



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO MARANHÃO**  
**CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE**  
**ELETRICIDADE**

**AMIRON WOLFF DOS SANTOS SERRA**

---

*Projeto e implementação de máquina síncrona virtual para  
melhoria no desempenho dinâmico de inversores*

---

**São Luís - MA**

**2019**

**AMIRON WOLFF DOS SANTOS SERRA**

**Projeto e implementação de máquina síncrona virtual para melhoria no  
desempenho dinâmico de inversores**

Dissertação submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Eletricidade da Universidade Federal do Maranhão como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Eletricidade.

Área de Concentração: Automação e Controle

**Prof. Luiz Antonio de Souza Ribeiro, Dr.**

**Orientador**

**Prof. José Gomes de Matos, Dr.**

**Coorientador**

**São Luís - MA**

**2019**

Ficha gerada por meio do SIGAA/Biblioteca com dados fornecidos pelo(a) autor(a).  
Núcleo Integrado de Bibliotecas/UFMA

Serra, Amiron Wolff dos Santos. Projeto e Implementação de Máquina Síncrona Virtual para Melhoria no Desempenho Dinâmico de Inversores / Amiron Wolff dos Santos Serra. - 2019.  
100 f.

Coorientador(a): José Gomes de Matos.

Orientador(a): Luiz Antonio de Souza Ribeiro.

Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-graduação em Engenharia de Eletricidade/ccet, Universidade Federal do Maranhão, Universidade Federal do Maranhão - UFMA, 2019.

1. Chaveamento de Controle. 2. Conversor VSM. 3. Inversores. 4. Máquinas Síncronas. I. Matos, José Gomes de. II. Ribeiro, Luiz Antonio de Souza. III. Título.

**AMIRON WOLFF DOS SANTOS SERRA**

**Projeto e implementação de máquina síncrona virtual para  
melhoria no desempenho dinâmico de inversores**

Dissertação aprovada em 27 de março de 2019.

**BANCA EXAMINADORA**

---

Prof. Luiz Antonio de Souza Ribeiro, Dr. – UFMA  
(Orientador)

---

Prof. José Gomes de Matos, Dr. – UFMA  
(Coorientador)

---

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr. – UFSC  
(Membro da Banca Examinadora)

---

Prof. Walbermark Marques dos Santos, Dr. – UFES  
(Membro da Banca Examinadora)

*Aos meus pais Amandio e Célia*

## **Agradecimentos**

A Deus por me guiar e me dar força ao longo dessa árdua caminhada.

Aos meus pais Amandio e Célia, meu irmão Arthur, minha prima Conceição e meu sobrinho Pedro Lucas, por serem os meus maiores incentivadores para o meu crescimento pessoal e profissional, muito obrigado por todo o amor, carinho e zelo dedicados para mim.

A minha namorada Lívia, muito obrigado pelo amor, carinho, companheirismo e, sobretudo, pela paciência que teve comigo durante essa caminhada.

Ao meu orientador e professor Dr. Luiz Antonio, pela confiança em mim depositada, pelos conselhos, pela paciência e pelas advertências ao longo desta caminhada, muito obrigado por ter contribuído bastante para o meu crescimento profissional.

Ao meu coorientador e professor Dr. José Gomes, muito obrigado por cada ensinamento passado, por seu valioso tempo cedido para que este trabalho pudesse tomar forma e principalmente pela paciência.

Aos companheiros e amigos do Instituto de Energia Elétrica (IEE): Hércules, Myrlena, Luís Felipe, Daniele, Arthur e João Francisco pelo convívio diário, pela troca de conhecimento e pelas boas risadas trocadas. Meus agradecimentos de maneira muito especial ao amigo Lucas Sousa, muito obrigado por todo o apoio na montagem experimental da placa de aquisição de dados e pela convivência diária na realização dos testes experimentais, sem dúvida alguma, seria muito mais difícil sem a sua ajuda. Ao amigo Marcos Paulo, pelas inúmeras discussões técnicas, dúvidas tiradas e conselhos recebidos ao longo dessa pesquisa. E aos colegas Guilherme Farias e João Victor, pelas valiosas dicas na montagem experimental, que foram muito importantes para os resultados finais da pesquisa.

A todos que aqui não foram citados, mas que de certa forma contribuíram para este trabalho.

Finalmente, ao CNPq e à UFMA, pelo suporte financeiro.

## RESUMO

Este trabalho apresenta uma revisão bibliográfica sobre algumas das técnicas de controle presentes na literatura com o objetivo de emular as características elétricas e mecânicas de máquinas síncronas em inversores, e ainda propõe uma estratégia de controle com o objetivo de fazer com que inversores funcionem como se fossem máquinas síncronas. Tal estratégia é definida neste trabalho como conversor VSM. As técnicas estudadas são classificadas em determinados grupos de acordo com características comuns entre elas. Algumas dessas técnicas são simuladas com o objetivo de avaliar suas respostas dinâmicas e determinar o nível de influência de suas estruturas de controle sobre as respostas obtidas. Após o estudo bibliográfico, uma técnica de controle que permite com que inversores funcionem como se fossem máquinas síncronas é proposto, assumindo as características e propriedades que essas máquinas possuem. O desenvolvimento de cada bloco de controle que compõe o conversor VSM é apresentado, bem como, uma metodologia que permite com que esses conversores VSM funcionem de forma isolada, em paralelo, compartilhando a potência ativa e reativa demandada pela carga e conectado à rede elétrica, sem a necessidade de chaveamento de controle entre os modos conectado à rede elétrica e isolado. Resultados de simulação e experimentais comprovam a teoria desenvolvida.

**Palavras-chave:** Máquinas Síncronas, Inversores, Conversor VSM, Chaveamento de Controle.

## **ABSTRACT**

This work presents a bibliographic review on some of the control techniques present in the literature aiming to emulating the electrical and mechanical characteristics of synchronous machines in inverters, and it also proposes a control strategy aiming to do inverters work as synchronous machines. This strategy is defined at this work as VSM converter. The studied techniques are classified into certain groups according to the common characteristics among them. Some of these techniques are simulated aiming to evaluate their dynamic responses and to determine the level of influence of their control structures in the obtained responses. After the bibliographic study, a control technique that allows inverters to work as if they were synchronous machines is proposed, assuming the characteristics and properties that these machines have. The development of each control block that composes the VSM converter is presented, as well as a methodology that allows these VSM converters to operate isolated, in parallel, sharing the active and reactive demanded power by the load and connected to the electrical grid, without the need of control switching between grid-connected and isolated modes. Simulated and experimental results prove the developed theory.

**Keywords:** Synchronous Machines, Inverters, VSM converter, Control Switching.



## Lista de Símbolos

$a_f$	Polo da planta da frequência e do ângulo de fase da tensão
$a_v$	Polo da planta da tensão no capacitor $C_f$
$C$	Capacitância virtual da carga $RC$
$e$	Vetor que representa a força eletromotriz induzida
$E_c$	Energia cinética armazenada no rotor virtual do conversor VSM
$e_d$	Tensão induzida de eixo d
$E_p$	Amplitude ajustável da VISMA
$e_a, e_b, e_c$	Tensões terminais instantâneas do conversor VSM
$f_g$	Frequência da rede
$F_{NL}$	Frequência à vazio
$f_{sw}$	Frequência de chaveamento
$G_v$	Função de transferência da planta da tensão no capacitor $C_f$
$G_f$	Função de transferência da planta da frequência do conversor VSM
$G_{fa}$	Função de transferência da planta do ângulo de fase da tensão do conversor VSM
$i^*$	Vetor de referência de corrente
$i_a, i_b, i_c$	Correntes em cada uma das fases do estator e em $L_1$ no conversor VSM
$i_f$	Corrente do enrolamento de campo
$I_d^*$	Referência de corrente de eixo d
$i_{d0}^r, i_{q0}^r$	Correntes em $L_1$ em coordenadas $dq$
$i_{fd}'$	Corrente do circuito de campo do conversor VSM
$i_{ds}^r, i_{qs}^r$	Correntes do estator em coordenadas $dq$ do conversor VSM
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$	Correntes injetada na rede em coordenadas $\alpha\beta$
$i_{\alpha 2}, i_{\beta 2}$	Correntes em $L_2$ em coordenadas $\alpha\beta$
$J$	Momento de inércia
$K_d$	Fator de amortecimento viscoso mecânico e coeficiente <i>droop</i> $P - f$ do Conversor Síncrono
$K_q$	Coeficiente <i>droop</i> $Q - v$
$K_D$	Constante que emula as características de amortecimento
$K_I$	Constante que emula as características inerciais
$K_p$	Ganho proporcional do SPC

$K_i$	Ganho integral do SPC
$K_{pv}$	Ganho proporcional do controlador da tensão do conversor VSM
$K_{iv}$	Ganho integral do controlador da tensão do conversor VSM
$K_v$	Ganho da função de transferência da planta da tensão no capacitor $C_f$
$K_f$	Ganho da função de transferência da planta da frequência do conversor VSM
$K_{pf}$	Ganho proporcional do controlador da frequência do conversor VSM
$K_{if}$	Ganho integral do controlador da frequência do conversor VSM
$K_{wv}$	Ganho que relaciona $e_d$ e $\omega_r$
$K_{pfa}$	Ganho proporcional do controlador da fase do conversor VSM
$K_{ifa}$	Ganho integral do controlador da fase do conversor VSM
$K_{pQ}$	Ganho proporcional do controlador da potência reativa do conversor VSM
$K_{iQ}$	Ganho integral do controlador da potência reativa do conversor VSM
$L_s$	Indutância do estator
$L_{af}, L_{bf}, L_{cf}$	Indutância mútua entre o enrolamento de campo e cada um dos enrolamentos do estator
$L$	Indutância própria do enrolamento de armadura
$L_f$	Indutância própria do enrolamento de campo
$L_{md}$	Indutância de magnetização de eixo $d$
$L_{fd}$	Indutância total do rotor
$L_{ds}, L_{qs}$	Indutância total em coordenadas $dq$
$M$	Indutância mútua entre cada enrolamento de armadura
$m_f$	Coefficiente de inclinação da curva <i>droop</i> de potência ativa do conversor VSM
$m_v$	Coefficiente de inclinação da curva <i>droop</i> de potência reativa do conversor VSM
$N_c$	Número de espiras
$p$	Operador diferencial $\frac{d}{dt}$
$P_e$	Potência ativa instantânea do conversor Síncrono e potência eletromagnética do conversor VSM
$P_{in}$	Potência de entrada da equação de balanço de potência e de frequência
$P_{out}$	Potência de saída da equação de balanço de potência e de frequência
$P_{max}$	Ganho de admitância do SPC
$P_{VSG}$	Potência ativa de saída do VSG

$P_o$	Potência primária que deve ser transferida para o inversor
$P_{VSM}$	Potência aparente do conversor VSM
$P_m$	Potência mecânica do conversor VSM
$P_p$	Número de pares de polos
$P_{inj}$	Potência injetada na rede
$P_{carga}$	Potência absorvida pela carga
$P_{rede}$	Potência fornecida/absorvida pela rede
$Q$	Potência reativa
$Q_d$	Potência reativa fornecida pela equação de <i>droop</i> de potência reativa
$Q_{med}$	Potência reativa medida no conversor VSM
$r_s$	Resistência do estator
$r'_{fd}$	Resistência do rotor
$R$	Resistor virtual da carga $RC$
$T_e$	Conjugado elétrico
$T_m$	Conjugado mecânico
$T_d$	Conjugado produzido pela equação de <i>droop</i>
$T_s$	Tempo de amostragem
$u_{rede}$	Vetor da tensão no PCC
$u^*$	Vetor de referência de tensão
$v$	Vetor da tensão terminal do Conversor Síncrono
$v^*$	Referência de tensão
$v_m$	Amplitude da tensão $v$
$V_d, V_q$	Tensões da rede em coordenadas $dq$
$V_{dc}$	Tensão do barramento CC
$v_g$	Tensão da rede
$v'_{fd}$	Tensão de excitação do campo
$v_a, v_b, v_c$	Tensões no capacitor $C_f$
$v_{ds}^r, v_{qs}^r$	Tensões no estator em coordenadas $dq$
$v_f$	Tensão de pico sobre o capacitor $C_f$
$v_\alpha, v_\beta$	Tensões no capacitor $C_f$ em coordenadas $\alpha\beta$
$V_F$	Valor da tensão em regime de $v_f$
$V_{NL}$	Tensão à vazio
$v_d^*$	Referência de tensão de eixo $d$

$v_{\alpha PCC}, v_{\beta PCC}$	Tensões no PCC em coordenadas $\alpha\beta$
$X$	Reatância virtual de saída do SPC
$\frac{d\Delta\omega}{dt}$	Taxa de variação da frequência angular
$\Delta\omega$	Variação da frequência angular
$\Delta\omega_o$	Variação da frequência em torno do valor nominal
$\Delta\omega_{o,max}$	Variação máxima da frequência em regime permanente
$\zeta$	Coeficiente de amortecimento
$\theta$	Ângulo de rotação
$\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$	Fluxo concatenado por fase
$\lambda_f$	Fluxo concatenado no enrolamento de campo
$\lambda_{ds}^r, \lambda_{qs}^r$	Fluxo concatenado do estator em coordenadas $dq$
$\lambda'_{fd}$	Fluxo concatenado rotórico
$\phi$	Fluxo da máquina
$\omega$	Frequência angular rotórica
$\omega^*$	Referência de frequência angular
$\omega_g$	Frequência angular da rede
$\omega_n$	Frequência angular não-amortecida
$\omega_r$	Frequência angular rotórica
$\omega_e$	Frequência angular nominal
$\omega^*$	Referência de frequência angular

## Lista de Figuras

Figura 1.1 – Migração da malha elétrica dominada por geradores rotativos para a dominada por inversores. Fonte: adaptado de [5].	20
Figura 2.1 – Conceito básico da VISMA. Fonte: adaptado de [13].	24
Figura 2.2 – Modelo da máquina síncrona para a VISMA. Fonte: adaptado de [14].	26
Figura 2.3 – Estrutura de controle do Conversor Síncrono. Fonte: adaptado de [17].	29
Figura 2.4 – Estrutura de controle do Conversor Síncrono com malhas de controle de $P_e$ e de $Q$ . Fonte: adaptado de [18].	30
Figura 2.5 – Modelo da máquina síncrona virtual desenvolvido pelo IEPE. Fonte: adaptado de [22].	32
Figura 2.6 – Modelo desenvolvido pelo Laboratório ISE. Fonte: adaptado de [26].	33
Figura 2.7 – Fluxograma para solução da equação de balanço de potência e de frequência utilizando-se o método de Runge-Kutta. Fonte: adaptado de [29].	34
Figura 2.8 – Estrutura geral de controle do SPC. Fonte: adaptado de [31].	35
Figura 2.9 – Estrutura geral de controle de um VSG. Fonte: adaptado de [35].	38
Figura 2.10 – Estrutura geral de controle desenvolvida pelo projeto VSYNC. Fonte: adaptado de [37].	39
Figura 2.11 – Diagrama esquemático de simulação do Conversor Síncrono e do SPC conectados à rede elétrica. Fonte: Autor.	42
Figura 2.12 – Resposta dinâmica da frequência para o SPC e para o Conversor Síncrono no instante que são conectados à rede elétrica. Fonte: Autor.	43
Figura 2.13 – Resposta dinâmica da potência ativa para o SPC e o Conversor Síncrono no instante que são conectados à rede elétrica. Fonte: Autor.	44
Figura 3.1 – Estrutura detalhada do conversor VSM proposto operando sozinho ou em paralelo com outros conversores VSM. Fonte: Autor.	46
Figura 3.2 – Diagrama de blocos da carga virtual RC. Fonte: Autor.	49
Figura 3.3 – Modelo completo representando a parte elétrica do conversor VSM. Fonte: Autor.	50
Figura 3.4 – Modelo representando a parte mecânica do conversor VSM. Fonte: Autor.	52
Figura 3.5 – Dinâmica da tensão de pico no capacitor. Fonte: Autor.	53

Figura 3.6 – Comparativo entre as dinâmicas da tensão pelo modelo completo e pelo modelo aproximado de primeira ordem. Fonte: Autor. ....	54
Figura 3.7 – Dinâmica da frequência do conversor VSM a um degrau de $P_m$ . Fonte: Autor. ....	58
Figura 3.8 – Comparativo entre as dinâmicas da frequência pelo modelo completo e pelo modelo aproximado de primeira ordem. Fonte: Autor. ....	59
Figura 3.9 – Diagrama de blocos para projeto do controlador da frequência do conversor VSM que será colocado em paralelo. Fonte: Autor. ....	59
Figura 3.10 – Diagrama de blocos para projeto do controlador da fase do conversor VSM que será colocado em paralelo. Fonte: Autor. ....	61
Figura 3.11 – Estrutura detalhada do conversor VSM proposto operando conectado à rede elétrica. Fonte: Autor. ....	63
Figura 4.2 – Diagrama esquemático da operação em paralelo dos conversores VSM. Fonte: Autor. ....	67
Figura 4.3 – Resposta dinâmica da frequência para conversores VSM no instante do paralelismo. Fonte: Autor. ....	68
Figura 4.4 – Resposta dinâmica da potência ativa para conversores VSM no instante do paralelismo. Fonte: Autor. ....	69
Figura 4.5 – Resposta dinâmica da potência reativa para conversores VSM no instante do paralelismo. Fonte: Autor. ....	70
Figura 4.6 – Resposta dinâmica das correntes de saída na fase ‘a’ para conversores VSM no instante do paralelismo. Fonte: Autor. ....	70
Figura 4.7 – Diagrama esquemático da operação do conversor VSM conectado à rede elétrica. Fonte: Autor. ....	71
Figura 4.8 – a) Tensão no PCC e corrente injetada na rede em uma das fases e b) visão ampliada das variáveis de tensão e corrente Fonte: Autor. ....	72
Figura 4.9 – Potências injetada na rede e absorvida pela carga em uma das fases. Fonte: Autor. ....	73
Figura 4.10 – Corrente em uma das fases na carga. Fonte: Autor. ....	73
Figura 4.11 – a) Tensão no PCC e corrente injetada na rede em uma das fases e b) visão ampliada das variáveis de tensão e corrente Fonte: Autor. ....	74
Figura 4.12 – Resposta dinâmica da potência produzida pelo conversor VSM, potência fornecida/absorvida pela rede e potência absorvida pela carga para uma carga com potência maior que a potência nominal do conversor VSM. Fonte: Autor. ....	75

Figura 4.13 – Resposta dinâmica de $fr$ quando o conversor VSM é desconectado da rede. Fonte: Autor.....	76
Figura 4.14 – Resultados experimentais em regime permanente com carga de 1500 W na saída do conversor VSM. Fonte: Autor. ....	78
Figura 4.15 – Componentes harmônicas e THD de uma das fases de saída do conversor VSM. Fonte: Autor. ....	78
Figura 4.16 – Resultados experimentais em regime transitório da corrente dos conversores VSM e da corrente de carga operando em paralelo. Fonte: Autor. ....	79
Figura 4.17 – Resultados experimentais em regime permanente da corrente dos conversores VSM e da corrente de carga operando em paralelo. Fonte: Autor. ....	80
Figura 4.18 – Componentes harmônicas e THD de uma das fases de saída dos conversores VSM operando em paralelo. Fonte: Autor. ....	81
Figura B.1 – Esquema do inversor <i>Semikron</i> . Fonte: [41]. ....	92
Figura B.2 – <i>LaunchPad</i> F28379. Fonte: [42]. ....	92
Figura B.3 – a) Sensor de tensão LV 20-P e b) Sensor de corrente CSNF161. Fonte: [43] e [44]. ....	93
Figura B.4 – Circuito de medição e condicionamento dos sinais de tensão e corrente. Fonte: Autor.....	94
Figura B.5 – Circuito de medição de sinais digitais. Fonte: Autor .....	94
Figura B.6 – Circuito para acionamento de relé. Fonte: Autor .....	95
Figura B.7 – Circuito utilizado como <i>buffer</i> de tensão para o <i>driver</i> PWM. Fonte: Autor .....	95
Figura B.8 – Ambiente gráfico de desenvolvimento solidThinking Embed. Fonte: Autor .....	96
Figura B.9 – Diagrama de comando dos contadores. Fonte: Autor .....	97
Figura B.10 – Montagem experimental completa com os conversores VSM. Fonte: Autor.....	98
Figura B.11 – Placa de aquisição e condicionamento de sinais do conversor VSM 1. Fonte: Autor.....	98
Figura B.12 – Placa de aquisição e condicionamento de sinais do conversor VSM 2. Fonte: Autor.....	99
Figura B.13 – Montagem prática do filtro LCL. Fonte: Autor.....	99
Figura B.14 – Quadro de lâmpadas incandescentes utilizado como carga. Fonte: Autor .....	100

## Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Resumo das técnicas que implementam conversores VSM. ....	40
Tabela 2.2 – Parâmetros da rede e dos inversores. ....	42
Tabela 2.3 – Ganhos do controlador <i>PR</i> para largura de faixa de 500 Hz. ....	43
Tabela 3.1 – Parâmetros do sistema. ....	47
Tabela 3.2 – Parâmetros elétricos e mecânicos do conversor VSM. ....	53
Tabela 3.3 – Ganhos do controlador PI de tensão. ....	55
Tabela 3.4 – Ganhos do controlador PI de frequência. ....	60
Tabela 3.5 – Ganhos do controlador PI de fase. ....	61
Tabela 3.6 – Ganhos do controlador PI de <i>Q<sub>med</sub></i> . ....	62
Tabela 4.1 – Parâmetros de simulação do sistema. ....	67
Tabela 4.2 – Parâmetros do circuito de potência dos protótipos. ....	77
Tabela B.1 – Principais características do módulo de potência utilizado. ....	91



# Sumário

Capítulo 1 .....	19
1. INTRODUÇÃO .....	19
1.1. Contextualização.....	19
1.2. Motivação e Justificativa .....	21
1.3. Objetivos.....	22
1.4. Organização do Trabalho .....	22
Capítulo 2 .....	23
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	23
2.1. Introdução .....	23
2.2. Modelo baseado em máquina síncrona.....	23
2.2.1. <i>VISMA</i> .....	23
2.2.2. <i>Conversores Síncronos</i> .....	26
2.2.3. <i>Topologia IEPE</i> .....	31
2.3. Modelo baseado na equação de balanço de potência e de frequência .....	32
2.3.1. <i>Topologia do Laboratório ISE</i> .....	33
2.3.2. <i>SPC</i> .....	35
2.4. Modelo baseado na resposta de frequência e potência .....	37
2.4.1. <i>VSG</i> .....	37
2.4.2. <i>Projeto VSYNC</i> .....	39
2.5. Análise comparativa .....	40
2.5.1. Resumo .....	40
2.5.2. Resultados de simulação.....	41
2.6. Conclusões .....	44
Capítulo 3 .....	45
3. ESTRATÉGIA PROPOSTA PARA EMULAR MÁQUINA SÍNCRONA VIRTUAL.....	45
3.1. Introdução .....	45
3.2. Descrição do sistema .....	45
3.2.1. <i>Equações elétricas do conversor VSM</i> .....	47
3.2.2. <i>Equação mecânica do conversor VSM</i> .....	50
3.2.3. <i>Controle da tensão no capacitor do filtro LCL</i> .....	52
3.2.4. <i>Droop Q</i> .....	55
3.2.5. <i>Droop P</i> .....	56

3.3.	Operação de conversores VSM em paralelo .....	57
3.4.	Operação do conversor VSM conectado à rede elétrica .....	61
3.5.	Conclusões .....	64
Capítulo 4	.....	66
4.	RESULTADOS E DISCUSSÕES .....	66
4.1.	Introdução .....	66
4.2.	Resultados de simulações .....	66
4.2.1.	<i>Operação em paralelo</i> .....	66
4.2.2.	<i>Operação conectado à rede elétrica (“barramento infinito”)</i> .....	70
4.3.	Resultados experimentais .....	76
4.3.1.	<i>Conversor VSM alimentando uma carga</i> .....	77
4.3.2.	<i>Conversores VSM operando em paralelo</i> .....	79
4.4.	Conclusões .....	81
Capítulo 5	.....	83
5.	CONCLUSÕES GERAIS E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS ....	83
Referências	.....	85
APÊNDICE A	.....	89
A.	PROJETO DO FILTRO LCL .....	89
APÊNDICE B	.....	91
B.	MONTAGEM EXPERIMENTAL .....	91
B.1	Módulo de potência .....	91
B.2	Processador digital de sinais – DSP .....	92
B.3	Placa de condicionamento e aquisição de sinais .....	93
B.4	Ambiente de programação gráfica .....	95
B.5	Circuitos de acionamento do módulo de potência .....	96
B.6	Fotos da montagem experimental .....	97

# Capítulo 1

---

## 1. INTRODUÇÃO

### 1.1. Contextualização

A utilização da energia elétrica é uma necessidade básica para muitos seres humanos (para iluminação, por exemplo) e a sua geração com o intuito de suprir a demanda da população mundial atual torna-se um grande desafio. No entanto, estima-se que no Brasil, um milhão de pessoas ainda não têm acesso à rede de energia elétrica [1]. Para algumas dessas pessoas, o acesso à energia elétrica via concessionária pode não ser possível devido ao seu isolamento dos centros de distribuição, logo, a utilização de fontes de energias renováveis (RES, do inglês: *Renewable Energy Sources*) se torna uma alternativa potencialmente viável.

O termo microrrede está fortemente ligado às RES e, de acordo com a literatura, uma microrrede pode ser definida como um grupo de cargas interconectadas e recursos de geração e armazenamento de energia distribuídos dentro de limites elétricos claramente definidos que atuam como uma única entidade controlável em relação à rede elétrica. Uma microrrede pode se conectar e desconectar da rede elétrica para permitir que ela opere em ambos os modos: interligado e isolado [2].

No modo de operação interligado, o controle da tensão e da frequência do sistema elétrico da microrrede é feito pela rede elétrica convencional existente, que geralmente pode ser considerada como uma fonte de potência infinita diante da microrrede. No modo de operação isolado, a microrrede precisa gerar e controlar sua própria tensão e, se operar em CA, também precisa controlar a frequência [3]. Sendo que quando operando isolado e em CA, a microrrede deve manter os valores de tensão e frequência regulados segundo os padrões estabelecidos para a rede convencional de distribuição de energia [4].

O crescente desenvolvimento das RES está fazendo com que a malha elétrica anteriormente dominada por geradores rotativos tenda a migrar para um cenário em que há cada vez mais a presença de inversores [5], embora a grande maioria da geração continue ainda sendo feita por grandes geradores. Na Figura 1.1 é ilustrada a transição da

malha elétrica dominada por geradores rotativos para uma malha dominada por inversores.



Figura 1.1 – Migração da malha elétrica dominada por geradores rotativos para a dominada por inversores. Fonte: adaptado de [5].

Até o fim do ano de 2015, a instalação global de geradores eólicos e fotovoltaicos excederam 400 GW e 200 GW, respectivamente [6]. A geração a partir de RES geralmente necessita de inversores com a finalidade de compatibilizar a energia gerada com os padrões normalizados e formar a rede elétrica em sistemas isolados, no entanto, estes não fornecem qualquer resposta inercial mecânica e, conseqüentemente, podem comprometer a estabilidade do sistema elétrico [7], [8], [9]. Esse problema ocorre porque sempre que houver uma diferença entre a geração e o consumo em um sistema de energia, os geradores (inversores) não podem responder instantaneamente para balancear o sistema novamente. Nos sistemas convencionais, a energia cinética armazenada nos rotores dos geradores eletromecânicos é responsável por mitigar esse desequilíbrio através da resposta inercial até que o controle primário de frequência seja ativado. Como há uma penetração cada vez maior de RES, a característica de resposta inercial do sistema está decrescendo [5].

## 1.2. Motivação e Justificativa

Uma vez que a inserção das RES diminui a inércia do lado da microrrede, torna-se interessante fazer com que um inversor se comporte como se fosse uma máquina síncrona, emulando suas características elétricas e mecânicas. Desta forma, pode-se evitar que variações bruscas de carga e/ou geração e, conseqüentemente, de frequência em regime transitório possam conseqüentemente levar o sistema a instabilidade e ao seu desligamento.

De acordo com a norma ISO 8528-5, é recomendado que a frequência de uma microrrede operando no modo isolado deva se manter dentro de  $\pm 2,5\%$  da frequência nominal (por exemplo,  $\pm 1,5$  Hz para um sistema a 60 Hz) [10]. Segundo a norma IEEE Std 446-1995, que trata de sistemas elétricos de emergência, considera-se aceitável uma variação de frequência entre 0,5 e 1 % da frequência nominal de 60 Hz [11].

Essa possibilidade de operação das microrredes isoladas dentro de uma margem aceitável de frequência variável faz do controle *droop* uma interessante técnica a ser utilizada para o controle primário de frequência. No entanto, a resposta transitória de frequência pela técnica *droop* pode não ser adequada em sistemas onde se deseja uma variação mais suave da frequência [12].

Em virtude disso, diversos projetos com diferentes nomenclaturas e diferentes implementações práticas vêm sendo realizados ao longo dos anos com o intuito de fazer com que inversores operem como máquinas síncronas virtuais (VSM, do inglês: *Virtual Synchronous Machines*).

Portanto, este trabalho propõe uma técnica de controle aplicada a inversores (conversores VSM) visando a alteração da resposta dinâmica dos parâmetros elétricos (frequência, tensão, potência ativa e reativa geradas e etc.) destes conversores. Visto que a teoria sobre máquinas síncronas já está bastante consolidada na literatura, este conversor se apossa das boas características que este tipo de máquina tem a oferecer. Além deste conversor ser do tipo formador de rede, ele também oferece suporte a esta, como a regulação de potência ativa – frequência e potência reativa – tensão.

### **1.3. Objetivos**

O objetivo principal deste trabalho é modelar e implementar uma técnica de controle aplicada a inversor para que ele opere como um conversor VSM, permitindo que ele emule as características elétricas e mecânicas de uma máquina síncrona.

Os objetivos específicos são:

- Analisar o comportamento dinâmico de técnicas que emulem o comportamento de máquinas síncronas;
- Analisar o comportamento dinâmico de conversores VSM em diferentes modos de operação, tais como, operando isoladamente, dois ou mais conversores em paralelo e conectados à rede elétrica, utilizando a plataforma Simulink do MATLAB;
- Projetar, montar e testar o conversor VSM proposto num sistema real.

### **1.4. Organização do Trabalho**

No capítulo 2 é apresentada uma revisão bibliográfica sobre técnicas que emulam conversores VSM. São abordadas características que permitem classificar essas técnicas.

No capítulo 3 é desenvolvida a fundamentação teórica do conversor VSM proposto. É apresentado o desenvolvimento dos blocos que o compõe.

No capítulo 4 são apresentados os resultados de simulação e experimentais. São apresentados resultados de simulação de conversores VSM operando em paralelo e de um conversor operando conectado à rede elétrica. Por último, são apresentados os resultados experimentais obtidos em laboratório do conversor VSM em funcionamento.

Finalmente, no capítulo 5 são apresentadas as conclusões gerais e sugestões para trabalhos futuros.

## Capítulo 2

---

### 2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

#### 2.1. Introdução

Como foi mencionado no capítulo anterior, um conversor VSM pode ser definido como sendo um conversor eletrônico (inversor) operando como se fosse uma máquina síncrona, emulando suas características elétricas e mecânicas. No entanto, há na literatura diversos trabalhos com o objetivo de implementar conversores VSM, e a partir da estrutura de controle utilizada torna-se possível classificá-los em determinados grupos.

Este capítulo apresenta algumas das técnicas clássicas de controle utilizadas para implementação de conversor VSM e o grupo no qual elas se encontram.

#### 2.2. Modelo baseado em máquina síncrona

Neste modelo, as técnicas utilizadas para emular um conversor VSM levam em consideração um modelo bem detalhado e completo da máquina síncrona, que compreendem as equações elétricas e mecânica da mesma. Basicamente, o objetivo dessas técnicas é reproduzir o modelo da máquina síncrona no conversor VSM. Algumas das principais técnicas encontradas na literatura são: Máquinas Síncronas Virtuais (VISMA, do inglês: *Virtual Synchronous Machines*), Conversores Síncronos (do inglês: *Synchronverters*) e a topologia do IEPE (do inglês: *Institute of Electrical Power Engineering*), pertencente à Universidade Técnica de Clausthal situada na Alemanha, que é uma variação da VISMA.

##### 2.2.1. VISMA

A primeira topologia de conversor VSM foi proposta por Hans-Peter Beck e Ralf Hesse em 2007, e foi denominada de VISMA [13]. Na Figura 2.1 é apresentado o conceito básico da VISMA, que se baseia no princípio de combinar as vantagens dinâmicas de um inversor com as propriedades estáticas e dinâmicas oferecidas pela máquina síncrona.

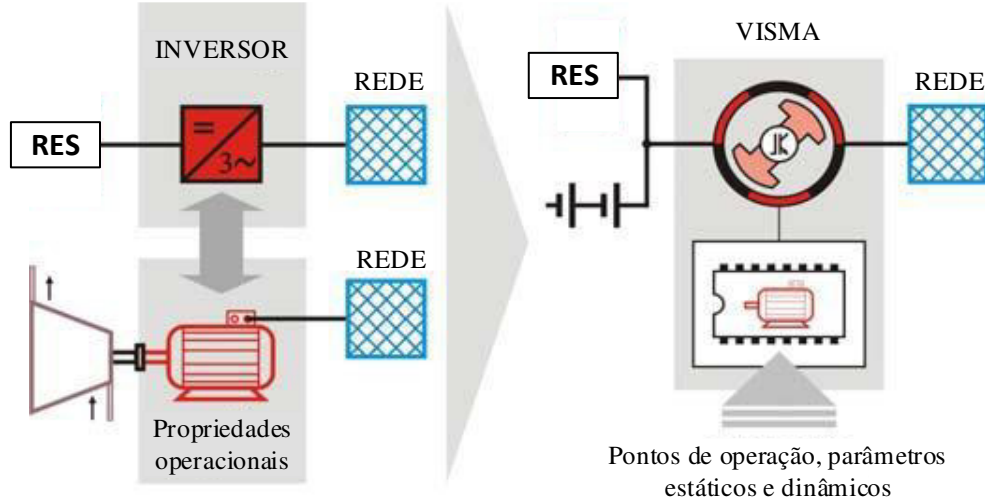


Figura 2.1 – Conceito básico da VISMA. Fonte: adaptado de [13].

Nesta topologia, as tensões da rede são medidas com o intuito de sincronizar a corrente a ser injetada na mesma. A amplitude desta corrente depende da disponibilidade das fontes primárias de energia. O controlador de corrente utilizado é do tipo histerese que gera as referências de tensão para a entrada do bloco PWM do inversor. Numa máquina síncrona as equações que governam o estator são dadas por (2.1) - (2.4) [14]:

$$e_1 - u_1 = i_1 r_s + L_s \frac{di_1}{dt} \quad (2.1)$$

$$e_2 - u_2 = i_2 r_s + L_s \frac{di_2}{dt} \quad (2.2)$$

$$e_3 - u_3 = i_3 r_s + L_s \frac{di_3}{dt} \quad (2.3)$$

$$e - u_{rede} = i^* r_s + L_s \frac{di^*}{dt} \quad (2.4)$$

Sendo  $e = [e_1 \ e_2 \ e_3]^T$  o vetor que representa a força eletromotriz induzida (EMF, do inglês: electromotive force) nos enrolamentos do estator,  $u_{rede} = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T$  é o vetor de tensão no ponto de acoplamento comum (PCC, do inglês: *point of common coupling*),  $r_s$  é a resistência do estator,  $L_s$  a indutância do estator e  $i^* = [i_1 \ i_2 \ i_3]^T$  é o vetor de referência de corrente para o controle por histerese, que pode ser calculado a partir de (2.5). O operador diferencial é dado por  $p = \frac{d}{dt}$ .

$$i^*(p) = \frac{e(p) - u_{rede}(p)}{r_s + L_s p} \quad (2.5)$$



As equações que regem o rotor são dadas por (2.6) - (2.8) [14]:

$$T_m - T_e = \frac{1}{J} \frac{d\omega}{dt} + K_d f(p) \frac{d\omega}{dt} \quad (2.6)$$

$$T_e = \frac{P_e}{\omega} \quad (2.7)$$

$$\theta = \int \omega dt \quad (2.8)$$

Sendo  $J$  o momento de inércia,  $K_d$  o fator de amortecimento viscoso mecânico,  $f(p)$  o termo de compensação de fase (ele garante que a força de amortecimento virtual neutralize qualquer movimento de oscilação do rotor em fase oposta),  $\omega$  a frequência angular dada em radianos mecânicos por segundo,  $\theta$  o ângulo de rotação,  $T_e$  e  $T_m$  são os conjugados elétrico e mecânico, respectivamente. A EMF induzida é dada por uma amplitude ajustável ( $E_p$ ) e em função de  $\theta$ , como pode ser visto em (2.9).

$$e = E_p \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

A partir das equações (2.1) - (2.9) torna-se possível obter um modelo matemático que represente a máquina síncrona. Na Figura 2.2 é apresentado este modelo.

Visto que esta topologia funciona como uma fonte de corrente, ela apresenta a desvantagem de operar somente conectado à rede elétrica, não permitindo desta forma a operação de forma isolada. No entanto, os autores em [15], [16], apresentam uma variação da VISMA que permite que ela opere de forma isolada. Basicamente, são adicionados capacitores no filtro do inversor formando desta forma um filtro LC, com o objetivo de realimentar as tensões no capacitor ao modelo da VISMA. Além disso, são implementadas malhas de regulação de frequência e de tensão com o objetivo de fazer com que a VISMA opere de forma estável (fornecendo desta forma referências de tensão e de frequência), uma vez que somente a adição de capacitores não garante a sua estabilidade.

Uma vantagem que a VISMA oferece é que pelo fato desta possuir controle de corrente, e caso alguma condição de operação anormal ocorra (por exemplo, curto-

circuito na carga), a corrente de saída do conversor será limitada em função do saturador do controlador de corrente, evitando desta forma danos ao sistema como um todo.

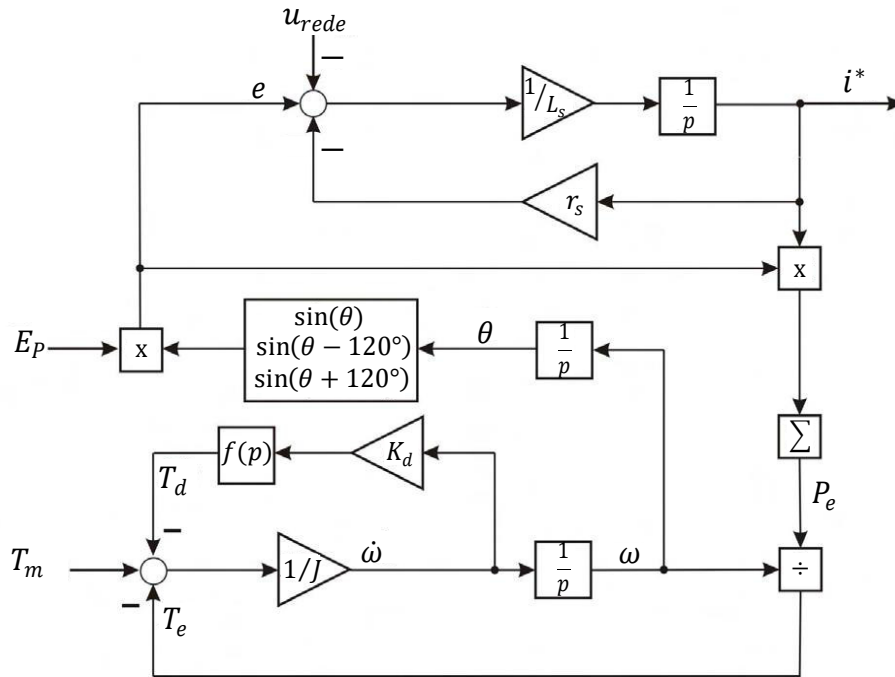


Figura 2.2 – Modelo da máquina síncrona para a VISMA. Fonte: adaptado de [14].

### 2.2.2. Conversores Síncronos

Outra topologia baseada em máquina síncrona é o Conversor Síncrono, que foi desenvolvido por Qing-Chang e George Weiss em 2011 [17]. Vale ressaltar que essa topologia já havia sido proposta pelos mesmos autores em 2009, no entanto foi denominada como geradores síncronos estáticos (SSG, do inglês: *Static Synchronous Generators*) [18].

O Conversor Síncrono inclui o modelo matemático de uma máquina síncrona e se comporta como um gerador síncrono operando como fonte de tensão. Seu controlador é basicamente um controle de potência com capacidade integrada de regulação de tensão e frequência, de modo que ele se torna apto a realizar controle de potências ativa e reativa e regulações de frequência e tensão [19].

Como foi mencionado anteriormente, o Conversor Síncrono é modelado como um gerador síncrono, portanto, algumas considerações devem ser feitas para que a sua

modelagem possa ser realizada. É assumido que o Conversor Síncrono é de rotor cilíndrico, sem enrolamentos amortecedores no rotor, número de polos igual a dois e que os efeitos da saturação magnética no núcleo são desprezados [17]. Estas suposições simplificadoras não afetam em nada o desempenho esperado do conversor, pelo contrário, facilita a emulação da máquina síncrona.

As indutâncias mútuas entre o enrolamento do campo e cada um dos enrolamentos do estator são dadas por (2.10) - (2.12), sendo  $\theta$  o ângulo do rotor.

$$L_{af} = M_f \cos(\theta) \quad (2.10)$$

$$L_{bf} = M_f \cos(\theta - 120^\circ) \quad (2.11)$$

$$L_{cf} = M_f \cos(\theta - 240^\circ) \quad (2.12)$$

As equações dos fluxos concatenados em cada fase e no enrolamento de campo são obtidas a partir da corrente no próprio enrolamento e nos demais enrolamentos, que são dadas por (2.13) - (2.16).

$$\lambda_a = Li_a - M(i_b + i_c) + L_{af}i_f \quad (2.13)$$

$$\lambda_b = Li_b - M(i_a + i_c) + L_{bf}i_f \quad (2.14)$$

$$\lambda_c = Li_c - M(i_b + i_a) + L_{cf}i_f \quad (2.15)$$

$$\lambda_f = L_f i_f + L_{af}i_a + L_{bf}i_b + L_{cf}i_c \quad (2.16)$$

Sendo  $i_a, i_b, i_c$  as correntes em cada uma das fases do estator,  $i_f$  a corrente do enrolamento de campo,  $L$  a indutância própria do enrolamento de armadura,  $M$  as indutâncias mútuas entre cada enrolamento de armadura e  $L_f$  a indutância própria do enrolamento de campo. Definindo  $i = [i_a \ i_b \ i_c]^T$  como sendo o vetor de corrente,  $\lambda = [\lambda_a \ \lambda_b \ \lambda_c]^T$  o vetor de fluxo concatenado,  $i_a + i_b + i_c = 0$  e  $L_s = L + M$ , pode-se reescrever a equação de fluxo concatenado como (2.17).

$$\lambda = L_s i + M_f i_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta - 240^\circ) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Desta forma, o vetor da tensão terminal  $v = [v_a \ v_b \ v_c]^T$  pode ser determinado a partir de (2.18):

$$v = -r_s i - \frac{d\lambda}{dt} = -r_s i - L_s \frac{di}{dt} + e \quad (2.18)$$

Sendo  $r_s$  a resistência de armadura e  $e = [e_a \ e_b \ e_c]^T$  o vetor de força eletromotriz induzida, que pode ser equacionado como (2.19).

$$e = -M_f i_f \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - 120^\circ) \\ \sin(\theta - 240^\circ) \end{bmatrix} + M_f \frac{di_f}{dt} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta - 240^\circ) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

É assumido que o enrolamento de campo é alimentado por uma fonte de corrente contínua, portanto, a segunda parte de (2.19) torna-se nula [17]. Em (2.20) é apresentada a equação que representa a tensão interna gerada.

$$e = -M_f i_f \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - 120^\circ) \\ \sin(\theta - 240^\circ) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

As equações citadas anteriormente modelam a parte elétrica do Conversor Síncrono, faltando desta forma a modelagem da parte mecânica do mesmo, que é governada pela equação (2.21).

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_m - T_e - K_d \omega \quad (2.21)$$

Uma forma de se obter  $T_e$  é a partir da razão entre a potência ativa instantânea ( $P_e$ ) e  $\omega$ . Nas equações (2.22) e (2.23) é apresentado o seu equacionamento [20].

$$P_e = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = -e^T i = -M_f i_f \omega \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - 120^\circ) \\ \sin(\theta - 240^\circ) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$T_e = \frac{P_e}{\omega} = -M_f i_f \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - 120^\circ) \\ \sin(\theta - 240^\circ) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Falta então uma equação que caracterize a potência reativa ( $Q$ ). Em [17], ela é definida a partir de uma variável  $e_q$  que possui a mesma amplitude de  $e$ , porém, defasada de  $90^\circ$ . Em (2.24) é apresentada a expressão que equaciona  $e_q$  e em (2.25) a que equaciona a potência reativa.

$$e_q = -M_f i_f \omega \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta - 240^\circ) \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$Q = -M_f i_f \omega \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta - 240^\circ) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Na Figura 2.3 é apresentada a estrutura de controle de um Conversor Síncrono, que compreende basicamente a solução dinâmica das equações que representam as características elétricas e mecânicas do gerador síncrono.

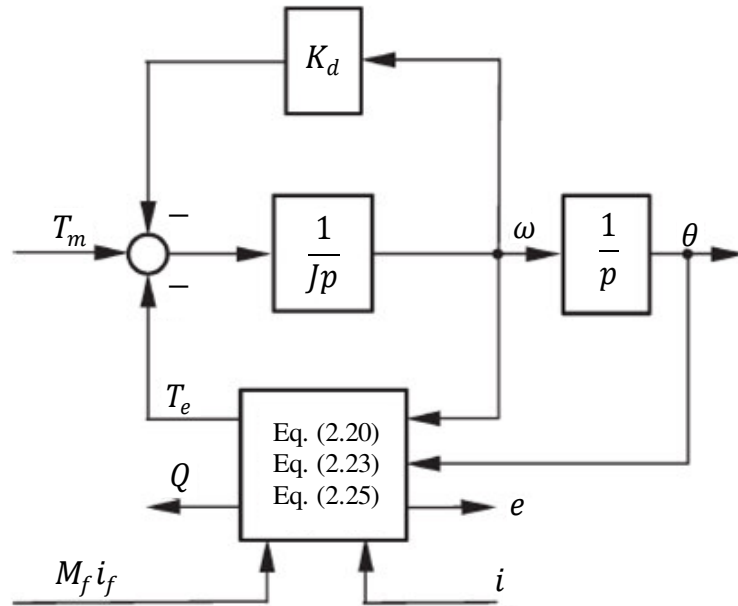


Figura 2.3 – Estrutura de controle do Conversor Síncrono. Fonte: adaptado de [17].

Como foi mencionado anteriormente, o Conversor Síncrono tem a capacidade de regular as potências ativa e reativa, portanto, as malhas de controle de tais variáveis devem ser adicionadas à sua estrutura. Na Figura 2.4 é apresentado o diagrama de controle contendo as malhas que permitem o controle de  $P_e$  e de  $Q$ , que são basicamente regidas pelas equações de controle *droop* apresentadas em (2.26) e (2.27).

$$T_d = (\omega^* - \omega)K_d \quad (2.26)$$

$$Q_d = (v^* - v_m)K_q \quad (2.27)$$

Sendo  $T_d$  o conjugado produzido pela equação de *droop*,  $\omega^*$  a referência de frequência angular,  $Q_d$  a potência reativa também fornecida pela equação de *droop*,  $v^*$  a referência de tensão,  $v_m$  a amplitude da tensão  $v$  medida no *hardware* do inversor e  $K_q$  o coeficiente *droop* de tensão.

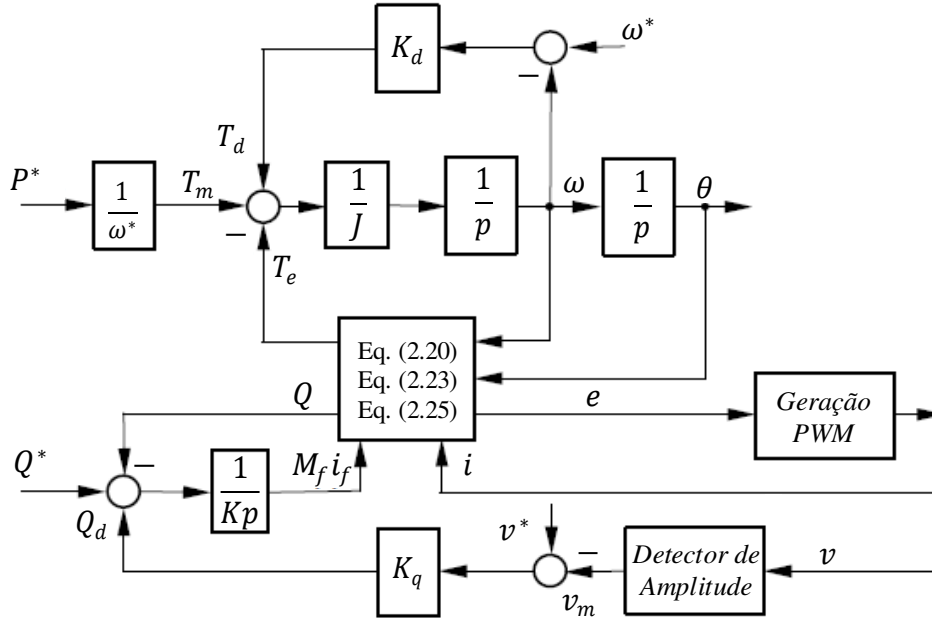


Figura 2.4 – Estrutura de controle do Conversor Síncrono com malhas de controle de  $P_e$  e de  $Q$ . Fonte: adaptado de [18].

Na malha de controle de potência ativa percebe-se que  $T_m$  é obtido a partir da razão entre  $P^*$  (potência de referência) e  $\omega^*$ . Observa-se também que  $K_d$  exerce o papel do coeficiente *droop* de frequência, o qual pode ser obtido a partir de (2.28).

$$K_d = -\frac{\Delta T}{\Delta \omega} \quad (2.28)$$

Sendo  $\Delta T$  a variação no conjugado que atua sobre o rotor virtual e  $\Delta \omega$  o desvio de frequência. A equação (2.28) apresenta um sinal negativo com o objetivo de tornar  $K_d$  positivo.

Completando a parte superior da estrutura de controle apresentada na Figura 2.4 há a geração do ângulo  $\theta$ , que deve ser limitado em  $2\pi$  através de um *reset* para evitar-se *overflow* numérico.

O controle da potência reativa, apresentado na parte inferior da Figura 2.4, é realizado de forma similar ao feito no controle da potência ativa. A variável  $K_q$  exerce o papel do coeficiente *droop* de tensão, que pode ser encontrado a partir de (2.29).

$$K_q = -\frac{\Delta Q}{\Delta v} \quad (2.29)$$

Sendo  $\Delta Q$  a variação na potência reativa e  $\Delta v$  o desvio da amplitude da tensão. A equação (2.29) apresenta um sinal negativo com o objetivo de tornar  $K_q$  positivo. A obtenção de  $M_f i_f$  é através de um integrador com ganho  $\frac{1}{K}$ , e finalizando a parte inferior de sua estrutura de controle, há a diferença entre  $v^*$  e  $v_m$ . Uma forma de se obter  $v_m$  é a apresentada na equação (2.30) [21].

$$v_m = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{-(v_a v_b + v_b v_c + v_c v_a)} \quad (2.30)$$

E por último, a tensão interna  $e$  gerada é a referência aplicada num bloco PWM para geração dos sinais de comando das chaves de potência do inversor.

Visto que o Conversor Síncrono opera como uma fonte de tensão, ele é capaz de funcionar de forma isolada. E quando operado de forma conectado à rede, a malha de captura de fase (PLL, do inglês: *Phase-Locked Loop*) é utilizada somente para a sincronização com a rede, no entanto, os autores em [19] propuseram uma metodologia de sincronização do Conversor Síncrono com a rede sem a utilização de PLL.

Uma limitação que pode ser percebida nesta topologia é a ausência de proteção contra sobrecorrente, necessitando desta forma de proteção externa para operação segura.

### 2.2.3. Topologia IEPE

Outra topologia também baseada no modelo de uma máquina síncrona é a desenvolvida pelo IEPE, que é basicamente uma VISMA operando como fonte de tensão. A equação que rege a parte mecânica desta técnica é a mesma da topologia VISMA, bem como as equações elétricas. No entanto, diferentemente da VISMA, não são as tensões da rede que são medidas, e sim as correntes, portanto a equação (2.5) sofre uma alteração nesta topologia sendo reescrita como (2.31).

$$u^*(p) = e(p) - i(p)(r_s + L_s p) \quad (2.31)$$

Sendo  $u^*$  o vetor de referência de tensão para o bloco PWM,  $i$  o vetor das correntes medidas no PCC e as demais variáveis são exatamente as mesmas citadas na seção 2.2.1 (*VISMA*). Na Figura 2.5 é apresentado o modelo da máquina síncrona virtual desenvolvido pelo IEPE [22]:

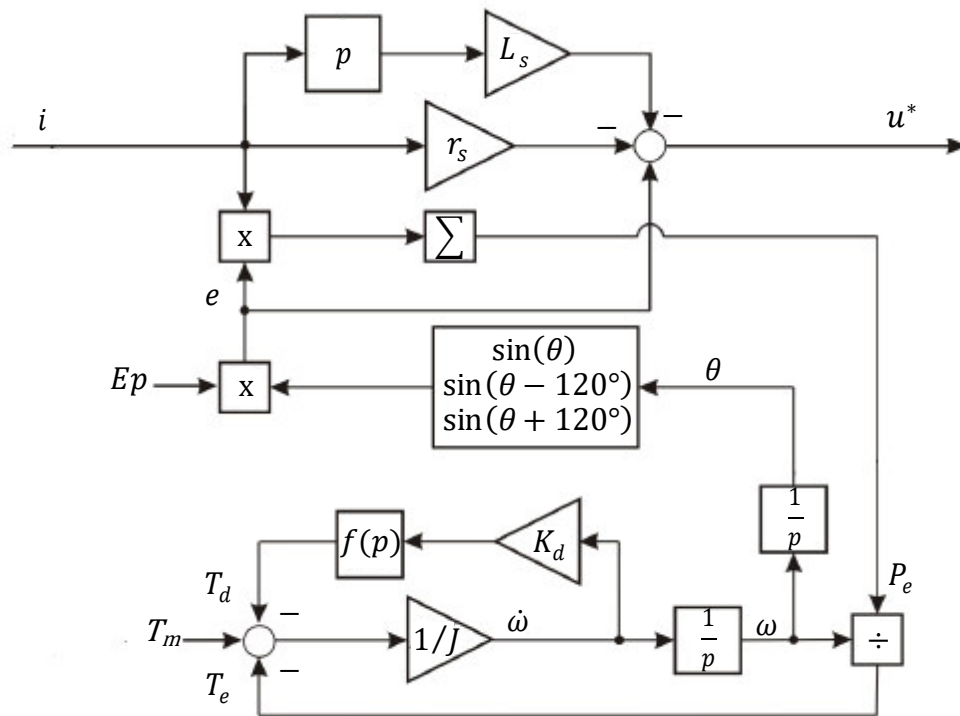


Figura 2.5 – Modelo da máquina síncrona virtual desenvolvido pelo IEPE.

Fonte: adaptado de [22].

Esta topologia tem a capacidade de operar de forma isolada sem a necessidade da adição de capacitores como foi feita na VISMA, porém os reguladores de frequência e tensão devem ainda ser utilizados para que o conversor continue operando ininterruptamente. Um dos problemas desta topologia é a necessidade da utilização de derivada na medição das correntes, uma vez que a derivada amplifica os ruídos, os quais podem estar presentes nos sinais medidos.

### 2.3. Modelo baseado na equação de balanço de potência e de frequência

Ao contrário do modelo baseado em máquina síncrona para emular um conversor VSM, que contém muitos detalhes, nesta categoria é utilizada apenas a equação de



balanço de Potência-Frequência para emular a inércia de uma máquina síncrona [23], [24]. Algumas das topologias que utilizam esse modelo para emular um conversor VSM são a Topologia do Laboratório ISE e o Controlador de Potência Síncrona (SPC, do inglês: Synchronous Power Controller).

### 2.3.1. Topologia do Laboratório ISE

Esta topologia foi desenvolvida pelo grupo de pesquisa do laboratório ISE da universidade de Osaka [25], [26]. Na Figura 2.6 é apresentada a sua estrutura de controle.

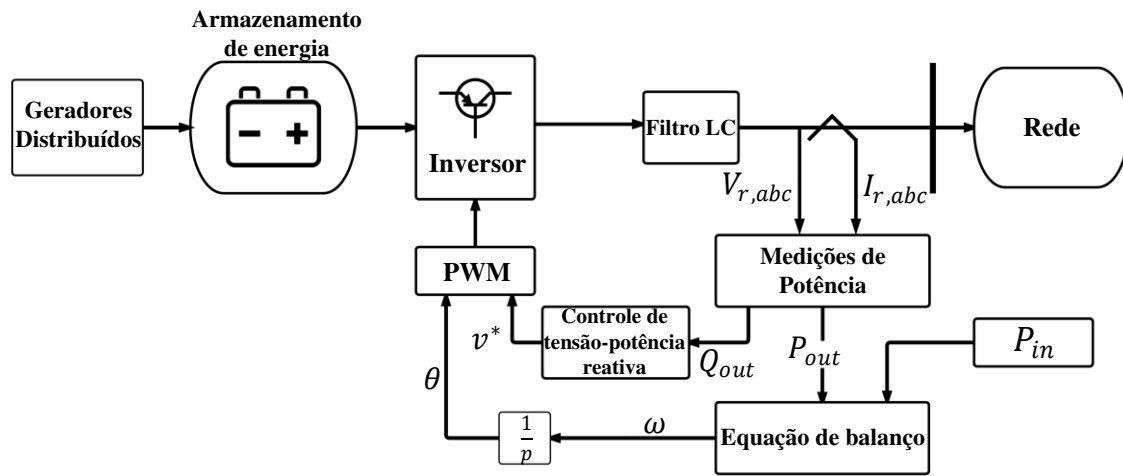


Figura 2.6 – Modelo desenvolvido pelo Laboratório ISE. Fonte: adaptado de [26].

A ideia chave desta topologia é emular a equação de balanço que é mostrada na equação (2.32) [5], [27] e [28],

$$P_{in} - P_{out} = J\omega \frac{d\omega}{dt} + D(\omega - \omega_g) \quad (2.32)$$

Sendo  $D = K_d\omega$  o coeficiente de amortecimento,  $P_{in}$  a potência de entrada,  $P_{out}$  a potência de saída e  $\omega_g$  a frequência angular da rede.

A equação de balanço de potência e de frequência pode ser resolvida através do método de Runge-Kutta, visto que é uma equação diferencial não-linear [29]. Na Figura 2.7 é apresentado o fluxograma que permite a sua solução.

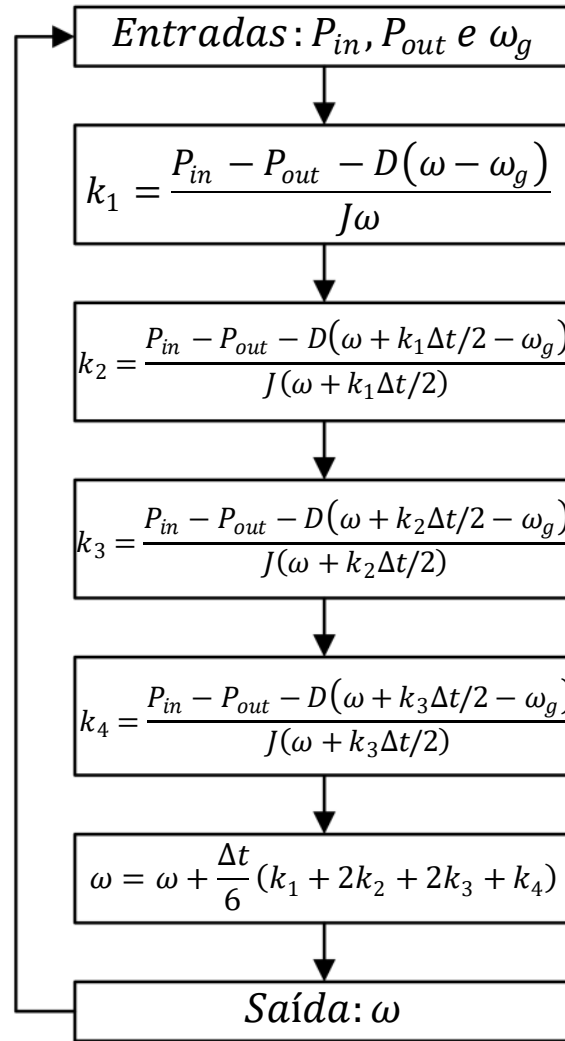


Figura 2.7 – Fluxograma para solução da equação de balanço de potência e de frequência utilizando-se o método de Runge-Kutta. Fonte: adaptado de [29].

No bloco ‘Controle de tensão-potência reativa’ é feito o controle linear *droop*  $Q - v$  e é utilizado um controlador proporcional + integral (PI) para gerar a tensão de referência ( $v^*$ ) que juntamente com o ângulo  $\theta$  servirão como referência para o bloco PWM. A explicação bem detalhada dessa estrutura de controle pode ser obtida em [29].

Esta topologia tem a vantagem de emular mais facilmente o comportamento de uma máquina síncrona, além de que ela pode operar tanto de forma conectada à rede elétrica quanto isoladamente. Visto que é necessário a medição de potência ativa e reativa, deve-se utilizar um filtro passa-baixa para atenuar os ruídos de alta frequência dessas medições. Outra limitação que há nessa técnica é a falta de proteção contra sobrecorrente.

### 2.3.2. SPC

Esta topologia, também baseada na equação de balanço de potência e de frequência, foi desenvolvida por Pedro Rodriguez, Et al. em 2013 [30]. Sua estrutura de controle é composta por controladores em cascata, uma malha externa de controle de tensão e uma malha mais interna de controle de corrente através do uso de admitância virtual. Uma vantagem dessa topologia quando comparada com a apresentada na seção 2.3.1 (*Topologia do Laboratório ISE*) é a sua capacidade de proteção contra sobrecorrente. Na Figura 2.8 é apresentada a estrutura de controle do SPC [31].

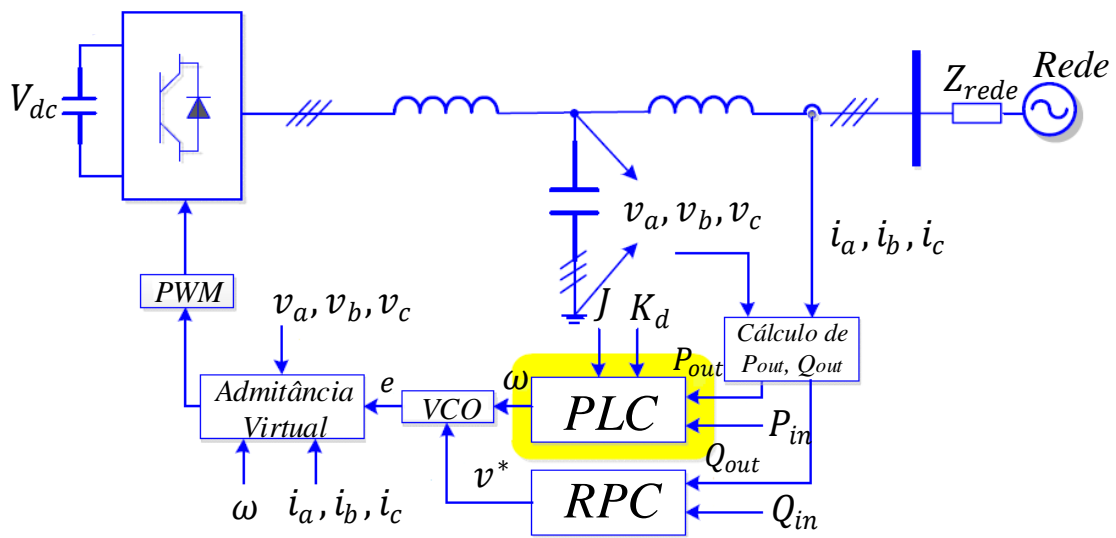


Figura 2.8 – Estrutura geral de controle do SPC. Fonte: adaptado de [31].

A equação de balanço dada por (2.33) é resolvida no bloco ‘PLC’ (destacado em amarelo e que significa “controlador da malha de potência”), e este pode ser representado através de uma função de transferência, a qual é apresentada em (2.34).

$$P_{in} - P_{out} = \omega_g (Jp + K_d) \omega \quad (2.33)$$

$$G_{PLC}(p) = \frac{1}{\omega_g (Jp + K_d)} \quad (2.34)$$

Sendo a diferença entre  $P_{in}$  e  $P_{out}$  a variável de entrada e  $\omega$  a variável de saída da função de transferência.

O bloco ‘RPC’ (“controlador de potência reativa”) apresenta a mesma função desempenhada na topologia do Laboratório ISE, que é resolver a equação linear de *droop*

de  $Q - v$  e a partir de um controlador PI gerar a tensão de referência  $v^*$ , que juntamente com  $\omega$  irão gerar a tensão interna ( $e$ ) a partir de um oscilador controlado por tensão (VCO), e servirá como entrada para o bloco de admitância virtual (ela é responsável por emular a impedância de saída de uma máquina síncrona) e conseqüentemente para o controle interno de corrente que gerará as referências de tensão para o bloco PWM.

Em [32], é mostrado que quando a equação (2.34) é utilizada como função de transferência para o PLC, a potência ativa gerada pelo SPC não consegue rastrear o comando de potência com erro nulo mediante variação na frequência da rede. Portanto, os autores propuseram a utilização de um controlador PI, como apresentado em (2.35), como forma de solucionar este problema. Os parâmetros do controlador podem ser obtidos a partir de (2.36) e (2.37).

$$G_{PLC}(p) = K_x + \frac{K_h}{p} \quad (2.35)$$

$$K_x = \frac{2\zeta\omega_n}{P_{max}} \quad (2.36)$$

$$K_h = \frac{\omega_n^2}{P_{max}} \quad (2.37)$$

Sendo  $\zeta$  o coeficiente de amortecimento,  $\omega_n$  a frequência natural não-amortecida e  $P_{max}$  o ganho de admitância que pode ser obtido a partir de (2.38):

$$P_{max} = \frac{EV}{X} \quad (2.38)$$

Sendo  $E$  o valor RMS de  $e$ ,  $V$  o valor RMS da tensão da rede e  $X$  é a reatância virtual de saída.

Esta topologia tem como pontos positivos a capacidade de operar tanto conectada à rede quanto de forma isolada e a sua sincronização com a rede elétrica não necessita da utilização de um PLL [32], [33]. Uma vez que o SPC apresenta uma malha interna de controle de corrente, este oferece proteção contra sobrecorrente. Uma desvantagem desta topologia é o esforço computacional necessário, visto que ela contém diversos blocos de controle. Outro problema que há no SPC é a necessidade da utilização de filtros passa-baixa para medição de potências, que são utilizadas em sua estrutura de controle.

## 2.4. Modelo baseado na resposta de frequência e potência

As topologias que se enquadram nesse modelo são caracterizadas por emular a resposta inercial de geradores síncronos baseada na mudança de frequência, ou seja, elas simulam a capacidade de absorção ou liberação de energia cinética exatamente como um gerador síncrono. Uma característica comum para as técnicas que são baseadas nesse modelo é que, uma vez que esses conversores funcionam conectados à rede principal, e sua equação de controle é baseada na variação de frequência, um PLL se faz necessário para a obtenção da frequência da rede. Algumas das topologias que utilizam esse modelo são o gerador síncrono virtual (VSG, do inglês: *Virtual Synchronous Generator*) e o Projeto VSYNC.

### 2.4.1. VSG

Um VSG consiste basicamente de um elemento armazenador de energia, um inversor e um mecanismo de controle, e este faz que com a fonte CC seja vista pela rede como um gerador síncrono do ponto de vista das propriedades de inércia e de amortecimento [34]. Na Figura 2.9 é apresentada a estrutura geral de controle do VSG.

A potência ativa de saída de um VSG pode ser obtida através de (2.39),

$$P_{VSG} = P_o + K_I \frac{d\Delta\omega}{dt} + K_D \Delta\omega \quad (2.39)$$

sendo  $P_o$  a potência primária que deve ser transferida para o inversor,  $\Delta\omega$  a variação da frequência angular,  $\frac{d\Delta\omega}{dt}$  a taxa de variação da frequência angular,  $K_I$  é uma constante que emula as características inerciais e  $K_D$  uma constante que emula as características de amortecimento. Ambas as constantes têm sinal negativo, e devem ser escolhidas de forma que o VSG forneça sua máxima potência ativa quando a máxima variação de frequência e a máxima taxa de variação da frequência angular especificadas ocorrerem [34].

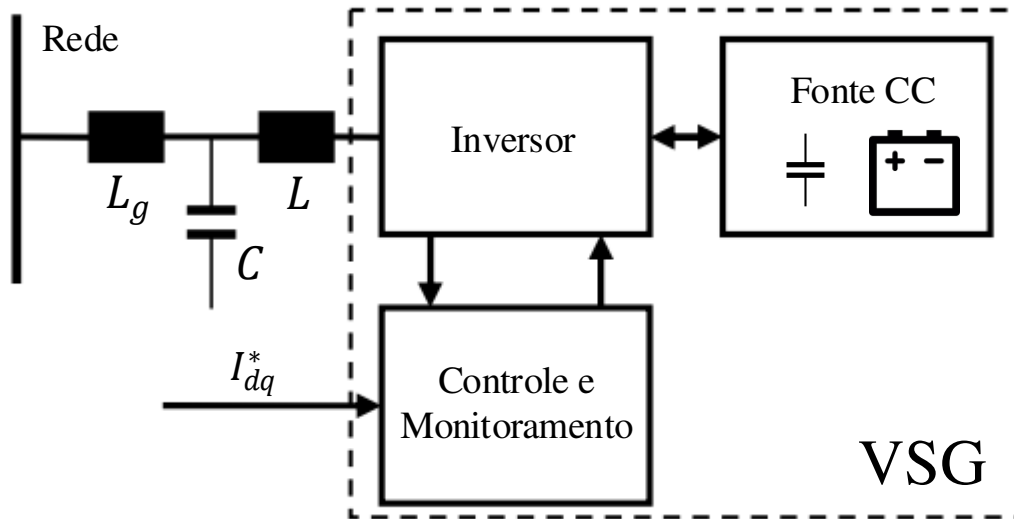


Figura 2.9 – Estrutura geral de controle de um VSG. Fonte: adaptado de [35].

Após o cálculo de  $P_{VSG}$  a partir da equação (2.39), as referências de corrente são calculadas baseadas nesta potência e desta forma geram-se as referências de tensão para o bloco PWM. Nesta topologia é utilizado um controlador de corrente baseado no referencial síncrono  $dq$ . A referência de corrente de eixo  $d$  é dada por (2.40) [36]:

$$I_d^* = \frac{2}{3} \left( \frac{V_d P_{VSG} - V_q Q}{V_d^2 + V_q^2} \right) \quad (2.40)$$

Sendo  $V_d$  e  $V_q$  as tensões da rede de eixo  $d$  e  $q$ , respectivamente. Nesta abordagem é assumido que somente a potência ativa é controlada, portanto, a corrente de referência de eixo  $q$  é definida como sendo igual a zero, bem como a potência reativa ( $Q$ ).

Esta topologia tem como vantagens sua fácil implementação, pouco esforço computacional necessário e proteção contra sobrecorrente. No entanto, esta topologia não pode ser implementada para funcionar de forma isolada, uma vez que não funciona como um conversor formador de rede. Outras desvantagens presentes nesta topologia são: 1 - a necessidade do uso contínuo de um PLL para rastreamento da frequência, que pode levar o sistema à instabilidade quando operando em redes fracas, 2 – a presença de um termo derivativo em sua equação de controle, que apresenta a característica de amplificar ruídos.

### 2.4.2. Projeto VSYNC

O projeto VSYNC foi o primeiro projeto europeu realizado por um grupo de pesquisadores de diferentes países com o objetivo de fazer com que inversores funcionassem como conversores VSM. A equação da potência ativa desta topologia é bastante similar à equação (2.39), apresentada em (2.41):

$$P = K_{SOC}\Delta SOC + K_I \frac{d\Delta\omega}{dt} + K_D\Delta\omega \quad (2.41)$$

Como pode ser visto em (2.41), somente o primeiro termo difere daquele apresentado em (2.39). O parâmetro  $K_{SOC}$  deve ser escolhido de forma com que a potência nominal de saída do conversor seja igual a potência ativa ( $P$ ) quando o desvio do estado de carga (SOC, do inglês: *state of charge*) do sistema de armazenamento de energia estiver no seu nível máximo [37]. A equação de potência reativa ( $Q$ ) desta topologia é apresentada em (2.42).

$$Q = K_V\Delta v \quad (2.42)$$

Sendo  $\Delta v$  a variação de tensão e  $K_V$  o coeficiente que deve ser escolhido de forma que o conversor produza a máxima potência reativa para um valor especificado de  $\Delta v$ . Portanto, exercendo o mesmo papel do coeficiente *droop* da reta  $Q - v$ .

Na Figura 2.10 é apresentada a topologia proposta pelo projeto VSYNC.

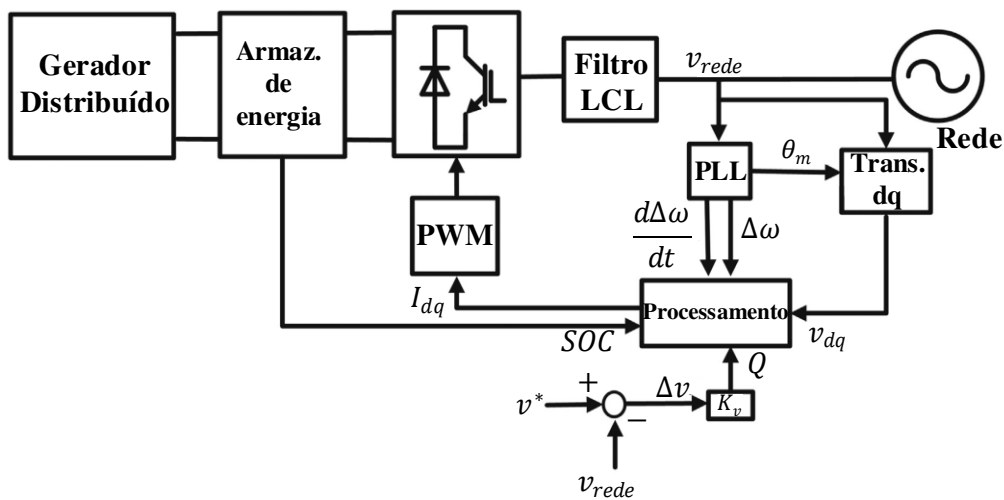


Figura 2.10 – Estrutura geral de controle desenvolvida pelo projeto VSYNC.

Fonte: adaptado de [37].

Esta topologia é de fácil implementação e necessita de pouco esforço computacional, assim como no VSG, no entanto, ela não pode operar de forma isolada, depende do uso contínuo de um PLL para rastreamento da frequência e apresenta um termo derivativo na sua estrutura de controle.

## 2.5. Análise comparativa

Esta seção é dividida em duas partes, sendo que a primeira tem como objetivo apresentar uma tabela resumindo algumas das características das estratégias mencionadas anteriormente, já a segunda apresenta resultados de simulação realizados em ambiente virtual Simulink/MATLAB comparando as respostas dinâmicas das técnicas Conversor Síncrono e SPC quando conectadas à rede elétrica.

### 2.5.1. Resumo

Na Tabela 2.1 é apresentado um quadro comparativo apresentando as principais vantagens e desvantagens dos grupos nos quais as estratégias de implementação de conversores VSM, mencionadas neste capítulo, foram classificadas.

Tabela 2.1 – Resumo das técnicas que implementam conversores VSM.

<b>Tipo de modelo</b>	<b>Vantagens</b>	<b>Desvantagens</b>
Modelo baseado em máquina síncrona	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Permite a operação no modo isolado</li> <li>➤ PLL utilizado somente para sincronização</li> <li>➤ Não necessita calcular a derivada da frequência</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Não há proteção contra sobrecorrente</li> <li>➤ O alto nível de detalhes pode ser desnecessário</li> </ul>
Modelo baseado na equação de balanço de potência e de frequência	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Modelo simples para implementação do conversor VSM</li> <li>➤ PLL utilizado somente para sincronização</li> <li>➤ Permite a operação no modo isolado</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Necessita de filtros para medições de potência</li> <li>➤ Não permite variação dos parâmetros elétricos</li> </ul>



Modelo baseado na resposta de frequência e potência	➤ Pouco esforço computacional	➤ Proteção contra sobrecorrente	➤ Necessário calcular a derivada da frequência
			➤ PLL utilizado a todo momento
			➤ Não permite a operação de forma isolada

---

### 2.5.2. Resultados de simulação

Com o objetivo de comparar o desempenho dinâmico das técnicas mencionadas anteriormente, escolheu-se duas para se realizar esse comparativo, sendo elas: Conversor Síncrono e SPC. O objetivo desta simulação é comparar a resposta dinâmica de uma técnica pertencente a cada um dos grupos citados anteriormente (Modelo baseado em máquina síncrona, Modelo baseado na equação de balanço de potência e de frequência e Modelo baseado na resposta de frequência e potência), que funcionem como fontes de tensão, que é a característica de uma máquina síncrona real. Como as técnicas baseadas na resposta de frequência e potência emulam um conversor operando como fonte de corrente, optou-se por simular somente as técnicas pertencentes aos demais grupos. O Conversor Síncrono e o SPC foram escolhidos uma vez que ambos diferem bastante no nível de complexidade das suas estruturas de controle. Portanto, esta seção também tem o objetivo de investigar se a complexidade da técnica empregada chega a influenciar de maneira direta sobre a resposta dinâmica dos conversores VSM.

O processo de sincronização entre o inversor e a rede não será tratado aqui visto que não faz parte do escopo deste trabalho. Na Tabela 2.2 são apresentados os parâmetros da rede e dos inversores utilizados na simulação. Na Figura 2.11 é apresentado o diagrama esquemático da simulação realizada.

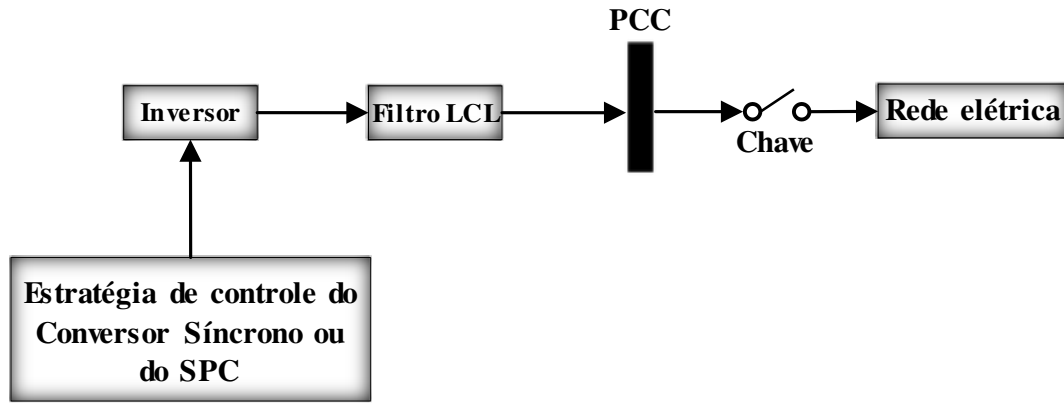


Figura 2.11 – Diagrama esquemático de simulação do Conversor Síncrono e do SPC conectados à rede elétrica. Fonte: Autor.

Tabela 2.2 – Parâmetros da rede e dos inversores.

Parâmetro	Valor
Frequência da rede	60 Hz
Tensão de linha da rede	220 V
Filtro LCL	
Indutor $L_1, L_2$	2 mH
Capacitor $C_f$	30 $\mu F$
Resistência de amortecimento $R_f$	8 $\Omega$
Frequência de ressonância do filtro	919 Hz
Potência do inversor	10 kVA
Tensão do barramento CC	350 V
Frequência de chaveamento	10 kHz

O valor de  $J$  escolhido para ambas as estratégias foi igual a 2,65  $Kgm^2$ . O controlador de corrente utilizado no SPC foi o proporcional + ressonante (PR) e foi sintonizado com largura de faixa igual a 500 Hz. Na Tabela 2.3 são apresentados os valores dos ganhos proporcional ( $K_p$ ) e integral ( $K_i$ ).

Tabela 2.3 – Ganhos do controlador *PR* para largura de faixa de 500 Hz.

Parâmetro	Valor
$K_p$	12,56
$K_i$	439,82

Na Figura 2.12 é apresentada a resposta dinâmica da frequência para ambos os conversores no momento em que a chave que os conecta com a rede é fechada ( $t = 5$  s).

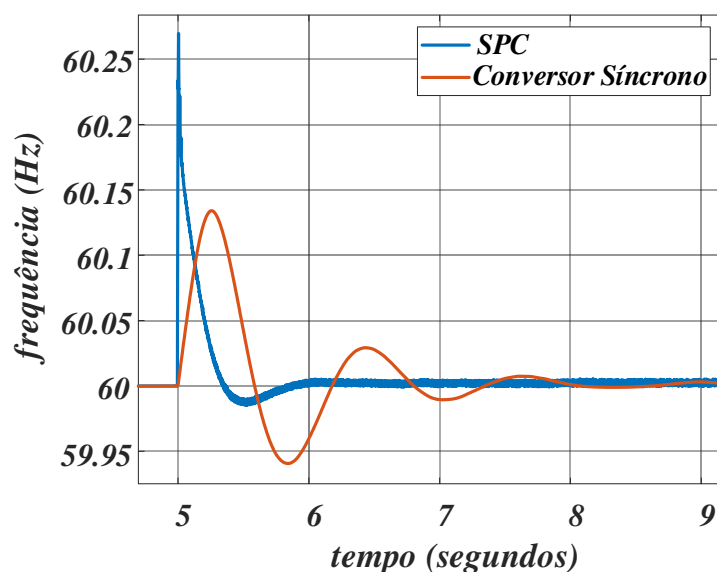


Figura 2.12 – Resposta dinâmica da frequência para o SPC e para o Conversor Síncrono no instante que são conectados à rede elétrica. Fonte: Autor.

A partir da Figura 2.12 percebe-se que a frequência do SPC variou cerca de 0,28 Hz em relação ao valor de referência de 60 Hz, maior do que a do Conversor Síncrono que obteve uma variação de 0,17 Hz. No entanto, a frequência do Conversor Síncrono levou mais tempo para retornar ao valor de referência, cerca de 3 s, enquanto que a do SPC levou aproximadamente 1 s. Portanto, o Conversor Síncrono apresentou menor sobressinal na resposta dinâmica da frequência, no entanto, apresentou resposta oscilatória com tempo de acomodação maior.

Na Figura 2.13 é apresentada a resposta dinâmica da potência para as duas técnicas simuladas considerando um degrau de potência de referência de 5 kW.

Percebe-se que o sobressinal da potência ativa foi maior para o Conversor Síncrono, porém, este apresentou *undershoot* bem menor do que o do SPC. Quanto ao tempo de acomodação, o SPC acomodou em pouco menos de 1 s, enquanto que o Conversor Síncrono levou aproximadamente 3 s para acomodar.

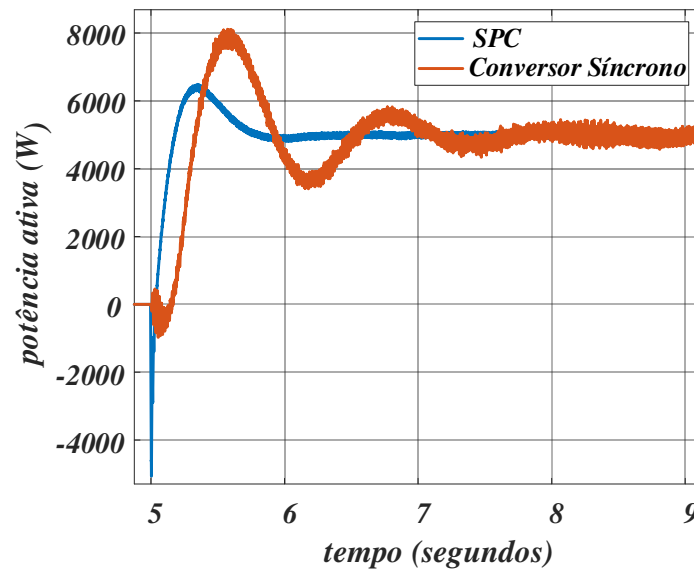


Figura 2.13 – Resposta dinâmica da potência ativa para o SPC e o Conversor Síncrono no instante que são conectados à rede elétrica. Fonte: Autor.

## 2.6. Conclusões

Percebe-se que as estratégias: Conversor Síncrono, Topologia do Laboratório ISE e SPC são as que apresentam maiores vantagens em teoria, visto que, podem operar tanto de forma isolada quanto conectada à rede e não apresentam termo derivativo em sua estrutura de controle.

Dentre as duas técnicas simuladas, Conversor Síncrono e SPC, conclui-se que a segunda apresentou resposta menos oscilatória da frequência e da potência ativa no transitório e menor tempo de acomodação, portanto, do ponto de vista da resposta dinâmica, o SPC aparece como a técnica mais interessante dentre as duas.

## Capítulo 3

---

### 3. ESTRATÉGIA PROPOSTA PARA EMULAR MÁQUINA SÍNCRONA VIRTUAL

#### 3.1. Introdução

Este capítulo tem como objetivo apresentar uma proposta de estratégia de controle que faça com que um inversor funcione como um conversor VSM.

A técnica proposta utiliza o modelo eletromecânico completo de uma máquina síncrona, no referencial síncrono  $dq$ , para que o conversor VSM (inversor) emule, de forma mais fidedigna, o comportamento dinâmico e de regime permanente desse tipo de máquina. Com essa estratégia, é perfeitamente viável emular a inércia mecânica (variação de velocidade) e a “inércia elétrica” (variação da tensão terminal) da máquina, simplesmente alterando parâmetros mecânicos, como a constante de inércia, e parâmetros elétricos do modelo, como a constante de tempo do circuito de campo da máquina.

Uma vez que o inversor emula a operação de uma máquina síncrona, as mesmas técnicas utilizadas para controle e operação desse tipo de máquina também podem ser utilizadas para o controle e operação do conversor VSM. Isso inclui a sincronização e operação em paralelo de dois ou mais conversores VSM, controle de frequência, regulação de tensão, controle dos quantitativos de potência ativa e reativa gerados quando em operação interligada com a rede elétrica (“barramento infinito”), e assim por diante.

#### 3.2. Descrição do sistema

A topologia do conversor trifásico VSM alimentando uma carga é mostrada na Figura 3.1. Essa topologia será utilizada neste trabalho para esta condição de operação e quando o mesmo estiver operando em paralelo com outro conversor VSM. A topologia do conversor VSM operando conectado à rede elétrica (“barramento infinito”) será mostrada mais à frente.

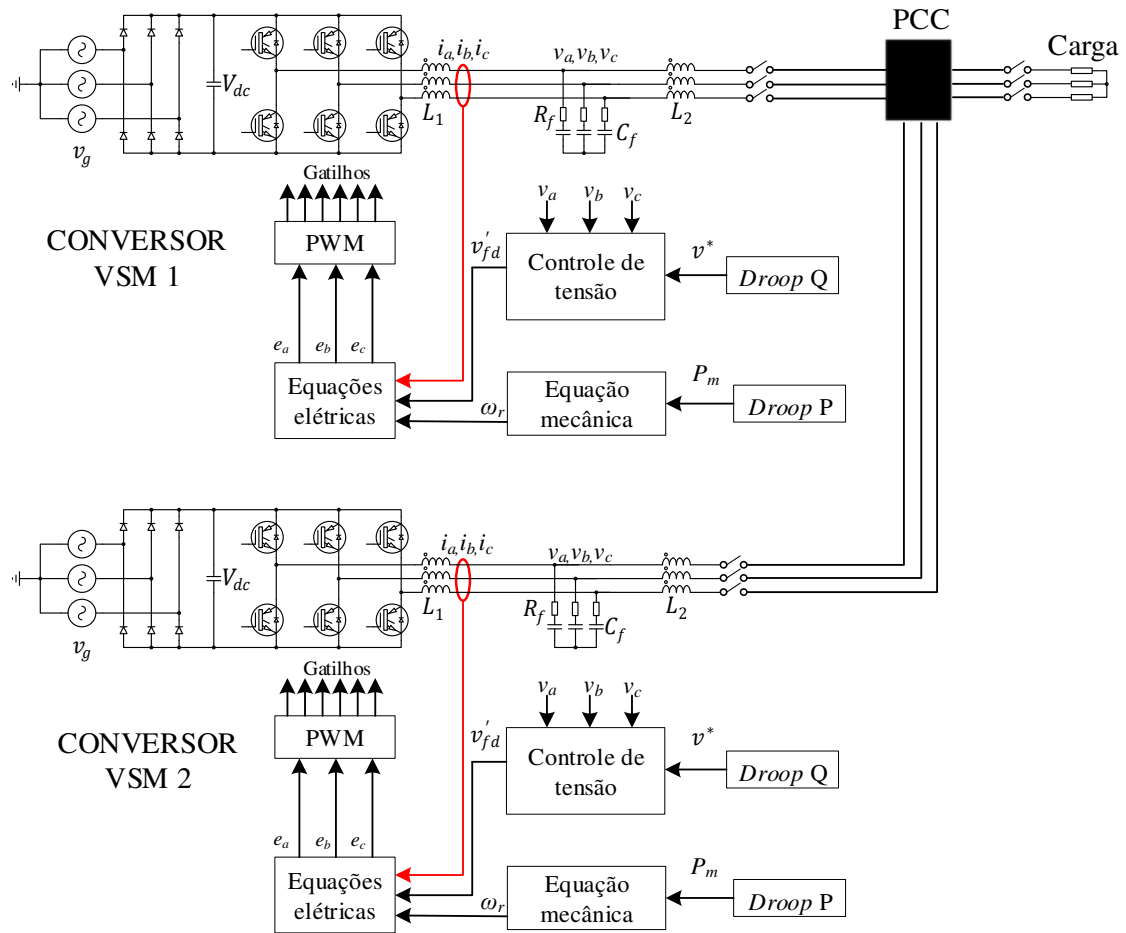


Figura 3.1 – Estrutura detalhada do conversor VSM proposto operando sozinho ou em paralelo com outros conversores VSM. Fonte: Autor.

A tensão obtida no barramento CC ( $V_{dc}$ ) é proveniente de um retificador trifásico não-controlado, alimentado via tensão da rede ( $v_g$ ), embora, por exemplo, também pudesse ser alimentado por um banco de baterias ou conversor de saída de uma fonte de energia renovável (gerador fotovoltaico, turbina eólica, etc.). Os blocos de controle *droop* são designados de *Droop P*, relacionado com a potência ativa, e o *Droop Q*, relacionado com a potência reativa. O bloco *Droop P* gera a referência de potência mecânica ( $P_m$ ), que é utilizada no modelo mecânico do conversor VSM para obtenção da frequência angular rotórica ( $\omega_r$ ). O bloco *Droop Q* gera a tensão de referência ( $v^*$ ) da malha de controle da tensão sobre o capacitor do filtro LCL quando o conversor VSM não estiver interligado com a rede. A tensão de excitação do campo ( $v'_{fd}$ ) e  $\omega_r$  são aplicadas no bloco de equações elétricas que emulam o conversor VSM, que geram as tensões terminais instantâneas ( $e_a, e_b, e_c$ ) de referências para o bloco PWM do conversor VSM. Os sinais

$(i_a, i_b, i_c)$  e  $(v_a, v_b, v_c)$  são as correntes e tensões medidas no filtro LCL, respectivamente. Os parâmetros utilizados para a simulação e implementação experimental do sistema da Figura 3.1 são listados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Parâmetros do sistema.

Parâmetro	Valor
Potência nominal do conversor VSM	$P_{VSM} = 10 \text{ kVA}$
Tensão nominal do barramento CC	$V_{dc} = 350 \text{ V}$
Frequência de chaveamento	$f_{sw} = 10 \text{ kHz}$
Tempo de amostragem	$T_s = 100 \text{ } \mu\text{s}$
Frequência da rede	$f_g = 60 \text{ Hz}$
Tensão de linha da rede	$v_g = 220 \text{ V}$
Filtro LCL	
Indutor $L_1$	$L_1 = 2 \text{ mH}$
ESR de $L_1$	$R_1 = 0,377 \text{ m}\Omega$
Indutor $L_2$	$L_2 = 2 \text{ mH}$
ESR de $L_2$	$R_2 = 0,377 \text{ m}\Omega$
Capacitor $C_f$	$C_f = 30 \text{ } \mu\text{F}$
Resistência de amortecimento $R_f$	$R_f = 8 \text{ } \Omega$

### 3.2.1. Equações elétricas do conversor VSM

As equações elétricas de uma máquina síncrona no referencial síncrono  $dq$  alinhado ao rotor da máquina são dadas por (3.1) - (3.3) [38].

$$v_{ds}^r = r_s i_{ds}^r + p \lambda_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r \quad (3.1)$$

$$v_{qs}^r = r_s i_{qs}^r + p \lambda_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r \quad (3.2)$$

$$v_{fd}' = r_{fd}' i_{fd}' + p \lambda_{fd}' \quad (3.3)$$

Sendo  $v_{ds}^r$  e  $v_{qs}^r$  as tensões de eixos d e q do estator,  $v_{fd}'$  a tensão de excitação do circuito de campo,  $r_s$  e  $r_{fd}'$  as resistências do estator e do rotor,  $i_{ds}^r$  e  $i_{qs}^r$  as correntes do estator de eixos d e q,  $i_{fd}'$  a corrente do circuito de campo,  $\lambda_{ds}^r$  e  $\lambda_{qs}^r$  os fluxos do estator de eixos d e q,  $\lambda_{fd}'$  o fluxo rotórico e  $\omega_r$  a velocidade angular rotórica dada em radianos

elétricos por segundo. O sobrescrito ‘ $r$ ’ indica que o eixo de referência adotado é o rotórico. Os parâmetros do rotor estão referenciados ao estator.

As equações dos fluxos são dadas por (3.4) - (3.6) [38].

$$\lambda_{ds}^r = L_{ds}i_{ds}^r + L_{md}i_{fd}' \quad (3.4)$$

$$\lambda_{qs}^r = L_{qs}i_{qs}^r \quad (3.5)$$

$$\lambda_{fd}' = L_{md}i_{ds}^r + L_{fd}i_{fd}' \quad (3.6)$$

Sendo  $L_{ds}$  e  $L_{qs}$  as indutâncias totais de eixos d e q do estator,  $L_{fd}$  é a indutância total do rotor e  $L_{md}$  a indutância de magnetização de eixo d.

Escrevendo (3.4) e (3.6) na forma matricial obtém-se (3.7).

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{fd}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds} & L_{md} \\ L_{md} & L_{fd} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{fd}' \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

A partir de (3.7), obtém-se (3.8) e (3.9).

$$i_{ds}^r = \frac{1}{L_{ds}L_{fd} - L_{md}^2} (L_{fd}\lambda_{ds}^r - L_{md}\lambda_{fd}') \quad (3.8)$$

$$i_{fd}' = \frac{1}{L_{ds}L_{fd} - L_{md}^2} (L_{ds}\lambda_{fd}' - L_{md}\lambda_{ds}^r) \quad (3.9)$$

Com as equações (3.1) a (3.3), (3.8) e (3.9) é possível simular o comportamento elétrico de uma máquina síncrona. O problema é que essas equações foram deduzidas imaginando-se a máquina operando como motor e sendo conhecidas as variáveis de entrada ou de excitação do modelo, ou seja,  $v_{ds}^r$  e  $v_{qs}^r$ . Em um gerador isolado, essas variáveis dependem da impedância da carga, visto que não há fonte de alimentação para a máquina como há no caso da operação como motor. Isso é mais crítico quando se deseja um modelo generalizado do gerador que permita a sua representação mesmo quando ele operar em vazio. Pensando em contornar isso, é proposto a utilização de uma carga virtual RC, com o intuito de gerar as tensões de entrada do modelo. Os valores de  $R$  e  $C$  devem ser adequadamente arbitrados de modo que a operação do gerador possa ser analisada pelo modelo mesmo com ele em vazio.

Na Figura 3.2 é apresentado o modelo em diagrama de blocos da carga virtual RC proposta, sendo  $i_{d0}^r$  e  $i_{q0}^r$  as correntes de eixos d e q no referencial síncrono obtidas a



partir das correntes  $i_a, i_b$  e  $i_c$  no indutor  $L_1$ ,  $R$  o valor da resistência e  $C$  o valor da capacitância da carga virtual. Os valores projetados para esta carga virtual foram  $R = 10 \Omega$  e  $C = 5 \mu\text{F}$ . Isso corresponde a conectar uma impedância predominantemente capacitiva de valor igual a  $109 pu$  nos terminais do conversor VSM ou a uma corrente em vazio de aproximadamente  $1 \%$  da corrente nominal do conversor VSM. O modelo completo, em diagrama de blocos, referente às equações elétricas do conversor VSM com a carga virtual inclusa é apresentado na Figura 3.3.

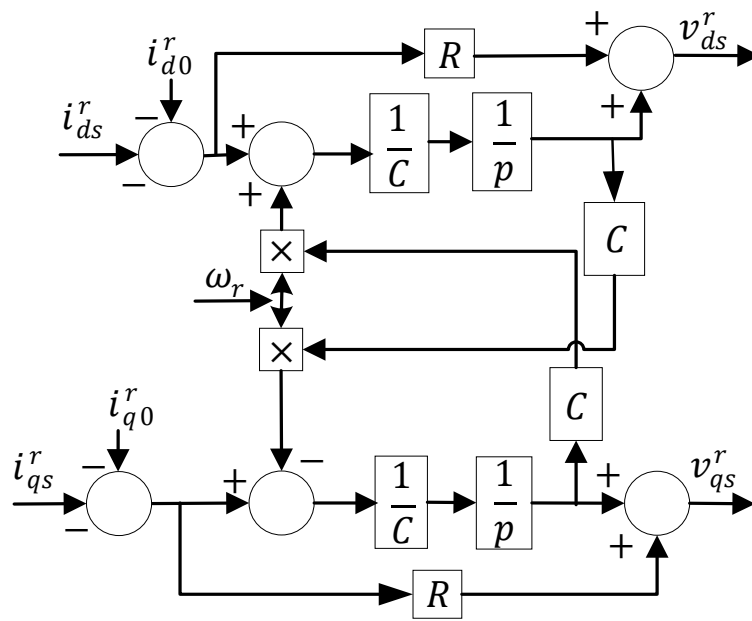


Figura 3.2 – Diagrama de blocos da carga virtual RC. Fonte: Autor.

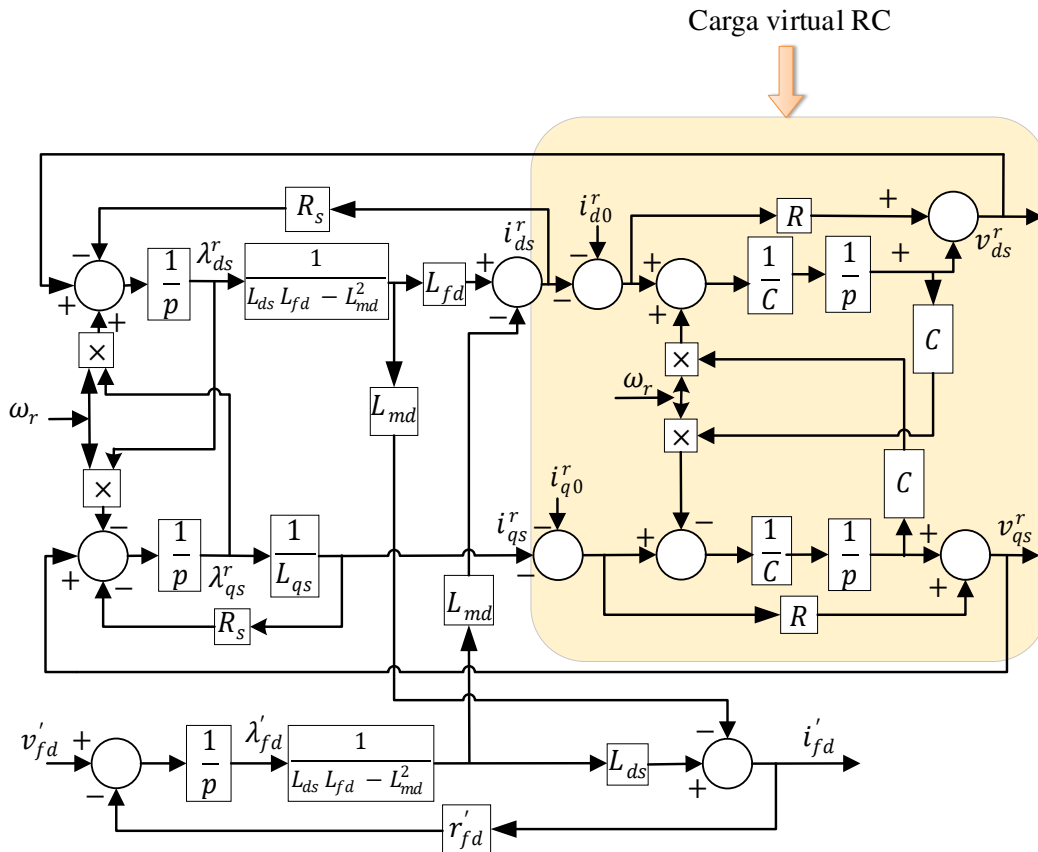


Figura 3.3 – Modelo completo representando a parte elétrica do conversor VSM.

Fonte: Autor.

### 3.2.2. Equação mecânica do conversor VSM

A equação do modelo mecânico de uma máquina síncrona operando como gerador é dada por (3.10):

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_m - T_e - K_d \omega \quad (3.10)$$

No entanto, quando se usa controle *droop* com geradores eletromecânicos ou conversores eletrônicos, há uma relação entre frequência e potência ativa, em vez de frequência e conjugado. Assim, é desejável trabalhar com comando de potência em vez de comando de conjugado para controlar a frequência do conversor VSM. No entanto, com um comando de potência mecânica  $P_m$  e se a equação (3.10) for ainda utilizada para a modelagem dinâmica, há necessidade de divisão de  $P_m$  por  $\omega$ , que poderia acarretar em um erro computacional, devido a uma possível divisão entre a potência mecânica e a

velocidade, quando esta fosse igual a 0. Isso pode ser evitado adotando-se a abordagem que segue.

Considerando que a energia cinética armazenada virtualmente no rotor do conversor VSM é dada por (3.11) e que potência é a derivada da energia, a equação mecânica do conversor VSM pode ser escrita como (3.12).

$$E_c = \frac{1}{2}J\omega^2 \quad (3.11)$$

$$\frac{1}{2}J \frac{d(\omega^2)}{dt} = P_m - P_e - K_d\omega^2 \quad (3.12)$$

Sendo  $P_m$  o comando de potência mecânica e  $P_e$  a potência eletromagnética do conversor VSM. Fazendo-se uma mudança de variável com  $\omega_c = \omega^2$  [3], pode-se reescrever (3.12) como (3.13), evitando desta forma a não linearidade presente em (3.12).

$$\frac{1}{2}J \frac{d(\omega_c)}{dt} = P_m - P_e - K_d\omega_c \quad (3.13)$$

A partir de (3.13) pode-se desenhar o diagrama de blocos da equação mecânica do conversor VSM, tendo como entrada um comando de potência, conforme mostrado na Figura 3.4.

Uma das entradas para o modelo elétrico do conversor VSM, mostrado na Figura 3.3, é a velocidade elétrica angular rotórica  $\omega_r$  que pode ser obtida a partir do modelo mecânico, necessitando-se apenas extrair a raiz quadrada de  $\omega_c$  e multiplicar o resultado pelo número de pares de polos ( $P_p$ ) do conversor VSM.

A potência eletromagnética  $P_e$  é calculada a partir da equação (3.14).

$$P_e = -\frac{3}{2}P_p(\lambda_{ds}^r i_{qs}^r - \lambda_{qs}^r i_{ds}^r)\omega \quad (3.14)$$

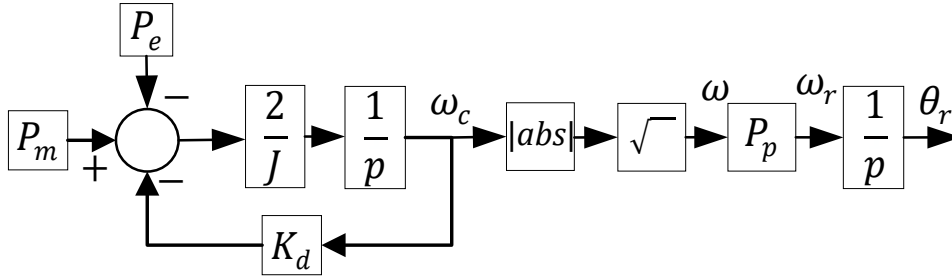


Figura 3.4 – Modelo representando a parte mecânica do conversor VSM. Fonte: Autor.

### 3.2.3. Controle da tensão no capacitor do filtro LCL

O modelo elétrico (o modelo eletromecânico envolve a equação de conjugado e a equação que calcula  $T_e$  é não linear) de uma máquina síncrona, quando se considera as variações da velocidade, é não linear. No entanto, para velocidade constante e desprezando-se quaisquer variações paramétricas causadas pela saturação e temperatura, o modelo torna-se linear, porém de terceira ordem. Tendo em vista que se faz necessário controlar a tensão sobre o capacitor do filtro LCL, um modelo mais simples que represente a dinâmica desta tensão é desejável. A partir do modelo mostrado na Figura 3.3 juntamente com o filtro LCL, pode-se estimar, via simulação, a dinâmica da tensão no capacitor para um degrau de tensão de excitação aplicado ao circuito de campo do conversor VSM. Para se obter essa dinâmica, o modelo contendo as equações elétricas foi excitado com  $\omega_r$  constante e igual a  $\omega_r = 2\pi 60 = 377 \text{ rad/s}$  (valor nominal) e com  $v'_{fd} = 2,4681 \text{ V}$  (que produz tensão de fase-neutro igual a  $127\sqrt{2} \text{ V}$  de pico, que é o valor nominal de tensão para o conversor VSM aqui tratado). As tensões  $(v_a, v_b, v_c)$  são medidas e convertidas para os seus valores no eixo de coordenadas estacionárias  $(v_\alpha, v_\beta)$  [38] e a partir deles é calculado o valor de pico da tensão sobre o capacitor do filtro LCL, dada por (3.15). Na Figura 3.5 é apresentada a resposta dinâmica da tensão de pico sobre o capacitor, para o conversor VSM cujos parâmetros elétricos e mecânicos são apresentados na Tabela 3.2.

$$v_f = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (3.15)$$

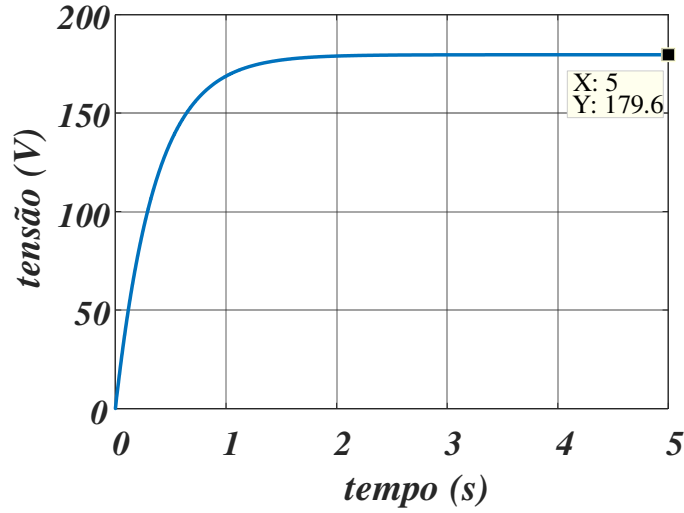


Figura 3.5 – Dinâmica da tensão de pico no capacitor. Fonte: Autor.

A partir da Figura 3.5, percebe-se que a dinâmica obtida se assemelha a de uma função de 1ª ordem. Portanto, a função de transferência ( $G_v$ ) que relaciona a tensão de pico de saída por fase ( $v_f$ ) com  $v'_{fd}$  pode ser aproximada por (3.16),

$$G_v(p) = \frac{v_f(p)}{v'_{fd}(p)} = K_v \frac{a_v}{p + a_v} \quad (3.16)$$

sendo  $a_v$  o polo da planta e  $K_v$  o ganho que relaciona  $V_F$  (tensão em regime permanente de  $v_f(p)$ ) com  $v'_{fd}(p)$ , que pode ser obtido a partir de (3.17). Os valores obtidos de  $K_v$  e de  $a_v$  foram 72,77 e  $5,05 \text{ s}^{-1}$ , respectivamente.

$$K_v = \frac{V_F}{v'_{fd}} \quad (3.17)$$

Tabela 3.2 – Parâmetros elétricos e mecânicos do conversor VSM.

Parâmetro	Valor
Resistência do estator, $r_s$	0,645 $\Omega$
Resistência do rotor, $r'_{fd}$	0,3802 $\Omega$
Indutância total de eixo d, $L_{ds}$	55,2 mH
Indutância total de eixo q, $L_{qs}$	27,4 mH
Indutância de magnetização de eixo d, $L_{md}$	52,96 mH
Indutância de dispersão do rotor, $L_{fd}$	58,5 mH

Resistência da carga RC, $R$	10 $\Omega$
Capacitância da carga RC, $C$	5 $\mu F$
Momento de inércia, $J$	1,28 $Kg \cdot m^2$
Coeficiente de atrito, $K_d$	0,016 $N.m/rad/s$
Pares de polos, $P_p$	2

---

Na Figura 3.6 é apresentado um comparativo entre a resposta dinâmica a uma entrada em degrau, obtida com modelo completo (ver Figura 3.5) e com o modelo aproximado mostrado em (3.16). Percebe-se que as duas respostas dinâmicas são aproximadamente as mesmas. Portanto, o modelo aproximado de primeira ordem, dado por (3.16), será usado para projetar o controlador de tensão do conversor VSM.

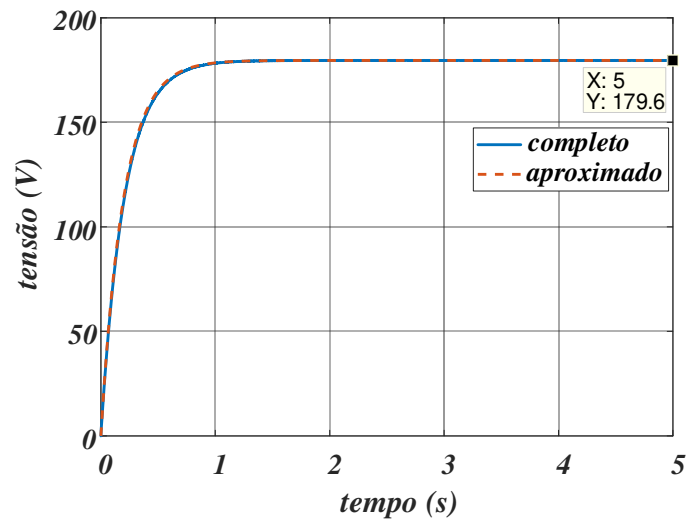


Figura 3.6 – Comparativo entre as dinâmicas da tensão pelo modelo completo e pelo modelo aproximado de primeira ordem. Fonte: Autor.

A função de transferência discreta de  $G_v$  considerando-se o efeito do segurador de ordem zero é dada por (3.18):

$$G_v(z) = (1 - z^{-1})Z\left[\frac{G_v(p)}{p}\right] \quad (3.18)$$

Reescrevendo-se (3.18) em termo de valores numéricos obtém-se (3.19).

$$G_v(z) = \frac{0,03674}{z - 0,9995} \quad (3.19)$$

O tipo de controlador utilizado foi um PI, que discretizado utilizando-se o método de *Backward Euler* é dado por (3.20).

$$G_{pi}(z) = K_{pi} \frac{z - \delta_v}{z - 1} \quad (3.20)$$

Sendo  $K_{pi}$  o ganho e  $\delta_v$  a localização do zero no plano  $z$ . A equação (3.20) pode ser escrita em função do ganho proporcional ( $K_{pv}$ ) e do ganho integral ( $K_{iv}$ ), como apresentada em (3.21).

$$G_{pi}(z) = K_{pv} + K_{iv} \frac{T_s z}{z - 1} \quad (3.21)$$

Os ganhos  $K_{pv}$  e  $K_{iv}$  podem ser determinados a partir de (3.22) e (3.23).

$$K_{pv} = K_{pi} \delta_v \quad (3.22)$$

$$K_{iv} = \frac{K_{pi} - K_{pv}}{T_s} \quad (3.23)$$

O controlador foi sintonizado para que o sistema em malha fechada tenha largura de faixa de 20 Hz. Na Tabela 3.3 são apresentados os valores dos ganhos do controlador da tensão do campo.

Tabela 3.3 – Ganhos do controlador PI de tensão.

Parâmetro	Valor
$K_{pv}$	0,3542
$K_{iv}$	3,5455

### 3.2.4. Droop $Q$

Como foi mencionado anteriormente,  $v^*$  é obtido a partir da equação de *droop*  $Q$  –  $v$ , como apresentado na equação (3.24) [39].

$$v^* = V_{NL} - \frac{Q}{m_v} \quad (3.24)$$

Sendo  $V_{NL}$  a tensão sobre o capacitor do filtro LCL com o conversor VSM em vazio,  $Q$  a potência reativa calculada com base nas medições de tensão sobre o capacitor  $C_f$  e medições de corrente no indutor  $L_1$  do filtro LCL e  $m_v$  o coeficiente de inclinação da curva *droop* de potência reativa.

O valor  $m_v$  é dado por (3.25),

$$m_v = \frac{\Delta Q}{V_{NL} - V_F} \quad (3.25)$$

sendo o valor de  $\Delta Q$  escolhido igual a 6 kVAr. Este valor de potência reativa foi escolhido para que o conversor VSM sob carga nominal opere com fator de potência indutivo no mínimo igual a 0,8. Sendo assim, para uma potência nominal de 10 kVA, tem-se uma potência reativa nominal igual a 6 kVAr. Foi arbitrada uma tensão em vazio igual a  $V_{NL} = 1,03 \cdot V_F = 184,99 \text{ V}$ . A tensão nominal de pico por fase é  $V_F = 179,6 \text{ V}$ .

E por último, a partir de (3.26), pode-se obter a expressão que determina  $Q$ , sendo  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  as correntes medidas e convertidas ( $i_a, i_b, i_c$ ) para os seus valores no eixo de coordenadas estacionárias.

$$Q = \frac{3}{2} (v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha) \quad (3.26)$$

### 3.2.5. Droop P

O *droop* de potência ativa  $P-f$  é implementado utilizando-se (3.27) [39].

$$P_m = (F_{NL} - f_r) m_f \quad (3.27)$$

Sendo  $F_{NL}$  a frequência à vazio do conversor VSM,  $f_r = \omega_r / (2\pi)$  a frequência fundamental das tensões e correntes do conversor VSM e  $m_f$  o coeficiente de inclinação da curva *droop* de potência ativa. A equação (3.28) é a utilizada para se obter  $m_f$ .

$$m_f = \frac{\Delta P}{F_{NL} - F_E} \quad (3.28)$$



Sendo  $F_E$  a frequência nominal do conversor VSM. O valor de  $\Delta P$  escolhido foi de 10 kW (valor escolhido considerando-se uma variação de 100 % na potência ativa),  $F_{NL} = 60,5 \text{ Hz}$  e  $F_E = 60 \text{ Hz}$ .

### 3.3. Operação de conversores VSM em paralelo

A técnica proposta neste trabalho permite a operação em paralelo de dois ou mais conversores VSM. No entanto, tal como ocorre com geradores síncronos que devem operar em paralelo, o conversor VSM que irá entrar em paralelo deve ter a mesma tensão RMS, mesma frequência e mesmo ângulo de fase da tensão no PCC com o conversor VSM que já está em operação no instante do paralelismo. Os valores de referência da frequência e do ângulo de fase da tensão para o conversor que irá entrar em paralelo podem ser obtidos a partir de um PLL.

O controlador de tensão descrito no item 3.2.3 (*Controle da tensão no capacitor do filtro LCL*) é o utilizado para fazer com que a tensão do conversor VSM a ser colocado em paralelo seja a mesma do conversor VSM que já está em operação, sendo que para esta aplicação, a referência do controlador de tensão é a tensão no PCC ao invés de ser informada pelo controle *droop* de potência reativa. Quando o sincronismo é finalizado e os conversores são colocados para funcionar em paralelo, retorna-se à operação em *droop* para ambos os conversores.

Como mencionado anteriormente, a frequência do conversor VSM que será colocado em paralelo deve ser igual a frequência do que já está em operação, portanto, faz-se necessário projetar um controlador de frequência. A partir do modelo desenvolvido no item 3.2.2 (*Equação mecânica do conversor VSM*), pode-se obter a resposta dinâmica que representa o comportamento da frequência mediante um comando de  $P_m$ .

Na Figura 3.7 é apresentada a resposta dinâmica da variação da frequência normalizada do conversor VSM ( $\Delta\omega_o$ ) em relação ao seu valor nominal de frequência. Foi aplicado um degrau de  $P_m$  (800 W) com o intuito de se obter uma variação percentual da frequência em torno do seu ponto de operação (não mais que 20 % de variação). A

frequência do conversor VSM antes do comando de potência era igual ao seu valor nominal ( $\omega_E = 2\pi 60 = 377 \text{ rad/s}$ ).

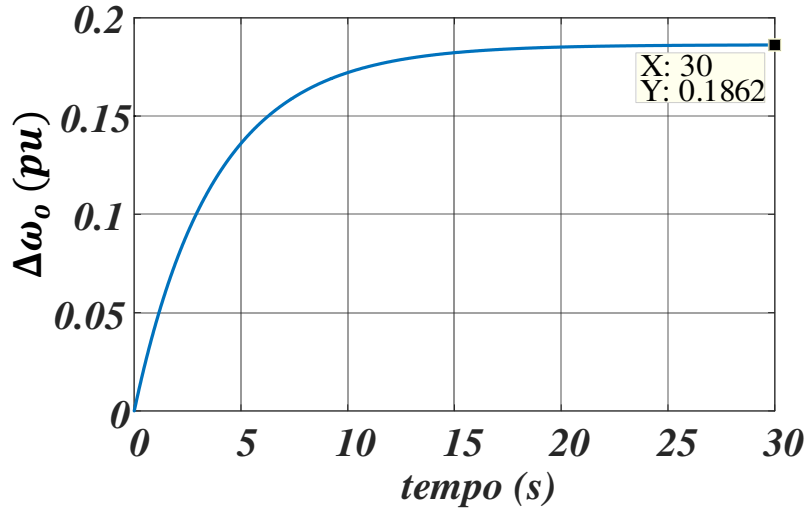


Figura 3.7 – Dinâmica da frequência do conversor VSM a um degrau de  $P_m$ .

Fonte: Autor.

A partir da Figura 3.7, percebe-se que a dinâmica obtida se assemelha a de uma função de 1ª ordem. Portanto, a função de transferência ( $G_f$ ) que relaciona a variação de frequência  $\Delta\omega_o$  com  $P_m$  pode ser aproximada por (3.29),

$$G_f(p) = \frac{\Delta\omega_o(p)}{P_m(p)} = K_f \frac{a_f}{p + a_f} \quad (3.29)$$

sendo  $a_f$  o polo da planta e  $K_f$  o ganho que relaciona o valor da variação da frequência em regime permanente ( $\Delta\omega_{o,max}$ ) com o valor de  $P_m$  aplicado, que pode ser obtido a partir de (3.30). Os valores obtidos de  $K_f$  e de  $a_f$  foram  $2,328 \cdot 10^{-4} \text{ W}^{-1}$  e  $0,025 \text{ s}^{-1}$ , respectivamente.

$$K_f = \frac{\Delta\omega_{o,max}}{P_m} \quad (3.30)$$

Na Figura 3.8 é apresentado um comparativo entre a resposta dinâmica a uma entrada em degrau, obtida com modelo completo (ver Figura 3.7) e com o modelo aproximado definido por (3.29). Percebe-se que as duas respostas dinâmicas são aproximadamente as mesmas. Portanto, o modelo aproximado de primeira ordem, dado por (3.29), será usado para projetar o controlador de frequência.

O diagrama em blocos do controle da frequência é apresentado na Figura 3.9. Também é utilizado um controlador PI para controlar a frequência com o objetivo de levá-la ao valor de referência ( $\omega^*$ ) informado através do PLL. Na área destacada em vermelho é apresentada a equação de *droop* de potência ativa, uma vez que esta é intrínseca ao modelo proposto.

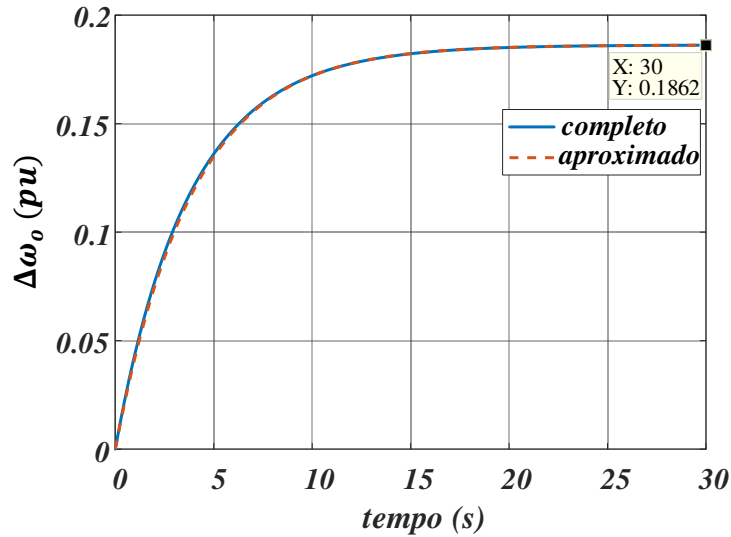


Figura 3.8 – Comparativo entre as dinâmicas da frequência pelo modelo completo e pelo modelo aproximado de primeira ordem. Fonte: Autor.

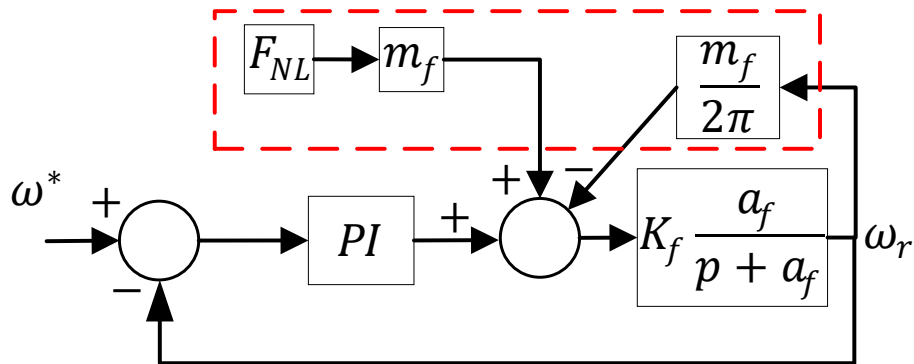


Figura 3.9 – Diagrama de blocos para projeto do controlador da frequência do conversor VSM que será colocado em paralelo. Fonte: Autor.

A função de transferência discreta da planta é apresentada em (3.31).

$$G_f(z) = \frac{5,993 \times 10^{-10}}{z - 1} \quad (3.31)$$

O controlador foi sintonizado para que o sistema em malha fechada tenha largura de faixa de 0,1 Hz. Na Tabela 3.4 são apresentados o valor do ganho proporcional ( $K_{pf}$ ) e do ganho integral ( $K_{if}$ ) do controlador da frequência.

Tabela 3.4 – Ganhos do controlador PI de frequência.

Parâmetro	Valor
$K_{pf}$	6508,26
$K_{if}$	65147,77

Uma vez que a frequência é regulada, um ajuste fino nesse valor é necessário para as tensões do conversor VSM que estão em processo de sincronização, sejam mantidas em fase com as tensões do conversor VSM que já está em operação. Logo, após a frequência do conversor VSM a ser posto em paralelo, for igualada à frequência do conversor VSM que está operando, o valor da ação de controle do regulador de frequência é mantido constante e somente após isso é que o processo de regulação da fase é iniciado. Um PLL é utilizado para garantir que ambos os conversores estejam na mesma fase, e isto ocorrerá quando a tensão de eixo  $d$  do conversor VSM que será colocado em paralelo for igual a zero (o PLL utilizado neste trabalho mantém sempre a tensão de eixo  $d$  igual a zero).

Sabe-se que existe uma relação linear entre a frequência e a tensão induzida numa máquina síncrona, como apresentado em (3.32) [39].

$$e = \frac{\sqrt{2}}{2} N_c \phi \omega_r \quad (3.32)$$

Sendo  $e$  a tensão induzida,  $N_c$  o número de espiras e  $\phi$  o fluxo da máquina. Reescrevendo (3.32) como (3.33) pode-se obter o parâmetro  $K_{wv}$  que relaciona  $e_d$  (tensão induzida de eixo  $d$ ) e  $\omega_r$ .

$$e_d = K_{wv} \omega_r \quad (3.33)$$

Na Figura 3.10 é apresentado o diagrama de blocos do controle da fase. Assim, como nos outros controladores apresentados, também foi utilizado um controlador PI para controle da fase. O valor da tensão de referência ( $v_d^*$ ) é fornecido pelo PLL aplicado às

tensões medidas no PCC, do lado do conversor VSM com que se deseja sincronizar o conversor VSM a ser colocado em operação. Para um sistema de referência alinhado com o vetor das tensões, o valor de  $v_d^*$  é zero. Logo, as tensões nos dois conversores VSM estarão em fase (sincronizados) quando  $e_d$  for também nula.

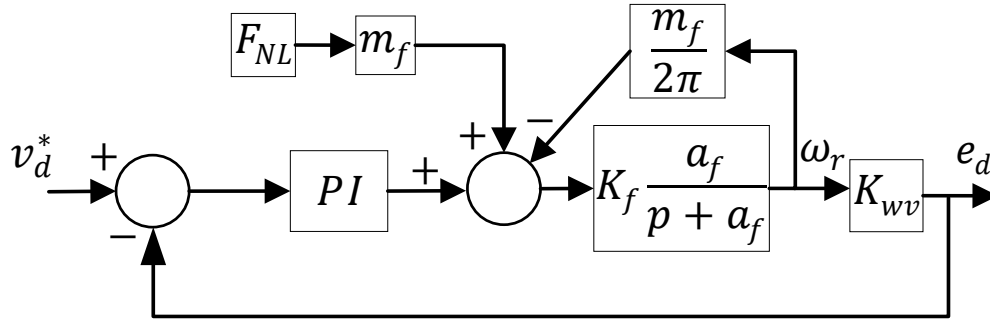


Figura 3.10 – Diagrama de blocos para projeto do controlador da fase do conversor VSM que será colocado em paralelo. Fonte: Autor.

A função de transferência discreta da planta é apresentada em (3.34).

$$G_{fa}(z) = \frac{2,855 \times 10^{-10}}{z - 1} \quad (3.34)$$

O controlador foi sintonizado para que o sistema em malha fechada tenha largura de faixa de 0,01 Hz. Na Tabela 3.5 são apresentados o valor do ganho proporcional ( $K_{pfa}$ ) e do ganho integral ( $K_{ifa}$ ) do controlador da fase.

Tabela 3.5 – Ganhos do controlador PI de fase.

Parâmetro	Valor
$K_{pfa}$	37,42
$K_{ifa}$	374,57

### 3.4. Operação do conversor VSM conectado à rede elétrica

A metodologia apresentada no item 3.3 (*Operação de conversores VSM em paralelo*) para paralelismo de conversores VSM também é utilizada para o sincronismo do mesmo com uma rede elétrica comercial (“barramento infinito”). Porém, o conversor

VSM nesse modo de operação mede a frequência e o ângulo de fase das tensões da rede, ao invés de medir essas variáveis de outro conversor VSM. No momento que ambos estiverem sincronizados, a chave que os interliga é fechada

Quando em paralelo com a rede, o conversor VSM pode continuar operando em *droop*. Nesta operação, o valor de  $m_f$  e/ou  $F_{NL}$  podem ser usados para configurar a quantidade de potência ativa a ser produzida pelo conversor VSM.

A quantidade de potência reativa a ser produzida pelo conversor VSM é informada através de um comando externo ( $Q^*$ ), como pode ser visto na Figura 3.11. Este valor de potência reativa é aplicado no bloco “*Controle de  $Q_{med}$* ” que tem como objetivo, controlar o valor da potência reativa no PCC. Caso se deseje que o conversor VSM opere com fator de potência unitário,  $Q^*$  deve ser inicializado com valor igual a zero. O valor de  $Q_{med}$  é calculado a partir de (3.35).

$$Q_{med} = \frac{3}{2} (v_{\alpha PCC} i_{r\beta} - v_{\beta PCC} i_{r\alpha}) \quad (3.35)$$

Sendo  $v_{\alpha PCC}$  e  $v_{\beta PCC}$  as tensões medidas e calculadas no PCC no eixo de coordenadas estacionárias,  $i_{r\alpha}$  e  $i_{r\beta}$  as correntes medidas e calculadas que são injetadas na rede ( $i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$ ) no eixo de coordenadas estacionárias. O controlador utilizado neste bloco é do tipo PI (assim como mostrado nos outros controladores ao longo deste trabalho), sintonizado com largura de faixa de uma década abaixo da largura de faixa que foi utilizada para sintonizar o controlador da tensão do capacitor do filtro LCL. O ganho proporcional ( $K_{pQ}$ ) e o ganho integral ( $K_{iQ}$ ) são mostrados na Tabela 3.6.

Tabela 3.6 – Ganhos do controlador PI de  $Q_{med}$ .

Parâmetro	Valor
$K_{pQ}$	0,1156
$K_{iQ}$	1,1574

Assim como na estrutura de controle utilizada para o funcionamento do conversor VSM operando de forma isolada ou em paralelo, o bloco “*Droop Q*” também é utilizado na operação conectada à rede elétrica. No entanto, diferentemente de como foi mostrado

anteriormente, a potência reativa medida neste bloco considera para seu cálculo a tensão no PCC e a corrente em  $L_2$ . O valor desta potência reativa é calculado através de (3.36):

$$Q = \frac{3}{2}(v_{\alpha PCC}i_{\beta 2} - v_{\beta PCC}i_{\alpha 2}) \quad (3.36)$$

Sendo  $i_{\alpha 2}$  e  $i_{\beta 2}$  as correntes medidas e calculadas através de  $L_2$  ( $i_{a2}, i_{b2}, i_{c2}$ ) no eixo de coordenadas estacionárias.

Caso o conversor VSM não seja capaz de fornecer as potências ativa e reativa demandadas pelas cargas nele conectado, a rede elétrica supre a demanda restante de potência. Uma das características do conversor VSM é que ele pode transitar entre o modo conectado à rede e o modo isolado sem chaveamento de controle, ou seja, a carga continua sendo alimentada durante todo o tempo sem que o conversor VSM mude seu modo operante (fonte de corrente para fonte de tensão, por exemplo). E caso a potência demandada pela carga seja maior que a nominal do conversor VSM (nesta situação em específico, ocorreu uma falha na rede e o conversor VSM precisou se desconectar da mesma, por exemplo), as malhas de controle *droop* se tornam responsáveis por gerenciar esta demanda (considerando-se que a fonte primária do conversor VSM é capaz de supri-la)

A topologia do conversor trifásico VSM conectado à rede elétrica é apresentada na Figura 3.11.

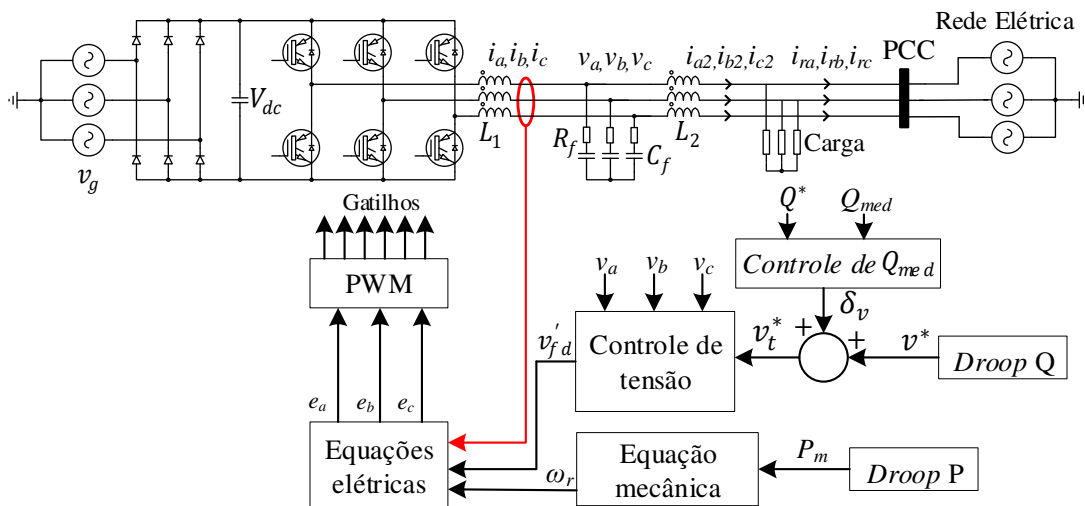


Figura 3.11 – Estrutura detalhada do conversor VSM proposto operando conectado à rede elétrica. Fonte: Autor.

### 3.5. Conclusões

Neste capítulo foi apresentado o desenvolvimento de uma estratégia de controle que permite que um inversor opere como um conversor VSM. Primeiramente, foi apresentada a estrutura de controle do conversor VSM quando operando de forma isolada, ou seja, alimentando uma carga e quando o mesmo opera em paralelo com um ou mais conversores VSM. Também foi apresentada a estrutura de controle do conversor VSM quando conectado à rede elétrica.

Através da utilização de uma carga virtual RC mostrou-se que o conversor VSM poderia ser analisado operando mesmo em vazio, visto que, as equações que descrevem sua parte elétrica foram modeladas assumindo a operação como motor e não como gerador.

Observou-se que através de manipulações matemáticas tornou-se possível modelar a equação mecânica do conversor VSM através de comando de potência, ao invés de comando de conjugado.

Percebeu-se que a função de transferência aproximada entre a tensão de campo e a tensão de pico de saída do conversor VSM poderia ser aproximada por uma função de primeira ordem, facilitando desta forma o projeto do controlador de tensão.

O controle das potências ativa e reativa do conversor VSM foi possível devido a implementação do controle *droop*  $P - f$  e  $Q - v$ . Esta abordagem foi utilizada para o conversor VSM operando de forma isolada ou em paralelo com outro conversor VSM.

Para a operação em paralelo de conversores VSM foi desenvolvida uma rotina de sincronismo muito semelhante à utilizada em geradores eletromecânicos, onde o valor da tensão de pico, a frequência e o ângulo de fase da tensão do conversor que fosse colocado em paralelo deveriam ser os mesmos relativos ao conversor VSM que já estava em operação. O modelo utilizado para controlar a frequência e o ângulo de fase da tensão foi representado através de uma função de primeira ordem, que relacionava a variação percentual em torno do valor fundamental da frequência com um comando de potência mecânica.



O conversor VSM também pode operar conectado à rede elétrica, com o processo de sincronismo do mesmo com à rede análogo ao que foi utilizado para a operação em paralelo de conversores VSM. O valor da potência ativa injetada na rede é controlado através do bloco “*Droop P*”, necessitando-se apenas a alteração do valor da frequência à vazio ou do coeficiente de inclinação da curva *droop* de potência ativa. O valor da potência reativa injetada é controlado através do bloco “Controle de  $Q_{med}$ ”, a partir de um comando de potência reativa. Uma importante vantagem desta topologia é que o conversor VSM pode operar tanto conectado à rede quanto isolado, sem que haja chaveamento na sua estrutura de controle entre os dois modos de operação.

# Capítulo 4

---

## 4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

### 4.1. Introdução

Este capítulo tem como objetivo apresentar e analisar resultados obtidos a partir de simulações computacionais e montagens experimentais a fim de validar a técnica proposta. Num primeiro espaço são apresentados resultados obtidos via software MATLAB/*Simulink* da MathWorks, analisando-se o desempenho dinâmico do conversor VSM proposto na operação em paralelo. Depois são apresentados resultados de simulações do conversor VSM operando conectado à rede elétrica (“barramento infinito”). E por último, são apresentados os resultados experimentais do conversor VSM em operação, obtidos em laboratório.

### 4.2. Resultados de simulações

#### 4.2.1. Operação em paralelo

Na Figura 4.1 é apresentado o diagrama da operação em paralelo dos conversores VSM. Na análise realizada, via simulação, primeiramente, o conversor VSM 1 já está em operação alimentando uma carga, em seguida o conversor VSM 2 é colocado em processo de sincronização com o conversor VSM 1 e quando o processo de sincronismo é finalizado, a chave 3 é fechada permitindo a operação em paralelo de ambos os conversores. Desse instante em diante eles começam a compartilhar a potência demandada pela carga de forma igualitária e seguindo as equações de controle *droop*. A carga utilizada é do tipo RL com potência de 5 kW e 1 kVAr.

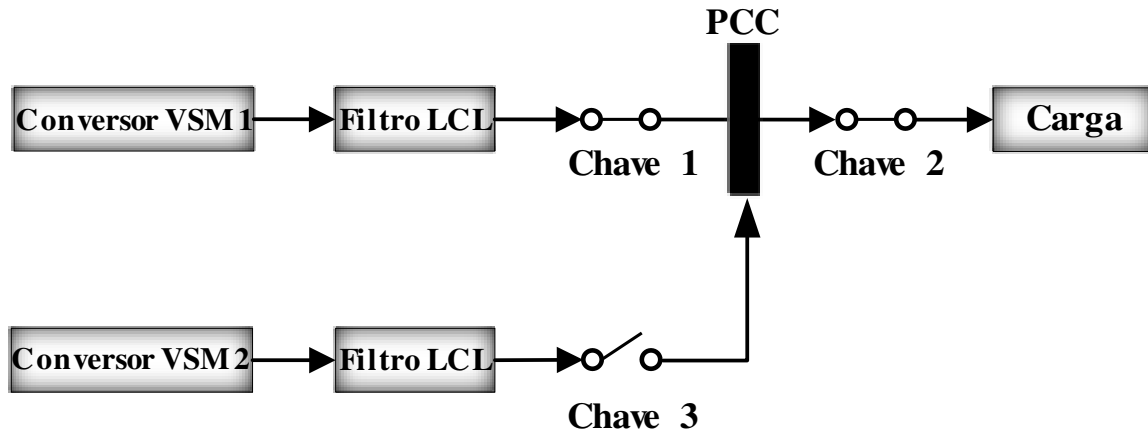


Figura 4.1 – Diagrama esquemático da operação em paralelo dos conversores VSM. Fonte: Autor.

Na Tabela 4.1 são apresentados os parâmetros utilizados para obtenção dos resultados de simulação. Eles foram os mesmos utilizados tanto para a operação em paralelo quanto para a operação do conversor VSM conectado à rede elétrica. Não foram utilizados filtros passa-baixa nas medições de potência.

Tabela 4.1 – Parâmetros de simulação do sistema.

Parâmetro	Valor
Potência nominal do conversor VSM	$P_N = 10 \text{ kVA}$
Tensão nominal do barramento CC	$V_{dc} = 350 \text{ V}$
Frequência de chaveamento	$f_{sw} = 10 \text{ kHz}$
Tempo de amostragem	$T_s = 100 \text{ } \mu\text{s}$
Frequência da rede	$f_g = 60 \text{ Hz}$
Tensão de linha da rede	$v_g = 220 \text{ V}$
Filtro LCL	
Indutor $L_1$	$L_1 = 2 \text{ mH}$
ESR de $L_1$	$R_1 = 0,377 \text{ m}\Omega$
Indutor $L_2$	$L_2 = 2 \text{ mH}$
ESR de $L_2$	$R_2 = 0,377 \text{ m}\Omega$
Capacitor $C_f$	$C_f = 30 \text{ } \mu\text{F}$
Resistência de amortecimento $R_f$	$R_f = 8 \text{ } \Omega$
Coeficiente de inclinação da reta $Q - v$	$m_v = 1113,6 \text{ VAr/V}$

Coeficiente de inclinação da reta $P - f$	$m_f = 20000 \text{ W/Hz}$
Ganhos do controlador da tensão do capacitor	
$K_{pv}$	0,3542
$K_{iv}$	3,5455
Ganhos do controlador de $Q_{med}$	
$K_{pQ}$	0,1156
$K_{iQ}$	1,1574

---

Na Figura 4.2 é apresentada a resposta dinâmica da frequência no instante do paralelismo para dois conversores VSM. A chave que os interconecta é fechada aos 15 segundos.

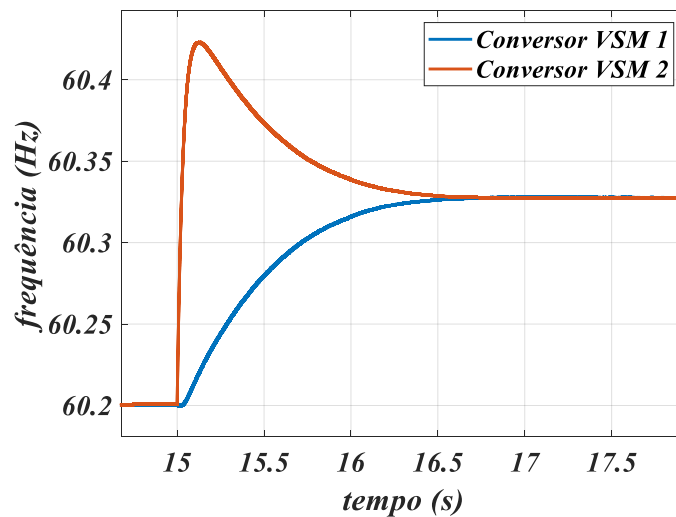


Figura 4.2 – Resposta dinâmica da frequência para conversores VSM no instante do paralelismo. Fonte: Autor.

A partir da Figura 4.2, percebe-se que a resposta dinâmica da frequência no instante do paralelismo, para ambos os conversores, se deu de forma suave e sem oscilações. O conversor VSM que foi colocado em paralelo apresentou uma variação de 0,09 Hz entre o seu valor máximo alcançado e o valor da frequência em regime permanente, enquanto que a frequência do conversor VSM 1 atingiu o valor de referência com característica exponencial.

Na Figura 4.3 é apresentada a resposta dinâmica da potência ativa no instante do paralelismo para os dois conversores VSM.

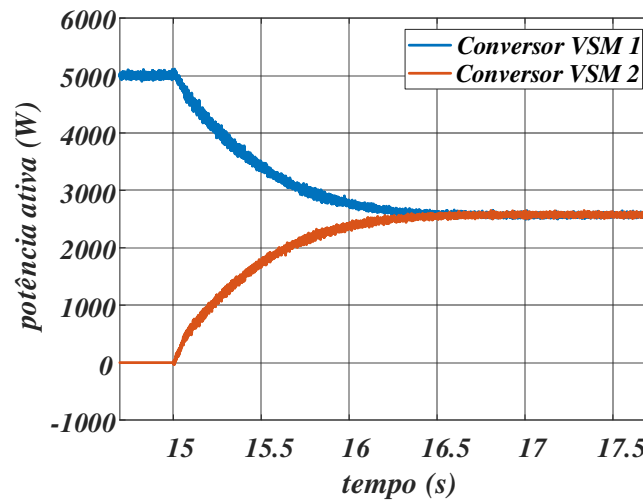


Figura 4.3 – Resposta dinâmica da potência ativa para conversores VSM no instante do paralelismo. Fonte: Autor.

A partir da Figura 4.3, percebe-se que a resposta dinâmica do compartilhamento de potência ativa apresentou comportamento exponencial e não-oscilatório para ambos os conversores VSM. Pode-se observar que a potência ativa foi compartilhada igualmente para ambos os conversores.

Na Figura 4.4 é apresentada a resposta dinâmica da potência reativa no instante do paralelismo para os dois conversores VSM.

A partir da Figura 4.4, percebe-se que a resposta dinâmica do compartilhamento de potência reativa se deu forma suave e não-oscilatória. Percebe-se também que a potência reativa demandada pela carga foi suprida pelos conversores VSM de forma praticamente igualitária.

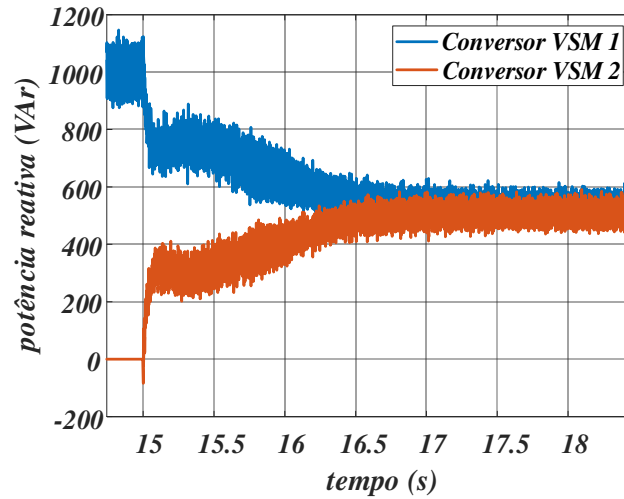


Figura 4.4 – Resposta dinâmica da potência reativa para conversores VSM no instante do paralelismo. Fonte: Autor.

Na Figura 4.5 é apresentada a resposta dinâmica da corrente de saída na fase ‘a’ no instante do paralelismo para os dois conversores VSM.

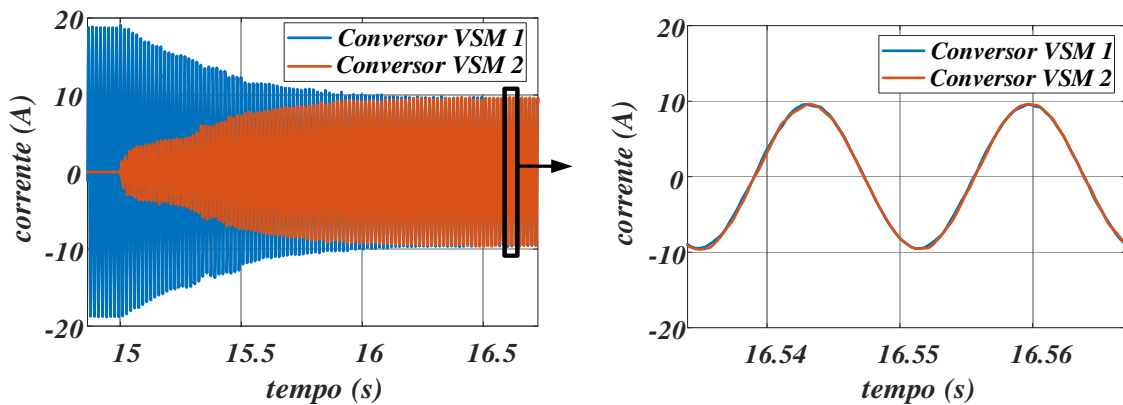


Figura 4.5 – Resposta dinâmica das correntes de saída na fase ‘a’ para conversores VSM no instante do paralelismo. Fonte: Autor.

A partir da Figura 4.5, percebe-se que as correntes de saída para ambos os conversores apresentaram resposta exponencial durante o regime transitório, e que cada conversor forneceu metade da potência demandada pela carga em regime permanente.

#### 4.2.2. Operação conectado à rede elétrica (“barramento infinito”)

Visando avaliar a capacidade do conversor VSM de operar conectado à rede elétrica, foram realizadas simulações para este caso. O diagrama que mostra a operação

do conversor VSM conectado à rede elétrica é apresentado na Figura 4.6. Num primeiro cenário, o conversor VSM foi sincronizado com a rede e após o fim do sincronismo, a chave 1 foi fechada e ele foi colocado para injetar potência com fator de potência unitário a partir do instante  $t_1$ . No instante  $t_2$ , a chave 2 foi fechada e foi inserido no sistema uma carga com potência trifásica de 6 kW. E no instante  $t_3$ , ocorreu uma falha na rede principal, a chave 1 foi aberta e o conversor VSM se desconectou da rede elétrica.

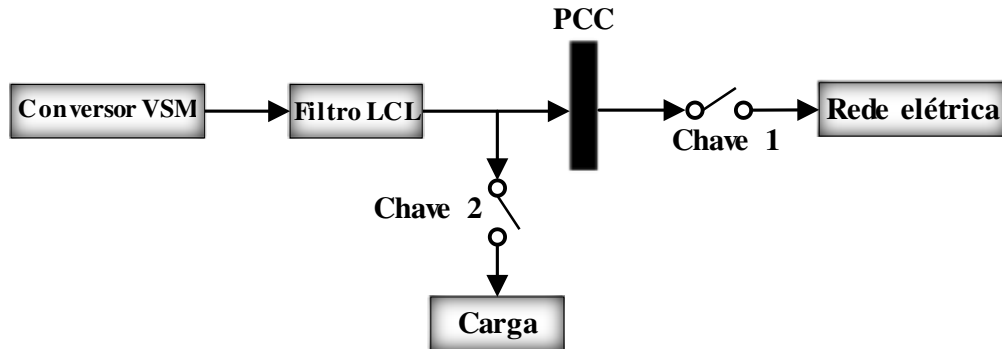
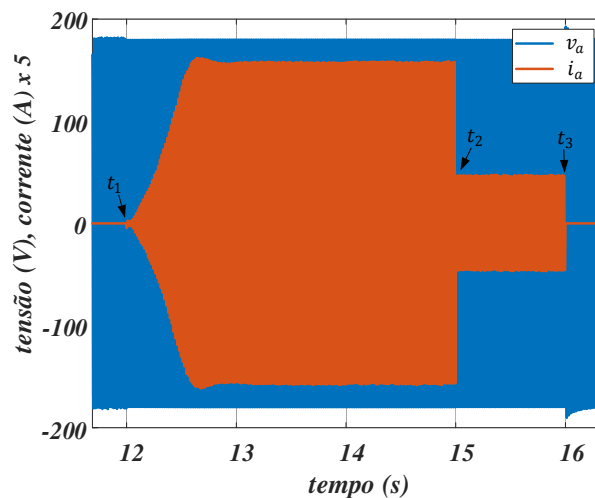
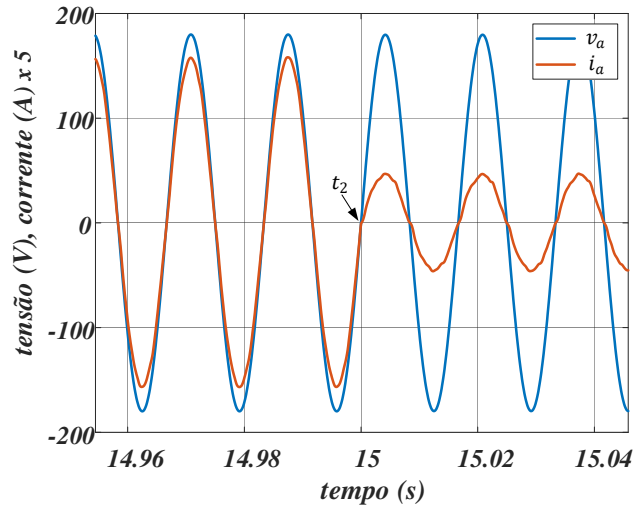


Figura 4.6 – Diagrama esquemático da operação do conversor VSM conectado à rede elétrica. Fonte: Autor.

Na Figura 4.7(a) é apresentada a resposta da tensão da fase ‘a’ ( $v_a$ ) no PCC e a corrente da fase ‘a’ ( $i_a$ ) injetada na rede. Na Figura 4.7(b) essas respostas são ampliadas para melhor visualização. O valor da corrente nesta imagem aparece multiplicado por um fator de cinco (5x).



a)



b)

Figura 4.7 – a) Tensão no PCC e corrente injetada na rede em uma das fases e b) visão ampliada das variáveis de tensão e corrente Fonte: Autor.

Percebe-se claramente a partir da Figura 4.7 que o conversor VSM passou a injetar menor quantidade de potência ativa no instante que a carga foi inserida e que não injetou nenhuma potência quando a rede foi desconectada. Através da imagem ampliada fica claro que o conversor VSM estava injetando potência com fator de potência unitário.

Na Figura 4.8 é apresentada a resposta da potência ativa injetada ( $P_{inj}$ ) e a resposta da potência absorvida pela carga ( $P_{carga}$ ), ambas da fase ‘a’.

Pode-se perceber que quando a carga foi inserida, a potência fornecida pelo conversor VSM foi dividida entre a rede e a carga. Um ponto interessante nessa imagem é que a potência consumida pela carga continuou sendo a mesma logo após o instante em que o conversor VSM se desligou da rede elétrica.

Na Figura 4.9 é apresentado o comportamento da corrente na carga ( $i_{carga}$ ) na fase ‘a’. Percebe-se que após o transitório (provocado pela desconexão do conversor VSM da rede elétrica), a corrente retornou ao valor demandado pela carga, sem que houvesse algum chaveamento na estrutura de controle do conversor VSM. A referência de potência ativa a ser fornecida para a carga é auto ajustada pelo conversor VSM a partir da lei de controle *droop*  $P - f$ .



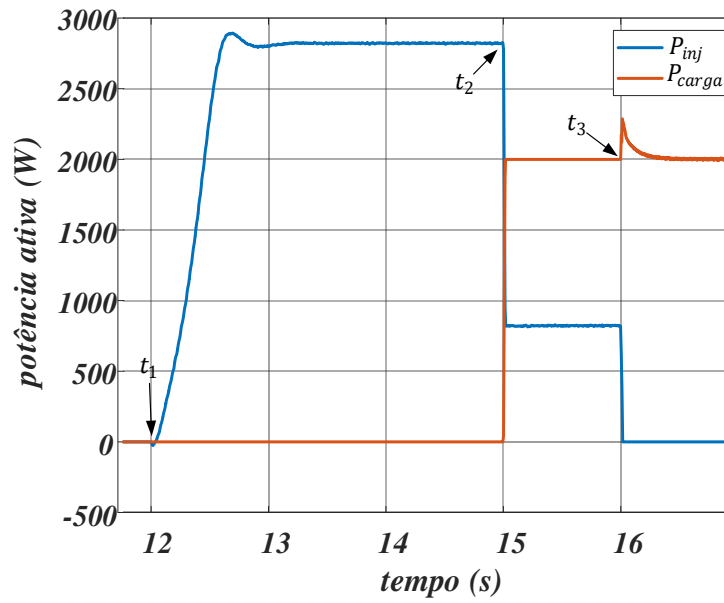


Figura 4.8 – Potências injetada na rede e absorvida pela carga em uma das fases.

Fonte: Autor.

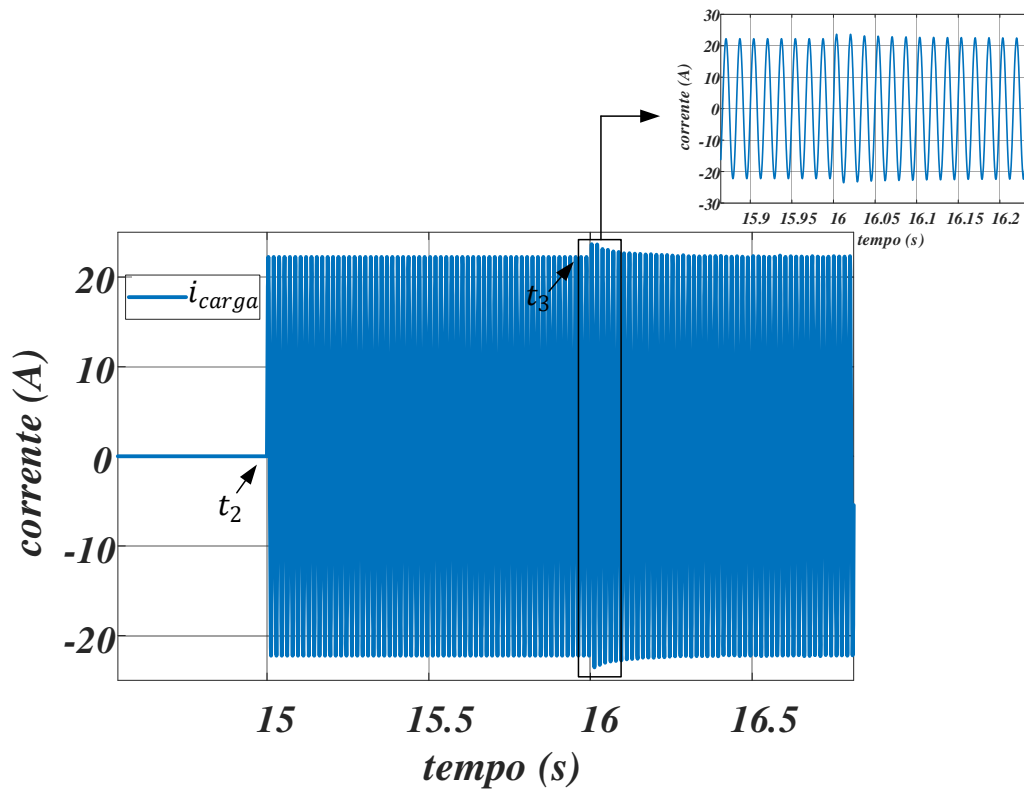
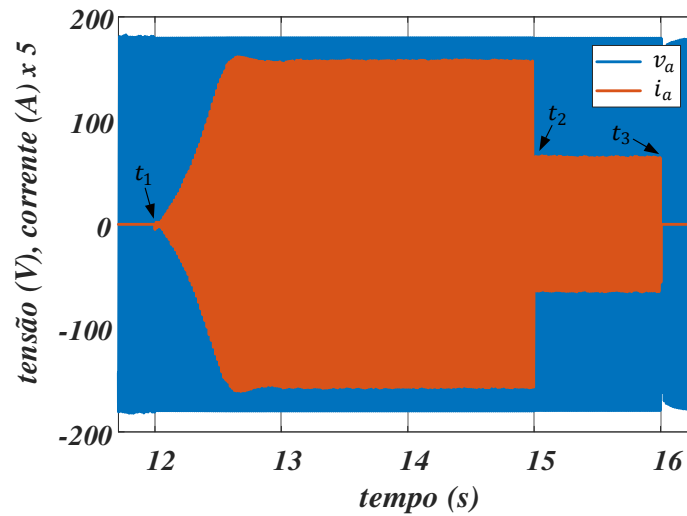


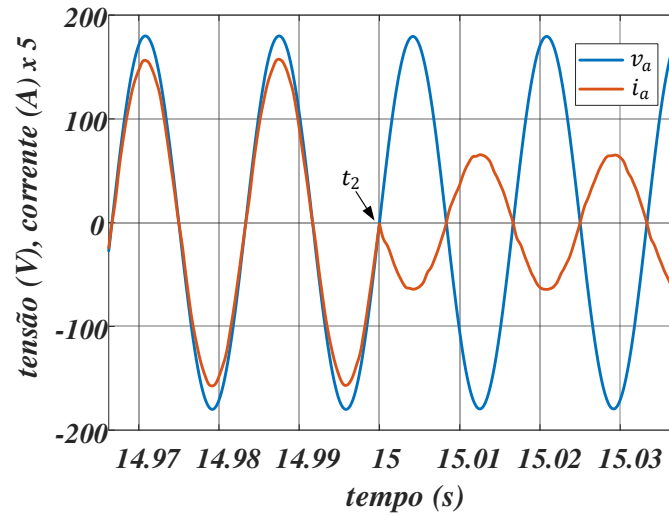
Figura 4.9 – Corrente em uma das fases na carga. Fonte: Autor.

Num segundo cenário, foi realizada uma simulação idêntica à primeira, porém, uma carga com valor de potência maior (a potência da carga era de 12 kW) do que a potência nominal do conversor VSM foi inserida.

Na Figura 4.10(a) é apresentada a resposta da tensão da fase ‘a’ ( $v_a$ ) no PCC e a corrente da fase ‘a’ ( $i_a$ ) injetada na rede. Na Figura 4.10(b) essas respostas são ampliadas para melhor visualização. O valor da corrente aparece multiplicado por um fator de cinco (5x).



a)



b)

Figura 4.10 – a) Tensão no PCC e corrente injetada na rede em uma das fases e b) visão ampliada das variáveis de tensão e corrente Fonte: Autor.

A partir da Figura 4.10 pode-se observar que o conversor VSM injetou potência ativa na rede igualmente ao cenário anterior, no entanto, quando a carga foi inserida e pelo fato de possuir maior potência do que a nominal do conversor VSM, a rede passou a ser fonte de potência para a carga, com a finalidade de suprir parte da potência demandada por ela. Na Figura 4.10(b) pode-se observar que a fase da corrente injetada mudou em  $180^\circ$ , ou seja, fluxo de potência da rede para a carga.

Na Figura 4.11 é apresentada a resposta da potência produzida pelo conversor VSM ( $P_{inj}$ ), a potência absorvida pela carga ( $P_{carga}$ ) e a potência fornecida pela rede ( $P_{rede}$ ), para o mesmo cenário de simulação apresentado na Figura 4.10. Pode-se observar que entre  $t_1$  e  $t_2$ ,  $P_{inj}$  é igual a  $P_{rede}$ , uma vez que o conversor VSM está injetando potência na rede, no entanto, entre  $t_2$  e  $t_3$ , a rede passa a fornecer potência para a carga juntamente com o conversor VSM, para suprir a potência demandada. A partir de  $t_3$ , a potência demandada pela carga é suprida exclusivamente pelo conversor VSM. A operação a partir de  $t_3$  é possível, uma vez que o conversor proposto opera em *droop*, ou seja, a frequência do mesmo diminui e o conversor passa a fornecer mais potência (deixando-se claro que isto é possível quando a fonte primária do conversor VSM é capaz de suprir a carga).

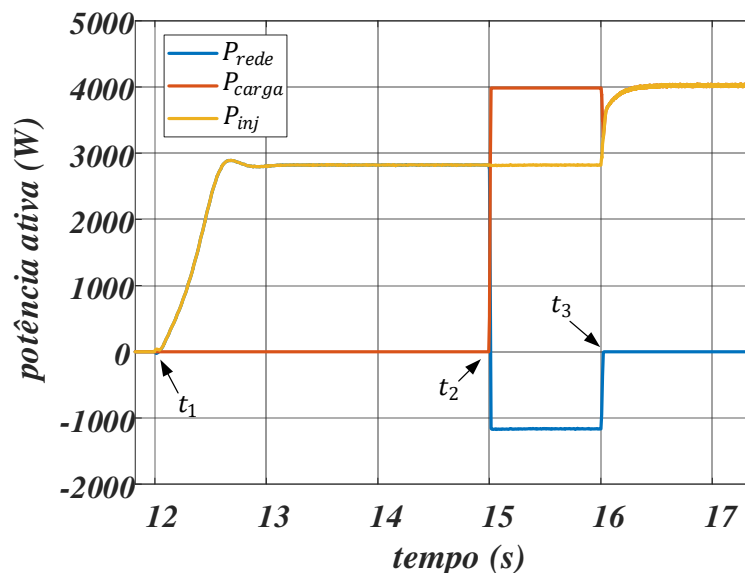


Figura 4.11 – Resposta dinâmica da potência produzida pelo conversor VSM, potência fornecida/absorvida pela rede e potência absorvida pela carga para uma carga com potência maior que a potência nominal do conversor VSM. Fonte: Autor.

Na Figura 4.12 é apresentada a variação da frequência do conversor VSM ( $f_r$ ) quando a rede é desconectada, comprovando a afirmação anterior.

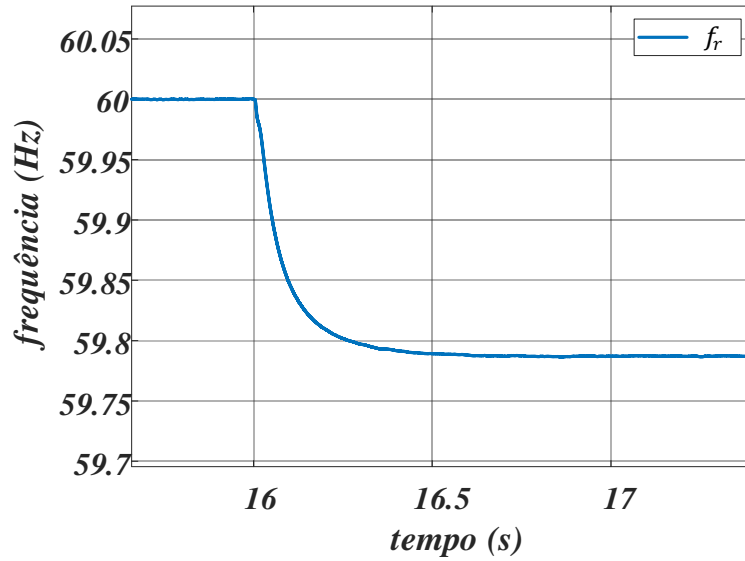


Figura 4.12 – Resposta dinâmica de  $f_r$  quando o conversor VSM é desconectado da rede. Fonte: Autor.

#### 4.3. Resultados experimentais

A fim de validar a técnica proposta, resultados experimentais do conversor VSM em operação foram obtidos. Para que isso fosse possível, dois protótipos foram montados em laboratório com o objetivo de emular os conversores VSM. No APÊNDICE A e APÊNDICE B são apresentadas com maiores detalhes as etapas desenvolvidas para a montagem experimental dos conversores VSM. Na Tabela 4.2 são apresentados os parâmetros do circuito de potência dos protótipos utilizados para obtenção dos resultados experimentais.

Tabela 4.2 – Parâmetros do circuito de potência dos protótipos.

Parâmetro	Valor
Potência nominal do conversor VSM experimental	$P_{VSM} = 1500 \text{ W}$
Tensão do barramento CC	$V_{dc} = 300 \text{ V}$
Frequência de chaveamento	$f_{sw} = 10 \text{ kHz}$
Tempo de amostragem	$T_s = 100 \text{ } \mu\text{s}$
Tensão de linha de saída do conversor VSM	$V_{LL} = 120 \text{ V}$
Filtro LCL	
Indutor $L_1$	$L_1 = 2 \text{ mH}$
ESR de $L_1$	$R_1 = 0,377 \text{ m}\Omega$
Indutor $L_2$	$L_2 = 2 \text{ mH}$
ESR de $L_2$	$R_2 = 0,377 \text{ m}\Omega$
Capacitor $C_f$	$C_f = 30 \text{ } \mu\text{F}$
Resistência de amortecimento $R_f$	$R_f = 8 \text{ } \Omega$

Estes resultados foram coletados em duas situações: operação de um conversor VSM alimentando uma carga resistiva e operação em paralelo de dois conversores VSM.

#### 4.3.1. Conversor VSM alimentando uma carga

Na Figura 4.13 é apresentado o resultado obtido para operação em regime permanente com uma carga de 1500 W conectada à saída do conversor VSM. Nela são apresentadas a tensão de linha na carga entre as fases ‘b’ e ‘c’ e a corrente na carga da fase ‘c’. Pode-se observar que a tensão de linha de saída do conversor está corretamente controlada em 119,4 V, conforme mostrado na Tabela 4.2.

Na Figura 4.14 é apresentada a distorção harmônica total (THD, do inglês: *Total Harmonic Distortion*) e os valores das componentes harmônicas da corrente da fase ‘c’.

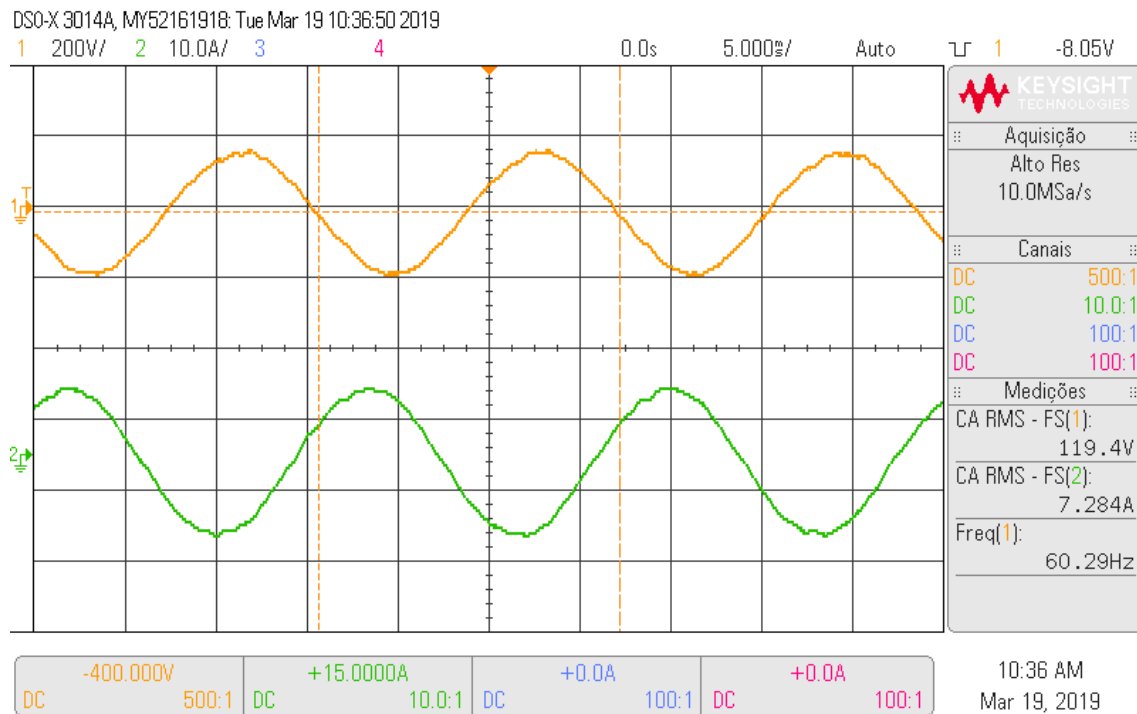


Figura 4.13 – Resultados experimentais em regime permanente com carga de 1500 W na saída do conversor VSM. Fonte: Autor.

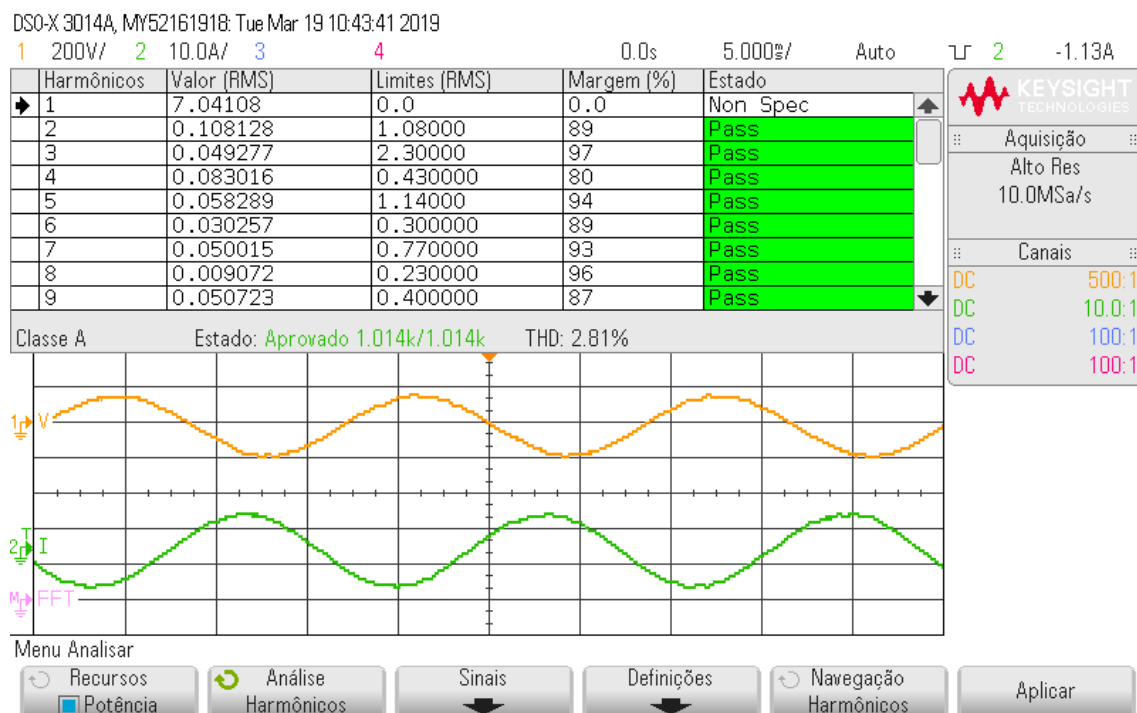


Figura 4.14 – Componentes harmônicas e THD de uma das fases de saída do conversor VSM. Fonte: Autor.

### 4.3.2. Conversores VSM operando em paralelo

Na Figura 4.15 é apresentada a resposta transitória das correntes de saída na fase ‘c’ no momento em que os conversores VSM são colocados em paralelo. A corrente em azul é a do conversor que já estava anteriormente em operação, a corrente na cor rosa é a corrente do conversor que foi colocado em paralelo e a corrente na cor verde é a corrente na carga. O instante  $t_1$  é o momento que os conversores são colocados pra funcionarem em paralelo. Os conversores VSM estão alimentando uma carga de 1500 W.

Percebe-se que a resposta transitória da corrente para ambos os conversores apresentou comportamento praticamente exponencial, e ambos compartilharam a potência demandada pela carga aproximadamente de forma equânime. Outro ponto que pode ser observado, é que a corrente de carga não sofreu qualquer variação brusca em seu valor durante o momento do paralelismo.

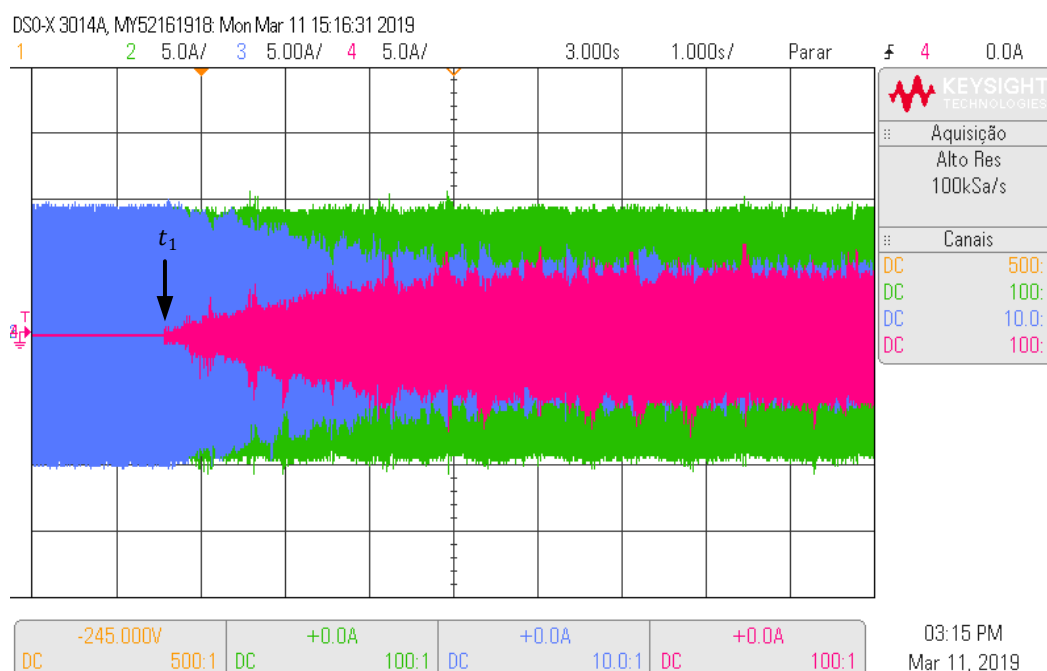


Figura 4.15 – Resultados experimentais em regime transitório da corrente dos conversores VSM e da corrente de carga operando em paralelo. Fonte: Autor.

Na Figura 4.16 é apresentada a resposta em regime permanente da corrente de cada conversor VSM e da corrente de carga.

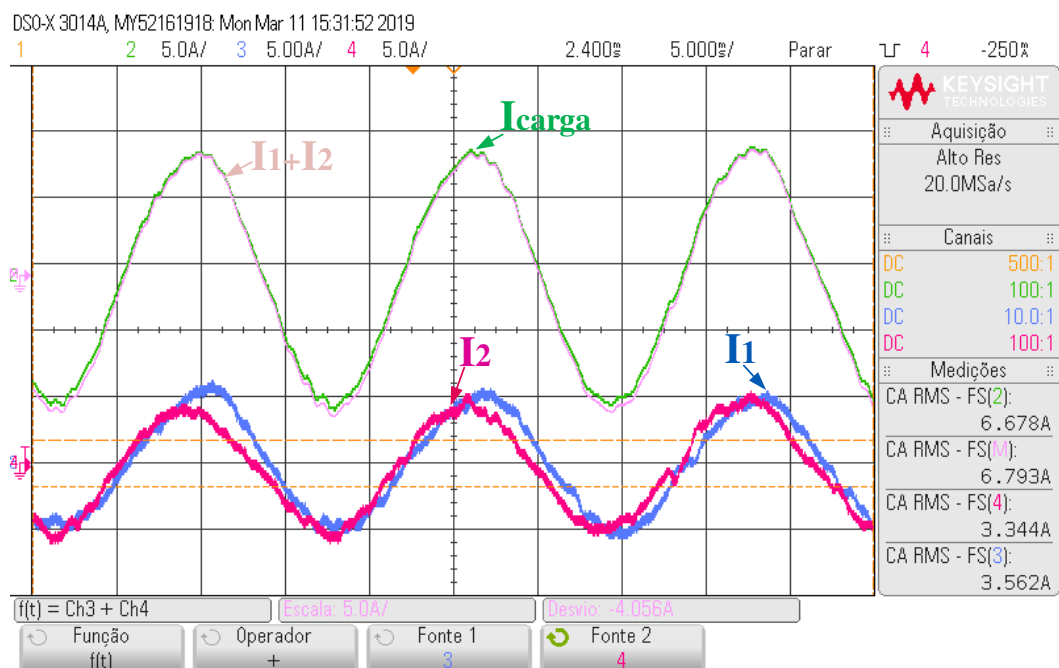


Figura 4.16 – Resultados experimentais em regime permanente da corrente dos conversores VSM e da corrente de carga operando em paralelo. Fonte: Autor.

Pode-se observar na Figura 4.16, que a corrente do conversor VSM 1 ( $I_1$ ) e a corrente do conversor VSM 2 ( $I_2$ ) possuem valores praticamente iguais, ou seja, eles estão compartilhando a potência demandada pela carga quase que igualmente. É possível perceber também que a soma das contribuições das correntes dos conversores VSM (dada na cor lilás) é igual a corrente da carga (dada na cor verde).

Na Figura 4.17 é apresentada a THD e as componentes harmônicas na corrente da fase 'c' na carga para a operação em paralelo.



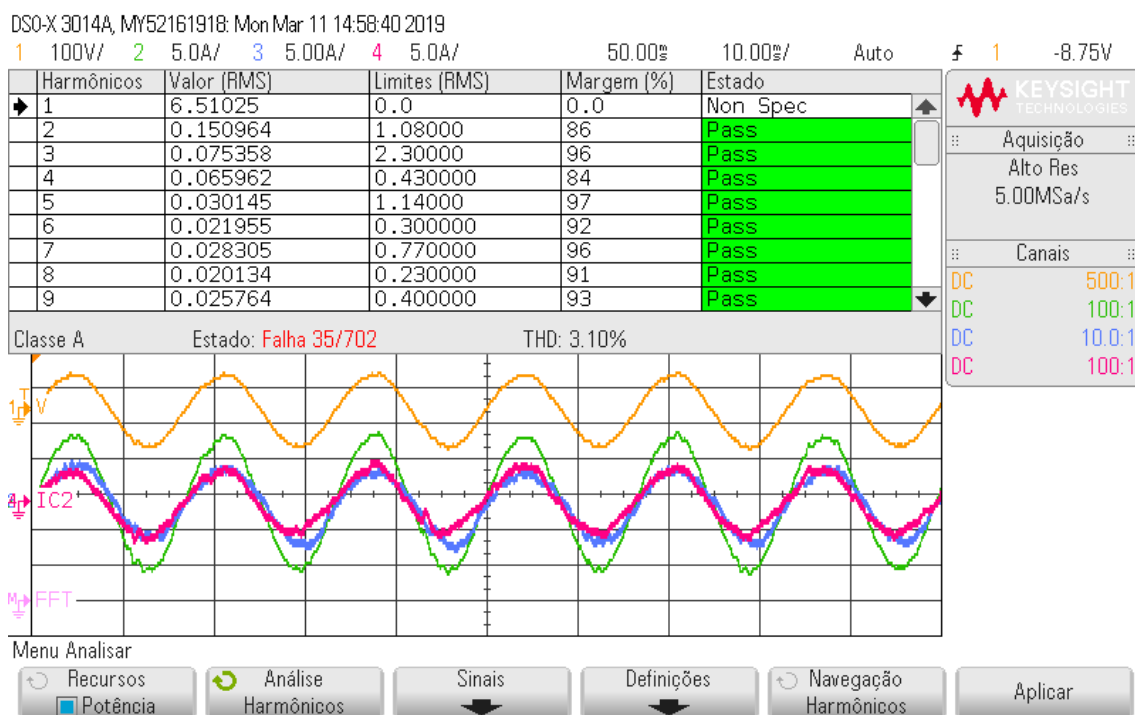


Figura 4.17 – Componentes harmônicas e THD de uma das fases de saída dos conversores VSM operando em paralelo. Fonte: Autor.

#### 4.4. Conclusões

Foram apresentados neste capítulo resultados de simulação, analisando-se a operação em paralelo de dois conversores VSM e de um conversor VSM conectado à rede elétrica. Foi mostrado que os conversores apresentaram resposta dinâmica de frequência, potência ativa e potência reativa no instante do paralelismo, sem que houvesse variações bruscas e comportamento oscilatório.

A operação conectada à rede elétrica do conversor VSM foi analisada sob os aspectos de operação em que ele injetava potência na rede e alimentava uma carga. Foi mostrado que o conversor VSM pode fornecer a potência demandada pela carga, como também injetar na rede o restante da potência por ele produzido. O conversor VSM também é capaz de trabalhar em paralelo com a rede com a finalidade de suprir a demanda da carga quando esta é maior do que a potência nominal do conversor VSM. Através de resultados de simulação validou-se a característica deste conversor de transitar entre o modo conectado com a rede e o modo isolado sem chaveamento de controle.

Conclui-se através de resultados experimentais que o conversor VSM funciona corretamente quer alimentando uma carga ou em paralelo com outro conversor. Para o caso testado, observou-se que os dois conversores VSM, quando operando em paralelo, compartilharam a potência demandada pela carga de forma praticamente igualitária.

## Capítulo 5

---

### 5. CONCLUSÕES GERAIS E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

No decorrer deste trabalho foi mostrado o interesse no meio científico por pesquisas que visam a implementação de técnicas de controle que assumem as características elétricas e mecânicas de máquinas síncronas aplicadas a inversores. Foi feito um estudo bibliográfico a fim de se observar as características comuns entre algumas dessas técnicas e classificá-las em determinados grupos. Ao fim desta etapa, simulações foram realizadas entre duas das técnicas estudadas (Conversor Síncrono e SPC), que funcionassem como fontes de tensão, a fim de avaliar suas respostas dinâmicas e a influência do grau de complexidade utilizado para a estrutura de controle sob a resposta dinâmica. Concluiu-se que o SPC apresentou resposta dinâmica menos oscilatória de frequência e potência ativa injetada no instante em que foi conectado à rede elétrica, quando comparado com o Conversor Síncrono.

Em seguida foi proposta uma técnica de controle que permitiu com que inversores funcionassem como se fossem máquinas síncronas, emulando suas características elétricas e mecânicas (conversor VSM). O conversor VSM proposto apresenta malhas de controle que regulam a potência ativa e a frequência, como também, a potência reativa e a tensão. Este conversor apresenta a capacidade de operar em paralelo com outros conversores VSM e conectado à rede elétrica principal, sendo que o seu processo de sincronização para funcionar em ambos os modos, é muito semelhante ao utilizado em máquinas síncronas eletromecânicas.

Observou-se via resultados de simulação que o conversor VSM apresentou comportamento dinâmico sem variações bruscas em suas grandezas elétricas (tensão, frequência, potência e etc.) no instante que foi colocado para operar em paralelo com outro conversor VSM. Também foi observada a capacidade de operação do conversor VSM conectado à rede elétrica, o qual pode controlar a quantidade de potência ativa e reativa que se deseja injetar, e a sua operação de forma isolada quando desconectada da rede elétrica sem a necessidade de chaveamento de controle. Resultados experimentais

comprovaram a funcionalidade do conversor VSM proposto, operando tanto de forma isolada como em paralelo com outro conversor.

Para dar continuidade a este trabalho, alguns aspectos podem ser analisados:

- Análise do conversor VSM operando com cargas desequilibradas e/ou não-lineares.
- Implementação prática do conversor VSM conectado à rede elétrica.
- Análise via simulação e em âmbito prático da operação de conversores VSM em paralelo e conectados à rede elétrica.
- Projeto do filtro LCL com valor adequado de capacitância para implementação prática, visando reduzir afundamentos de tensão, principalmente quando mudada a sua operação do modo conectado à rede para o modo isolado.
- Operação do conversor VSM com outros conversores alimentados por fontes renováveis de energia.
- Avaliar a possibilidade de operação do conversor VSM como sendo um conversor bidirecional, quando o barramento CC for composto de supercapacitor ou banco de baterias.
- Analisar quais os valores mais adequados dos parâmetros elétricos da máquina síncrona emulada, com o objetivo de aumentar a largura de faixa do controle de tensão, e também aumentar a rejeição às perturbações oriundas de degraus de entrada ou saída de carga.

## Referências

- [1] Empresa de Pesquisa Energética, “Anuário Estatístico de Energia Elétrica,” 2016.
- [2] Department of Energy Office of Electricity Delivery and Energy Reliability, “Summary Report: 2012 DOE Microgrid,” 30-31 Julho 2012. [Online]. Available: <https://www.energy.gov/sites/prod/files/2012%20Microgrid%20Workshop%20Report%2009102012.pdf>. [Acesso em 04 Junho 2018].
- [3] J. G. d. Matos, *Controle de Potência em Microrredes CA Isoladas com Aerogeradores e Bancos de Baterias Distribuídos (tese de doutorado)*, São Luís, 2014.
- [4] Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL, “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST - Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica,” 13 03 2018. [Online]. Available: <http://www.aneel.gov.br/modulo-8>. [Acesso em 29 01 2019].
- [5] U. Tamrakar, D. Shrestha, M. Maharjan, B. P. Bhattarai, T. M. Hansen e R. Tonkoski, “Virtual Inertia: Current Trends and Future Directions,” *Applied Sciences - MDPI*, vol. 7, nº 7, p. 29, 2017.
- [6] IEA PVPS, “Trends in 2016 in Photovoltaic Applications,” 2016. [Online]. Available: [http://iea-pvps.org/fileadmin/dam/public/report/national/Trends\\_2016\\_-\\_mr.pdf](http://iea-pvps.org/fileadmin/dam/public/report/national/Trends_2016_-_mr.pdf). [Acesso em 05 Junho 2018].
- [7] B. Kroposki, B. Johnson, Y. Zhang, V. Gevorgian, P. Denholm, B.-M. Hodge e B. Hannegan, “Achieving a 100% Renewable Grid: Operating Electric Power Systems with Extremely High Levels of Variable Renewable Energy,” *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 15, nº 2, p. 13, 2017.
- [8] M. M. Hussein, T. Senjyu, M. Orabi, . M. A. A. Wahab e M. M. Hamada, “Control of a Stand-Alone Variable Speed Wind Energy,” *applied sciences*, vol. 3, nº 2, p. 20, 2013.
- [9] R. Yan, T. K. Saha, N. Modi, N.-A. Masood e M. Mosadeghy, “The combined effects of high penetration of wind and PV on power system frequency response,” *applied energy*, vol. 145, p. 11, 2015.
- [10] ISO, Reciprocating internal combustion engine driven alternating current generating sets- Part 5: Generating sets, Std., 2005.

- [11] IEEE, IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications, IEEE, 1996.
- [12] R. Ofir, U. Markovic, P. Aristidou e G. Hug, “Droop vs. Virtual Inertia: Comparison from the Perspective of Converter Operation Mode,” em *IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)*, Limassol, 2018.
- [13] H.-P. Beck e R. Hesse, “Virtual Synchronous Machine,” em *9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, Barcelona, 2007.
- [14] Y. Chen, R. Hesse, D. Turschner e H.-P. Beck, “Improving the Grid Power Quality Using Virtual Synchronous Machines,” em *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, Málaga, 2011.
- [15] Y. Chen, D. Turschner e H.-P. Beck, “Investigation of the Virtual Synchronous Machine in the Island Mode,” em *3rd IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT Europe)*, Berlin, 2012.
- [16] Y. Chen, R. Hesse, D. Turschner e H.-P. Beck, “Comparison of methods for implementing virtual synchronous machine on inverters,” em *International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'12)*, Santiago de Compostela, 2012.
- [17] Q.-C. Zhong e G. Weiss, “Synchronverters: Inverters That Mimic Synchronous Generators,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 58, nº 4, p. 9, 2011.
- [18] Q.-C. Zhong e G. Weiss, “Static Synchronous Generators for Distributed Generation and Renewable Energy,” em *IEEE/PES Power Systems Conference and Exposition*, Seattle, 2009.
- [19] Q.-C. Zhong, P.-L. Nguyen, Z. Ma e W. Sheng, “Self-Synchronized Synchronverters: Inverters Without a Dedicated Synchronization Unit,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 29, nº 2, p. 14, 2014.
- [20] B. W. França, *Static Synchronous Generator With Sliding Droop Control for Distributed Generation in Microgrids (tese de doutorado)*, Rio de Janeiro: UFRJ, 2016.
- [21] Q.-C. Zhong e T. Hornik, “Synchronverters: Grid-friendly Inverters that Mimic Synchronous Generators,” em *Control of Power Inverters in Renewable Energy and Smart Grid Integration*, John Wiley & Sons, Ltd, 2013, pp. 277-296.
- [22] Y. Chen, R. Hesse, D. Turschner e H.-P. Beck, “Comparison of methods for implementing virtual synchronous machine on inverters,” em *International Conference on Renewable Energies and Power Quality - ICREPQ*, Santiago de Compostela, 2012.

- [23] K. Sakimoto, Y. Miura e T. Ise, “Stabilization of a power system with a distributed generator by a virtual synchronous generator function,” em *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, The Shilla Jeju, 2011.
- [24] J. Liu, Y. Miura , H. Bevrani e T. Ise, “Enhanced Virtual Synchronous Generator Control for Parallel Inverters in Microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, nº 5, p. 10, 2017.
- [25] T. Shintai , Y. Miura e T. Ise, “Reactive power control for load sharing with virtual synchronous generator control,” em *7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Harbin, 2012.
- [26] Y. Zheng, *Virtual Inertia Emulation in islanded microgrids with energy storage system (Dissertação de mestrado)*, Delft University, 2016.
- [27] J. Machowski, J. W. Bialek e J. R. Bumby, *Power System Dynamics: Stability and Control*, John Wiley & Sons, Ltd., 2008.
- [28] J. Liu, Y. Miura e T. Ise, “Dynamic Characteristics and Stability Comparisons between Virtual Synchronous Generator and Droop Control in Inverter-Based Distributed Generators,” em *International Power Electronics Conference*, Hiroshima, 2014.
- [29] J. Liu, *Studies on Improving Dynamic Performance of Microgrids by Applying Virtual Synchronous Generator Control to Distributed Generators (Tese de doutorado)*, Osaka: Osaka University, 2016.
- [30] P. Rodriguez, I. Candela e A. Luna, “Control of PV Generation Systems using the Synchronous Power Controller,” *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 993-998, 15-19 Setembro 2013.
- [31] W. Zhang, D. Remon, A. Mir, A. Luna, J. Rocabert, I. Candela e P. Rodriguez, “Comparison of Different Power Loop Controllers for Synchronous Power Controlled Grid-Interactive Converters,” *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3780-3787, 20-24 Setembro 2015.
- [32] W. Zhang, D. Remon, I. Candela, A. Luna e P. Rodriguez, “Grid-connected Converters with Virtual Electromechanical Characteristics: Experimental Verification,” *CSEE JOURNAL OF POWER AND ENERGY SYSTEMS*, vol. 3, nº 3, pp. 286-295, 2017.
- [33] W. Zhang, A. M. Cantarellas, J. Rocabert, A. Luna e P. Rodriguez, “Synchronous Power Controller With Flexible Droop Characteristics for Renewable Power Generation Systems,” *IEEE TRANSACTIONS ON SUSTAINABLE ENERGY*, vol. 7, nº 4, pp. 1572-1582, 2016.

- [34] H. Bevrani, T. Ise e Y. Miura, “Virtual synchronous generators: A survey and new perspectives,” *Electrical Power and Energy Systems*, vol. 54, pp. 244-254, 2014.
- [35] M. van Wesenbeeck, S. de Haan, P. Varela e K. Visscher, “Grid Tied Converter with Virtual Kinetic Storage,” em *IEEE Bucharest Power Tech Conference*, Bucharest, 2009.
- [36] D. Shrestha, U. Tamrakar, Z. Ni e R. Tonkoski, “Experimental verification of virtual inertia in diesel generator based microgrids,” em *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Toronto, 2017.
- [37] T. Ise e H. Bevrani, “Virtual Synchronous Generators and Their applications in Microgrids,” em *Integration of Distributed Energy resources in Power Systems*, Elsevier, 2016, pp. 282-294.
- [38] D. W. Novotny e T. A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Madison: Clarendon Press - Oxford, 1996.
- [39] S. J. Chapman, *Fundamentos de Máquinas Elétricas*, AMGH, 2013.
- [40] A. Reznik, M. G. Simões, A. Al-Durra e S. M. Mueen, “LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 50, n° 2, pp. 1225-1232, 2014.
- [41] Semikron, 07 02 2008. [Online]. Available: [https://download.siliconexpert.com/pdfs/2009/7/25/23/47/4/301/smk\\_/auto/08634100\\_ed01\\_sks\\_50f\\_b6u\\_e1cif\\_b6ci\\_18\\_v06.pdf](https://download.siliconexpert.com/pdfs/2009/7/25/23/47/4/301/smk_/auto/08634100_ed01_sks_50f_b6u_e1cif_b6ci_18_v06.pdf). [Acesso em 13 Março 2019].
- [42] Texas Instruments, “C2000™ MCU 1-Day Workshop,” Novembro 2016. [Online]. Available: [http://software-dl.ti.com/trainingTTO/trainingTTO\\_public\\_sw/F2837xD/C28x\\_Microcontroller\\_ODW\\_2-0.pdf](http://software-dl.ti.com/trainingTTO/trainingTTO_public_sw/F2837xD/C28x_Microcontroller_ODW_2-0.pdf). [Acesso em 13 Março 2019].
- [43] LEM, “Folha de dados do transdutor de tensão LV 20-P”, 2012.
- [44] Honeywell, “Folha de dados do transdutor de corrente CSNF161”, 2008.
- [45] “Altair Embed™ Visual Environment for Embedded Systems,” solidThinking, [Online]. Available: <https://solidthinking.com/product/embed/>. [Acesso em 13 03 2019].



# APÊNDICE A

---

## A. PROJETO DO FILTRO LCL

O filtro LCL foi dimensionado seguindo a metodologia apresentada em [40], e para determinar os valores do filtro LCL, os parâmetros listados na Tabela 3.1 são necessários.

Em seguida, os valores base da impedância e da capacitância são calculados a partir de (A.1) e (A.2). Nesta abordagem, os valores do filtro LCL são calculados como um percentual dos valores base.

$$Z_b = \frac{v_g}{P_{VSM}} = \frac{220^2}{10000} = 4,84 \, \Omega \quad (A.1)$$

$$C_b = \frac{1}{2\pi f_g Z_b} = 548 \, \mu F \quad (A.2)$$

O valor em pu escolhido para o capacitor foi de 5 %, que multiplicado pelo valor da capacitância base do sistema resulta no valor do capacitor do filtro LCL quando conectado em estrela. Em (A.3) é apresentado o seu valor teórico.

$$C_f = 0,05C_b = 0,05 \times 548 \cdot 10^{-6} = 27,4 \, \mu F \quad (A.3)$$

O valor do capacitor escolhido foi de 30  $\mu F$ , visto que este era o capacitor disponível no laboratório.

O dimensionamento dos indutores  $L_1$  e  $L_2$  poderiam seguir a metodologia aqui tratada, no entanto, visando a redução de custos, foi utilizado um indutor que se encontrava disponível no laboratório com o valor de  $L_1 = L_2 = 2 \, mH$ .

A frequência de ressonância do filtro pode ser obtida a partir de (A.4):

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{4 \cdot 10^{-3}}{120 \cdot 10^{-12}}} \cong 919 \, Hz \quad (A.4)$$

A frequência de ressonância deve estar compreendida entre os valores apresentados na inequação (A.5), e analisando-se o valor obtido, pode-se perceber que ela está dentro do intervalo permitido.

$$10f_g < f_{res} < 0,5f_{sw} \quad (A.5)$$

# APÊNDICE B

## B. MONTAGEM EXPERIMENTAL

Esta seção apresenta a montagem experimental do conversor VSM. O módulo de potência utilizado, a plataforma digital de controle, a placa de condicionamento e aquisição de sinais, o ambiente de programação gráfica, e os circuitos de acionamento do módulo de potência são mostrados.

### B.1 Módulo de potência

Na Tabela B.1 são apresentadas as principais características do módulo de potência utilizado. Trata-se de um módulo composto por uma ponte retificadora à diodos, três braços monofásicos (seis IGBT's) e um banco de capacitores, além dos *drivers* para acionamento dos IGBT's. O diagrama esquemático desse módulo pode ser visto na Figura B.1 [41].

Tabela B.1 – Principais características do módulo de potência utilizado.

Campo	Valor
Fabricante	Semikron
Modelo	SKS 50F B6U+E1CIF+B6CI 18 V06
Driver dos IGBT's	SKHI 20opA
Corrente eficaz máxima nas chaves a 35 °C e 10 kHz	50 A
Capacitores EPCOS B43303A0158	1500 µF/200 V
Total do banco	5250 µF/400 V
Tensão máxima aplicada ao banco	350 V
Sensor de corrente	Hall-type Honeywell CSNF161

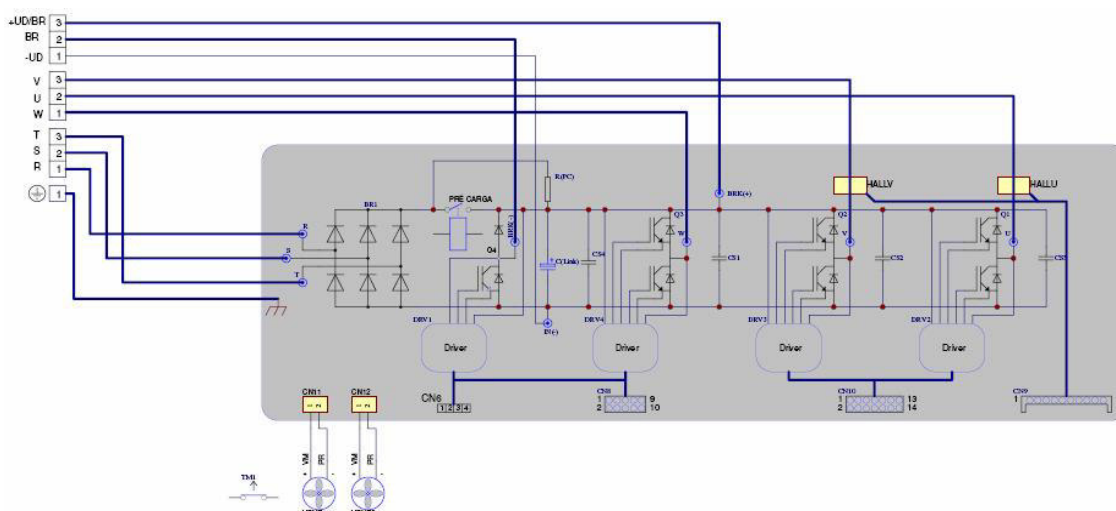


Figura B.1 – Esquema do inversor *Semikron*. Fonte: [41].

## B.2 Processador digital de sinais – DSP

Para realizar o sistema de controle do conversor VSM, foi utilizado um DSP com a função de realizar todo o controle, gerenciamento e proteção do sistema. O DSP escolhido foi o TMS320F28379D, fabricado pela Texas Instruments. Na Figura B.2 é apresentado o DSP juntamente com o *LaunchPad* F28379. Essa plataforma foi escolhida por ter alto poder de processamento, ser de baixo custo e ter todos os elementos que são necessários para implementação do sistema de controle.

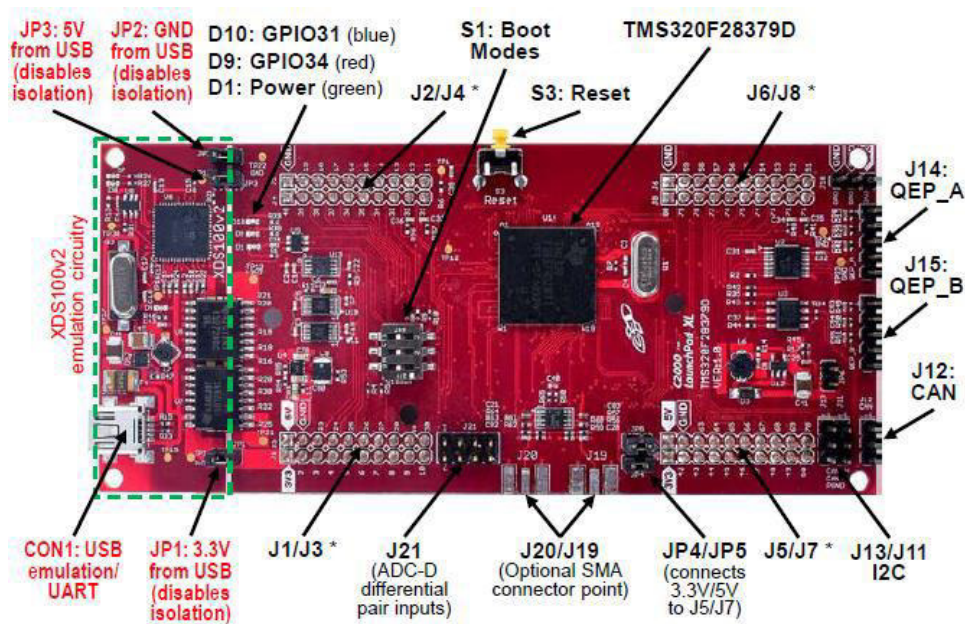


Figura B.2 – *LaunchPad* F28379. Fonte: [42].

Algumas das principais características desse DSP são listadas a seguir:

- Arquitetura Dual-Core de 32 bits, 200 MHz.
- Memória flash de 1MB (512 KB por núcleo) e memória RAM de 204KB.
- 16 canais ADC de 12 bits.
- 6 módulos EPWM (12 saídas).

### B.3 Placa de condicionamento e aquisição de sinais

A placa de aquisição e condicionamento é responsável por adequar os níveis de tensão e corrente para a correta detecção por parte do DSP, visto que ele trabalha com níveis de tensão entre 0 e 3 V, evitando-se desta forma que suas portas ADC sejam danificadas. A placa também tem como finalidade o envio de sinais que são responsáveis pelo chaveamento dos IGBT's, comando de contadores e leitura de estados do conversor.

Para a realização das medições de tensão e de corrente, foram utilizados os sensores LV 20-P da LEM e CSNF161 da Honeywell, que podem ser vistos na b)

Figura B.3.



a)



b)

Figura B.3 – a) Sensor de tensão LV 20-P e b) Sensor de corrente CSNF161.

Fonte: [43] e [44].

O circuito de medição e condicionamento dos sinais que são tratados pelo DSP é mostrado na Figura B.4. Primeiramente o sinal de corrente ou tensão é medido, como a entrada do sinal no DSP é em tensão, é necessário a utilização de um resistor de medição **R<sub>m</sub>** para converter o sinal em corrente (tanto o sensor de corrente quanto o de tensão produzem na saída um sinal de corrente) para tensão. O valor de **R<sub>m</sub>** para o sensor de

corrente e para o sensor de tensão foi de  $39,2\ \Omega$  e  $120\ \Omega$ , respectivamente. Após esta etapa, o sinal é condicionado via um circuito somador não-inversor, uma vez que não é permitido um sinal com parcela negativa na porta do ADC do DSP. E por último, o sinal é filtrado através de um filtro passa-baixa do tipo Sallen-key de segunda ordem, com o objetivo de anular as componentes que estejam acima da largura de faixa na qual o sinal é amostrado pelo DSP.

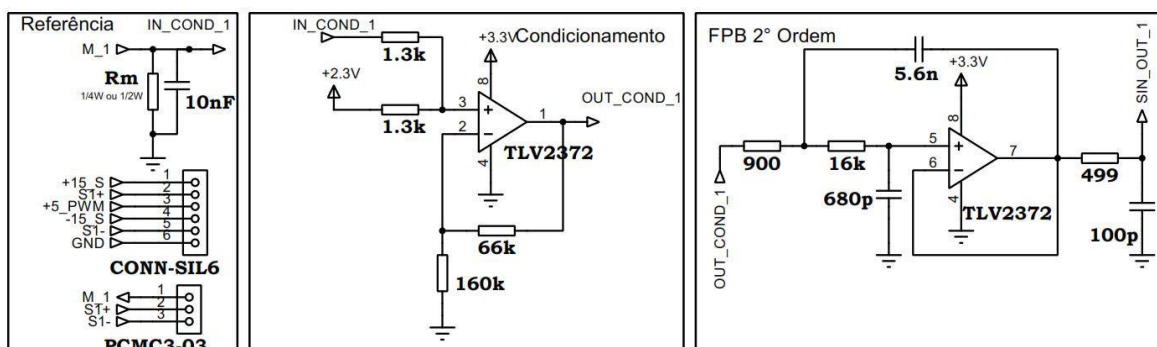


Figura B.4 – Circuito de medição e condicionamento dos sinais de tensão e corrente. Fonte: Autor

O circuito utilizado para leitura das entradas digitais é apresentado na Figura B.5. Os sinais medidos apresentam duas naturezas, aberto ou em curto. Através deste circuito o DSP faz a leitura de 0 ou 1.

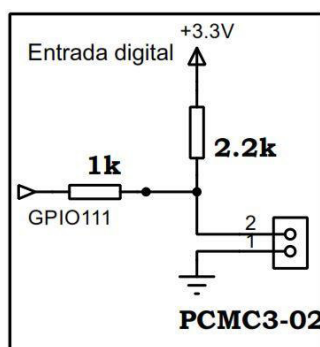


Figura B.5 – Circuito de medição de sinais digitais. Fonte: Autor

A placa conta com dois circuitos para os sinais de comando enviados pelo DSP. O circuito da Figura B.6 é utilizado nas saídas digitais com a função de acionar relés e o circuito da Figura B.7 é utilizado para elevar o nível de tensão de 3,3 V enviado pela saída

digital do DSP para 15 V, e dessa forma ser enviado para os *drivers* do módulo de potência que irão chavear os IGBT's.

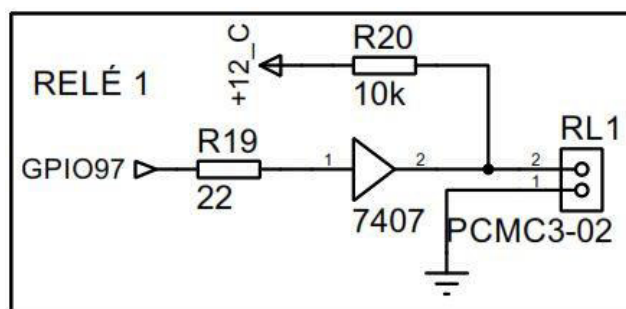


Figura B.6 – Circuito para acionamento de relé. Fonte: Autor

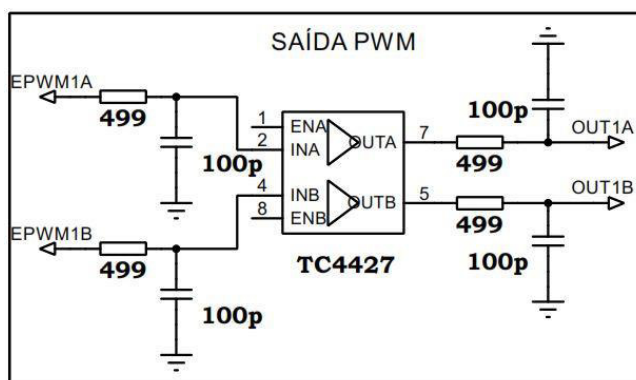


Figura B.7 – Circuito utilizado como *buffer* de tensão para o *driver* PWM.

Fonte: Autor

#### B.4 Ambiente de programação gráfica

No desenvolvimento do algoritmo de controle, supervisão e gerenciamento do conversor VSM, o software solidThinking Embed™ 2017.1 da solidThinking, Inc. foi utilizado. Este software é uma plataforma de simulação/ambiente de desenvolvimento gráfico que permite a análise em tempo real da execução do programa por meio de uma interface JTAG. Ele foi escolhido por sua simplicidade de desenvolvimento de sistemas de controle, pois sua interface é semelhante à do *Simulink* em relação à implementação de diagrama de blocos [45]. A sua interface gráfica é apresentada na Figura B.8.

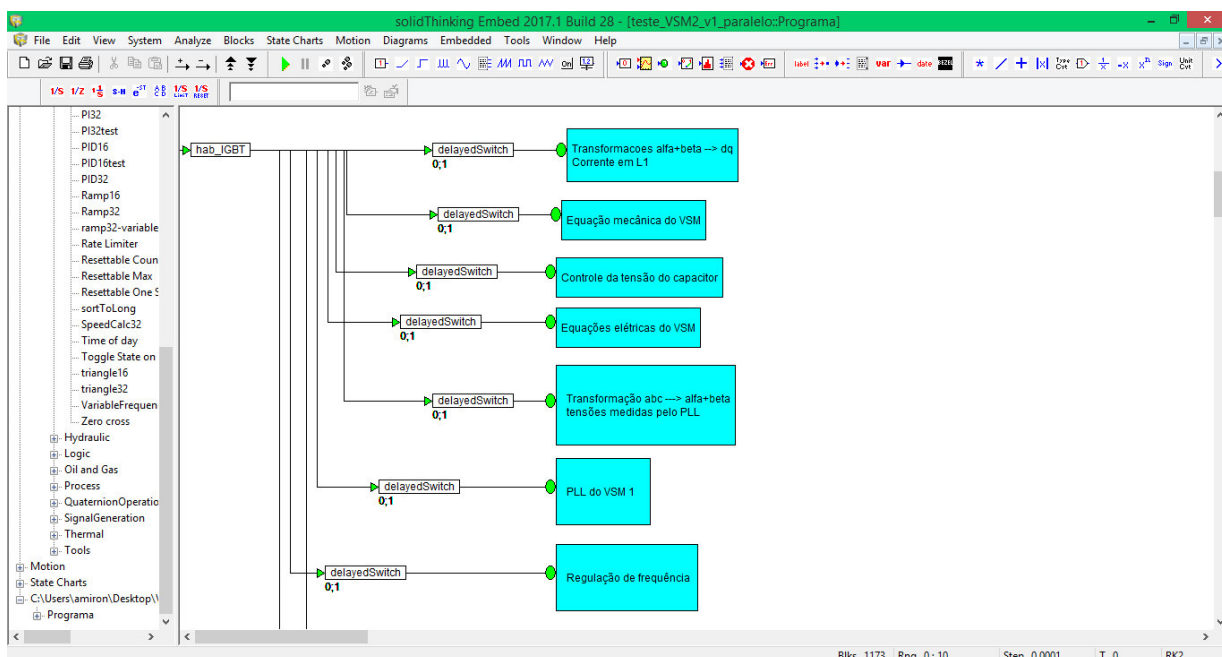


Figura B.8 – Ambiente gráfico de desenvolvimento solidThinking Embed.

Fonte: Autor

## B.5 Circuitos de acionamento do módulo de potência

Na Figura B.9 são apresentados os diagramas de comando dos três contatores utilizados para acionamento da parte de potência do conversor VSM. Um contator ( $K_i$ ) é utilizado para energizar o barramento CC, e isto só é possível quando o botão  $b_0$  (botão de ligar) for pressionado, o contator de saída do conversor VSM ( $K_o$ ) estiver desligado e o contator que retira a pré-carga do elo CC ( $K_p$ ) também estiver desligado. O relé  $K_{vi}$  tem a função de desligar o módulo de potência caso alguma anomalia em seu funcionamento seja detectada (sobrecorrente, sobretensão e subtensão do barramento CC...). A Figura B.9(a) apresenta o diagrama de comando que energiza  $K_i$ .

O diagrama de comando que retira a pré-carga do elo CC é apresentado na Figura B.9(b). O DSP deve enviar um sinal para que o relé  $K_{24}$  seja acionado e desta forma, energizar  $K_p$ , que irá acionar um relé no módulo de potência que irá curto-circuitar o resistor de pré-carga do elo CC. O contator  $K_p$  será energizado quando  $K_i$  estiver ligado e  $K_o$  estiver desligado.



Na Figura B.9(c) é apresentado o diagrama de comando que liga a saída do conversor VSM à uma carga, outro(s) conversor(es) VSM ou à rede elétrica principal. O DSP deve enviar um sinal para o acionamento do relé Kvo e Kp deve estar energizado para que o contator de saída possa ser ligado.

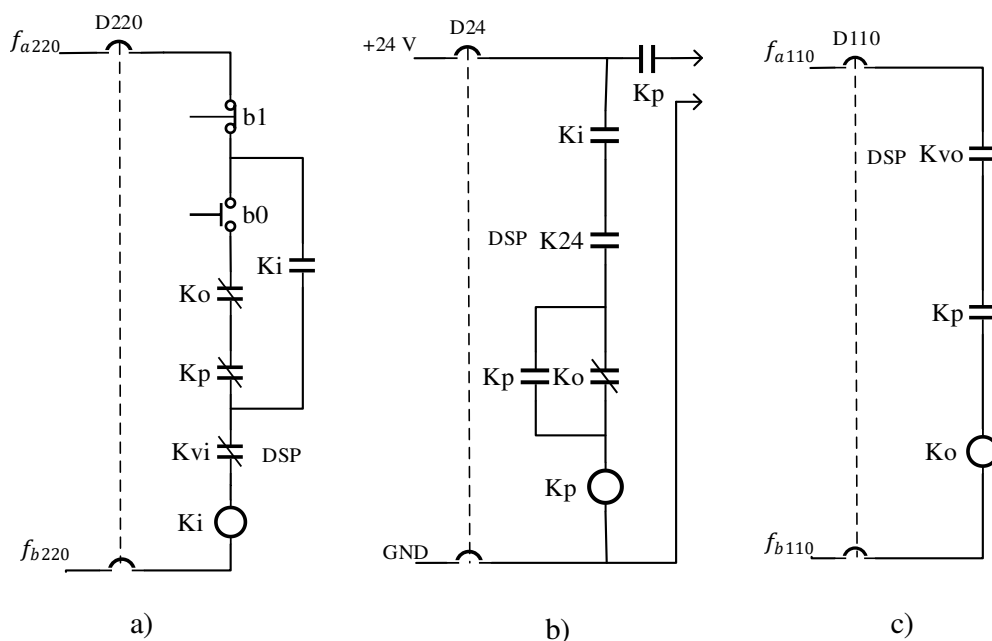


Figura B.9 – Diagrama de comando dos contatores. Fonte: Autor

## B.6 Fotos da montagem experimental

A Figura B.10 mostra a montagem experimental completa com os dois conversores VSM.

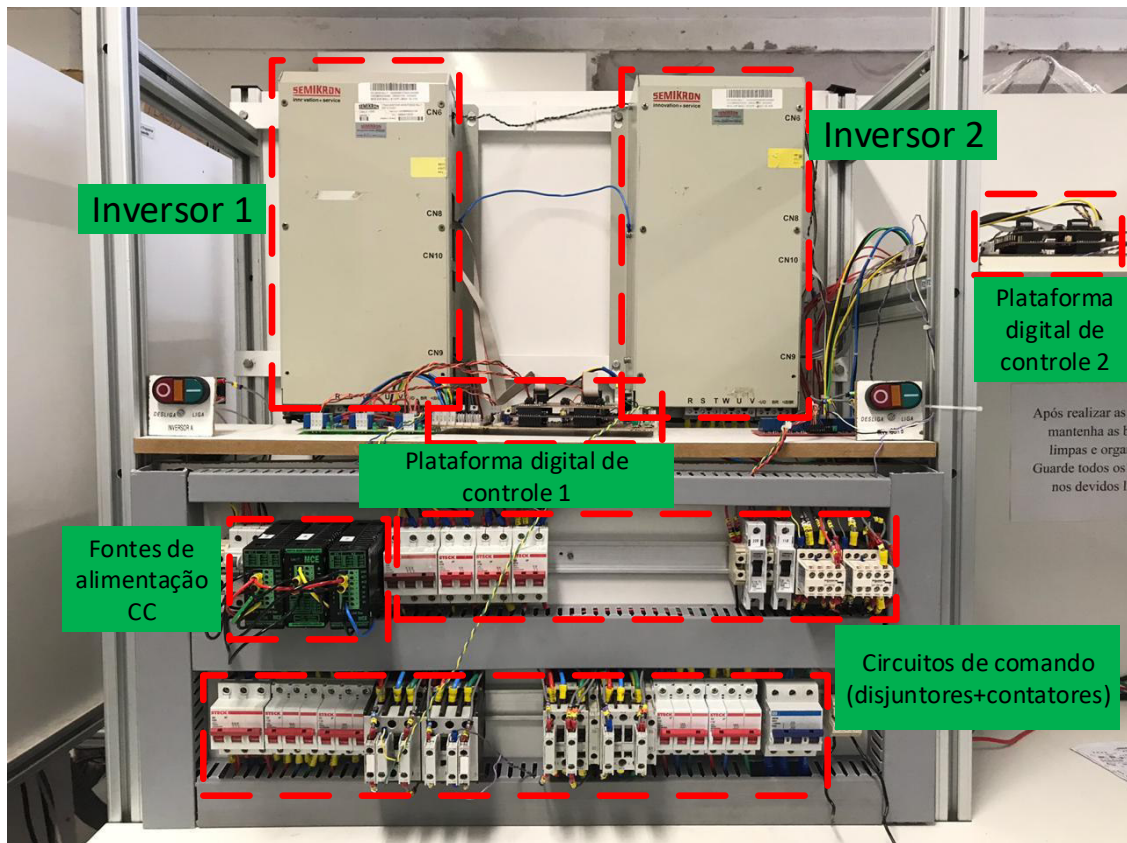


Figura B.10 – Montagem experimental completa com os conversores VSM.

Fonte: Autor

As placas de condicionamento e aquisição de dados podem ser vistas com mais detalhes na Figura B.11 e na Figura B.12.

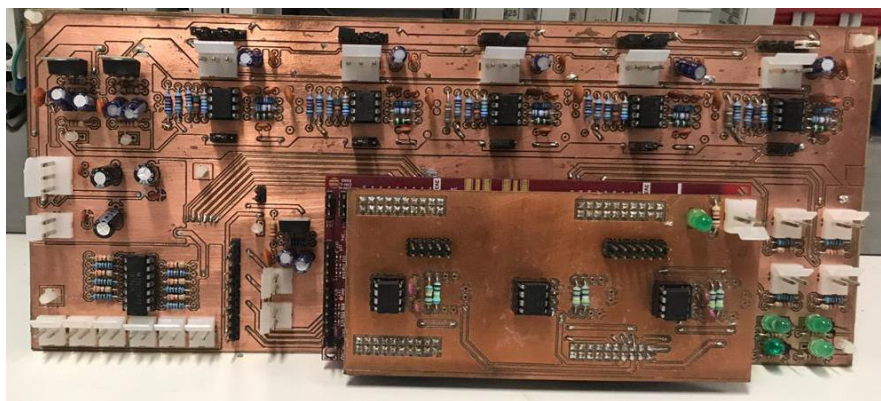


Figura B.11 – Placa de aquisição e condicionamento de sinais do conversor

VSM 1. Fonte: Autor

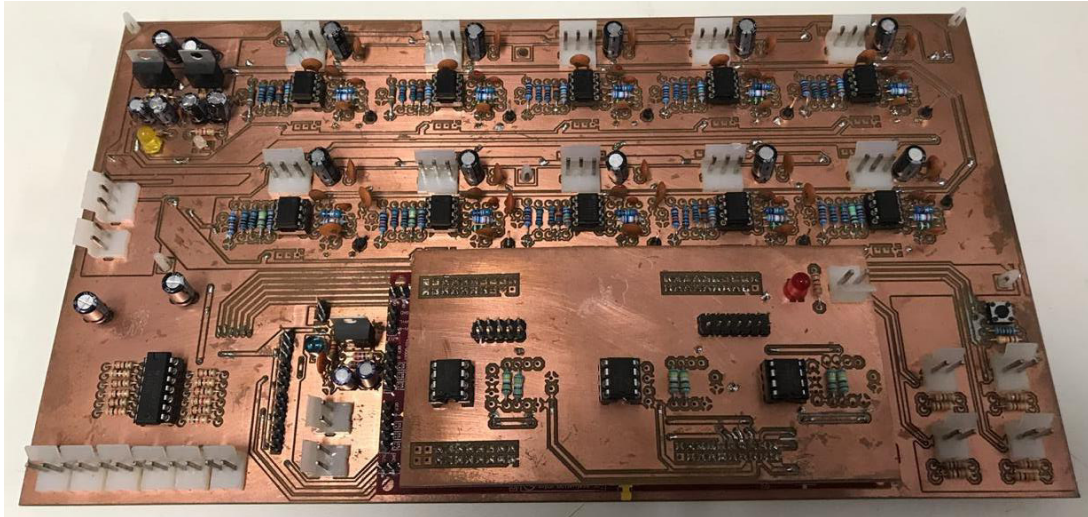


Figura B.12 – Placa de aquisição e condicionamento de sinais do conversor VSM 2. Fonte: Autor

Na Figura B.13 é apresentada a montagem experimental do filtro LCL.

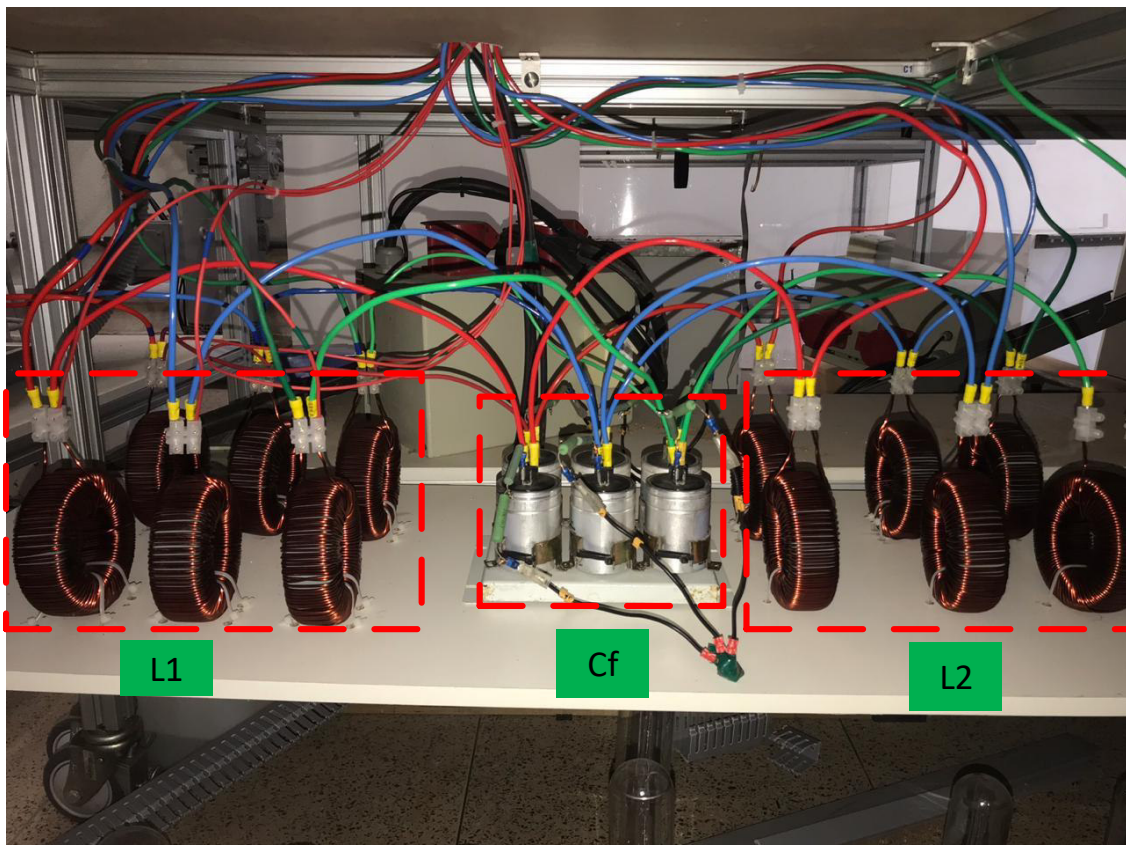


Figura B.13 – Montagem prática do filtro LCL. Fonte: Autor



## Apêndice B – Montagem experimental

Nos testes, um quadro de lâmpadas incandescentes foi utilizado como carga. Este quadro pode ser visto na Figura B.14.



Figura B.14 – Quadro de lâmpadas incandescentes utilizado como carga. Fonte:  
Autor