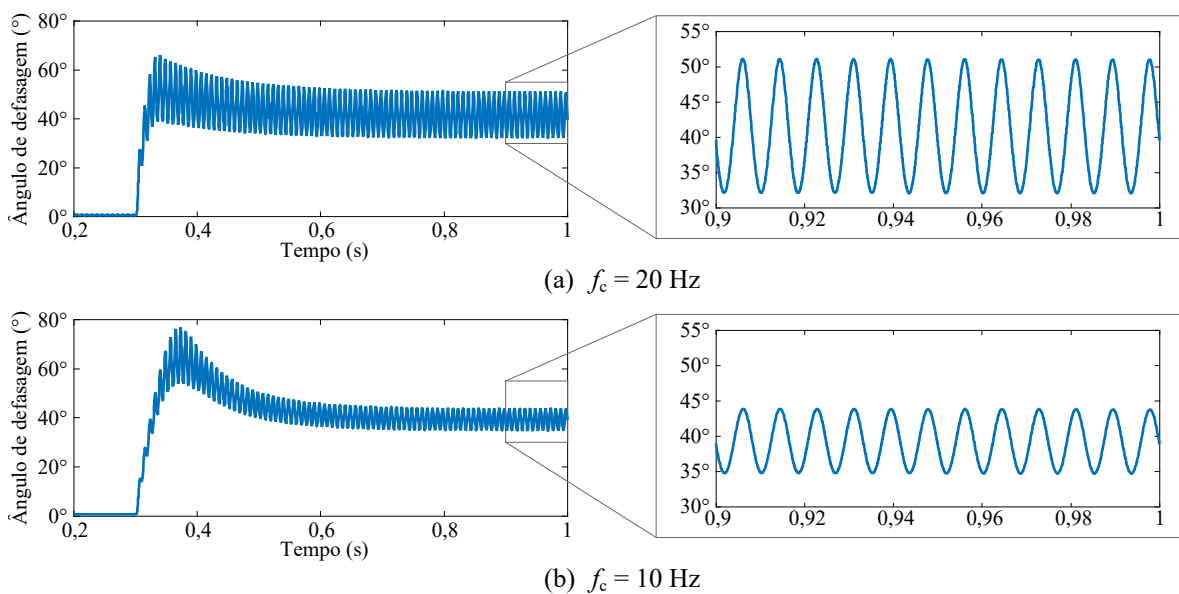
Figura 5.4 – Ilustração do comportamento do ângulo de defasagem (ação de controle) composto por uma parcela contínua e uma parcela alternada



Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 5.5 é apresentado o comportamento do ângulo de defasagem quando um degrau de carga no lado CA no instante $t = 0,3$ s, para um projeto de controle com frequência de cruzamento de ganho da malha de tensão CC em 20 Hz na Figura 5.5(a) e para um projeto de frequência de cruzamento de 10 Hz na Figura 5.5(b). É possível verificar que a redução da frequência de cruzamento do controlador também reduz a parcela CA do ângulo de defasagem em regime permanente, mas aumenta o valor de pico durante o transitório.

Figura 5.5 – Comportamento do ângulo de defasagem do conversor DAB quando conectado ao conversor CC-CA, com degrau de carga do lado CA ($\phi = 40^\circ$, $P_o = 500$ W), para as frequências de cruzamento de ganho do controle da tensão CC: (a) $f_c = 20$ Hz; (b) $f_c = 10$ Hz



Fonte: elaborada pelo autor.

Considerando um projeto na qual o ângulo nominal de defasagem assume valor médio próximo a 45° , a banda passante do controlador será limitada. Caso contrário, o conversor operará com ângulo superior a 45° durante um período considerável. Podendo alcançar o limite de $\pm 90^\circ$ (saturação), dependendo da amplitude da parcela CA.

Para o controlador do tipo Proporcional-Integral (PI), empregado no controle da tensão CC de BT. À medida que a frequência de cruzamento do ganho é reduzida, reduz-se também o ganho na frequência do distúrbio e consequentemente a parcela alternada da ação de controle da malha de tensão CC (ângulo de defasagem do conversor DAB ϕ). Porém, a redução pode implicar na perda da controlabilidade do conversor DAB.

QUEIROZ (2016) analisa o projeto dos controladores, o ganho na frequência do distúrbio, e determina a amplitude da parcela CA no ângulo de defasagem em função da

frequência de cruzamento do ganho. Analisa também as impedâncias para os barramentos de entrada e saída do conversor DAB, aplicado em SST, e avalia a influência dos parâmetros de projeto nessas impedâncias.

Assim, faz-se necessário o estudo da estabilidade para os conversores conectados a fim de verificar se a mesma é garantida para os controladores de tensão CC empregados. Além disso, é necessária a obtenção de um modelo para o afundamento de tensão CC em função da frequência de cruzamento de ganho do controlador.

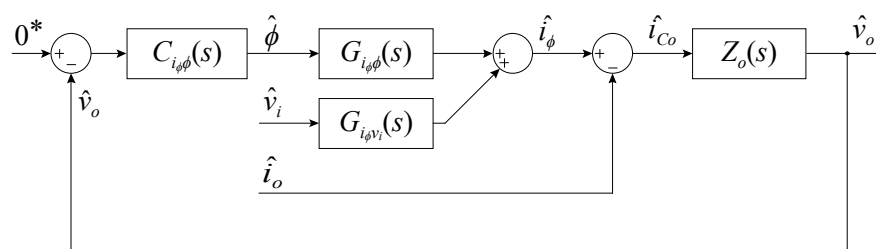
5.2 ANÁLISE DE ESTABILIDADE DO BARRAMENTO CC

Inicialmente, a estabilidade do barramento CC para o módulo de potência da Figura 5.1 pode ser determinada através da relação entre a impedância de saída do conversor DAB ($Z_{o_DAB}(s)$) e a impedância de entrada do conversor CC-CA ($Z_{i_BT}(s)$). Considerando o fluxo direto de potência (da entrada para a saída), é possível garantir que as iterações entre os estágios de potência não afetam a estabilidade, quando a magnitude da impedância do conversor CC-CA é maior que a magnitude da impedância do conversor DAB $|Z_{i_BT}(s)| > |Z_{o_DAB}(s)|$, para todo o espectro de frequência (KRISHNAMURTHY *et al.*, 2008), (MADHUSOODHANAN *et al.*, 2014) e (TIAN *et al.*, 2015).

5.2.1 Funções de transferência das impedâncias

As impedâncias dos conversores podem ser obtidas a partir das funções de transferência de cada conversor. O conversor DAB em malha fechada é representado através do diagrama de blocos da Figura 5.6 (KHAZRAEI *et al.*, 2014) e (QUEIROZ, 2016).

Figura 5.6 – Diagrama de blocos do conversor DAB em malha fechada, para perturbações na corrente de saída e na corrente do capacitor



Fonte: Adaptado pelo autor de (QUEIROZ, 2016).

A impedância de saída do conversor DAB ($Z_{o_DAB}(s)$) é obtida isolando a tensão de saída (v_o) em função da corrente de carga (i_o). A tensão de entrada é considerada constante, assim, a perturbação da mesma é nula ($\hat{v}_i = 0$).

Rearranjando as funções de transferência e isolando a tensão de saída em função da corrente de carga, a impedância de saída do conversor DAB, pode ser expressa:

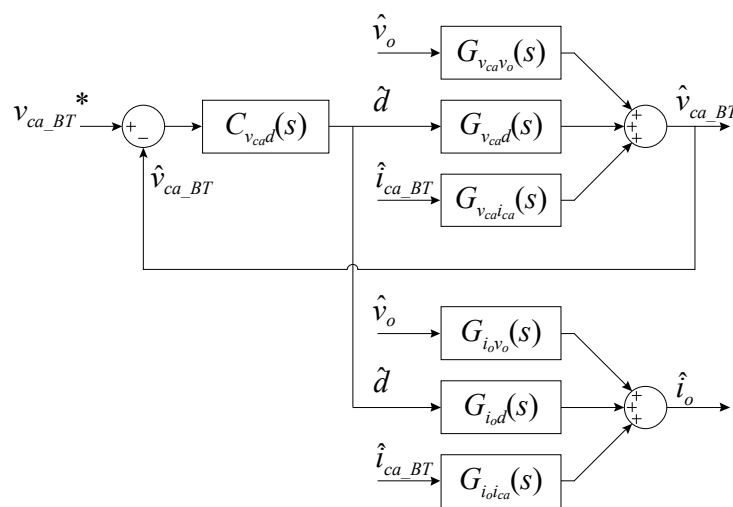
$$Z_{o_DAB}(s) = \frac{v_o(s)}{i_o(s)} = \frac{-Z_o(s)}{1 + C_{i_\phi} G_{i_\phi} Z_o(s)} \quad (18)$$

onde:

$$Z_o(s) = \frac{v_o(s)}{i_{c_o}(s)} = \frac{1}{sC_o}. \quad (19)$$

O conversor CC-CA de BT também é expresso pelo diagrama de blocos das funções de transferência conforme a Figura 5.7. A impedância de entrada em malha fechada é definida através da relação entre a tensão do barramento CC (v_o) e a corrente de carga (i_o , corrente CC de entrada do conversor) (KHAZRAEI *et al.*, 2014) e (QUEIROZ, 2016).

Figura 5.7 – Diagrama de blocos do conversor CC-CA de funções de transferência das perturbações que afetam a tensão CA e a corrente CC



Fonte: Adaptado pelo autor de (QUEIROZ, 2016).

A partir do diagrama de blocos do conversor CC-CA da Figura 5.7 e considerando que perturbações na corrente CA (i_{ca}) e na referência de tensão CA (v_{ca}^*) são nulas, a função de transferência da impedância de entrada do conversor CC-CA em malha fechada (QUEIROZ, 2016), pode ser expressa por:

$$Z_{i_BT}(s) = \frac{v_o(s)}{i_o(s)} = \frac{-1 - C_{v_{ca}d} G_{v_{ca}d}}{C_{v_{ca}d} G_{v_{ca}d} G_{i_{o}d} + (-1 - C_{v_{ca}d} G_{v_{ca}d}) G_{i_{o}v_o}}. \quad (20)$$

Obtidas as funções de transferência (18) e (20) que representam a impedância de saída do conversor DAB e a impedância de entrada do conversor CC-CA, respectivamente, a análise de estabilidade pode então ser realizada.

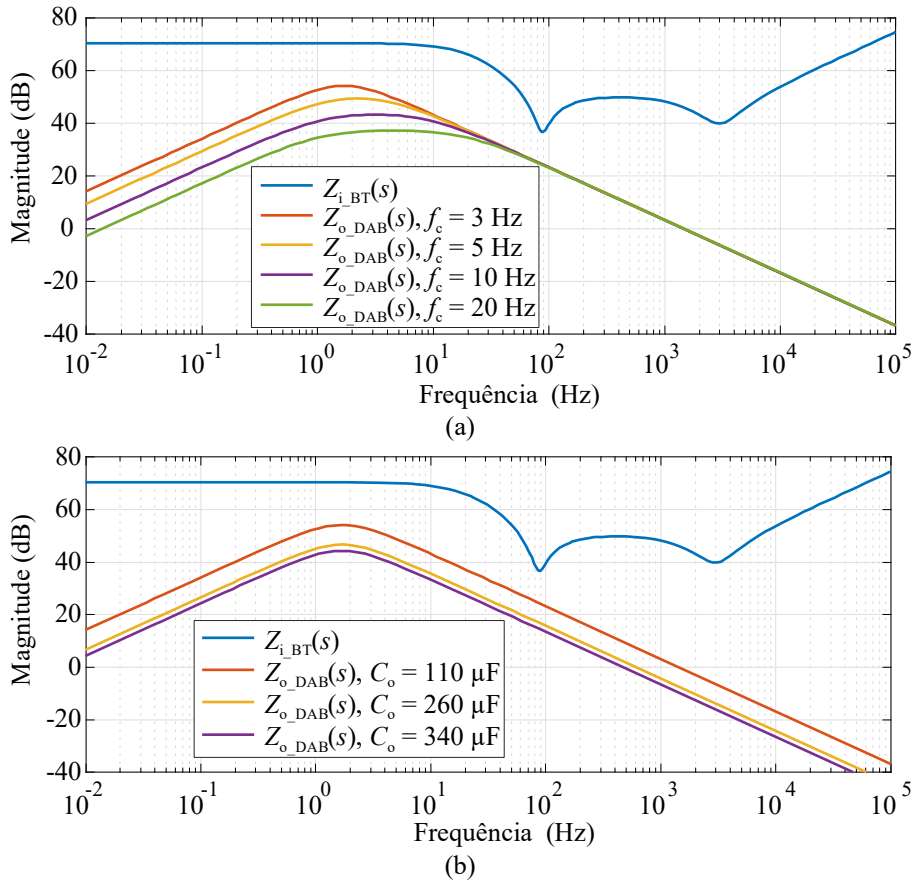
5.2.2 Análise da estabilidade: critério das impedâncias

A análise da estabilidade é desenvolvida a partir das impedâncias de saída do conversor DAB e de entrada do conversor CC-CA de BT, ambos em malha fechada. O controle empregado para a tensão CC do conversor DAB é do tipo Proporcional-Integral (PI), com frequência do zero ajustada para 1 Hz e o ganho proporcional K_p ajustado para obter a frequência de cruzamento (f_c) desejada. Já o controle da tensão CA é do tipo ressonante $C_{v_{ca}d}(s)$, com frequência de ressonância ajustada para 60 Hz, conforme:

$$C_{v_{ca}d}(s) = \frac{6,4628 \times 10^{-5} s^2 + 1,6493 \times 10^{-1} s + 2,1497 \times 10^2}{s^2 - 1,3707 \times 10^{-11} s + 1,4212 \times 10^5}. \quad (21)$$

A partir dos parâmetros de potência definidos na Tabela 5.1 para o conversor DAB e na Tabela 5.2 para o conversor CC-CA, e das funções de transferência das impedâncias $Z_{o_DAB}(s)$ e $Z_{i_BT}(s)$ é possível obter a magnitude das impedâncias conforme apresenta a Figura 5.8(a). Para a impedância de saída do conversor DAB quatro projetos de controlador PI são realizados, com frequências de cruzamento definidas em 3, 5, 10 e 20 Hz e para o capacitor do barramento de 110 μ F.

Figura 5.8 – Magnitude da impedância de saída do conversor DAB ($Z_{o_DAB}(s)$) e de entrada do conversor CC-CA ($Z_{i_BT}(s)$) em malha fechada ($\phi = 20^\circ$): (a) Variação da frequência de cruzamento ($C_o = 110 \mu\text{F}$, $f_c = 3, 5, 10, 20 \text{ Hz}$); (b) Variação da capacitância do barramento ($f_c = 3 \text{ Hz}$, $C_o = 110, 260 \text{ e } 340 \mu\text{F}$)



Fonte: elaborada pelo autor.

Os controladores PI da malha de tensão CC são projetados em função da frequência desejada, definidos por:

$$C_{v,\phi_3\text{Hz}}(s) = \frac{0,0006277s + 0,003944}{s} \quad (22)$$

$$C_{v,\phi_5\text{Hz}}(s) = \frac{0,0008559s + 0,005378}{s} \quad (23)$$

$$C_{v,\phi_10\text{Hz}}(s) = \frac{0,0021948s + 0,01379}{s} \quad (24)$$

$$C_{v,\phi_20\text{Hz}}(s) = \frac{0,004406s + 0,027684}{s} \quad (25)$$

A Figura 5.8(b) apresenta a magnitude das impedâncias $Z_{o_DAB}(s)$ para uma variação do valor da capacitância de barramento, considerando uma frequência de cruzamento do ganho fixa em 3 Hz. Os controladores PI projetados para essa frequência em função do valor da capacitância são os seguintes:

$$C_{v_o\phi_3Hz_110\mu F}(s) = \frac{0,0006277s + 0,003944}{s} \quad (26)$$

$$C_{v_o\phi_3Hz_260\mu F}(s) = \frac{0,0014838s + 0,0093231}{s} \quad (27)$$

$$C_{v_o\phi_3Hz_340\mu F}(s) = \frac{0,00194039s + 0,0121918}{s} \quad (28)$$

Tabela 5.1 – Parâmetro do conversor DAB para estudo de controlabilidade

PARÂMETRO	SÍMBOLO	VALOR
Potência do conversor DAB	P_{DAB}	500 W
Tensão CC de AT	V_i	400 V
Tensão CC de BT	V_o	400 V
Frequência de comutação	f_{swDAB}	20 kHz
Capacitor do barramento CC de BT	C_o	260 μ F
Relação de transformação do transformador	N_s	1:1
Ângulo de defasagem nominal	ϕ_n	16,7 °
Indutância de dispersão (16.7°)	L_d	673 μ H
Tensão mínima (16.7°)	$V_{min\ 16.7}$	0,3367 p.u.
Tensão mínima (20°)	$V_{min\ 20}$	0,3951 p.u.
Tensão mínima (30°)	$V_{min\ 30}$	0,5556 p.u.
Tensão mínima (40°)	$V_{min\ 40}$	0,6914 p.u.

Fonte: elaborada pelo autor

Tabela 5.2 – Parâmetro do conversor CC-CA de BT para teste de estabilidade

PARÂMETRO	SÍMBOLO	VALOR
Potência do conversor CC-CA de BT	$P_{CC-CA\ BT}$	500 W
Tensão CA de BT	$V_{ca\ BT}$	220 V _{RMS}
Frequência da tensão CA de BT	$f_{ca\ BT}$	60 Hz
Frequência de comutação do conversor de BT	f_{swBT}	10 kHz
Capacitor de filtro	C_f	680 nF
Indutor de filtro	L_f	10,37 mH
Resistência de amortecimento	R_d	5 Ω
Resistência de carga BT	R_{BT}	96,8 Ω

Fonte: elaborada pelo autor.

A condição com 110 μF de capacitância de barramento e 3 Hz de frequência de cruzamento do ganho da malha de tensão CC representam a pior condição em termos de estabilidade, devido ao fato de que a magnitude do pico de $Z_{o_DAB}(s)$ aumenta a medida que f_c e C_o são reduzidos. A condição de $|Z_{i_BT}(s)| > |Z_{o_DAB}(s)|$ é válida para todo o espectro de frequência, resultando em um sistema estável (KRISHNAMURTHY *et al.*, 2008), (KHAZRAEI *et al.*, 2014), (MADHUSOODHANAN *et al.*, 2014) e (TIAN *et al.*, 2015).

5.3 MODELO DA TENSÃO CC EM MALHA FECHADA E ANÁLISE TRANSITÓRIA

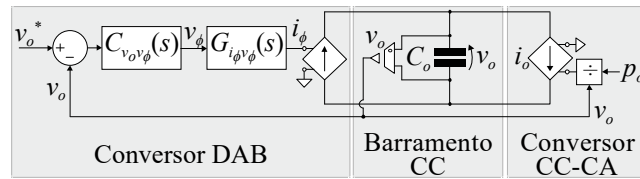
A controlabilidade do conversor DAB é garantida quando, durante transitórios de tensão CC para uma perturbação de potência constante na saída, a operação do conversor não é afetada, ou seja, o conversor é capaz de transferir potência à saída e regular a tensão CC em seu valor nominal. O valor da capacitância de barramento e a banda passante de controle do conversor DAB são parâmetros que influenciam diretamente na dinâmica da tensão CC.

A partir das características de resposta transitória do conversor DAB apresentadas inicialmente na Figura 5.2, operando isoladamente e conectado ao conversor CC-CA, é necessário então determinar em quais condições que ocorre a perda da controlabilidade do conversor DAB quando conectado a cargas de potência constante. Para isso faz-se necessário a modelagem da perturbação de potência e a análise transitória do afundamento de tensão.

5.3.1 Modelo do conversor DAB em malha fechada

O modelo da perturbação de tensão no capacitor é obtido com base na abordagem empregada para determinar as amplitudes das perturbações de tensão em capacitores de filtro LC em BELTRAME (2012) e para o barramento CC em SILVA (2013), em função do degrau da corrente de carga. A Figura 5.9 apresenta o diagrama de blocos do circuito equivalente do conversor DAB para perturbação de potência constante (p_o). A corrente de carga é representada por uma fonte de corrente (i_o) controlada por tensão e a corrente de saída do secundário do DAB é por uma fonte de corrente (i_ϕ) controlada por corrente. A corrente de carga (i_o) é função da potência de saída e da tensão de saída, assim, a medida que a tensão diminui a corrente de carga aumenta (potência constante).

Figura 5.9 – Circuito equivalente do conversor DAB em malha fechada com carga de potência constante



Fonte: elaborada pelo autor.

A corrente de saída do conversor DAB é expressa em função do ângulo de defasagem (DONCKER *et al.*, 1991) e (SANTOS, 2011), por:

$$i_\phi = \frac{V_i}{X_L N_s} \phi \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right). \quad (29)$$

A equação (29) apresenta uma relação não linear com o ângulo de defasagem (ϕ). Assim, não é possível obter um modelo que representa a resposta adequada entre o modelo e o conversor para grandes perturbações em ϕ . Para obter um modelo linear é necessário o uso de uma variável auxiliar, conforme proposto por CARDOZO *et al.* (2010). A corrente de saída é então reescrita em função de uma variável auxiliar (v_ϕ), conforme:

$$i_\phi = \frac{V_i}{X_L N_s} v_\phi \quad (30)$$

onde:

$$v_\phi = \phi \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right). \quad (31)$$

A partir da Figura 5.9, a corrente de saída do conversor DAB (i_ϕ) pode ser expressa pela soma da corrente no capacitor (i_{C_o}) com a corrente de saída (i_o).

$$i_\phi = C_o \frac{dv_o}{dt} + i_o \quad (32)$$

Perturbando as variáveis de interesse em (32), linearizando e aplicando a transformada de Laplace, a função de transferência de v_o em função de i_o , é expressa por:

$$G_{v_o i_o}(s) = \frac{v_o(s)}{i_o(s)} = -\frac{1}{sC_o}. \quad (33)$$

Substituindo (32) em (30), obtém-se:

$$C_o \frac{dv_o}{dt} + i_o = \frac{V_i}{V_o X_L N_s} v_\phi. \quad (34)$$

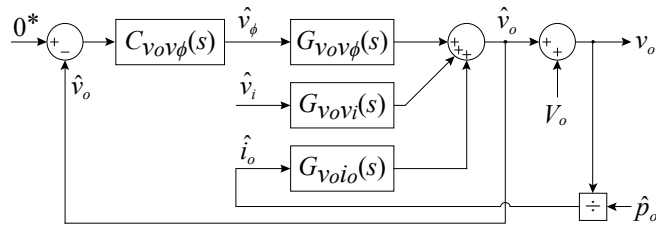
A partir de (34), perturbando as variáveis de interesse, linearizando e aplicando a transformada de Laplace, são obtidas as funções de transferência que representam o comportamento da tensão do barramento CC em função da variável auxiliar ($v_o(s)/v_\phi(s)$) e da tensão de entrada ($v_o(s)/v_i(s)$), expressas por:

$$G_{v_o v_\phi}(s) = \frac{v_o(s)}{v_\phi(s)} = \frac{V_i}{X_L N_s} \frac{1}{sC_o} \quad (35)$$

$$G_{v_o v_i}(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{v_\phi}{X_L N_s} \frac{1}{sC_o}. \quad (36)$$

Obtidas as funções de transferência que perturbam a tensão CC, o conversor DAB pode ser representado por um diagrama de blocos das mesmas, conforme a Figura 5.10. Esse diagrama representa as perturbações da variável auxiliar (\hat{v}_ϕ), da tensão de entrada (\hat{v}_i) e da corrente de saída (\hat{i}_o), que é função da perturbação de potência (\hat{p}_o), que perturbam a tensão CC (v_o). As funções de transferência utilizadas são obtidas a partir da corrente média do secundário e são apresentados com mais detalhes no Apêndice C, na seção C.1.

Figura 5.10 – Diagrama de blocos do conversor DAB em malha fechada para perturbações em \hat{v}_ϕ , \hat{v}_i e \hat{i}_o

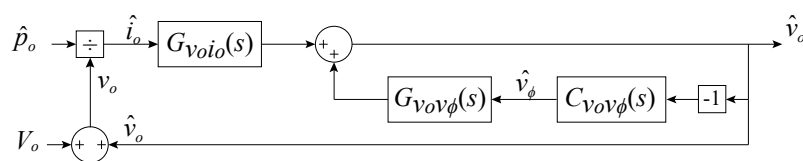


Fonte: elaborada pelo autor.

Considerando que a tensão de entrada é constante, a perturbação em \hat{v}_i é nula. Além disso, o diagrama de blocos pode ser rearranjando, conforme a Figura 5.11, a fim de obter a função de transferência que relaciona a perturbação na tensão de saída em função da perturbação de potência, expressa por:

$$v_o^2(s) = p_o(s) \frac{G_{v_o i_o}(s)}{(1 + G_{v_o v_\phi}(s) C_{v_o v_\phi}(s))}. \quad (37)$$

Figura 5.11 – Diagrama de blocos em malha fechada do conversor DAB para perturbação de potência



Fonte: elaborada pelo autor.

A expressão (37) é reescrita substituindo a perturbação de potência pelo degrau de potência, conforme:

$$\Delta v_o^2(s) = \frac{\Delta p_o(s)}{s} \frac{G_{v_o i_o}(s)}{(1 + G_{v_o v_\phi}(s) C_{v_o v_\phi}(s))}. \quad (38)$$

Essa função de transferência demonstra a variação da tensão do barramento em função do degrau de carga, em função do controlador de tensão CC ($C_{v_o, v_\phi}(s)$).

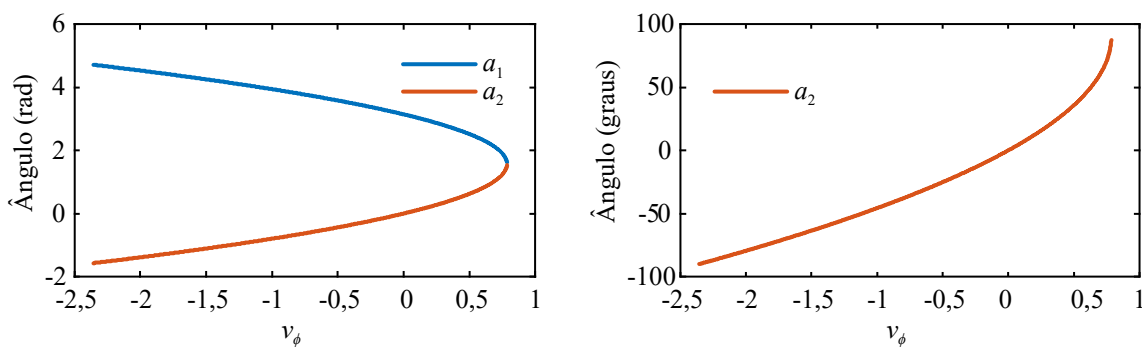
5.3.1.1 Variável auxiliar do modelo linear

O uso da variável auxiliar permite a obtenção de um modelo linear para tensão CC $v_o(s)/v_\phi(s)$. A partir de (31), as raízes da equação auxiliar são expressas por a_1 e a_2 .

$$a_1 = \frac{\pi + \sqrt{\pi^2 - 4v_{aux}\pi}}{2} \quad a_2 = \frac{\pi - \sqrt{\pi^2 - 4v_{aux}\pi}}{2} \quad (39)$$

É necessário que $v_{aux} < (\pi/4)$ para que a raiz quadrada não seja negativa. Essa solução corresponde a $\pi/2$ (limite superior de ângulo). Já o limite inferior de ângulo ($-\pi/2$), corresponde a $v_{aux} < (-3\pi/4)$. Dessa forma o valor da variável auxiliar é variado entre $-3\pi/4$ a $\pi/4$ e obtidas as soluções para a_1 e a_2 , conforme mostra a Figura 5.12. A solução de a_2 é escolhida, assim é aplicado o ganho de $180/\pi$ para obter a solução em graus, a ser implementada pelo modulador PWM nas simulações e nos resultados experimentais.

Figura 5.12 – Solução das raízes em função da variável auxiliar e variação do ângulo em graus

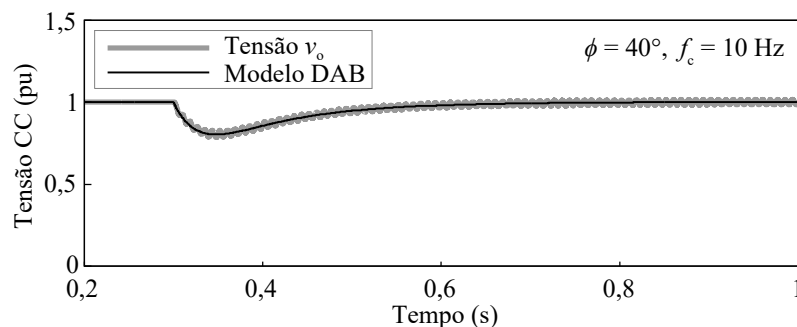


Fonte: elaborada pelo autor.

5.3.2 Análise do afundamento de tensão no barramento CC

Inicialmente, o estágio de potência da Figura 5.3 é simulado em malha fechada e a sua resposta é comparada a resposta transitória do modelo do conversor DAB, Figura 4.12. A tensão CC é regulada por um controlador PI com a frequência do zero localizada em 1 Hz e o ganho (K_p) ajustado para frequência de cruzamento (f_c) de 10 Hz. Para o conversor CC-CA é aplicado um degrau de carga de 0% para 100%, no mesmo instante, para o modelo do conversor DAB é aplicado o mesmo degrau de potência constante, e o resultado apresentado na Figura 5.13. A partir do resultado é possível afirmar que o modelo do conversor DAB representa o comportamento médio da tensão CC do conversor DAB quando submetido a perturbação de carga no lado CA. Porém, o modelo não representa a ondulação de tensão em 120 Hz devido à potência pulsante do conversor CC-CA.

Figura 5.13 – Comparação entre modelo do conversor DAB com degrau de potência constante e conversor de potência com degrau de carga no lado CA ($\phi = 40^\circ$, $P_o = 500$ W, $f_c = 10$ Hz)



Fonte: elaborada pelo autor.

A potência transferida pelo conversor DAB da entrada para a saída (fluxo direto de potência), para o módulo de potência da Figura 5.1, é função dos parâmetros de projeto do conversor (KHERALUWALA *et al.*, 1992) e (SANTOS, 2011), expressa por:

$$P_o = V_o \frac{V_i}{X_L N_s} \phi \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (40)$$

onde: V_o é a tensão de saída do conversor DAB (tensão CC de BT), V_i é a tensão CC de entrada (tensão CC de AT), X_L é reatância indutiva de dispersão (dada por $2\pi f_{swDAB} L_d$), N_s é a

relação de transformação do transformador e ϕ é o ângulo de defasagem nominal entre as tensões do lado primário e secundário (lado de AT e BT).

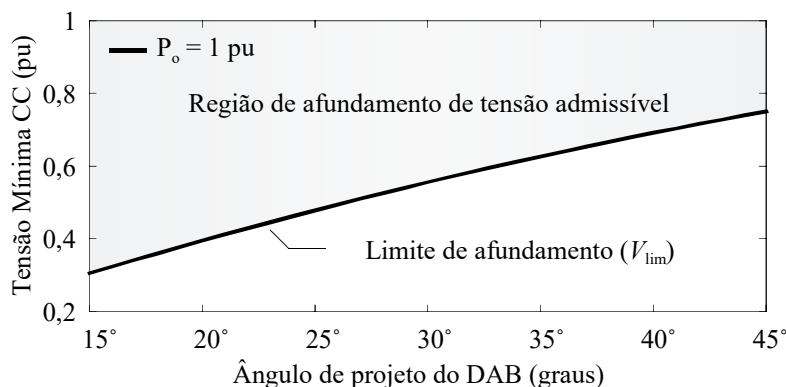
Durante um transitório de carga, a tensão do barramento CC de saída sofre uma perturbação. Então, é necessário o ajuste do ângulo de defasagem para que a potência demandada seja transferida e também compensar a variação na tensão de saída. Conforme já mencionado, esta análise considera que a tensão de entrada (V_i) é constante.

Isolando a tensão de saída (V_o) da equação (40), levando em conta a limitação do ângulo de defasagem em $+90^\circ$ ($\phi = \pi/2$), para o fluxo direto de potência, é possível obter uma equação, que expressa a tensão CC mínima (V_{lim}) de barramento necessária para transferir a potência (P_o) à saída, normalizada na tensão de saída nominal (V_o), dada por:

$$V_{lim} (pu) = \frac{P_o X_L N_s}{V_i V_o \phi (\pi - \phi)} \quad (41)$$

A partir de (41), o ângulo nominal de projeto é variado na faixa recomendada, de $+15^\circ$ a $+45^\circ$. Assim é possível representar a curva de tensão mínima para transferência da potência nominal à saída (500 W), conforme mostra a Figura 5.14, e definir uma região de tensão admissível para afundamento, em função do ângulo nominal de projeto do conversor DAB. Caso o afundamento de tensão ultrapassar o limite de V_{lim} , durante o regime transitório, o conversor DAB não é capaz de transferir à saída a potência necessária e restaurar a tensão em seu valor nominal, quando conectado à cargas com característica de potência constante.

Figura 5.14 – Região de afundamento de tensão admissível para transferência da potência nominal (500 W) do conversor DAB à saída



Fonte: elaborada pelo autor.

Portanto, mesmo que o sistema seja estável, é necessário garantir que o afundamento de tensão CC, durante o regime transitório, não deve ultrapassar o valor da tensão mínima (V_{lim}) necessária para transferência de potência.

Dessa forma, o projeto de controle da malha de tensão CC deve levar em conta o critério das impedâncias $|Z_{i_BT}(s)| > |Z_{o_DAB}(s)|$ bem como o comportamento do afundamento de tensão para distúrbios de carga no conversor CC-CA, para determinar a estabilidade e a controlabilidade dos conversores acoplados.

5.4 RESULTADOS DA ANÁLISE DE ESTABILIDADE E CONTROLABILIDADE

Resultados de simulação são empregados para determinar a amplitude do afundamento de tensão em função da frequência de cruzamento. Posteriormente, resultados experimentais são obtidos para validação. Os parâmetros para o conversor DAB e para o conversor CC-CA são apresentados na Tabela 5.1 e 5.2, respectivamente.

Inicialmente, é necessário determinar a profundidade do afundamento de tensão CC em função da frequência de cruzamento do controlador a partir de resultados de simulação do modelo do conversor DAB, Figura 5.10.

5.4.1 Resultados de simulação para controlabilidade

A tensão CC é regulada por um controlador PI com a frequência do zero localizada em 1 Hz e o ganho (K_p) ajustado para frequência de cruzamento (f_c) desejada. O conversor CC-CA emprega um controlador do tipo ressonante com frequência de ressonância ajustada em 60 Hz. O modelo que representa o conversor DAB com degrau de potência é simulado para uma faixa de frequências de cruzamento de ganho do controle de tensão CC que varia de 30 Hz até o limite inferior que garanta a controlabilidade do conversor DAB.

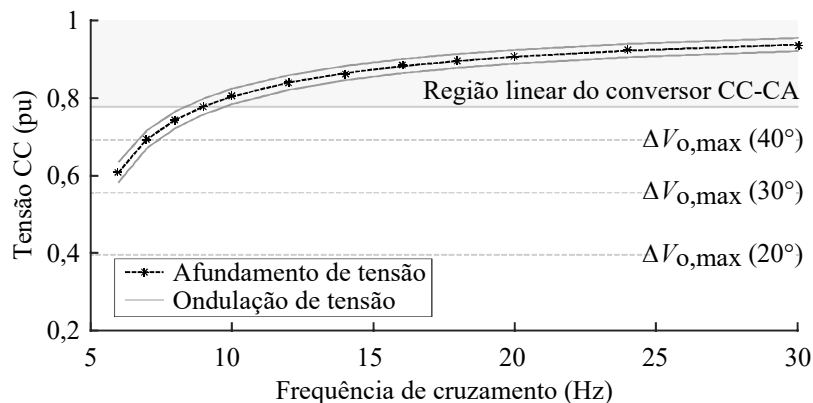
A partir de (41) são obtidos os limites de afundamento de tensão em função do ângulo de defasagem nominal ($\Delta V_{o,max}(\phi)$), para três valores distintos de 20° , 30° e 40° , e são representados na Figura 5.15, pelas linhas horizontais tracejadas. A região de operação linear do conversor CC-CA garante a característica de potência constante do mesmo. Fora dessa região, o conversor opera em sobremodulação e perde a característica de potência constante.

A região linear é adotada como limite de afundamento máximo admissível nas análises seguintes, mas esta região pode variar de acordo com o índice de modulação (m_a). Os pontos

da curva de afundamento de tensão da Figura 5.15 representam amplitude que a tensão CC atinge durante o afundamento, obtidas através de simulação, em função da frequência de cruzamento de ganho do controlador PI.

A Figura 5.15, apresenta ainda, em torno da curva de afundamento, as curvas da ondulação de tensão em 120 Hz, que são obtidas em função da potência de saída, da tensão do afundamento e da capacitância de barramento. Considerando, por exemplo, um projeto com ângulo de defasagem de 40° a frequência de cruzamento mínima deve ser de 9 Hz, para garantir a operação na região linear do conversor. Porém, para $f_c = 10$ Hz, mesmo que a tensão média não leve o conversor CC-CA à sobremodulação, a ondulação de tensão no barramento CC apresenta valores próximos ao limite da região linear, podendo causar sobremodulação.

Figura 5.15 – Curva do afundamento de tensão em função da frequência de cruzamento para $C_o = 260 \mu\text{F}$, os níveis de tensão limite para os ângulos nominais de 20° , 30° e 40° e a região linear do conversor CC-CA



Fonte: elaborada pelo autor.

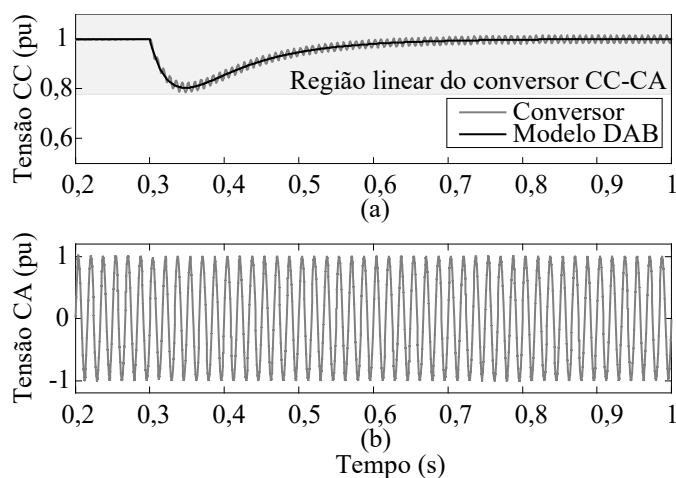
Respeitando os limites de afundamento de tensão CC o conversor é capaz de restaurar a tensão CC em seu valor nominal após uma perturbação de potência constante, garantindo a controlabilidade. Também é possível verificar que ângulos nominais menores admitem maior amplitude de afundamento de tensão CC quando comparado a ângulos de defasagem nominal maiores.

A análise de estabilidade demonstra que o sistema é estável para a condição de $C_o = 110 \mu\text{F}$ e $f_c = 3$ Hz e para valores de capacitância e frequência maiores. Entretanto, a condição com $C_o = 260 \mu\text{F}$ requer uma frequência de cruzamento mínima de 6 Hz e ângulos nominais igual ou inferior a 30° , para garantir a controlabilidade, conforme pode ser observado na Figura 5.15.

Apenas a análise da estabilidade dos conversores acoplados não garante que a operação adequada quando submetidos a perturbações de carga. Tornando necessária também a análise da controlabilidade para os conversores de potência acoplados.

Os resultados de simulação para as formas de onda da tensão CC do modelo do DAB e tensão CC e CA do módulo de potência, ambas normalizadas em seus valores nominais, são apresentadas na Figura 5.16, na Figura 5.17 e na Figura 5.18, para perturbação de potência constante no modelo e de carga no conversor de potência. Os resultados de simulação são obtidos para $\phi = 16,7^\circ$, a fim de representar a mesma condição de ângulo dos resultados experimentais. A Figura 5.16 apresenta os resultados para $f_c = 10$ Hz, na qual o modelo representa o comportamento da tensão CC média e o conversor CC-CA opera na região linear, sem saturação.

Figura 5.16 – Resultado de simulação: conversor CC-CA operando dentro da região linear ($C_o = 260 \mu\text{F}$, $\phi = 16,7^\circ$, $f_c = 10$ Hz e $m_a = 0,77$): (a) Tensão CC do modelo e do módulo de potência; (b) Tensão CA normalizada em seu valor de pico



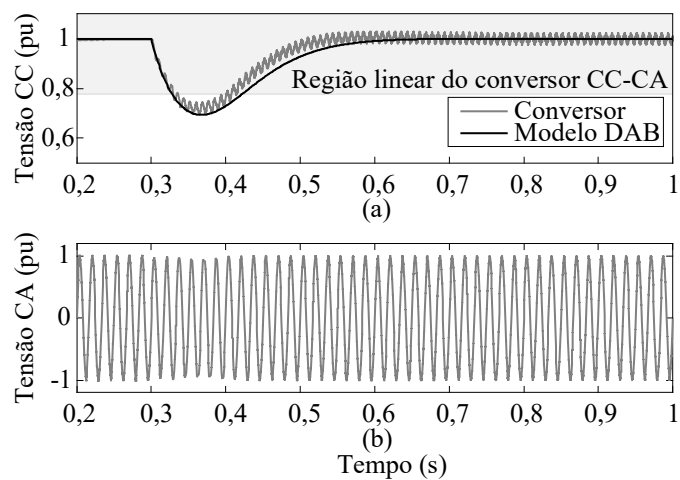
Fonte: elaborada pelo autor.

A Figura 5.17 apresenta o comportamento das tensões CC para $f_c = 7$ Hz. A tensão CC do modelo tem uma dinâmica levemente diferente quando comparada com a tensão CC do conversor de potência, devido à sobremodulação do conversor CC-CA, conforme a Figura 5.17(b), na qual a característica de potência constante é perdida durante a sobremodulação.

O índice de modulação é então reduzido para 0,25 ampliando assim a região de operação linear do conversor CC-CA, a fim de reduzir o problema da sobremodulação, e mantendo a característica de potência constante para maior região da tensão CC. A Figura 5.18 apresenta o resultado para $f_c = 4$ Hz. Nessa condição, a tensão CC ultrapassa o valor

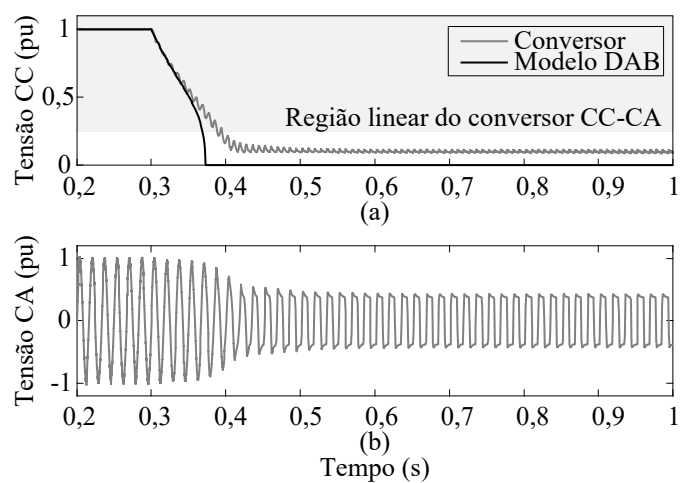
mínimo para transferência de potência (0,3367 pu). Para o modelo, a tensão CC atinge zero e para o conversor, permanece em um valor CC baixo, que é função da potência do conversor CC-CA, que se encontra saturado, conforme Figura 5.18(b). Essa condição é então considerada como perda de controlabilidade do conversor DAB.

Figura 5.17 – Resultado de simulação: conversor CC-CA operando dentro da região linear ($C_o = 260 \mu\text{F}$, $\phi = 16,7^\circ$, $f_c = 7 \text{ Hz}$ e $m_a = 0,77$): (a) Tensão CC do modelo e do módulo de potência; (b) Tensão CA normalizada em seu valor de pico



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 5.18 – Resultado de simulação: perda de controlabilidade do conversor DAB devido ao afundamento de tensão CC ($C_o = 260 \mu\text{F}$, $\phi = 16,7^\circ$, $f_c = 4 \text{ Hz}$ e $m_a = 0,25$): (a) Tensão CC do modelo e do módulo de potência; (b) Tensão CA normalizada em seu valor de pico

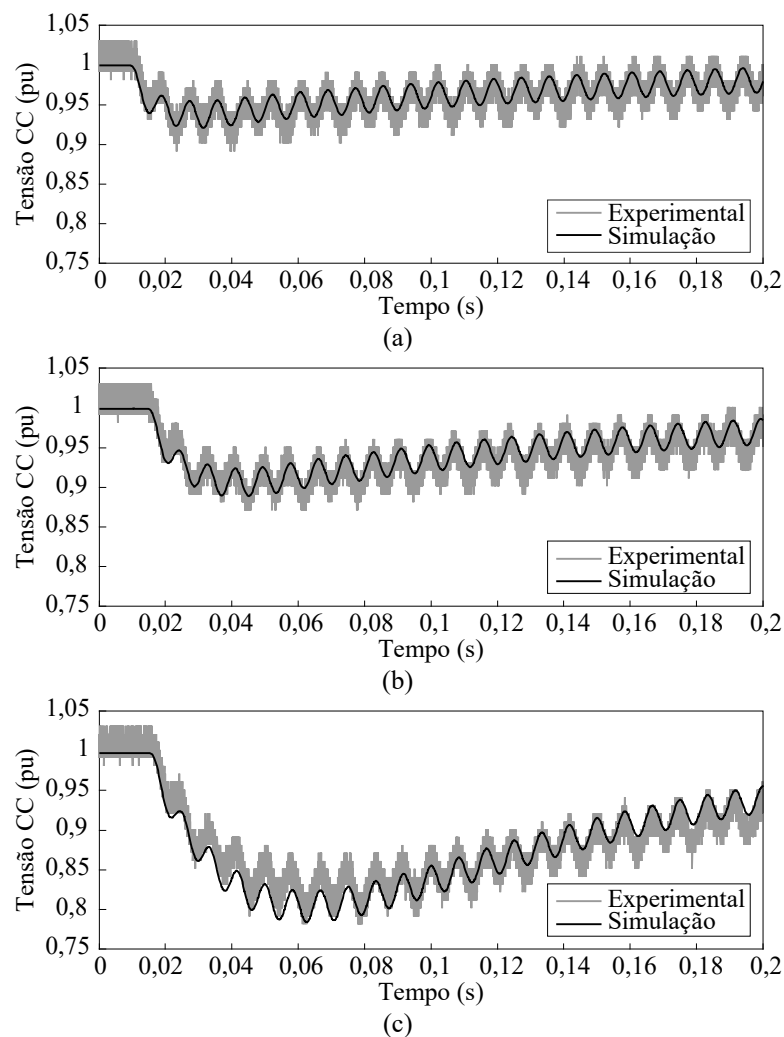


Fonte: elaborada pelo autor.

5.4.2 Resultados experimentais para controlabilidade

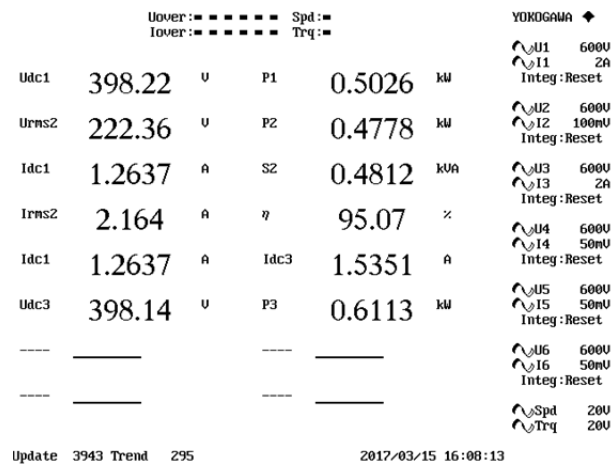
Resultados experimentais são obtidos para comparação com os resultados de simulação e a validação da curva de afundamento de tensão CC. Inicialmente são comparados os transitórios de afundamento de tensão CC. Assim, a Figura 5.19 apresenta as comparações da tensão CC simulada e experimental para três frequências de cruzamento de ganho distintas para malha de tensão CC. Na Figura 5.19(a) para $f_c = 30$ Hz, na Figura 5.19(b) para $f_c = 20$ Hz e na Figura 5.19(c) para $f_c = 10$ Hz. Em ambos os resultados as tensões CC apresentam comportamentos de amplitude e de acomodação similares, quando simulação e experimental são comparados.

Figura 5.19 – Comparação do afundamento de tensão CC entre simulação e experimental para um degrau de 100 % ($C_o = 260 \mu\text{F}$, $L_d = 673 \mu\text{H}$, $m_a = 0,5$ e $P_o = 500$ W) para as frequências de cruzamento: (a) $f_c = 30$ Hz; (b) $f_c = 20$ Hz e (c) $f_c = 10$ Hz



O degrau de carga aplicado no lado CA precisa ser ajustado de maneira que a potência de saída do barramento CC seja de 500 W, a fim de representar a mesma condição empregada em simulação. A Figura 5.20 apresenta o resultado experimental, obtido com um analisador de potência, para medir a potência de saída do barramento CC. Onde: P1 representa a potência consumida no barramento CC; P2 a potência do lado CA; e P3 a potência de entrada do conversor DAB.

Figura 5.20 – Resultado experimental: medição da condição de carga ($V_o = 400$ V, $V_i = 400$ V, $P_o = 500$ W, $m_a = 0,77$, $\phi = 16,7^\circ$ e $f_c = 10$ Hz) onde $U_{dc1} = V_o$, $U_{dc3} = V_i$, $U_{rms2} = V_{ca}$, $P1 = P_o$, $P2 = P_{ca}$, $P3 = P_i$ e η é a eficiência do conversor CC-CA

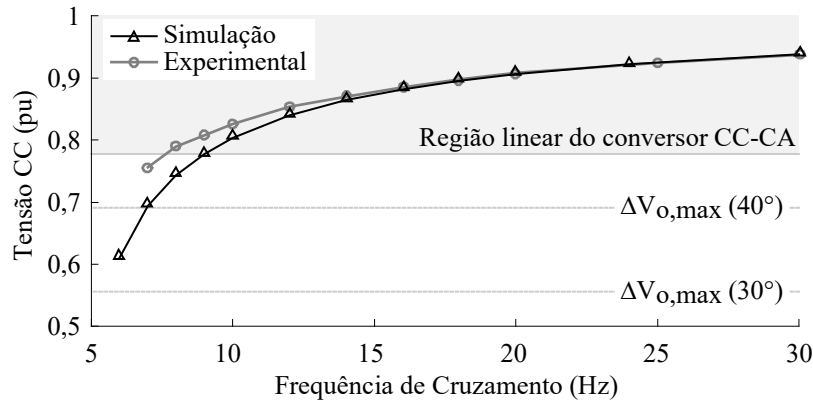


Fonte: elaborada pelo autor.

Verificado que o comportamento transitório da simulação e experimental é condizente. Os resultados experimentais são obtidos para validação da curva de afundamento de tensão em função da frequência de cruzamento de ganho. A Figura 5.21 demonstra a comparação dos pontos da curva do afundamento de tensão para simulação e experimental. Nos resultados experimentais o valor médio do afundamento de tensão CC é calculado, a partir da forma de onda da tensão CC, aplicando um filtro de média móvel, determinando os valores mínimos e máximos, e obtendo o valor médio entre eles. Os resultados experimentais apresentam comportamento similar ao simulado em frequências de cruzamento maiores, e uma pequena divergência à medida que frequência de cruzamento de ganho diminui.

Para validação da curva de afundamento de tensão, o índice de modulação do conversor CC-CA foi reduzido para 0,5, a fim de ampliar a região linear de operação do conversor CC-CA, mantendo a característica de potência constante para uma maior faixa de valores de tensão CC, e obter os resultados para frequências de cruzamento menores.

Figura 5.21 – Comparação entre a curva de afundamento entre simulação e resultados experimentais. Condição do experimental: $C_o = 260 \mu\text{F}$, $V_o = 400 \text{ V}$, $V_i = 400 \text{ V}$, $P_o = 500 \text{ W}$, $m_a = 0,5$, $\phi = 16,7^\circ$ e $V_{ca_rms} = 141,42 \text{ V}$



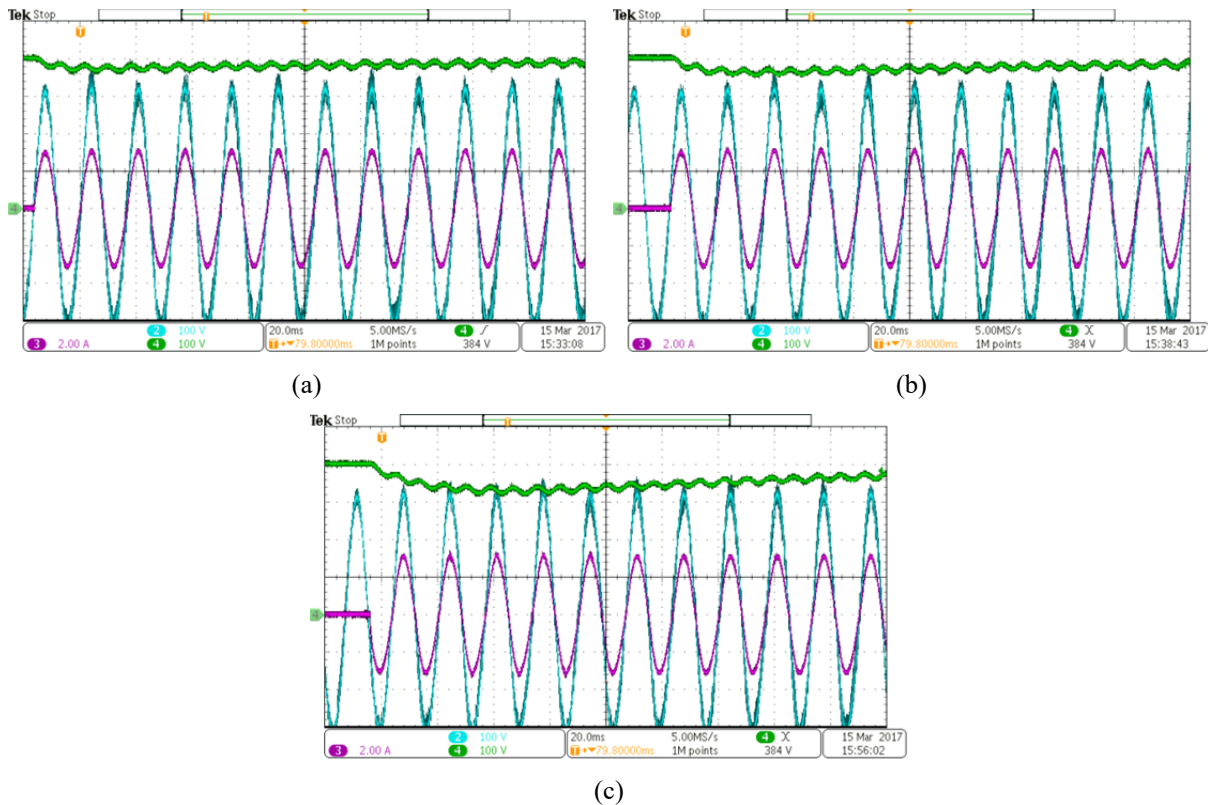
Fonte: elaborada pelo autor.

As formas de onda dos resultados experimentais são apresentadas na Figura 5.22 com $\phi = 16,7^\circ$, degrau de carga com 500 W no barramento CC e índice de modulação em amplitude de 0,77. Esses resultados visam demonstrar o comportamento da tensão CC conforme apresentou a Figura 5.15. Valores distintos de frequência de cruzamento são empregados para esses resultados, conforme: a Figura 5.22(a) para $f_c = 30 \text{ Hz}$, a Figura 5.22(b) para $f_c = 20 \text{ Hz}$ e a Figura 5.22(c) para $f_c = 10 \text{ Hz}$.

Para a condição de $f_c = 10 \text{ Hz}$, o limite da região linear é praticamente atingido, pois a ondulação de tensão no barramento CC atinge valores muito próximos à tensão CA de pico, conforme a Figura 5.22(c). Essa característica também pode ser observada na Figura 5.15, quando a ondulação em 120 Hz é apresentada em torno do valor médio da tensão CC.

Para essas condições e parâmetros a análise do afundamento de tensão no barramento CC apresentou-se mais restritiva que a análise da estabilidade, através do critério das impedâncias. Para um determinado ponto de operação o sistema pode ser estável, mas não apresenta boa resposta dinâmica ou não é capaz de transferir a potência demandada no barramento CC, devido à característica de carga de potência constante do conversor CC-CA.

Figura 5.22 – Resultados experimentais: formas de onda Ch. 2 tensão CA, Ch. 3 corrente CA e Ch. 4 tensão CC ($V_o = 400$ V, $V_i = 400$ V, $P_o = 500$ W, $m_a = 0,77$ e $\phi = 16,7^\circ$), para as seguintes frequências de cruzamento: (a) $f_c = 30$ Hz; (b) $f_c = 20$ Hz e (c) $f_c = 10$ Hz



Fonte: elaborada pelo autor.

5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresenta uma análise de estabilidade e controlabilidade para um módulo de potência composto por um conversor DAB conectado a um conversor CC-CA. A estabilidade do estágio de potência é verificada através do critério das impedâncias de malha fechada e a controlabilidade é verificada submetendo o conversor DAB a distúrbios de potência constante, que representam o comportamento do conversor CC-CA operando em malha fechada no barramento CC.

Frequências de cruzamento baixas são analisadas, devido ao distúrbio de saída, do modelo do conversor DAB, no dobro da frequência da tensão CA. Assim, frequências de cruzamento do ganho da malha de tensão CC mais altas elevam o ganho na frequência do distúrbio, aumentam a ondulação da ação de controle e podem levar o ângulo do conversor DAB a assumir valores elevados ou até a saturação.

Esta abordagem resulta na definição de uma frequência de cruzamento mínima em que estabilidade e controlabilidade são garantidas para o estágio de potência. A abordagem da controlabilidade apresentou ser mais restritiva quando comparada ao critério das impedâncias, para as condições e parâmetros adotados. Como resultado, para uma faixa de frequências de cruzamento baixas, o sistema é estável, mas o conversor DAB é incapaz de transferir a potência demanda à saída e recuperar a tensão CC em seu valor nominal, durante perturbações de potência constante.

A fim de definir critério de afundamento de tensão admissível, a região linear de operação do conversor CC-CA é definida como limite de afundamento de tensão CC admissível. Para evitar que o conversor CC-CA entre em sobremodulação, distorcendo a tensão CA de BT.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Esta Tese de Doutorado apresentou o desenvolvimento de um sistema de controle e comunicação de dados para um transformador de estado sólido modular, composto de múltiplos conversores estáticos de potência. Apresentou também um estudo de estabilidade e controlabilidade para os conversores DAB e CC-CA conectados em série, com a obtenção de um modelo equivalente do afundamento de tensão CC para perturbações de potência constante no conversor DAB e também de restrições para frequência de cruzamento de ganho mínima para a malha de tensão CC do lado de BT.

Estruturas com múltiplos conversores de potência que empregam sistemas de comunicação entre os dispositivos de controle foram estudadas, com o objetivo de avaliar quais protocolos são adotados e se apresentam características de aplicação a sistemas com múltiplos conversores. Esse estudo demonstrou que poucos detalhes da estrutura de comunicação são apresentados, sendo que normalmente os trabalhos são focados nas técnicas de controle e/ou nas estruturas de potência. Também é possível concluir que não há um protocolo específico e unanimidade na escolha de protocolos padrões de comunicação de dados para estruturas com múltiplos conversores. Algumas alternativas fazem uso de protocolos personalizados, principalmente quando se opera com frequências de amostragem mais elevadas. Além disso, uma revisão de topologias físicas e padrões de redes industriais com transmissão de dados foi apresentada no Apêndice A. É possível concluir que os protocolos apresentam diversas funcionalidades para comunicação, mas ao mesmo tempo possuem mensagens de dados grandes, alguns deles com baixas taxas de transmissão de dados, o que não é desejável para comunicação de dados em sistemas de múltiplos conversores. Assim, aplicações que realizam realimentação de variáveis através da rede de comunicação requerem um desempenho considerável da mesma, que justifica o desenvolvimento desta Tese de Doutorado.

Este estudo de rede de comunicação é voltado a um transformador de estado sólido na configuração modular com três estágios de conversão de energia. A estrutura de controle é definida e, a partir dela, é realizada a determinação da estrutura de comunicação que atenda a demanda e o fluxo de dados bidirecionais necessários para o controle dos conversores. De acordo com os controladores empregados, faz-se necessária a escolha de duas redes de comunicação bidirecionais, uma para o lado de AT e outra para o lado de BT.

A divisão em dois barramentos visa atender as demandas de transmissão de dados de AT e de BT separadamente. A configuração de barramento bidirecional permite fluxo de dados nos dois sentidos simultaneamente, melhorando assim o desempenho do controle e reduzindo o impacto da comunicação nas limitações de amostragem. Nessa configuração a unidade central possui um barramento exclusivo para envio de mensagens às unidades locais, enquanto essas compartilham o barramento no sentido contrário.

A configuração de comunicação e controle estudada apresenta as seguintes vantagens: menor número de vias isoladas quando comparadas a outras configurações de comunicação para múltiplos conversores, configuração modular, possibilidade de realização de uma unidade central redundante e operação com protocolo personalizado, que permite taxas de comunicação superiores aos protocolos padrões. Porém, em contrapartida a configuração requer habilitação do *driver* para escrever no barramento, implementação de arbitragem por *software* e identificação de erros de transmissão. Além disso, o protocolo personalizado é incompatível com os demais protocolos. A arbitragem via *software* é realizada com uma portadora local auxiliar que dispara a transmissão de dados para unidade central em instantes pré-definidos, evitando assim que transmissões de dados das unidades locais para unidade central se sobreponham.

De acordo com a necessidade da troca de informações entre dispositivos, é definida a formatação da mensagem de dados com 4 *bytes*, 3 *bytes* de dados e 1 *byte* de CRC. Esse protocolo opera inicialmente em um barramento RS-485 a uma taxa de transmissão de dados de 2,34 Mbps, sendo esta taxa definida pelo periférico de comunicação serial do microcontrolador TMS320F28335. Com objetivo de avaliar o desempenho da proposta de comunicação modular, a mesma é também avaliada para operação em uma velocidade de transmissão de dados maior (10 Mbps) e também com o protocolo CAN (1 Mbps). É possível concluir que o protocolo personalizado apresenta menores tempos de transmissão devido a uma formatação de mensagem menor e a maior taxa de transmissão de dados.

Para efeitos de comparação o protocolo personalizado proposto neste trabalho foi comparado com o protocolo CAN em sua formatação padrão com 11 *bits* de identificador e 3 *bytes* de dados, pois o protocolo já possui CRC, na sua taxa máxima de 1 Mbps. A comparação também considera o mesmo protocolo personalizado em uma taxa de 10 Mbps, que pode ser atingida fazendo uso de dispositivos lógicos programáveis. A comparação aponta que o protocolo personalizado apresenta melhor desempenho com um *frame* de dados menor e uma taxa de transmissão de dados maior. Apresentam um ganho de aproximadamente 4,3 vezes na frequência de amostragem máxima quando opera em

2,34 Mbps e a mensagem de dados é aproximadamente 51% menor quando comparado com o protocolo CAN.

O protocolo CAN é extremamente eficiente e robusto, com larga aplicação na indústria automotiva e em automação de processos. Esse protocolo é avaliado para operação em aplicações de controle de conversores estáticos e se apresenta como uma solução competitiva, pois oferece arbitragem e CRC. No entanto, é limitado quanto à máxima taxa de amostragem, devido à formatação de mensagem grande e taxa de transferência limitada a 1 Mbps.

A configuração de barramento RS-485 com o protocolo proposto supera as limitações do protocolo CAN, operando com mensagens menores e taxas de transmissão de dados maiores. Com a desvantagem de não ser um protocolo padrão, e as formatações de mensagem e CRC devem ser feitas pelo projetista, além da sincronização dos módulos.

Os diagramas temporais dos eventos, com base nas transmissões de dados entre a unidade central e as unidades locais, ilustram os processos que ocorrem nas mesmas. A partir da implementação da comunicação e das restrições de processamento impostas pelos microcontroladores, é obtida a nova taxa de amostragem. A partir dessa e dos diagramas temporais é possível determinar os atrasos envolvidos para implementação dos controladores em tempo discreto.

Resultados de simulação e experimentais são apresentados com controladores projetados em tempo discreto, que consideram os atrasos de implementação impostos pelas redes de comunicação. Inicialmente, os conversores são simulados e testados experimentalmente operando de forma isolada. Somente depois de testados individualmente é que os conversores são conectados para o ensaio do SST. Porém, resultados de simulação demonstraram problemas de regulação de tensão CC dos barramentos de AT, que divergiam quando conectados ao conversor DAB. Como solução, a frequência de cruzamento de ganho do conversor DAB foi reduzida e as malha de tensão CC total de AT e de regulação individual tiveram suas frequências de ganho elevadas. A fim de tornar a dinâmica do barramento CC mais rápida e ajustar a tensão CC em seu valor nominal. Resultados experimentais em baixa tensão foram apresentados para o SST, a fim de comprovar o funcionamento da rede de comunicação e dos projetos de controle.

Esse trabalho apresenta ainda, como contribuição, um estudo de controlabilidade para o estágio de potência composto pelo conversor DAB e conversor CC-CA de BT, aplicado em SST. O projeto de controle dos conversores que compõem o SST é usualmente realizado de forma individual para cada estágio de conversão de energia. Porém, ao conectar esses estágios

em conjunto, podem apresentar problemas de controlabilidade, pois o conversor CC-CA, em malha fechada, apresenta comportamento de carga de potência constante para o barramento.

O projeto de controle é então realizado para a malha de tensão CC e para a malha de tensão CA e a análise da estabilidade pelo critério das impedâncias de *Middlebrook* é realizada. Verifica-se que o sistema é estável para os controladores projetados e que a magnitude da impedância de saída do conversor DAB aumenta a medida que a frequência de cruzamento de ganho da malha de tensão CC e a capacitância de barramento são reduzidas.

Resultados de simulação são obtidos para esses projetos de controle e mesmo o sistema sendo estável, para baixas frequências de cruzamento de ganho da malha de tensão CC o conversor DAB perde sua controlabilidade. Isso se deve ao afundamento de tensão CC no barramento, que compromete a transferência de potência nesse conversor. A partir desta característica é obtido o valor mínimo de tensão CC para que o conversor seja capaz de transferir a potência nominal à saída em função do ângulo nominal de defasagem. Essa análise permite verificar que quanto menor o ângulo de defasagem nominal, maior é o afundamento de tensão suportado pelo conversor.

O afundamento de tensão CC é modelado em função do degrau de potência e um modelo em malha fechada é obtido. Resultados de simulação são utilizados para obter uma curva de afundamento de tensão em função da frequência de cruzamento de ganho. Resultados experimentais são obtidos para validação da curva de afundamento de tensão CC, e correspondem aos obtidos em simulação em frequências de cruzamento maiores e apresentam pequena variação para frequências de cruzamento mais baixas.

Assim é possível concluir que a análise de controlabilidade apresentou-se mais restritiva que a análise da estabilidade, considerando os parâmetros adotados, para a conexão do conversor DAB ao conversor CC-CA. Essa análise também apresenta a frequência mínima de cruzamento de ganho para que o conversor CC-CA opere na região linear.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Tópicos que podem ser estudados futuramente:

- Implementação da unidade central em FPGA: obtenção de resultados de frequências de amostragem máxima e comparação com as máximas frequências de amostragem obtidas com microcontrolador.

- Estudo do impacto da variação da sincronização no ângulo de defasagem do conversor DAB e também na distorção da corrente CA de AT;
- Estudo da operação do SST sob condição de falta, do ponto de vista da estrutura de potência e de controle, além de das demandas de comunicação e do protocolo para essa condição;
- Expansão da análise de estabilidade e controlabilidade para o barramento CC do lado de alta tensão;
- Obtenção do modelo para o afundamento de tensão CC no lado de AT;
- Considerar o afundamento de tensão CC do barramento de AT na tensão mínima necessária para transferência de potência do conversor DAB;
- Estender a análise de estabilidade e controlabilidade para o fluxo reverso de potência.

6.2 PUBLICAÇÕES

Trabalhos publicados durante o período de doutorado:

VARGAS, T.; TOEBE, A.; RECH, C. Double network control architecture for a modular solid state transformer In: 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2015, Nov. 29 2015-Dec. 2 2015. p.1-6.

VARGAS, T.; QUEIROZ, S. S. ; SILVA, G. S. ; RECH, C. . Impacto de distúrbios de carga na controlabilidade do conversor dual-active bridge em estruturas com conversores em cascata. In: 12 International Conference on Industry Applications - INDUSCON, 2016, Curitiba.

TOEBE, A.; VARGAS, T.; RECH, C. Estudo de redes de comunicação para aplicações em sistemas de eletrônica de potência, *Seminário de Eletrônica de Potência e Controle SEPOC* 2015.

GIACOMINI, J. C.; VARGAS, T.; KIRSTEN, A. L.; RECH, C.; MARCHESAN, T. B. Transformador de distribuição baseado na tecnologia de estado sólido empregando conversores multiníveis. Em Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica - IX CITENEL, 2017.

REFERÊNCIAS

ACROMAG. **Introduction to profibus DP**. ACROMAG. Wixon 2002.

AKAGI, H.; INOUE, S.; YOSHII, T. Control and Performance of a Transformerless Cascade PWM STATCOM With Star Configuration. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 43, n. 4, p. 1041-1049, July/Aug. 2007. ISSN 0093-9994.

AKAGI, H.; KITADA, R. Control and Design of a Modular Multilevel Cascade BTB System Using Bidirectional Isolated DC/DC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 9, p. 2457-2464, Sept. 2011. ISSN 0885-8993.

ANALOG DEVICES; MARAIS, H. **AN-960 APPLICATION NOTE: RS-485/RS-422 Circuit Implementation Guide**. 2008

ANNUNZIATO, R. C. **Projeto e implementação de método para conexão paralela de UPSs com compartilhamento de potência**. 2012. 165 p. Dissertação (Mestrado em Ciências - Área de Concentração: Engenharia de Automação e Sistemas). Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), Curitiba, 2012.

ATALIK, T. et al. Multi-DSP and -FPGA-Based Fully Digital Control System for Cascaded Multilevel Converters Used in FACTS Applications. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 8, n. 3, p. 511-527, Aug. 2012. ISSN 1551-3203.

BAKER, R. H. et al. **Electric Power Converter**: Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, Mass. US 3 867 643: 17 p. 1975.

BARRENA, J. A. et al. Individual Voltage Balancing Strategy for PWM Cascaded H-Bridge Converter-Based STATCOM. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 1, p. 21-29, Jan. 2008. ISSN 0278-0046.

BELTRAME, R. C. **Fontes CA de potência: contribuição ao estudo e ao desenvolvimento de topologias híbridas**. 2012. 195 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2012.

BIDRAM, A.; DAVOUDI, A. Hierarchical Structure of Microgrids Control System. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 3, n. 4, p. 1963-1976, Dec. 2012. ISSN 1949-3053.

CAON, F. et al. A full-digital control board for IGBT H-bridge switching converters In: **Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001.**, 2001, 2001. p.167-172 vol.161.

CARDOSO, R. et al. Estruturas de sincronismo monofásica e trifásica baseadas no filtro de kalman. *Revista Controle & Automação*. 17 no.4: 21 p. 2006.

CARDOZO, D. D. M. et al. Novel nonlinear control of Dual Active Bridge using simplified converter model In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE**, 2010, 21-25 Feb. 2010. p.321-327.

CASTRO, M. et al. Well-known serial buses for distributed control of backup power plants. RS-485 versus controller area network (CAN) solutions In: **IECON 02 [IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society]**, 2002, 5-8 Nov. 2002. p.2381-2386 vol.2383.

CELANOVIC, I. et al. A new control architecture for future distributed power electronics systems In: **IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000**, 2000a, 2000. p.113-118 vol.111.

CELANOVIC, I. et al. A new distributed digital controller for the next generation of power electronics building blocks In: **APEC, 2000b**, 2000. p.889-894 vol.882.

CHEN, D.; XU, L.; YAO, L. DC Voltage Variation Based Autonomous Control of DC Microgrids. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 28, n. 2, p. 637-648, Apr. 2013. ISSN 0885-8977.

CHIEN-LIANG, L.; PAU-LO, H. Design the Remote Control System With the Time-Delay Estimator and the Adaptive Smith Predictor. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 6, n. 1, p. 73-80, Feb. 2010. ISSN 1551-3203.

COMER, D. E. **Computer Networks and Internets**. 5. ed. New Jersey: Prentice Hall, 2009.

COSTA, L. F. et al. The Smart Transformer: A solid-state transformer tailored to provide ancillary services to the distribution grid. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 4, n. 2, p. 56-67, 2017. ISSN 2329-9207.

DEGILA, J. R.; SANZO, B. A survey of topologies and performance measures for large-scale networks. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, v. 6, n. 4, p. 18-31, 2004. ISSN 1553-877X.

DONCKER, R. W. A. A. D.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 27, n. 1, p. 63-73, Jan/Feb 1991. ISSN 0093-9994.

DRAGICEVIC, T. et al. Supervisory Control of an Adaptive-Droop Regulated DC Microgrid With Battery Management Capability. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 2, p. 695-706, Feb. 2014. ISSN 0885-8993.

EMADI, A. et al. Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 55, n. 4, p. 1112-1125, July 2006. ISSN 0018-9545.

FITZGERARD, D. **Business data communication and network**. ed. 2009. ISBN 978-0470-05575-5.

FOROUZAN, B. A.; FEGAN, S. C. **Data Communications and Networking**. 4. ed. McGraw-Hill Higher Education, 2007. ISBN 9780072967753.

FORSTER, R. Manchester encoding: opposing definitions resolved. **Engineering Science and Education Journal**, v. 9, n. 6, p. 278-280, 2000. ISSN 0963-7346.

FRANQUELO, L. G. et al. The age of multilevel converters arrives. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 2, n. 2, p. 28-39, 2008. ISSN 1932-4529.

GARCIA, P. et al. Energy Management System of Fuel-Cell-Battery Hybrid Tramway. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 12, p. 4013-4023, Dec. 2010. ISSN 0278-0046.

GUERRERO, J. M. et al. Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids - A General Approach Toward Standardization. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 1, p. 158-172, Jan. 2011. ISSN 0278-0046.

HAIFENG, F.; HUI, L. High-Frequency Transformer Isolated Bidirectional DC-DC Converter Modules With High Efficiency Over Wide Load Range for 20 kVA Solid-State Transformer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 12, p. 3599-3608, Dec. 2011. ISSN 0885-8993.

HAMMOND, P. W. **Medium voltage PWM drive and method**: US 5 625 545. US 5 625 545: 21 p. 1997.

HWANG, S.-H. et al. Distributed Digital Control of Modular-Based Solid-State Transformer Using DSP+FPGA. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 2, p. 670-680, Feb. 2013. ISSN 0278-0046.

IMAN-EINI, H. et al. Design of Power Electronic Transformer based on Cascaded H-bridge Multilevel Converter In: **IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007.**, 2007, 4-7 June 2007. p.877-882.

JIANG, W.; FAHIMI, B. Active Current Sharing and Source Management in Fuel Cell-Battery Hybrid Power System. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 2, p. 752-761, Feb. 2010. ISSN 0278-0046.

JIANJIANG, S. et al. Research on Voltage and Power Balance Control for Cascaded Modular Solid-State Transformer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 4, p. 1154-1166, Apr. 2011. ISSN 0885-8993.

KARTHIKEYAN, V.; GUPTA, R. Closed-loop control of isolated dual active bridge converter using dual phase shift modulation In: **IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, 2015, 9-12 Nov. 2015. p.002800-002805.

KHAZRAEI, M. et al. Solid-state transformer stability and control considerations In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE**, 2014, 16-20 March 2014. p.2237-2244.

- KHERALUWALA, M. N. et al. Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 28, n. 6, p. 1294-1301, Nov/Dec. 1992. ISSN 0093-9994.
- KIRSTEN, A. L. **Metodologia de projeto de conversor DAB aplicado a transformadores de estado sólido**. 2014. 235 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2014.
- KIRSTEN, A. L. et al. Performance analysis of modular converter for solid state transformers In: **Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian**, 2013, 27-31 Oct. 2013. p.1060-1066.
- KOLAR, J. W.; ORTIZ, G. Solid-State-Transformers: Key Components of Future Traction and Smart Grid Systems In: **ECCE Asia - IPEC**, 2014, Hiroshima, Japan. May.
- KRISHNAMURTHY, H.; AYYANAR, R. Stability analysis of cascaded converters for bidirectional power flow applications In: **IEEE 30th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)**, 2008, 14-18 Sept. 2008. p.1-8.
- LAGO, J. S., GEAN J. M.; HELDWEIN, M. L. Digital control/modulation platform for a modular multilevel converter system In: **COBEP, 2013, Brazilian Power Electronics Conference**, 27-31 Oct. 2013. p.271-277.
- LIYU, Y. et al. Design and Analysis of a 270kW Five-level DC/DC Converter for Solid State Transformer Using 10kV SiC Power Devices In: **Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE**, 2007, 17-21 June 2007. p.245-251.
- MACKAY, S. et al. **Practical Industrial Data Networks: Design, Installation and Troubleshooting**. ed. Burlington: Elsevier, 2004.
- MADHUSOODHANAN, S. et al. Stability analysis of the high voltage DC link between the FEC and DC-DC stage of a transformer-less intelligent power substation In: **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, 2014, 14-18 Sept. 2014. p.3702-3709.
- MALINOWSKI, M. et al. A Survey on Cascaded Multilevel Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 7, p. 2197-2206, July 2010. ISSN 0278-0046.
- MARIETHOZ, S. Systematic Design of High-Performance Hybrid Cascaded Multilevel Inverters With Active Voltage Balance and Minimum Switching Losses. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 7, p. 3100-3113, July 2013. ISSN 0885-8993.
- MARQUARDT, R. Modular Multilevel Converter: An universal concept for HVDC-Networks and extended DC-Bus-applications In: **Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International**, 2010, 21-24 June 2010. p.502-507.
- MAXIM INTEGRATED. MAX3483 - MAX3491 Datasheet. San Jose, CA, 1994.
Disponível em: < <http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX3483-MAX3491.pdf> >.
- MAYER, A. et al. Fault tolerance and fault ride through using the modular high frequency converter In: **Power Electronics South America - PCIM**, 2012, São Paulo.

MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G.; KONG, W. Y. A Decentralized Controller Architecture for a Cascaded H-Bridge Multilevel Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 3, p. 1169-1178, Mar. 2014. ISSN 0278-0046.

MODICON. **Modbus application protocol specification V1.1b**. ed. 2006. Disponível em: < http://www.modbus.org/docs/Modbus_Application_Protocol_V1_1b.pdf >.

NAAYAGI, R. T.; FORSYTH, A. J.; SHUTTLEWORTH, R. Performance analysis of extended phase-shift control of DAB DC-DC converter for aerospace energy storage system In: **2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems**, 2015, 9-12 June 2015. p.514-517.

NXP SEMICONDUCTOR. **I2C - bus specification and user manual UM10204**. SEMICONDUCTORS, N. 2014.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 5 ed. ed. São Paulo, SP: Prentice Hall, 2010. 809.

PARK, Y.-M.; YOO, J.-Y.; LEE, S.-B. Practical Implementation of PWM Synchronization and Phase-Shift Method for Cascaded H-Bridge Multilevel Inverters Based on a Standard Serial Communication Protocol. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 44, n. 2, p. 634-643, Mar./Apr. 2008. ISSN 0093-9994.

PARKER, M. A.; LI, R.; FINNEY, S. J. Distributed Control of a Fault-Tolerant Modular Multilevel Inverter for Direct-Drive Wind Turbine Grid Interfacing. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 2, p. 509-522, Feb. 2013. ISSN 0278-0046.

PENG, W. et al. Distributed Control for Autonomous Operation of a Three-Port AC/DC/DS Hybrid Microgrid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 2, p. 1279-1290, Feb. 2015. ISSN 0278-0046.

PEREDA, J.; DIXON, J. Cascaded Multilevel Converters: Optimal Asymmetries and Floating Capacitor Control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 11, p. 4784-4793, Nov. 2013. ISSN 0278-0046.

POLOLU CORPORATION. **Qik 2s12v10 User's Guide** 2012.

PROJETO CEEE - SST. Relatório interno de P&D. Documento sob sigilo técnico do projeto P&D, mediante contrato N.º CEEE-D/9948928. 2013-2017.

QUEIROZ, S. S. **Análise e projeto do sistema de controle de um módulo de potência com conversores em cascata aplicado a transformadores de estado sólido**. 2016. 224 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2016.

RENESAS. **Introduction to CAN**. Renesas Electronics Corporation Inc. 2006

RODRIGUEZ, J.; JIH-SHENG, L.; FANG ZHENG, P. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 724-738, Aug. 2002. ISSN 0278-0046.

ROTHMUND, D. et al. 10kV SiC-based isolated DC-DC converter for medium voltage-connected Solid-State Transformers In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015 IEEE**, 2015, 15-19 March 2015. p.1096-1103.

SANTOS, W. M. D. **Estudo e implementação do conversor tab (triple active bridge) aplicado a sistemas renováveis solares fotovoltaicos**. 2011. 316 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.

SCHARRER, M. et al. Efficient Bi-Directional Digital Communication Scheme for Isolated Switch Mode Power Converters. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 59, n. 12, p. 3081-3089, Dec. 2012. ISSN 1549-8328.

SCHONBERGER, J.; DUKE, R.; ROUND, S. D. DC-Bus Signaling: A Distributed Control Strategy for a Hybrid Renewable Nanogrid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 5, p. 1453-1460, Oct. 2006. ISSN 0278-0046.

SEN, S. K. **Fieldbus and networking in process automation**. 1. ed. Boca Raton: CRC Press, 2014.

SEPAHVAND, H. et al. Capacitor Voltage Regulation in Single-DC-Source Cascaded H-Bridge Multilevel Converters Using Phase-Shift Modulation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 9, p. 3619-3626, Sept. 2013. ISSN 0278-0046.

SILVA, G. S. D. **Estudo e desenvolvimento de uma fonte CA de potência híbrida baseada em conversor multinível modular**. 2013. 150 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2013.

SUDHOFF, S. D. **Solid state transformer**: ABB Power T&D Company Inc. US 5 943 229: 17 p. 1999.

TARISCIOTTI, L. et al. Active DC Voltage Balancing PWM Technique for High-Power Cascaded Multilevel Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 11, p. 6157-6167, Nov. 2014. ISSN 0278-0046.

TEXAS INSTRUMENTS. **The RS-485 Design Guide - Application Report**. 2008

. TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332, TMS320F28235, TMS320F28234, TMS320F28232, Digital Signal Controllers (DSCs) Data Manual. 2012. Disponível em: < <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf> >.

TIAN, Y. et al. Impedance interaction modeling and analysis for bidirectional cascaded converters In: **9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)**, 2015, 1-5 June 2015. p.2064-2071.

TIAN, Y. et al. Impedance Coordinative Control for Cascaded Converter in Bidirectional Application. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 52, n. 5, p. 4084-4095, Sept./Oct. 2016. ISSN 0093-9994.

WANG, D. et al. A 10-kV/400-V 500-kVA Electronic Power Transformer. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 11, p. 6653-6663, 2016. ISSN 0278-0046.

WANG, X. et al. Control and Experiment of an H-Bridge-Based Three-Phase Three-Stage Modular Power Electronic Transformer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 3, p. 2002-2011, 2016. ISSN 0885-8993.

WU, C. et al. DC/DC Conversion Systems Consisting of Multiple Converter Modules: Stability, Control, and Experimental Verifications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 6, p. 1463-1474, June 2009. ISSN 0885-8993.

XIAONAN, L. et al. Hierarchical Control of Parallel AC-DC Converter Interfaces for Hybrid Microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 5, n. 2, p. 683-692, Mar. 2014. ISSN 1949-3053.

XU, S. et al. Review of solid state transformer in the distribution system: From components to field application In: **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE**, 2012, 15-20 Sept. 2012. p.4077-4084.

XU, S.; HUANG, A. Q.; BURGOS, R. Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 1, n. 3, p. 186-198, Sept. 2013. ISSN 2168-6777.

XU, S.; HUANG, A. Q.; GANGYAO, W. 3-D Space Modulation With Voltage Balancing Capability for a Cascaded Seven-Level Converter in a Solid-State Transformer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 12, p. 3778-3789, Dec. 2011. ISSN 0885-8993.

XU, S. et al. Coupling Effect Reduction of a Voltage-Balancing Controller in Single-Phase Cascaded Multilevel Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 8, p. 3530-3543, Aug. 2012. ISSN 0885-8993.

XU, S. et al. Design and Demonstration of a 3.6-kV-120-V/10-kVA Solid-State Transformer for Smart Grid Application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 8, p. 3982-3996, Aug. 2014. ISSN 0885-8993.

XUNWEI, Y. et al. System Integration and Hierarchical Power Management Strategy for a Solid-State Transformer Interfaced Microgrid System. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 8, p. 4414-4425, Aug. 2014. ISSN 0885-8993.

YE, Q.; MO, R.; LI, H. Low-frequency resonance suppression of a Dual Active Bridge (DAB) DC/DC converter Enabled DC Microgrid with Constant Power Loads (CPLs) Based on Reduced-Order Impedance Models. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. PP, n. 99, p. 1-1, May 2017. ISSN 2168-6777.

YEONG JIA, C.; SNG, E. K. K. A novel communication strategy for decentralized control of paralleled multi-inverter systems. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 21, n. 1, p. 148-156, 2006. ISSN 0885-8993.

YOKOGAWA ELECTRIC CORPORATION. **FOUNDATION TM fieldbus book - A tutorial TI 38K02A01-01E**. CORPORATION, Y. E. Tokyo: Yokogawa Electric Corporation 2012.

ZHANG, C.; MA, W.; SUN, C. A switchable high-speed fiber-optic ring net topology and its method of high-performance synchronization for large-capacity power electronics system. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 57, n. 0, p. 335-349, 2014. ISSN 0142-0615.

ZHAO, B. et al. Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 8, p. 4091-4106, Aug. 2014. ISSN 0885-8993.

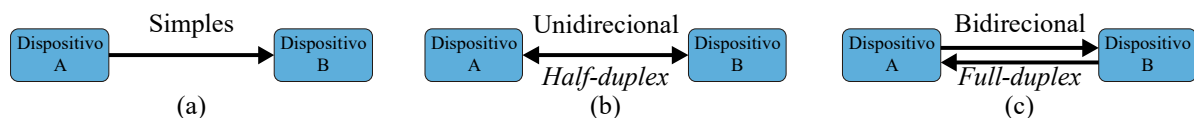
ZHAO, T. et al. Voltage and Power Balance Control for a Cascaded H-Bridge Converter-Based Solid-State Transformer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 4, p. 1523-1532, Apr. 2013. ISSN 0885-8993.

APÊNDICE A – TRANSMISSÃO DE DADOS: ESTRUTURAS E PROTOCOLOS

Este apêndice apresenta um estudo de transmissão de dados de forma serial, abordando os tipos de transmissão, meio físico e protocolos com o objetivo de descrever as características de transmissão de dados e de aplicação dos protocolos. Para que dispositivos de diferentes fabricantes possam comunicar-se é necessário que alguns padrões sejam seguidos. Padrões esses que são definidos por organizações, fabricantes e usuários de equipamentos (SEN, 2014).

O fluxo de dados nas transmissões seriais pode ser classificado em três formas: simples, unidirecional e bidirecional, também denominadas de *simplex*, *half-duplex* e *full-duplex*, respectivamente, conforme a Figura A.1. No modo simples, a transmissão de dados tem apenas um único sentido. No modo unidirecional, os dispositivos podem transmitir e receber dados, mas não ao mesmo tempo. No modo bidirecional, os dispositivos podem transmitir e receber dados de forma simultânea.

Figura A.1 – Fluxo de dados: (a) Simples; (b) Unidirecional (*Half-duplex*); (c) Bidirecional (*Full-duplex*)



Fonte: elaborada pelo autor com base em (FOROUZAN *et al.*, 2007)

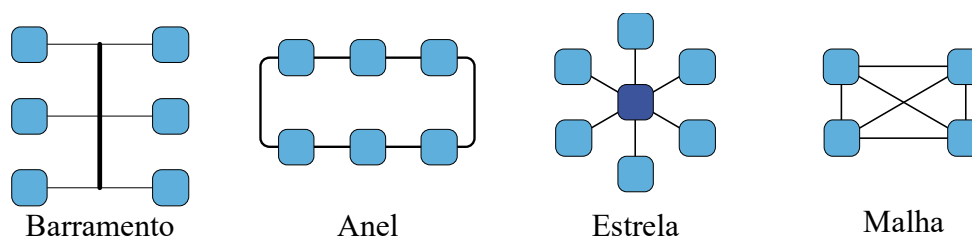
A estrutura de conexão e as principais formas de ligação entre os dispositivos são apresentados a seguir.

A.1 TOPOLOGIAS FÍSICAS DE REDES DE COMUNICAÇÃO

As topologias físicas de rede definem a estrutura física da rede (*layout*) e o meio de conexão dos elementos da rede, também chamados de nós. O desempenho da rede de comunicação está relacionado com o *layout* e a tecnologia empregada. A denominação de rede ponto a ponto é empregada para descrever a conexão de entre apenas dois dispositivos. Já a denominação de rede multiponto diz respeito à conexão de mais de dois elementos ao

mesmo meio de transmissão de dados. As principais estruturas físicas são denominadas topologia em estrela, em barramento, em anel e em malha, conforme a Figura A.2. Demais topologias são derivadas dessas três estruturas principais, constituindo estruturas tal como topologia em árvore, híbrida e em cadeia.

Figura A.2 – Topologias físicas de comunicação de dados



Fonte: elaborada pelo autor.

A.1.1 Topologia em barramento

É uma configuração de rede simples, na qual todos os nós se conectam a um único barramento, permitindo fácil expansão, conforme mostrado na Figura A.2. Essa configuração apresenta limite quanto ao número de nós e comprimento do barramento, devido à impedância do barramento e a reflexão do sinal (TEXAS INSTRUMENTS, 2008), (COMER, 2009), (SEN, 2014). O desempenho da rede é comprometido à medida que o número de nós aumenta, os quais vão competir pela utilização do barramento (DEGILA *et al.*, 2004). Na ocorrência de falhas, a operação do barramento é comprometida, se a falha ocorrer no barramento, ou apenas a comunicação com um nó, se a falha ocorrer no ramo de ligação.

A.1.2 Topologia em anel

Na topologia em anel os dispositivos são conectados um ao outro (ponto a ponto) constituindo um caminho fechado com fluxo unidirecional de dados, conforme ilustrado na Figura A.2. Para transmissão de informação uma determinada unidade cria a mensagem de dados e envia, através da rede, a qual vai sendo retransmitida até encontrar a unidade destino. O aumento no número de nós pode comprometer o desempenho, devido à concorrência pelo uso do meio. Como desvantagem, uma falha no meio de transmissão compromete o

funcionamento da rede, uma vez que não apresenta caminho alternativo (DEGILA *et al.*, 2004). Como alternativa para melhorar a confiabilidade, a rede de duplo anel ou dispositivos adicionais, fazem a passagem direta pela unidade que apresenta problema (COMER, 2009), (SEN, 2014).

A.1.3 Topologia em estrela

Na topologia em estrela cada nó conecta-se a unidade central por uma conexão ponto a ponto, conforme mostra a Figura A.2, na qual a transmissão de dados sempre é executada entre o nó e a unidade central. Essa topologia é utilizada em redes locais (LAN, do inglês *Local Area Network*) (DEGILA *et al.*, 2004), (FOROUZAN *et al.*, 2007). A unidade central possui um número limitado de portas de comunicação, mas apresenta a capacidade de manipular todas ao mesmo tempo, permitindo comunicações simultâneas.

A.1.4 Topologia em malha

Nessa topologia cada nó se conecta a outro nó através de uma conexão ponto a ponto. Em uma rede completamente conectada com n nós, cada nó se conecta aos demais $n - 1$ nós através de $n - 1$ meios de comunicação. O desempenho da comunicação é elevado, pois faz o uso de um meio de transmissão dedicado sem competição por uso do meio, mas requer um grande número de conexões entre os nós e também um grande número de portas de comunicação (FOROUZAN *et al.*, 2007).

A.2 PADRÕES DE REDES INDUSTRIAIS COM TRANSMISSÃO DE DADOS SERIAIS

Protocolos de rede industriais determinam a estrutura de transmissão de dados que deve ser produzido pela camada de enlace. Alguns também determinam as características do meio físico utilizado. As normas EIA-232, EIA-422 e EIA-485 referem-se à camada física do modelo OSI, determinando padrões elétricos e mecânicos. O *Foundation Fieldbus* também é um protocolo que define a camada física, de dados e de aplicação.

Fieldbus é um termo que define os *links* de comunicação de duas vias entre dispositivos dispostos de campo e especifica os protocolos de transmissão de dados. É uma rede local LAN (do inglês *Local Area Network*) dedicada à automação industrial, que

comunica diversos dispositivos, tais como sensores, transdutores, atuadores e controladores (SEN, 2014). Existem diversos tipos de *Fieldbuses*, tais como: Foundation Fieldbus, Profibus PA, Hart e WorldFIP. Existem também protocolos empregados na comunicação entre dispositivos digitais (I^2C , do inglês *Inter-Integrated Circuit*).

A.2.1 Norma EIA-232

A norma EIA-232 foi desenvolvida para a interface de dados entre dispositivos. Conhecida também por RS-232 (do inglês *Recommended Standard*) refere-se à camada física do modelo OSI, que determina as características elétricas e mecânicas (conector). No entanto, essa norma não define nenhum protocolo de comunicação (MACKAY *et al.*, 2004).

As características elétricas estabelecem que a unidade de transmissão deve produzir sinais de tensão de -5 V à -25 V para o nível lógico 1 e $+5\text{ V}$ à $+25\text{ V}$ para o nível lógico 0, com relação ao ponto comum. As características mecânicas estabelecem o padrão de conector e a disposição dos sinais. Para comunicação de elementos digitais e dispositivos com níveis de tensão TTL (do inglês *Transistor-Transistor Logic*), faz-se necessário o uso de um elemento de interface (MACKAY *et al.*, 2004).

A.2.2 Norma EIA-485

A norma EIA-485 define a camada física do modelo OSI e especifica as características de uma interface a dois fios para conexão de múltiplos dispositivos em uma linha de comunicação bidirecional com até 32 dispositivos de carga unitária. Facilmente podem ser encontrados transceptores com 1/4 de carga, que permite o aumento para 128 dispositivos conectados ao barramento. A transmissão de dados em rede balanceada aumenta a imunidade a ruídos de modo comum, característica desejável em ambientes com interferência eletromagnética. Suporta múltiplos emissores e múltiplos receptores na configuração *half-duplex*. Os dois condutores da norma são denominados A e B e o estado lógico é definido pela diferença de tensão entre A e B (V_{AB}). O nível lógico alto (1) é obtido quando $V_{AB} > +0,2\text{ mV}$ e o nível lógico baixo (0) é obtido quando $V_{AB} < -0,2\text{ mV}$. O *driver* do barramento pode assumir três estados definidos como: nível lógico alto (1), nível lógico baixo (0) ou alta impedância (Z). Assim quando o mesmo estiver transmitindo determina o nível de tensão AB

e quando em estado ocioso, permanece em alta impedância (MACKAY *et al.*, 2004), (TEXAS INSTRUMENTS, 2008) e (ANALOG DEVICES *et al.*, 2008).

A.2.3 Norma EIA-422

A norma EIA-422 apresenta características muito semelhante à EIA-485, também define a camada física do modelo OSI, na qual os níveis lógicos são obtidos a partir da tensão diferencial entre a linha A e B. É um padrão que suporta configurações *multi-droop*, ou seja, um único dispositivo transmissor e múltiplos receptores (no máximo 10), com transmissão de dados de forma bidirecional e simultânea (*full-duplex*) (MACKAY *et al.*, 2004).

A.2.4 Foundation Fieldbus

O Fieldbus é um padrão de comunicação bidirecional (*half-duplex*), que atua na camada física, de dados e de aplicação do modelo OSI. Apresenta também uma 8ª camada, denominada camada do usuário. Dois tipos de redes são especificados no Fieldbus: um *link* de comunicação com velocidade relativamente baixa de 31,25 kbps (H1) e um link de até 2,5 Mbps (H2) baseado em *Ethernet*, (SEN, 2014). O *frame* de dados é constituído de preâmbulo de 8 *bits*, alternados para sincronização do dispositivo, 8 *bits* de delimitador de início, 8 a 273 *bits* de dados e 8 *bits* de *stop* (YOKOGAWA ELECTRIC CORPORATION, 2012).

A.2.5 Modbus

O Modbus é um protocolo de mensagem que atua na camada de aplicação (camada 7 do modelo OSI). O protocolo pode fazer uso do meio físico Ethernet, RS-232, RS-422, RS-485 ou circuito de corrente de 20 mA. É uma estrutura com um único dispositivo mestre, capaz de iniciar uma transmissão e suporta até 247 unidades escravo (SEN, 2014).

O protocolo possui parâmetros fixos e parâmetros que podem ser definidos pelo usuário. As propriedades fixas são o formato do *frame*, a sequência, manipulação de erro e exceções. O usuário pode selecionar o meio de transmissão e suas características, como taxa de transmissão e paridade (MODICON, 2006). Dois modos de transmissão serial são possíveis no protocolo Modbus: ASCII (do inglês *American Standard Code for Information Interchange*) e RTU (do inglês *Remote Terminal Unit*).

ASCII: O *frame* é composto por seis campos: início (*start*), endereço, código da função, dado, LRC (do inglês, *Longitudinal Redundancy Check*) e fim, conforme mostrado na Figura A.3(a). No modo ASCII são permitidos intervalos de até 1 s entre caracteres sem que seja detectado erro na rede, (SEN, 2014), (MODICON, 2006).

RTU: O *frame* é composto por um período de silêncio (*start*), endereço, código da função, dados, CRC e o fim da comunicação, que também é realizado por um período de silêncio, conforme ilustrado na Figura A.3(b). Uma vez iniciada a comunicação, as mensagens precisam ser transmitida de maneira contínua, para não produzir erro, (SEN, 2014), (MODICON, 2006)

Figura A.3 – *Frame* de dados do protocolo MODBUS: (a) Formato ASCII; (b) Formato RTU

<i>Start</i> (1 char)	Endereço (2 char)	Cod. Função (2 char)	Dados (N char)	LRC (2 char)	Fim (2 char)
(a)					
<i>Start</i> [3,5 * (8 bits)]	Endereço (16 bits)	Cod. Função (16 bits)	Dados (N bits)	CRC (16 bits)	Fim [3,5 * (8 bits)]
(b)					

Fonte: editado pelo autor com base no original em (SEN, 2014)

A.2.6 Profibus

O Profibus é um padrão industrial aberto e independente de fabricantes, que atua diretamente nas camadas de enlace e na camada física. O Profibus pode ser encontrado em três versões: Profibus-FMS, Profibus-PA e Profibus-DP. A versão PROFIBUS-DP (do inglês, *Decentralized Periphery*) é uma estrutura mestre-escravo, que pode manipular dispositivos de entrada e saída distribuídos no campo. O PROFIBUS-FMS (do inglês, *Fieldbus Message Specification*) é uma estrutura com formato de mensagem ponto a ponto com vários mestres. Já o PROFIBUS-PA (do inglês, *Process Automation*) permite a alimentação dos dispositivos através do barramento de dados (SEN, 2014). Quanto à camada física, esta pode ser RS-485, RS-485-IS, MBP (do inglês, *Manchester coded Bus Powered*) e fibra ótica. A rede de comunicação Profibus pode operar com velocidades de 9,6 kbps até 12 Mbps, com *frames* de até 244 bytes e podendo possuir no máximo 126 nós. Comunicando com através da RS-485 pode alcançar 12 Mbps com até 32 elementos incluindo o elemento mestre (SEN, 2014).

O *frame* de dados do Profibus apresenta diversos campos de cabeçalho, conforme a Figura A.4, e apresenta variação no tamanho de acordo com o tipo de transmissão: mensagem sem campo de dados (6 *bytes* de cabeçalho); mensagem com campo de dados fixo (6 *bytes* de cabeçalho e 8 *bytes* de dados); mensagem com campo de dados variável (9 – 11 *bytes* de cabeçalho e 0 – 244 *bytes* de dados); mensagem de *token* (3 *bytes*); mensagem de reconhecimento (1 *byte*), (ACROMAG, 2002), (SEN, 2014).

Figura A.4 – *Frame* de dados Profibus

Número de <i>bytes</i>											
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
SD	LE	L _{Er}	SD	DA	SA	FC	DSAP	SSAP	DU	FCS	ED
SD – Delimitador de início (<i>Start Delimiter</i>) LE – Comprimento de dados (DU + DA + SA + FC + DSAP + SSAP) (<i>Data Length</i>) L _{Er} – Comprimento repetido (<i>Data Length repeat</i>) DA – Endereço de destino (<i>Data Address</i>) SA – Endereço de origem (<i>Source Address</i>) FC – Código da função (<i>Function Code</i>) DSAP – Ponto de acesso de serviço de destino (<i>Destination Service Access Point</i>) SSAP – Ponto de acesso de serviço da origem (<i>Source Service Access Point</i>) DU – Unidade de dados (<i>Data Unit</i>) varia de 1 – 244 <i>bytes</i> FCS – Sequência de checagem do <i>frame</i> (<i>Frame Checking Sequence</i>) ED – Delimitador de fim (<i>End Delimiter</i>)											

Fonte: editado pelo autor com base no original em (ACROMAG, 2002).

A.2.7 CAN – *Contoller Area Network*

É um protocolo que trabalha com múltiplos dispositivos mestre e utiliza um método de controle de acesso ao barramento chamado de arbitragem. A rede CAN é definida por padrões ISO 11898 e ISO 11519-2, que diferem na camada física e são iguais na camada enlace de dados. A ISO 11898 refere-se à CAN de alta velocidade, de até 1 Mbps e a ISO 11519-2 refere-se à CAN de baixa velocidade, de até 125 kbps (SEN, 2014).

O *frame* transmitido pela rede CAN possui quatro variações, são elas: de dados, de mensagem remota, de mensagem de erro ou de mensagem de sobrecarga. O usuário pode manipular os *frames* de dados, utilizado para envio de dados às unidades, e o *frame* remoto, usado para solicitar informação, ambos com o mesmo formato. O *frame* de dados padrão é apresentado na Figura A.5 com identificador de 11 *bits*, e o *frame* estendido na Figura A.6, com identificador de 29 *bits* (RENESAS, 2006).

Figura A.5 – Estrutura do *frame* de dados da CAN padrão: identificador de 11 *bits*

Início	Arbitragem	Controle				Dados	CRC	Reconhecimento			Fim	
Número de <i>bits</i>												
1	11	1	1	1	4	0 - 64	15	1	1	1	7	≥3
<i>Start</i>	Identificador	Requisição remota	Identificador	Reservado	Comprimento dos dados	Dados	CRC	Delimitador CRC	Reconhecimento (ACK)	Delimitador (ACK)	<i>Stop</i>	Interframe

Fonte: editado pelo autor com base no original em (RENESAS, 2006)

Figura A.6 – Estrutura do *frame* de dados da CAN estendida: identificador de 29 *bits*

Número de <i>bits</i>															
1	11	1	1	18	1	1	1	4	0 - 64	15	1	1	1	7	≥3
<i>Start</i>	Identificador	Solicitação remoto de substituição	Identificador de extensão	Identificador	Requisição remota	Reservado (r1)	Reservado (r0)	Comprimento dos dados	Dados	CRC	Delimitador CRC	Reconhecimento (ACK)	Delimitador (ACK)	<i>Stop</i>	Interframe

Fonte: editado pelo autor com base no original em (RENESAS, 2006)

A rede CAN utiliza dois condutores para transmissão serial de dados, denominados CAN_H (do inglês, *CAN High*) e CAN_L (do inglês, *CAN Low*), usando a tensão diferencial entre CAN_H e CAN_L para determinar *bit* recessivo (nível lógico 1) ou *bit* dominante (nível lógico 0) (RENESAS, 2006).

A.2.8 I²C – *Inter-Integrated Circuit*

O protocolo I²C utiliza um barramento de duas vias, apresenta relação de mestre-escravo com todos os elementos da rede e cada elemento conectado a rede possui um endereço definido. As vias são divididas em via de dados seriais SDA (do inglês, *Serial Data*) de forma bidirecional e via de *clock* serial SCL (do inglês, *Serial Clock*), gerado pela unidade mestre. A I²C possui arbitragem e detecção de colisão, na configuração de múltiplos mestres

(NXP SEMICONDUCTOR, 2014). Cada *byte* transferido pelo barramento de dados possui tamanho fixo de 8 *bits*, mas a transmissão possui um número ilimitado de *bytes* que podem ser enviados ou recebidos após um *start bit*. Cada *byte* de dados é seguido por um *bit* de reconhecimento ACK (do inglês, *acknowledge*).

O *frame* de transmissão é composto por um *bit* de *start*, 7 *bits* de endereço, 1 *bit* de leitura ou escrita R/W (do inglês, *Read/Write*), 1 *bit* de reconhecimento, 8 *bits* de dados, 1 *bit* de reconhecimento (ACK), após isso a transmissão pode ser encerrada com 1 *bit* de *stop*, conforme a Figura A.7(a), ou a transmissão de dados pode continuar no formato 8 *bits* mais ACK, ou ainda a transmissão pode ser reiniciada com 1 *bit* de repetição de *start* Sr (do inglês, *repeated Start*), conforme a Figura A.7(b), sendo as duas últimas opções também terminadas por 1 *bit* de *stop* (NXP SEMICONDUCTOR, 2014).

Figura A.7 – *Frame* de transmissão de dados da I²C: (a) Transmissão com apenas 1 *start bit*; (b) Transmissão com repetição do *start*; (c) Transmissão com 10 *bits* de endereço

Tamanho (<i>bits</i>)						
1	7	1	1	8	1	1
<i>Start</i>	Endereço	R/W	ACK	Dados	ACK	<i>Stop</i>

(a)

Tamanho (<i>bits</i>)												
1	7	1	1	8	1	1	7	1	1	8	1	1
<i>Start</i>	Endereço	R/W	ACK	Dados	ACK	Sr	Endereço	R/W	ACK	Dados	ACK	<i>Stop</i>

(b)

Tamanho (<i>bits</i>)											
1	7	1	1	8		1	1	8	1	...	1
<i>Start</i>	Endereço (1111 0XX)	R/W	ACK (A1)	Endereço (XXXX XXXX)		ACK (A2)	Sr	Dados	ACK	...	<i>Stop</i>

(c)

Fonte: editado pelo autor com base no original em (NXP SEMICONDUCTOR, 2014).

O padrão de comunicação I²C opera nas seguintes taxas de transmissão de dados de forma bidirecional: 100 kbps em *standard-mode*, 400 kbps em *fast-mode*, 1 Mbps em *fast-mode plus* e 3,4 Mbps em *high-speed mode*. Também opera com taxa de 5 Mbps em *ultra fast-mode*, mas apenas de forma unidirecional.

A comunicação I²C também suporta 10 *bits* de endereço, divididos em dois *bytes*, conforme a Figura A.7(c). Devem ser precedidos por uma condição de *start bit* ou de repetição de *start* (Sr). No primeiro *byte* de endereço, os 5 primeiros *bits* são reservados e os *bits* 6 e 7 são os *bits* mais significativos do endereço. No modo UFM (do inglês *Ultra-Fast*

mode), somente o dispositivo mestre pode iniciar a comunicação e os demais dispositivos são considerados escravos. Com comunicação unidirecional o *bit* de reconhecimento (ACK), não é necessário, porém é mantido no *frame*, como característica da comunicação I²C, (NXP SEMICONDUCTOR, 2014).

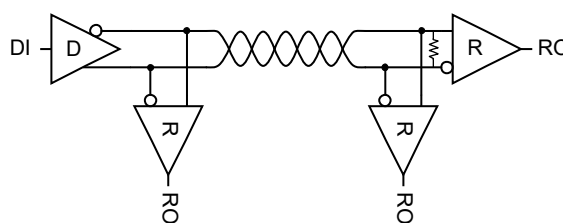
APÊNDICE B – BARRAMENTO RS-485

Neste apêndice são apresentadas as configurações de barramento RS-485, suas características e modos de operação, com ênfase nas configurações *half-duplex* e *full-duplex*, que possuem habilitação de *drive* e de *receiver*. A mesma configuração de barramento é usada no lado de AT e BT do SST, porém as unidades locais de AT conectam-se isoladamente aos transceptores de RS-485 por meio de fibra ótica. A arbitragem de escrita no barramento é realizada via *software* e um circuito de habilitação do *driver* para o lado de AT é apresentado sem a necessidade de uma via isolada adicional, na qual a borda do *start bit* realiza a habilitação do dispositivo para escrever no barramento.

B.1 BARRAMENTO SIMPLEX

O barramento de comunicação simples (*simplex*) é um barramento na qual o fluxo de dados apresenta apenas um sentido, conforme mostrado na Figura B.1. No barramento simplex apenas um dispositivo pode escrever no barramento (D, do inglês *Drive*) e os demais dispositivos apenas “escutam” o barramento (R, do inglês *Receiver*).

Figura B.1 – Barramento de comunicação simples



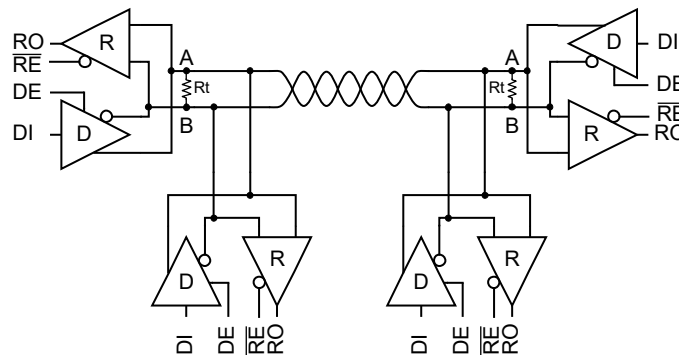
Fonte: elaborada pelo autor.

É uma configuração de barramento a dois fios com resistor de terminação, na qual os dispositivos receptores podem ou não possuir um pino de habilitação (RE, do inglês *Receiver Enable*). Se possuírem, os mesmos podem ser habilitados para escutar o barramento ou não pelo controlador local. Já os elementos sem pino de habilitação escutam o tempo todo ao barramento. No caso do *drive*, como o elemento é o único nó a escrever no barramento o mesmo não necessita de habilitação.

B.2 BARRAMENTO *HALF-DUPLEX*

O barramento de comunicação unidirecional (*half-duplex*) é um barramento na qual o fluxo de dados é bidirecional, ou seja, pode assumir um sentido ou outro, de forma não simultânea. A Figura B.2 apresenta um barramento *half-duplex*, na qual apenas um nó (ou dispositivo) pode escrever no canal e os demais escutam.

Figura B.2 – Barramento de comunicação unidirecional



Fonte: editado pelo autor, com base em (MAXIM INTEGRATED, 1994).

Essa configuração também é uma configuração a dois fios com múltiplos dispositivos e requer resistores de terminação (R_t) nas extremidades. Os receptores podem ou não apresentar um elemento de habilitação. Se apresentarem, através do mesmo é possível habilitar e desabilitar o receptor à escutar o barramento. Caso não possua habilitação, o mesmo permanece o tempo todo “ouvindo” ao barramento.

Para que os nós possam escrever no barramento através do elemento *drive* em uma configuração de múltiplos dispositivos, os mesmos devem ser habilitados. Cada *drive* possui três estados de saída nos terminais A e B, que é comandado através do dado de entrada (DI, do inglês *Drive Input*) e da habilitação do *drive* (DE, do inglês *Driver output Enable*), conforme mostra a Tabela B.1, onde X é estado indefinido. A saída pode assumir os estados 10 e 01 de acordo com a entrada DI para a condição de *driver* habilitado ($DE = 1$). Se o *driver* for desabilitado ($DE = 0$), os terminais do *driver* assumem o estado de alta impedância.

Nessa configuração um único nó deve ser habilitado por vez a escrever no barramento, os demais devem permanecer no estado de alta impedância, para que o dispositivo habilitado comande a linha do barramento e sintetize a tensão diferencial de acordo com o dado de entrada. Os receptores podem permanecer sempre habilitados, mas se possuírem o meio de

habilitação e for de interesse da aplicação que o mesmo permaneça insensível ao barramento por algum instante, pode ser feito através do pino de habilitação do receptor (RE). Alguns transceptores possuem ainda a característica de serem desligados de acordo com uma combinação dos estados das vias DE e RE.

Tabela B.1 – Tabela de operação do *driver* de RS-485 com habilitação (DE)

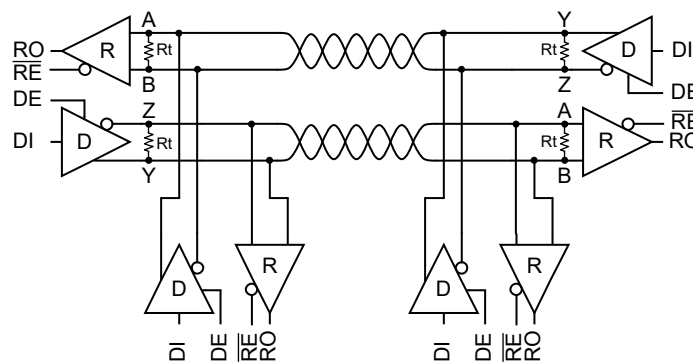
ENTRADAS		SAÍDAS	
DE	DI	A	B
1	0	1	0
1	1	0	1
0	X	Alta Impedância	Alta Impedância

Fonte: editado pelo autor com base no original em (MAXIM INTEGRATED, 1994).

B.3 BARRAMENTO *FULL-DUPLEX*

O barramento de comunicação *full-duplex* é composto por dois barramentos RS-485 *half-duplex*, e permite dois fluxos de dados simultâneos em sentidos contrários ao mesmo tempo. A Figura B.3 mostra a configuração de uma rede *full-duplex* a quatro fios, na qual apresenta um dispositivo mestre e três dispositivos escravos.

Figura B.3 – Barramento de comunicação (*full-duplex*)



Fonte: editado pelo autor, com base em (MAXIM INTEGRATED, 1994).

O dispositivo mestre escreve em um barramento no qual todos os dispositivos escravos escutam. Ao mesmo tempo, escuta ao outro barramento no qual todos os dispositivos escravos possuem capacidade de escrever. Da mesma forma que na configuração de barramento *half-*

duplex com múltiplos dispositivos, na configuração *full-duplex* apenas um nó escravo pode escrever no barramento por vez, sendo habilitado pelo sua respectiva via de habilitação DE, conforme os estados de saída já apresentados na Tabela B.1. Também os dispositivos receptores podem ser habilitados ou desabilitados a escutar o barramento através da via de habilitação RE.

Essa configuração de barramento apresenta a vantagem de possuir um barramento dedicado para envio de dados, o qual não compete com o barramento de escrita dos nós escravos.

B.4 CIRCUITO DE HABILITAÇÃO

No lado de AT os transceptores de RS-485 ficam juntos ao barramento e a comunicação até a unidade local é realizada através de fibra ótica para fornecer uma comunicação com alta tensão de isolamento. A configuração de barramento de comunicação *full-duplex* requer a habilitação do *drive* através da via *driver enable* (DE) para que o mesmo seja capaz de escrever no barramento, com múltiplos dispositivos, e após a escrita que o mesmo seja desabilitado para que outros dispositivos conectados ao barramento também possam ter a preferência de escrita.

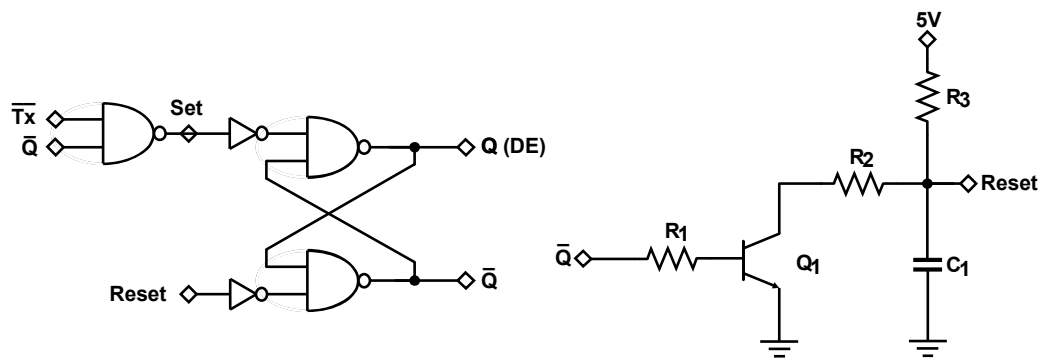
A necessidade de uma via isolada adicional para habilitação do *driver* para transmitir, reduz um pouco a competitividade da estrutura, mas mesmo assim a mantém modular com a necessidade de três vias com alta isolamento (fibras óticas). Com o objetivo de eliminar a necessidade de uma terceira via isolada para habilitação, um circuito de auto habilitação foi desenvolvido, uma vez que a arbitragem fica a cargo do projetista e não do protocolo, ou seja, a medida que a mensagem é enviada a mesma já possui a arbitragem para transferir.

O circuito desenvolvido faz uso da borda do *start bit* para realizar a sua habilitação. Uma vez habilitado pela borda, o mesmo permanece habilitado por um tempo ligeiramente superior a largura do *frame* de dados e em seguida volta ao estado de desabilitado. O circuito desenvolvido é apresentado na Figura B.4 e é baseado em um flip-flop RS construído com portas lógicas NAND, de um transistor e de um circuito RC.

O circuito de habilitação faz uso da borda do *start bit* ($\overline{T_x}$) para sensibilizar a entrada *Set* do *flip-flop* e levar a saída Q para alto habilitando o *driver* a escrever no barramento. No mesmo instante em que a saída Q é levada para alto o transistor Q₁ é retirado de condução fazendo com que a tensão sobre o capacitor C₁ aumente e assim que atingir o nível de tensão

de nível lógico alto na porta NOT faz o *reset* do *flip-flop* levando a saída Q para zero e desabilitando o *driver* da RS-485. O transistor Q_1 é colocado em condução assim o *Reset* vai a zero e mantém o circuito pronto para uma nova borda de habilitação.

Figura B.4 – Circuito de habilitação do *driver* (DE) de RS-485 para escrever no barramento



Fonte: elaborada pelo autor.

O tempo de duração da habilitação é determinado pela constante de tempo de carga do capacitor, definido pelo valor do resistor R_3 e da capacitância C_1 . Esse tempo deve ser ligeiramente superior à duração do *frame* de dados, desabilitando o *driver* logo após o término da escrita dos dados no barramento.

APÊNDICE C - MODELO

C.1 MODELO DO CONVERSOR DAB

O modelo do conversor DAB para o lado secundário (também chamado, neste trabalho de BT) pode ser obtidos através da equação da corrente média, (SANTOS, 2011), expressa por:

$$I_\phi = \frac{V_i}{X_L N_s} \phi \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right). \quad (42)$$

A fim de obter a função de transferência da corrente pelo ângulo de defasagem ($i_\phi(s)/\phi(s)$), essas variáveis são então perturbadas.

$$(I_\phi + \hat{i}_\phi) = \frac{V_1}{X_L N_s} (\phi + \hat{\phi}) \left(1 - \frac{(\phi + \hat{\phi})}{\pi} \right) \quad (43)$$

Desprezando os termos constantes e não lineares.

$$\begin{aligned} (I_\phi + \hat{i}_\phi) &= \frac{V_1}{X_L N_s \pi} (\phi \pi - \phi^2 - \phi \hat{\phi} + \hat{\phi} \pi - \hat{\phi} \phi - \hat{\phi}^2) \\ \hat{i}_\phi &= \frac{V_1}{X_L N_s \pi} \hat{\phi} (\pi - 2\phi) \end{aligned} \quad (44)$$

Aplicando então a transformada de Laplace e rearranjando, obtém-se:

$$G_{i_\phi \phi} = \frac{i_\phi(s)}{\phi(s)} = \frac{V_i}{N_s X_L \pi} (\pi - 2\phi). \quad (45)$$

A partir de (42) é possível observar que a corrente de saída possui uma relação não linear com o ângulo de defasagem (ϕ). A função de transferência não representa o comportamento do conversor para grandes perturbações no ângulo de defasagem. Para isso,

um modelo linear é necessário. CARDOZO *et al.* (2010) faz uso de uma variável auxiliar de controle (v_ϕ) para tornar modelo linear, assim (42) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$I_\phi = \frac{V_1}{X_L N_s} v_\phi \quad (46)$$

onde:

$$v_\phi = \phi \left(1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (47)$$

Com a equação (46) é possível obter a função de transferência da corrente de saída (i_o) em função da variável auxiliar (v_ϕ), perturbando, linearizando e aplicando a transformada de Laplace, tem-se:

$$G_{i_o v_\phi} = \frac{i_\phi(s)}{v_\phi(s)} = \frac{V_i}{N_s X_L} \quad (48)$$

A impedância de saída do conversor DAB pode ser representada em função da capacitância de saída (C_o) e da resistência de carga (R_{dab}) equivalente, dado por:

$$i_\phi = C_o \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R_{dab}} \quad (49)$$

A equação (49) é perturbada e linearizada, conforme:

$$\begin{aligned} (i_\phi + \hat{i}_\phi) &= C_o \frac{d(v_o + \hat{v}_o)}{dt} + \frac{(v_o + \hat{v}_o)}{R_{dab}} \\ (\hat{i}_\phi) &= C_o \frac{d(\hat{v}_o)}{dt} + \frac{(\hat{v}_o)}{R_{dab}} \end{aligned} \quad (50)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (50), obtém-se a função de transferência da tensão de saída (v_o) pela corrente de saída do conversor DAB (i_ϕ).

$$G_{v_o i_\phi}(s) = Z_o(s) = \frac{v_o(s)}{i_\phi(s)} = \frac{R_{dab}}{R_{dab} C_o s + 1} \quad (51)$$

Substituindo (49) em (42), perturbando nas variáveis de interesse, a tensão de entrada (V_i) e a tensão de saída (V_o), e linearizando, tem-se:

$$\begin{aligned} C_o \frac{d(v_o + \hat{v}_o)}{dt} + \frac{(v_o + \hat{v}_o)}{R_{dab}} &= \frac{(V_i + \hat{v}_i)}{X_L N_s} \phi \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \\ C_o \frac{d(\hat{v}_o)}{dt} + \frac{(\hat{v}_o)}{R_{dab}} &= \frac{(\hat{v}_i)}{X_L N_s} \phi \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \end{aligned} \quad (52)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (52), obtém-se a seguinte função de transferência $G_{v_o v_i}(s)$.

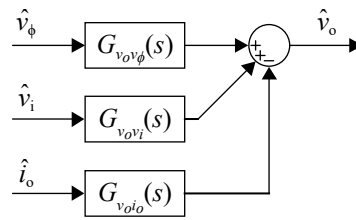
$$G_{v_o v_i}(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{\phi}{N_s X_L} \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \left(\frac{R_{dab}}{R_{dab} C_o s + 1}\right) \quad (53)$$

Substituindo (49) em (46), aplicando perturbação na tensão de saída (v_o) e na variável auxiliar (v_ϕ), linearizando e aplicando a transformada de Laplace é possível obter o modelo que descreve o comportamento da tensão de saída em função da variável auxiliar, dado por:

$$G_{v_o v_\phi}(s) = \frac{v_o(s)}{v_\phi(s)} = \frac{V_i}{N_s X_L} \left(\frac{R_{dab}}{R_{dab} C_o s + 1}\right) \quad (54)$$

A partir da equação da corrente de saída (I_ϕ) do conversor DAB é possível obter as funções de transferência $G_{v_o v_\phi}(s)$, $G_{v_o v_i}(s)$ e $G_{v_o i_o}(s)$, que descrevem o comportamento da tensão de saída em das perturbações na variável auxiliar (\hat{v}_ϕ), da tensão de entrada (\hat{v}_i) e da corrente de saída (\hat{i}_o), respectivamente. A Figura C.1 apresenta o diagrama de blocos para do conversor DAB composto pelas funções de transferência obtidas.

Figura C.1 – Diagrama de blocos da tensão de saída do conversor DAB em função das perturbações na variável auxiliar, na tensão de entrada e na corrente de saída



Fonte: elaborada pelo autor.