

CÉSAR AUGUSTO PALACIO RESTREPO

**CONTROLE DE UM CONVERSOR CC-CA PARA CONEXÃO À REDE
COM EMULAÇÃO DE MÁQUINA SÍNCRONA**

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Marcello Mezaroba

Coorientador: Prof. Dr. José Renes Pinheiro

JOINVILLE

2018

PALACIO RESTREPO, CÉSAR AUGUSTO

CONTROLE DE UM CONVERSOR CC/CA PARA CONEXÃO À REDE
COM EMULAÇÃO DE MÁQUINA SÍNCRONA / CÉSAR AUGUSTO PALACIO
RESTREPO. – JOINVILLE, 2018.

181 p.

ORIENTADOR: MARCELLO MEZAROBA

COORIENTADOR: JOSÉ RENES PINHEIRO

BIBLIOGRAFIA: P. 130-136

DISSERTAÇÃO (MESTRADO) – UNIVERSIDADE DO ESTADO DE
SANTA CATARINA, CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS, PROGRAMA DE
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, JOINVILLE, 2018.

1. ENERGIA ELÉTRICA. 2. CONVERSOR CC-CA. 3. EMULAÇÃO DE
MÁQUINA SÍNCRONA. 4. CONTROLE DE CONVERSORES
ESTÁTICOS. 5. MICROGRIDS

I. MEZAROBA, MARCELLO.. II. PINHEIRO, JOSÉ RENES.
III. UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA. PROGRAMA
DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA. IV. TÍTULO.

**Controle de um Conversor CC-CA para Conexão à Rede com Emulação de
Máquina Síncrona**

por

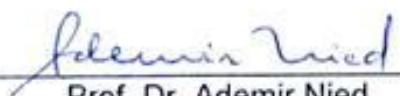
César Augusto Palacio Restrepo

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de

MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Área de concentração em "Sistemas Eletroeletrônicos"
e aprovada em sua forma final pelo

**CURSO DE MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DO CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.**



Prof. Dr. Ademir Nied
CCT/UDESC
Presidente da Banca Examinadora



Prof. Dr. Francisco de Assis dos
Santos Neves - UFPE
Membro da Banca Examinadora



Prof. Dr. Marcello Mezaroba
CCT/UDESC
Orientador



Prof. Dr. José Renes Pinheiro
UFSM
Membro da Banca Examinadora

Joinville/SC, 04 de setembro de 2018.

AGRADECIMENTOS

À minha família, minha mãe Gloria, meu pai Rubén Dario, minha irmã Paula e meu irmão Miguel pela ajuda sempre, pela força e pela motivação que me deram durante este tempo longe de casa.

Ao meu tio John pela grande ajuda fornecida que me permitiu ter uma experiência no Brasil inesquecível.

À minha prima Ahylm que decidiu vir morar no país e foi apoio fundamental na fase final do trabalho. Aos meus amigos da vida pela inspiração para alcançar o sucesso e poder desfrutar juntos do futuro.

Ao professor Marcello Mezaroba, grande pessoa e orientador, que soube orientar e ouvir, sempre teve confiança em mim, e me indicou os caminhos a seguir.

Aos professores do nPEE e do GEPOC por serem fontes de conhecimento sempre e pela amizade.

Aos amigos do nPEE e do GEPOC mestrando, doutorando, IC, técnicos e pessoal de suporte pela ajuda e pelo apoio técnico e/ou moral.

Aos membros da banca que me auxiliaram no aprimoramento e avaliação do trabalho.

À UDESC, à UFSM, ao governo federal brasileiro e do estado de Santa Catarina pela oportunidade de ter acesso a educação gratuita e de qualidade.

A todas as pessoas que contribuíram direta ou indiretamente na minha vida para conquistar o objetivo do mestrado.

*“El futuro no lo sabemos, pero con certeza,
si nos educamos será mucho mejor”*

Sergio Fajardo

RESUMO

O presente trabalho aborda a fundamentação, a definição do sistema, a simulação, a implementação e a validação experimental de uma técnica de controle aplicada ao conversor CC-CA trifásico (VSI). A técnica é baseada em conceitos de sistemas de geração convencionais que empregam máquinas síncronas. Apresenta-se a maneira como um sistema conectado através de um inversor pode operar conectado a redes de característica resistiva e conseguir rastrear referências de potência ativa e reativa tanto positivas como negativas. É feita também análise de variações paramétricas, análise de resposta ante variações de carga e transições de modos de operação.

Palavras chave: Geração distribuída, inversor, microrredes, máquina síncrona virtual.

ABSTRACT

This work presents the fundamentals, system definition, simulation, implementation and experimental validation of a control technique applied to the three-phase AC-DC converter (VSI). The technique is based on concepts of conventional generation systems that employ synchronous machines. It shows the way a system connected through an inverter can operate connected to networks of resistive characteristic and to be able to track references of active and reactive power both positive and negative. In addition, parametric variations, analysis of response to load variations, and transitions of operation modes are performed.

Key-words: Distributed generation, inverter, microgrids, virtual synchronous generator.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Geração de energia elétrica mundial a partir de fontes renováveis e não renováveis.....	2
Figura 2 - Capacidade instalada de geração de energia elétrica solar PV mundial 2006 – 2016	2
Figura 3 - Capacidade instalada de geração de energia elétrica eólica mundial 2006 – 2016	3
Figura 4 - Capacidade instalada de geração de eletricidade no Brasil por subsistema (esquerda) e por tipo de usina (direita) até março de 2018	4
Figura 5 - Estrutura geral de um sistema de potência baseado na geração centralizada.....	5
Figura 6 - Estrutura geral de um sistema de potência baseado na geração centralizada e distribuída.....	6
Figura 7 - Estrutura geral de uma Microrrede.....	8
Figura 8 - Representação simplificada de um conversor tipo formador de rede.....	10
Figura 9 - Representação simplificada de um conversor tipo alimentador de rede.....	11
Figura 10 - Representação simplificada de um conversor tipo auxiliador de rede. (superior) Controlado como fonte de corrente. (inferior) Controlado como fonte de tensão.....	12
Figura 11 - Estrutura geral do conceito de gerador síncrono virtual	14
Figura 12 - Classificação da tensão de atendimento no ponto de conexão de cargas para tensão nominal de 380/220 V	16
Figura 13 – Topologia geral da VISMA.....	20

Figura 14 - Proposta de algoritmo simplificado de controle da VISMA – Método I.....	21
Figura 15 - Proposta de algoritmo simplificado de controle da VISMA – Método II	22
Figura 16 - Topologia geral da VISMA – Método I e II.....	22
Figura 17 – Esquema da VISMA para estudo em operação ilhada....	23
Figura 18 - Estrutura geral do VSG – VSYNC Project.....	24
Figura 19 – Algoritmo proposto para o controlador do VSG.....	25
Figura 20 – Esquema geral do VSG implementado no VSYNC Project em Romênia.....	26
Figura 21 – Esquema geral do VSG básico proposto pelo ISE Lab	28
Figura 22 – Topologia modificada de controle do VSG proposta pelo ISE Lab.....	28
Figura 23 – Estrutura geral do Synchronverter	29
Figura 24 – Esquema básico do controlador do Synchronverter	30
Figura 25 - Esquema melhorado do controlador do Synchronverter..	31
Figura 26 - Diagrama de blocos geral do sistema	33
Figura 27 - Conversor CC/CA trifásico em ponte com filtro LCL.....	34
Figura 28 – Arquitetura do bloco de controlador com emulação da MS - VSG.....	35
Figura 29 - Malha de frequência em função da potência ativa.....	36
Figura 30 - Lógica do bloco do PLL.....	37
Figura 31 - Diagrama de blocos do <i>Droop</i> ω - P	38
Figura 32 – Diagrama do bloco do algoritmo VSG.....	39
Figura 33 - Algoritmo para resolução da equação de oscilação da MS	39
Figura 34 - Malha de tensão eficaz em função da potência reativa ...	40

Figura 35 - Diagrama de blocos do <i>Droop V-Q</i>	41
Figura 36 - Malha de controle da tensão de saída	43
Figura 37 - Circuito equivalente monofásico do inversor, filtro terceira ordem e tensão da rede para obtenção do modelo da planta de tensão	43
Figura 38 - Geração dos sinais de comando através de PWM.....	44
Figura 39 - Modelo simplificado do controlador de frequência de uma turbina de vapor (superior) diagrama de blocos com realimentação negativa (inferior esquerda) diagrama de blocos equivalente (inferior direita) diagrama de blocos equivalente para regime permanente	48
Figura 40 - Característica ω - P do controlador de frequência	49
Figura 41 - Resposta no tempo da frequência e da potência mecânica de uma unidade de geração com controlador de frequência.....	50
Figura 42 - Variação de D em função de δ	53
Figura 43 - Característica V - Q	54
Figura 44 - Diagrama de blocos da malha de controle de potência reativa	56
Figura 45 - Diagramas de bode da FTLA sem compensação (azul), do controlador PID (vermelho) e da FTLA compensada (verde)	57
Figura 46 - Circuito de potência simulado	60
Figura 47 - Circuito de controle simulado.....	61
Figura 48 - Sincronização – Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d).....	62
Figura 49– Sincronização – Corrente pela fase A da carga (a), da saída do conversor e da rede (b)	63
Figura 50 –Tensão do PAC (a) e correntes de saída, carga e rede (b) em regime permanente após a sincronização	63

Figura 51 - Degrau positivo de potência ativa ($P_o^* = 1, Q_o^* = 0$) – Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d).....	64
Figura 52 – Degrau positivo de potência ativa ($P_o^* = 1, Q_o^* = 0$) - Corrente pela fase A da carga (a), da saída do conversor e da rede (b).....	65
Figura 53 - Tensão do PAC (a) e correntes de saída, carga e rede (b) em regime permanente após degrau positivo de potência ativa ..	65
Figura 54 - Degrau positivo de potência reativa ($P_o^* = 1, Q_o^* = 1$) – Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d).....	66
Figura 55 – Degrau positivo de potência reativa ($P_o^* = 1, Q_o^* = 1$) - Corrente pela fase A da carga (a), da saída do conversor e da rede (b).....	67
Figura 56 - Tensão do PAC (a) e correntes de saída, carga e rede (b) em regime permanente após degrau positivo de potência reativa	67
Figura 57 - Degrau negativo de potência reativa ($P_o^* = 1, Q_o^* = -1$) – Potência ativa (a), Potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d).....	68
Figura 58– Degrau negativo de potência reativa ($P_o^* = 1, Q_o^* = -1$) - Corrente pela fase A da carga (a), da saída do conversor e da rede (b).....	69
Figura 59 - Tensão do PAC (a) e correntes de saída, carga e rede (b) em regime permanente após degrau negativo de potência reativa	69
Figura 60 - Degrau negativo de potência ativa ($P_o^* = -1, Q_o^* = -1$) – Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d).....	70

Figura 61 – Degrau negativo de potência ativa ($P_0^* = -1$, $Q_0^* = -1$) - Corrente pela fase A da carga (a), da saída do conversor e da rede (b).....	71
Figura 62 - Tensão do PAC (a) e correntes de saída, carga e rede (b) em regime permanente após degrau negativo de potência ativa.	71
Figura 63- Degrau positivo de potência reativa ($P_0^* = -1$, $Q_0^* = 1$) – Potência ativa (a), Potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d)	72
Figura 64 – Degrau positivo de potência reativa ($P_0^* = -1$, $Q_0^* = 1$) - Corrente pela fase A da carga (a), da saída do conversor e da rede (b).....	73
Figura 65 - Tensão do PAC (a) e correntes de saída, carga e rede (b) em regime permanente após degrau positivo de potência reativa	73
Figura 66 – Degrau de carga -50% ($t = 5s$), -100% ($t = 6s$) Potência ativa (a), Potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d).....	74
Figura 67 – Degrau de carga -50% ($t = 5s$), -100% ($t = 6s$) - Corrente pela fase A da carga (a), da saída do conversor e da rede (b)	75
Figura 68 - Tensão do PAC (a) e correntes de saída, carga e rede (b) em regime permanente após degrau de carga.....	75
Figura 69 – Transição de GCM para IM - Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d).....	76
Figura 70 – Transição de GCM para IM - Corrente pela fase A da carga (a), da saída do conversor e da rede (b).....	77
Figura 71 - Tensão do PAC (a) e correntes de saída, carga e rede (b) em regime permanente após transição de GCM para IM.....	77
Figura 72 – Variação do parâmetro J - Potência ativa (a), Potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d).....	78

Figura 73 – Variação do parâmetro k_p - Potência ativa (a), Potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d)	79
Figura 74 – Variação do parâmetro D - Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d)	80
Figura 75 – Variação do parâmetro k_q - Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d)	81
Figura 76 – Variação da impedância de conexão – Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência (d) - $R_g/X_g = 0,1$ (Azul), $0,3$ (Verde), $0,5$ (Vermelho), 1 (Preto), 5 (Ciano), 10 (Amarelo)	82
Figura 77 – Degrau positivo de potência ativa com rede distorcida ($P_o^* = 1$, $Q_o^* = 0$) Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência (d)	83
Figura 78 – Formas de onda em regime permanente da tensão da rede (a) e da tensão do PAC (b).....	84
Figura 79 - Tensão de saída (a) e correntes de saída, carga e rede (b) em regime permanente após degrau positivo de potência ativa com rede distorcida	84
Figura 80 - Degrau positivo de potência ativa com rede distorcida ($P_o^* = 1$, $Q_o^* = 0$) Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência (d) operando em malha aberta (azul) e malha fechada (preto).....	85
Figura 81 – Formas de onda da tensão de saída durante a sincronização do conversor operando em malha aberta (a) e em malha fechada (b).....	86
Figura 82 - Estrutura de potência implementada no laboratório	87
Figura 83 - Encapsulado Interruptores FF200R12KS4.....	90
Figura 84 - Conjunto Inversor SPCIM 2000-22-20	90
Figura 85 - Circuito de potência com instrumentação necessária.....	91

Figura 86 - Modelo de sensor de tensão não isolado empregando divisor resistivo.....	92
Figura 87 - Sensor de Corrente LA 55-P/SP1	92
Figura 88 - Representação em blocos do circuito de condicionamento de sinais	93
Figura 89 - Circuito de condicionamento de sinais (Sinal de tensão V_{pac} - Fase A).....	93
Figura 90 - Kit TMS320F28335 da Texas Instruments	94
Figura 91 - Representação em Blocos do Circuito de Conversão D/A	95
Figura 92 - Circuito analógico da conversão D/A.....	95
Figura 93 - Representação em blocos do circuito do controlador de tensão analógico e do modulador PWM	95
Figura 94 - Circuito do controlador de tensão analógico e do modulador PWM.....	96
Figura 95 - Representação em blocos do circuito de acionamento e proteção	97
Figura 96 - Lógica do Circuito de Acionamento e Proteção.....	97
Figura 97 - Driver DRM100D80A	98
Figura 98 - Circuito do Driver DRM100D80A	99
Figura 99 - Disposição inferior de componentes do protótipo	100
Figura 100 - Disposição central de componentes do protótipo	101
Figura 101 - Disposição superior de componentes do protótipo	102
Figura 102 - Modelo 3D do protótipo.....	103
Figura 103 - Circuito de controle do protótipo implementado	103
Figura 104 - Protótipo do conversor CC-CA implementado no laboratório.....	104
Figura 105- Fluxograma do programa a implementado no DSP	105

Figura 106 - Tensões do Barramento CC	106
Figura 107 – Formas de onda da tensão trifásica da rede.....	107
Figura 108 – Formas de onda da tensão trifásica do PAC com o conversor desconectado.....	107
Figura 109 - Sincronização - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (<i>a</i>) da Potência Reativa (<i>b</i>) da Tensão Eficaz do PAC (<i>c</i>) e da Frequência Virtual (<i>d</i>).....	108
Figura 110 – Sincronização – Formas de onda experimentais da tensão do PAC na Fase A (Magenta), Fase B (Ciano), Fase C (Verde) e da corrente de saída pela Fase A (Azul).....	109
Figura 111 - Sincronização – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A	109
Figura 112 - Formas de onda experimentais da tensão trifásica do PAC em regime permanente após o evento de sincronização	110
Figura 113 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de sincronização	110
Figura 114 – Degrau positivo de potência ativa - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (<i>a</i>) da Potência Reativa (<i>b</i>) da Tensão Eficaz do PAC (<i>c</i>) e da Frequência Virtual (<i>d</i>)	111
Figura 115 - Degrau positivo de potência ativa – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A	112
Figura 116 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de degrau positivo de referência de potência ativa.....	112

Figura 117 - Formas de onda experimentais da tensão trifásica do PAC em regime permanente após o evento de degrau positivo de referência de potência ativa	113
Figura 118 - Degrau negativo de potência ativa - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (<i>a</i>) da Potência Reativa (<i>b</i>) da Tensão Eficaz do PAC (<i>c</i>) e da Frequência Virtual (<i>d</i>).....	114
Figura 119 - Degrau negativo de potência ativa – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A	114
Figura 120 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de degrau negativo de referência de potência ativa.....	115
Figura 121 - Degrau de potência reativa - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (<i>a</i>) da Potência Reativa (<i>b</i>) da Tensão Eficaz do PAC (<i>c</i>) e da Frequência Virtual (<i>d</i>).....	116
Figura 122 - Degrau positivo de potência reativa – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A	116
Figura 123 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de degrau positivo de referência de potência reativa.....	117
Figura 124 - Degrau negativo de potência reativa – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A	117
Figura 125 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de degrau negativo de referência de potência reativa	118

Figura 126 - Degrau negativo de potência ativa - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (<i>a</i>) da Potência Reativa (<i>b</i>) da Tensão Eficaz do PAC (<i>c</i>) e da Frequência Virtual (<i>d</i>)	119
Figura 127 - Degrau negativo de potência ativa – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A	119
Figura 128 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de degrau negativo de referência de potência ativa	120
Figura 129 - Degrau de potência reativa - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (<i>a</i>) da Potência Reativa (<i>b</i>) da Tensão Eficaz do PAC (<i>c</i>) e da Frequência Virtual (<i>d</i>)	121
Figura 130 - Degrau negativo de potência reativa – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A	121
Figura 131 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de degrau negativo de referência de potência reativa	122
Figura 132 – Degrau positivo de potência reativa – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A	122
Figura 133 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de degrau positivo de referência de potência reativa	123
Figura 134 - Degrau de Carga - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (<i>a</i>) da Potência Reativa (<i>b</i>) da Tensão Eficaz do PAC (<i>c</i>) e da Frequência Virtual (<i>d</i>)	124

Figura 135 - Degrau de Carga – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) na fase A.....	124
Figura 136 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de degrau de carga.....	125
Figura 137 – Transição GCM a IM - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (<i>a</i>) da Potência Reativa (<i>b</i>) da Tensão Eficaz do PAC (<i>c</i>) e da Frequência Virtual (<i>d</i>).....	126
Figura 138 - Transição GCM a IM – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A.....	126
Figura 139 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de desconexão da rede	127
Figura 140 – Variação K_p - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (<i>a</i>) da Potência Reativa (<i>b</i>) da Tensão Eficaz do PAC (<i>c</i>) e da Frequência Virtual (<i>d</i>).....	128
Figura 141 – Variação J - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (<i>a</i>) da Potência Reativa (<i>b</i>) da Tensão Eficaz do PAC (<i>c</i>) e da Frequência Virtual (<i>d</i>).....	129
Figura 142 – Variação D - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (<i>a</i>) da Potência Reativa (<i>b</i>) da Tensão Eficaz do PAC (<i>c</i>) e da Frequência Virtual (<i>d</i>).....	130
Figura 143 – Variação K_q - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (<i>a</i>) da Potência Reativa (<i>b</i>) da Tensão Eficaz do PAC (<i>c</i>) e da Frequência Virtual (<i>d</i>).....	131

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Classificação da tensão de atendimento no ponto de conexão de cargas para tensão nominal de 380/220 V	15
Tabela 2 – Especificações do sistema	45
Tabela 3 - Especificações do filtro LCL	46
Tabela 4 - Valores típicos da constante de inércia H	51
Tabela 5 - Valores de parâmetros elétricos típicos para MS em p.u..	53
Tabela 6 - Parâmetros do sistema projetado para simulação	59
Tabela 7 – Valores da impedância de conexão.....	82
Tabela 8 – THD das tensões do sistema operando com e sem a malha de tensão	86
Tabela 9 - Características dos capacitores do barramento CC.....	88
Tabela 10 - Características dos indutores do filtro de saída	89
Tabela 11 - Características dos capacitores do filtro de saída	89

LISTA DE ABREVIACES

<i>ANEEL</i>	Agência Nacional de Energia Elétrica
<i>DSP</i>	<i>Digital Signal Processor</i>
<i>GC</i>	Geração Centralizada
<i>GCM</i>	<i>Grid Connected Mode</i>
<i>GD</i>	Geração Distribuida
<i>HVDC</i>	<i>High Voltage Direct Current</i>
<i>IM</i>	<i>Island Connected Mode</i>
<i>MS</i>	Máquina Síncrona
<i>ONS</i>	Operador Nacional do Sistema
<i>PAC</i>	Ponto de Acoplamento Comum
<i>PCC</i>	<i>Point of Common Coupling</i>
<i>PRODIST</i>	Procedimentos de Distribuição de Energia Eltrica no Sistema Eltrico Nacional
<i>PV</i>	<i>Photo Voltaic</i>
<i>PLL</i>	<i>Phase Locked Loop</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<i>ROCOF</i>	<i>Rate of Change of Frequency</i>
<i>SIN</i>	Sistema Interligado Nacional
<i>SOC</i>	<i>State of Charge</i>
<i>STATCOM</i>	<i>Static Synchronous Compensator</i>
<i>VSG</i>	<i>Virtual Synchronous Generator</i>
<i>VSM</i>	<i>Virtual Synchronous Machine</i>

SUMÁRIO

1	Introdução	1
1.1	Panorama Mundial.....	1
1.2	Cenário Local	3
1.3	Definições Fundamentais.....	4
1.3.1	Sistema de Potência com Geração Centralizada	4
1.3.2	Sistemas de Potência com Geração Distribuída	5
1.4	Redes Elétricas	7
1.4.1	Rede Fraca.....	7
1.4.2	Redes Fortes	8
1.5	Microrrede.....	8
1.6	Conexão de Sistemas de Geração.....	9
1.6.1	Conexão através de Transformador	9
1.6.2	Conexão através de Inversores	9
1.7	Classificação de Conversores de Potência em Microrredes.....	10
1.7.1	Formadores de Rede.....	10
1.7.2	Alimentadores de Rede	11
1.7.3	Auxiliadores de Rede	11
1.8	Motivação	12
1.9	Problema	13
1.10	Objetivos do Trabalho	16
1.11	Organização da Dissertação.....	17
2	Controle Baseado na Emulação da MS	19
2.1	VISMA.....	19
2.2	VSYNC	23
2.3	VSG – ISE	26

2.4	Synchronverter.....	28
2.5	Análise das Referências	31
3	Definição do Sistema	33
3.1	Topologia geral	33
3.2	Circuito de Potência	34
3.3	Controlador VSG	34
3.3.1	Malha de Frequência	35
3.3.2	PLL.....	36
3.3.3	Cálculo da Potência Ativa	37
3.3.4	Droop ω -P	37
3.3.5	Algoritmo VSG.....	38
3.3.6	Malha de Tensão Eficaz	40
3.3.7	Cálculo da Potência Reativa	40
3.3.8	Droop V-Q	40
3.3.9	Controlador PI	41
3.3.10	Geração da Referência	42
3.4	Controlador de Tensão CA.....	42
3.4.1	Modelo da Planta de Tensão	43
3.4.2	PWM.....	44
4	Metodologia e Projeto do Sistema	45
4.1	Determinação do Filtro de saída	45
4.2	Sintonia do Controlador VSG	46
4.2.1	Droop ω -P	46
4.2.2	Parâmetros Virtuais – VSG	50
4.2.3	Droop V-Q	54
4.2.4	Controlador de Tensão Eficaz	55

4.3	Sintonia do Controlador de Tensão.....	56
5	Simulação	59
5.1	Sincronização	61
5.2	Degrau de Referência	64
5.3	Degrau de Carga.....	74
5.4	Transição de Modo de Operação	76
5.5	Variações Paramétricas.....	78
5.5.1	Inércia Virtual J.....	78
5.5.2	Coeficiente K_p	79
5.5.3	Fator de Amortecimento	79
5.5.4	Coeficiente K_q	80
5.6	Variação da Impedância de Conexão	81
5.7	Operação Conectado à Rede Distorcida	82
5.8	Análise da Operação do Sistema em Malha Aberta.....	85
6	Implementação e Construção do Protótipo	87
6.1	Definição da Estrutura de Potência.....	87
6.1.1	Capacitores do Barramento CC.....	88
6.1.2	Indutores do Filtro de Saída.....	88
6.1.3	Capacitores do Filtro de Saída	89
6.1.4	Modulo de Semicondutores	89
6.2	Definição da Estrutura de Controle.....	91
6.2.1	Instrumentação	91
6.2.2	Sensores de Tensão	91
6.2.3	Sensores de Corrente	92
6.2.4	Condicionamento de Sinais	93
6.2.5	Controlador digital de sinais	93

6.2.6	Conversão D/A	94
6.2.7	Controlador de Tensão	95
6.2.8	Acionamento e Proteção	97
6.2.9	Drivers	98
6.2.10	Fontes Auxiliares	99
6.3	Implementação do Protótipo.....	99
6.3.1	Disposição Física	99
6.3.2	Inferior	100
6.3.3	Centro	101
6.3.4	Superior	102
6.4	Modelo 3D.....	103
6.5	Protótipo Final	103
7	Resultados Experimentais	105
7.1	Sincronização	106
7.2	Degrau de Referência.....	111
7.3	Degrau de Carga	123
7.4	Transição de Modo de Operação.....	125
7.5	Variação em K_p	128
7.6	Variação em J	129
7.7	Variação D	130
7.8	Variação K_q	131
8	Conclusões.....	133
	Referências	137
	Apêndice A – Código implementado Da Interrupção e das Funções Principais no Controlador Digital de Sinais	143

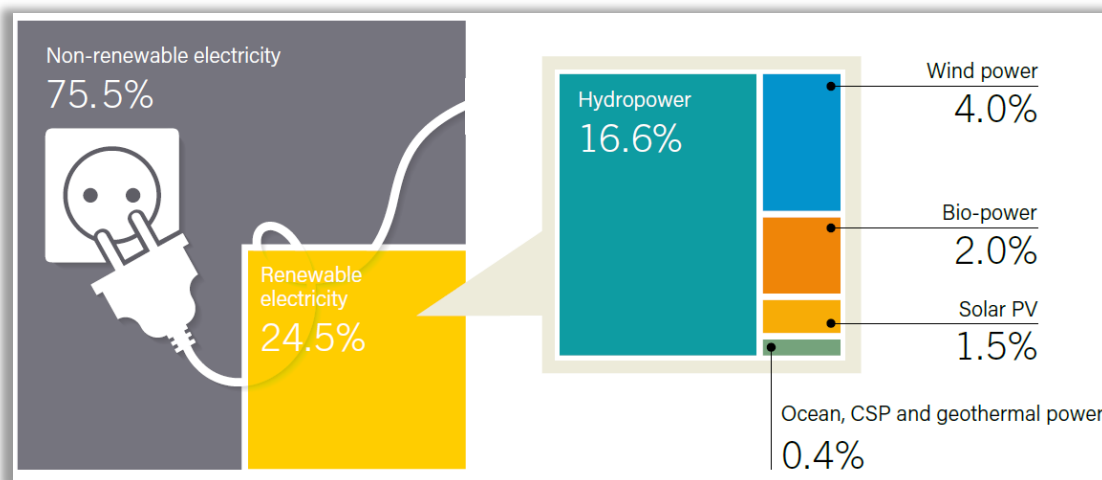
1 INTRODUÇÃO

A energia elétrica é um dos vetores energéticos da sociedade que continua em permanente crescimento como consequência do aumento da população mundial e da expansão das indústrias. Tal energia é obtida de diversas fontes de geração categorizadas como renováveis e não renováveis. No grupo das fontes de geração de energia não renováveis se encontram principalmente aquelas tecnologias que empregam recursos naturais cuja obtenção é limitada, tais como combustíveis derivados do petróleo, gás natural, carvão, etc. Do outro lado estão as fontes de geração de energia renováveis, as quais utilizam recursos naturais de uso ilimitado como a força dos ventos (eólica), das águas dos rios (hidráulica), das marés, a radiação solar e os biocombustíveis. Na seção seguinte será feita uma revisão do panorama mundial e local a respeito da geração de eletricidade, e será introduzido o conceito de máquina síncrona virtual. Além disso, será definido o problema a ser resolvido e a motivação do trabalho além da definição do estudo de caso.

1.1 PANORAMA MUNDIAL

Conforme a associação internacional REN21 (www.ren21.net) em 2016, 75.5% da energia elétrica gerada no mundo foi a partir de fontes não renováveis e 24.5% foi a partir de fontes renováveis (Figura 1). Destaca-se que desta porcentagem das renováveis 16.6% é de tipo hidrelétrica, e somente 4% vem de fonte eólica e 1.5% de fonte solar fotovoltaica (PV). Apesar das baixas porcentagens, pode-se observar um grande crescimento destes tipos de geração onde destaca-se que em nível mundial para o caso PV se passou de gerar de 6 GW a 303 GW (Figura 2) entre os anos 2006 e 2016, enquanto para o caso eólico o aumento representou uma diferença de 413 GW nesses 10 anos (Figura 3) (REN21, 2017).

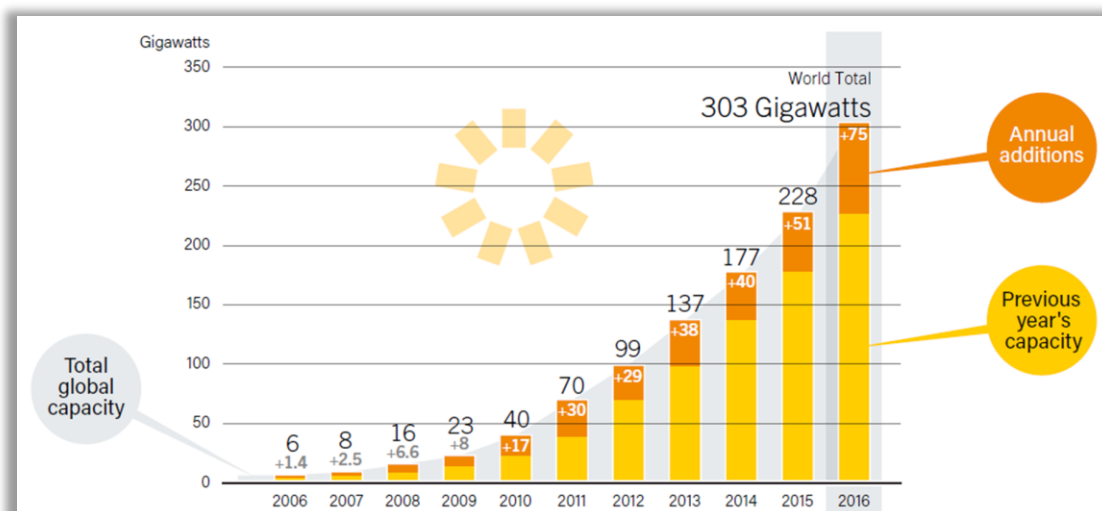
Figura 1 - Geração de energia elétrica mundial a partir de fontes renováveis e não renováveis



Fonte: (REN21, 2017)

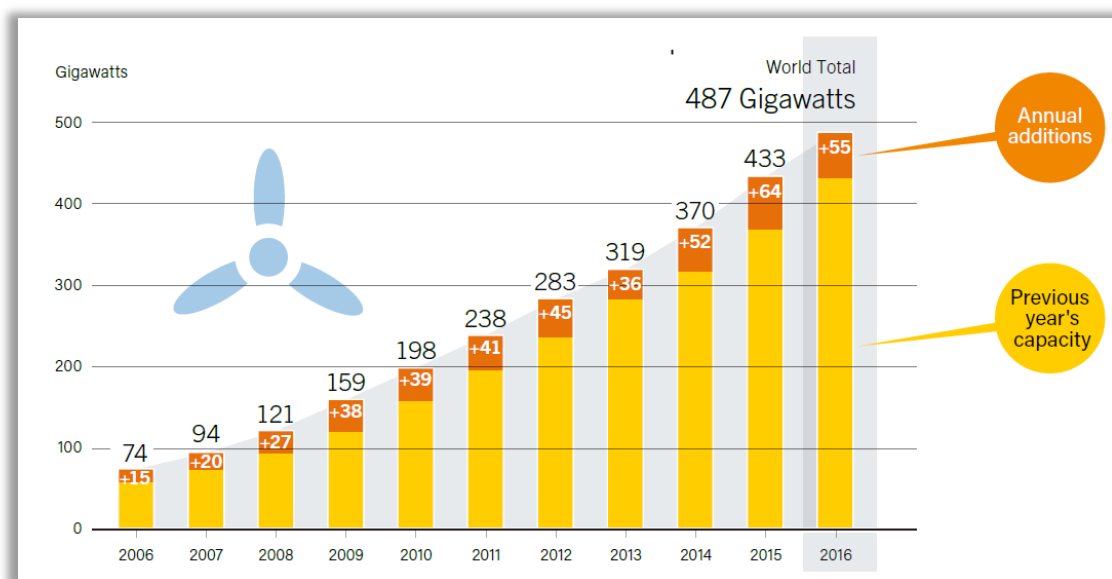
Este cenário de crescimento está acontecendo devido a vários fatores, entre os quais se sobressaem a implementação de apoios dos governos aos investimentos em energias renováveis, a redução continuada dos preços dos sistemas solares e eólicos devido à maior demanda, e o aumento da consciência social em quanto ao cuidado do meio ambiente e dos recursos naturais em alguns países.

Figura 2 - Capacidade instalada de geração de energia elétrica solar PV mundial 2006 – 2016



Fonte: (REN21, 2017)

Figura 3 - Capacidade instalada de geração de energia elétrica eólica mundial 2006 – 2016

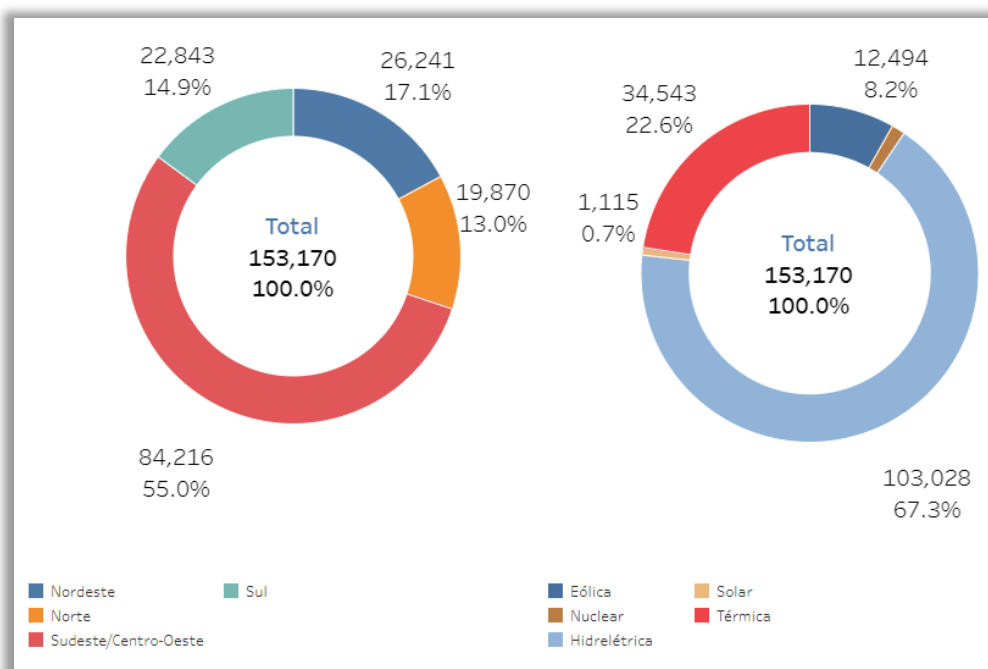


Fonte: (REN21, 2017)

1.2 CENÁRIO LOCAL

Brasil com uma capacidade instalada total de 153 GW em 2016 é uma das referências em nível mundial como gerador de energia elétrica limpa devido a que sua matriz elétrica é dominada pela geração hidrelétrica com 64.5%. Essa grande capacidade instalada de hidroeletricidade coloca o país depois da China como maior gerador do mundo a partir desta fonte. Com respeito do seus parques eólicos os 12.4 GW instalados (ONS, 2018a) colocam o Brasil no posto 9 ao nível mundial no emprego desta fonte, enquanto a sua capacidade solar é baixa com apenas 952 MW em comparação com outras fontes, mas é muito grande em comparação com a capacidade instalada em relação ao restante dos países da região. Na Figura 4 apresenta-se a distribuição da geração de eletricidade no Brasil em função da fonte e da tecnologia empregada.

Figura 4 - Capacidade instalada de geração de eletricidade no Brasil por subsistema (esquerda) e por tipo de usina (direita) até março de 2018



Fonte: (ONS, 2018b)

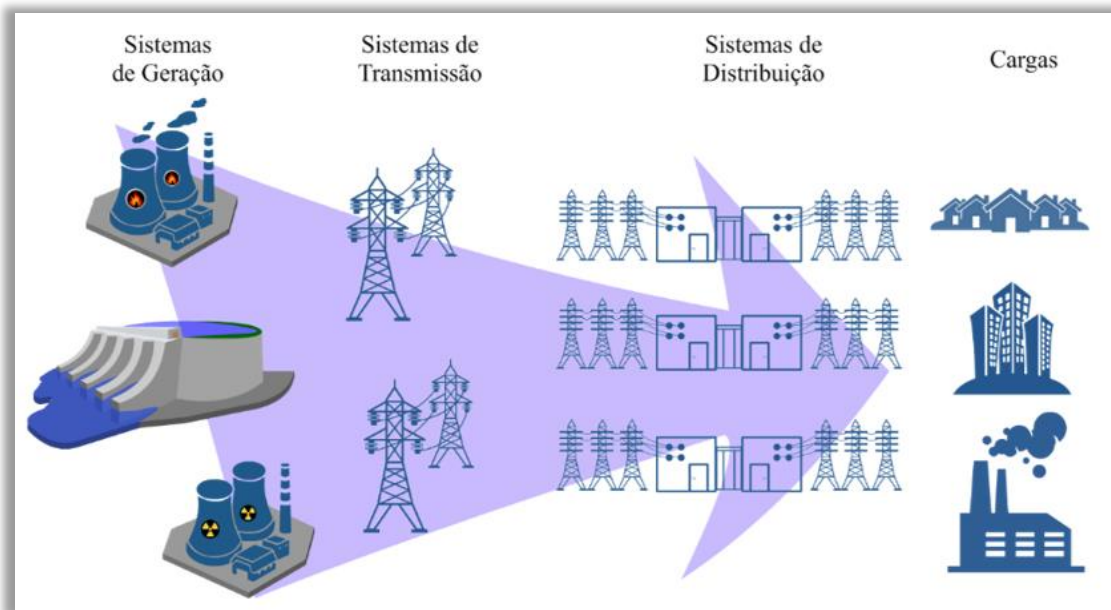
1.3 DEFINIÇÕES FUNDAMENTAIS

A seguir serão apresentadas definições fundamentais que permitem um melhor entendimento do conteúdo que será abordado nos próximos capítulos.

1.3.1 SISTEMA DE POTÊNCIA COM GERAÇÃO CENTRALIZADA

As formas tradicionais de geração de energia elétrica são consideradas unidades centralizadas, as quais são caracterizadas por se localizarem distantes dos consumidores, utilizando longos sistemas de transmissão e de distribuição para que a energia chegue aos centros de carga. Essa topologia é radial, ou seja, o fluxo de energia ocorre apenas em um sentido no sistema elétrico, da geração para as cargas. Além disso, a geração centralizada ocupa grande área para sua instalação, requer um tempo elevado para sua implantação e sua produção é despachada diretamente para o sistema de transmissão (REZENDE, 2015). Na Figura 5 observa-se a estrutura geral de um sistema de potência baseado na geração centralizada (GC).

Figura 5 - Estrutura geral de um sistema de potência baseado na geração centralizada

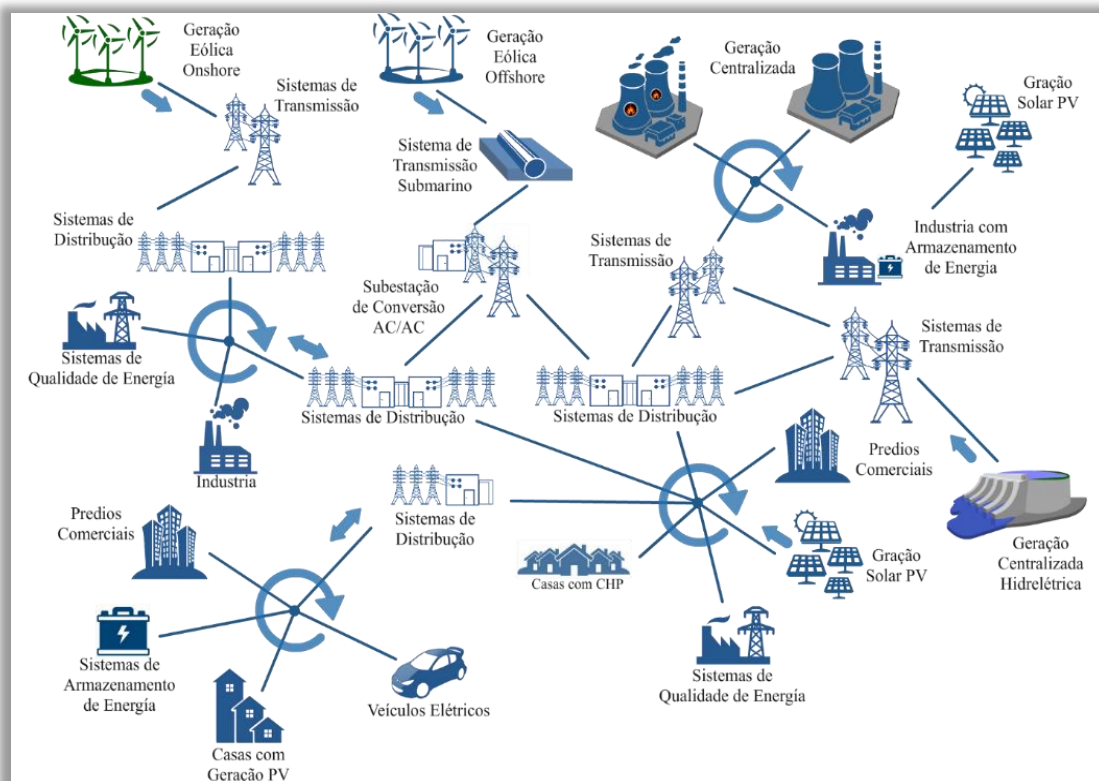


Fonte: Adaptado (FRANÇA, 2016)

1.3.2 **SISTEMAS DE POTÊNCIA COM GERAÇÃO DISTRIBUÍDA**

A geração distribuída (GD) possui como principais características a obtenção de energia não centralizada, ou seja, a GD pode estar presente em vários locais do sistema elétrico, as unidades são localizadas próximas aos consumidores finais de energia, não necessitam de longos sistemas de transmissão, ocupam menores áreas para sua instalação e podem ou não ter sua produção despachadas pelo operador do sistema (REZENDE, 2015). Destacam-se como as principais fontes de energia utilizadas nos sistemas de GD a solar, eólica, biomassa e a hidrelétrica. Na Figura 6 apresenta-se a estrutura geral de um sistema de potência que inclui GD e GC. Observa-se que o fluxo de potência não é radial devido às novas contribuições que se apresentam nas redes de distribuição.

Figura 6 - Estrutura geral de um sistema de potência baseado na geração centralizada e distribuída



Fonte: Adaptado (FRANÇA, 2016)

No Brasil, a GD é definida como geração de energia elétrica em qualquer potência, com suas instalações podendo ser conectadas diretamente ao consumidor ou ao sistema elétrico da concessionária. Pode operar de forma paralela com a rede ou isolada e a energia elétrica gerada pode ser ou não despachada pelo Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS). Essa definição foi estabelecida pelos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) em seu Módulo I publicado pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL, 2016). Além disso, a ANEEL na sua resolução 687 de 2012 estabelece as definições de Microgeração e Minigeração distribuída e as normas para sua integração com o sistema interligado nacional.

1.3.2.1 MICROGERAÇÃO DISTRIBUÍDA

Central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 75 kW e que utilize cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, ou fontes renováveis de energia elétrica, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras.

1.3.2.2 MINIGERAÇÃO DISTRIBUÍDA

Central geradora de energia elétrica, com potência instalada superior a 75 kW e menor ou igual a 3 MW para fontes hídricas ou menor ou igual a 5 MW para cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, ou para as demais fontes renováveis de energia elétrica (solar e eólica), conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras.

1.4 REDES ELÉTRICAS

Neste trabalho é utilizada a expressão de rede “fraca” na definição do estudo de caso. Para esclarecer este conceito são apresentadas as definições de rede fraca e forte adotadas a seguir.

1.4.1 REDE FRACA

Uma rede elétrica é um sistema composto por elementos como cargas e fontes, que permitem que exista transferência de energia entre dois pontos ou barramentos. Quando a qualidade da potência transferida é deteriorada entre os dois pontos a rede é considerada fraca. O deterioro pode ser transitório ou de regime permanente causado por eventos, perturbações ou como resultado de características próprias construtivas do sistema. Este tipo de redes podem ser identificadas se apresentam alguma das seguintes condições:

- Transporte de energia através de impedâncias série grandes de característica predominantemente resistivas ou indutivas;
- Baixa capacidade de suportar altas correntes de faltas;
- Baixa inércia e baixa capacidade de amortecimento de oscilações;
- Presença de componentes harmônicas acima de limites estabelecidos pelas normas;
- Capacidade precária de regulação de tensão e/ou frequência.

1.4.2 REDES FORTES

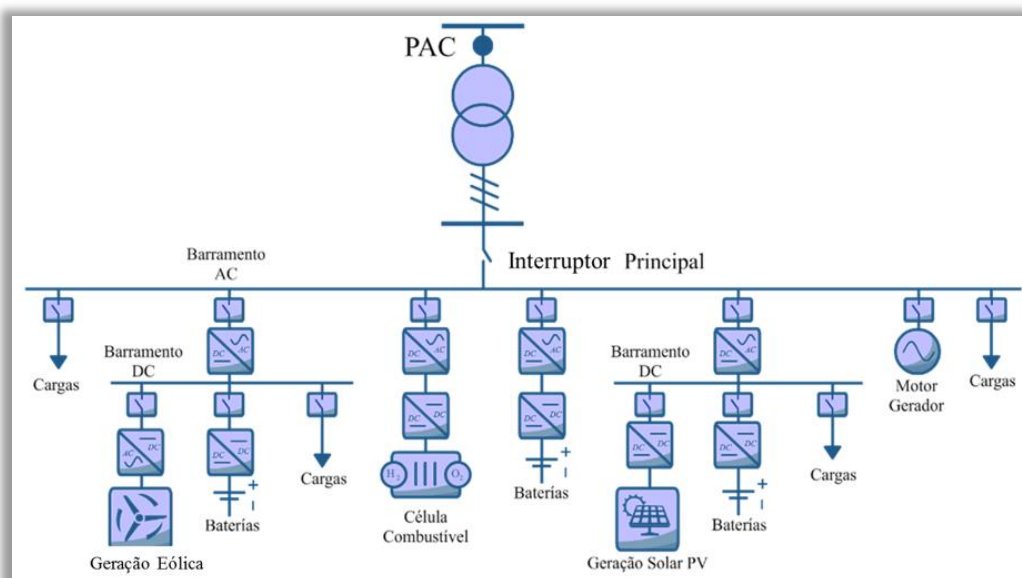
O caso contrário é o idealizado, onde a rede é considerada “forte” se consegue operar de maneira estável ante qualquer distúrbio ou perturbação garantindo:

- Transporte através de impedâncias pequenas ou nulas;
- Alta inércia e capacidade de amortecimento de oscilações;
- Alta capacidade de regulação de tensão e frequência;
- Alta capacidade de suportar correntes de falta;
- Sistemas de proteção contra faltas;
- Componentes harmônicas nulas.

1.5 MICRORREDE

Uma microrrede pode ser descrita como um conjunto de cargas, unidades de geração distribuída (GDs) e sistemas de armazenamento de energia operando em coordenação para fornecer eletricidade de maneira confiável, conectado ao sistema interligado, em nível de distribuição, por um único ponto de conexão denominado ponto de acoplamento comum (PAC) (GONZATTI, 2015) De modo geral um expemplo de uma estrutura de microrrede é apresentado na Figura 7.

Figura 7 - Estrutura geral de uma Microrrede



Fonte: (LIU, 2016)

Para o caso das microrredes são adotados dois possíveis modos de operação: modo conectado à rede (GCM do inglês *Grid Connected Mode*) e modo ilhado (IM do inglês *Island Connected Mode*). O GCM ocorre quando o interruptor principal encontra-se fechado e a microrrede opera de maneira sincronizada com rede permitindo transferência de potência entrando ou saindo através do PAC. O IM acontece quando a microrrede fica isolada da rede devido à abertura do interruptor principal. Neste caso a microrrede não tem referência de tensão ou frequência e deve operar autonomamente.

1.6 CONEXÃO DE SISTEMAS DE GERAÇÃO

Tanto os sistemas de GC como os de GD devem se-conectar com a rede empregando algum tipo de equipamento dedicado intermediário entre o gerador e o sistema de transmissão ou distribuição. Dependendo da tecnologia empregada pela fonte são utilizados dois tipos de conexão detalhados a seguir:

1.6.1 CONEXÃO ATRAVÉS DE TRANSFORMADOR

Este tipo de conexão é utilizado principalmente quando a fonte gera energia elétrica empregando máquinas síncronas (MS's), as quais fornecem a energia em corrente alternada (CA) com uma intermitência baixa da fonte, ou seja, uma potência que facilmente pode ser regulada. Todas as unidades de geração que se conectam aos sistemas de transmissão ou distribuição em níveis de média ou alta tensão empregam sistemas de transformação convencionais CA-CA, que podem ser transformadores trifásicos ou em banco de monofásicos. É o caso das usinas hidrelétricas, térmicas, nucleares, entre outras.

1.6.2 CONEXÃO ATRAVÉS DE INVERSORES

Quando a conversão de energia da fonte primária em energia elétrica apresenta uma saída em CC ou em CA com uma intermitência alta é utilizado como elemento para fazer a conexão com a rede um sistema de conversão CC-CA ou CA-CC-CA respectivamente, baseado em eletrônica de potência. Os equipamentos empregados são os denominados inversores (para o caso CC-CA) e os retificadores para o caso CA-CC. Além disso, é possível que em função

da aplicação seja necessário adicionar uma etapa CC-CC. Este tipo de conexão é típico dos sistemas de geração solar (PV) e eólica, com uma grande participação nos sistemas de GD.

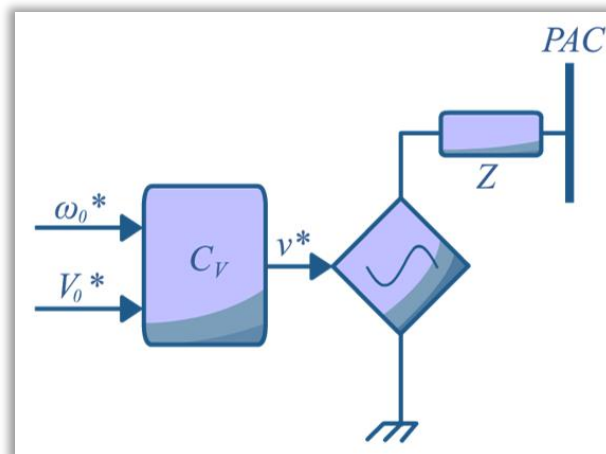
1.7 CLASSIFICAÇÃO DE CONVERSORES DE POTÊNCIA EM MICRORREDES

A maioria dos sistemas de GD presentes nas microrredes são integrados ao sistema por meio de conversores estáticos CC-CA. As técnicas de controle empregadas para operar estes conversores, permitem que sejam classificados como formadores de rede, auxiliares de rede ou alimentadores de rede, dependendo da função que desempenham dentro da microrrede. (ROCABERT et al., 2012)

1.7.1 FORMADORES DE REDE

Os conversores formadores de rede (*Grid-Forming Converters*), são representados como uma fonte de tensão ideal, apresentando baixa impedância de saída. São responsáveis por “formar” a tensão da microrrede mantendo os níveis de tensão e frequência em caso de operação ilhada. A Figura 8 mostra o modelo desse tipo de conversor onde V_o^* é o valor de referência de tensão eficaz, ω_o^* é o valor de referência da frequência e v^* é o vetor de referência de tensão para o conversor. Neste caso, a tensão gerada pelo conversor formador de rede servirá como referência para os demais conversores alimentadores de rede (GONZATTI, 2015).

Figura 8 - Representação simplificada de um conversor tipo formador de rede

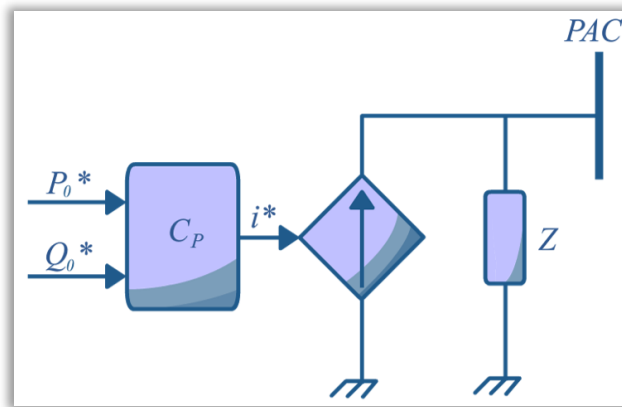


Fonte: Adaptado (GONZATTI, 2015)

1.7.2 ALIMENTADORES DE REDE

Os conversores classificados como alimentadores de rede (*Grid-Feeding Converters*) têm a função de entregar potência para a microrrede. São os mais comuns nos sistemas de geração distribuída uma vez que a maioria dos conversores para células fotovoltaicas e de energia eólica operam neste modo (GONZATTI, 2015; ROCABERT et al., 2012). São representados como uma fonte de corrente, em paralelo com uma alta impedância de saída, conforme mostrado na Figura 9, onde P_o^* e Q_o^* são as referências de potência ativa e reativa a serem entregues e i^* é a referência de corrente do conversor.

Figura 9 - Representação simplificada de um conversor tipo alimentador de rede

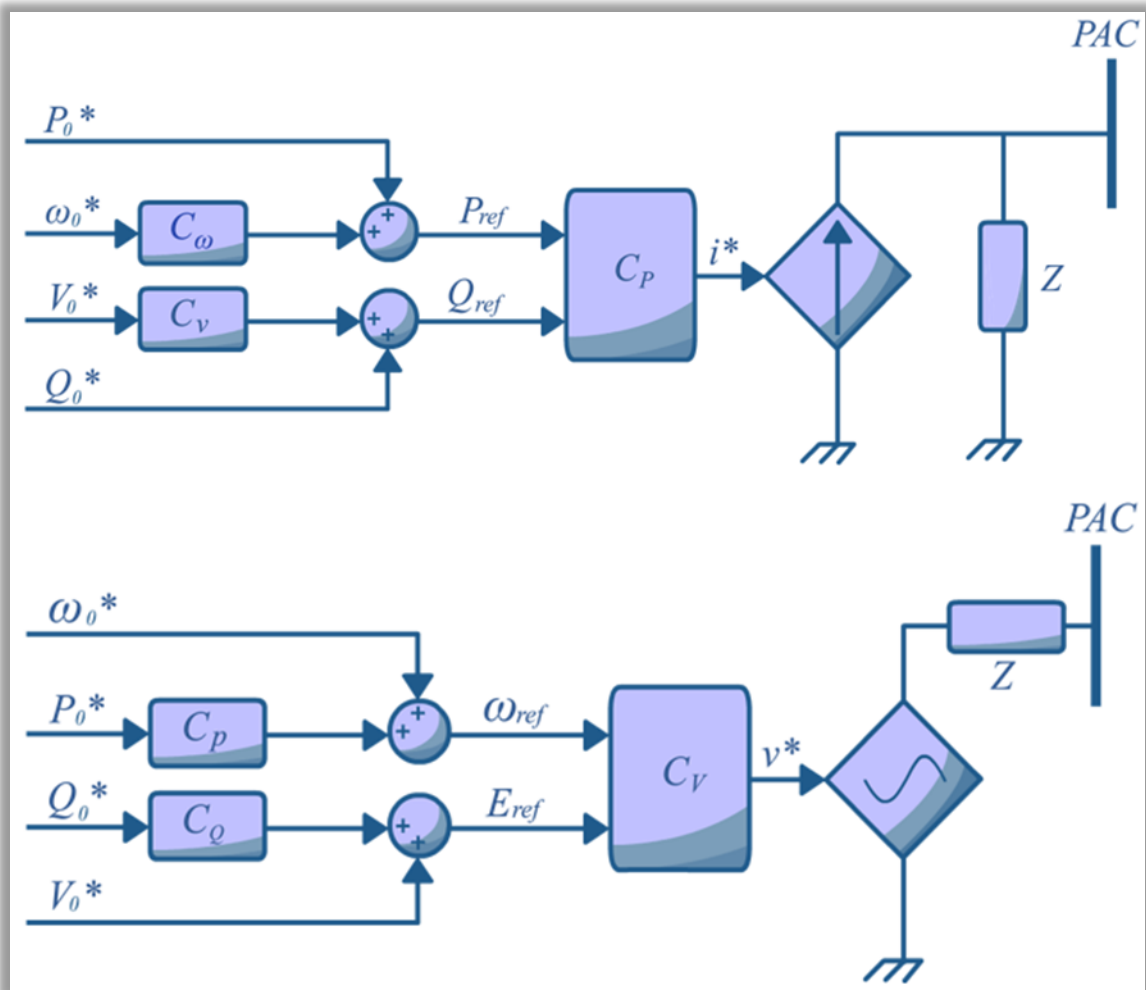


Fonte: Adaptado (GONZATTI, 2015)

1.7.3 AUXILIADORES DE REDE

Os conversores auxiliares de rede, operam tanto como os formadores de rede quanto os alimentadores de rede. Estes conversores podem ser controlados como fonte de corrente, Figura 10 (superior) ou como fonte de tensão Figura 10 (inferior). Têm como principal função entregar potência ativa e reativa para a microrrede de modo a contribuir na regulação de tensão e da frequência da mesma. Se controlado como fonte de corrente, o conversor auxiliar de rede, assim como o alimentador de rede, precisa de um outro conversor formador de rede para fornecer-lhe uma tensão de referência para operação ilhada. Utilizam relações de controle por inclinação (*Droop*) para garantir compartilhamento de potências com fontes em paralelo.

Figura 10 - Representação simplificada de um conversor tipo auxiliador de rede. (superior) Controlado como fonte de corrente. (inferior) Controlado como fonte de tensão



Fonte: Adaptado (GONZATTI, 2015)

1.8 MOTIVAÇÃO

Os sistemas de GD podem empregar tecnologias baseadas em fontes não renováveis mas a tendência atual são os pequenos empreendimentos hidrelétricos, fotovoltaicos, eólicos ou baseados em biocombustíveis. Isto além das vantagens ambientais está gerando a necessidade de desenvolvimentos em diferentes áreas da engenharia que permitam otimizar essas tecnologias. Uma das áreas com grandes avanços nos últimos anos tem sido a Eletrônica de Potência. Isto devido principalmente a que os sistemas de GD (dependendo da fonte) precisam do uso de conversores estáticos (CA-CC, CC-CC e/ou CC-CA) para a sua conexão com os sistemas de distribuição.

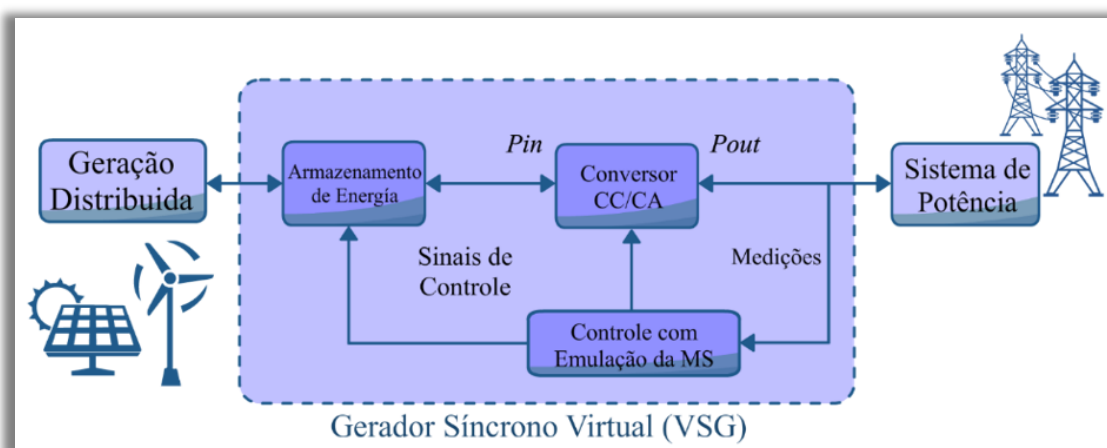
Do outro lado as usinas de geração centralizada (GC) tradicionais que empregam geradores síncronos de grande porte ajudam na operação do sistema de potência de vários modos, tais como o amortecimento de oscilações devido a sua inércia, regulação primária da frequência através do regulador de velocidade, e controle local da tensão e do fluxo da potência reativa através dos sistemas de excitação. Essas características não são comuns nos sistemas convencionais de controle das fontes baseadas em interfaces que usam eletrônica de potência, as quais dependem da sincronização com uma rede com frequência estável. Porém uma linha de pesquisa emergente na área de controle de conversores estáticos de potência tem sido a emulação das propriedades essenciais das unidades tradicionais de geração, procurando obter uma funcionalidade equivalente. Nesta linha, alguns dos esquemas de controle propostos foram explicitamente detalhados para emular o comportamento dinâmico e/ou estacionário da máquina síncrona (MS). Ditos esquemas foram denominados por alguns autores como *Virtual Synchronous Machines* (VSM - VISMA)(BECK; HESSE, 2007), *Virtual Synchronous Generator* (VSG) (DRIESEN; VISSCHER, 2008) ou *Synchronverters* (ZHONG; WEISS, 2011) entre outros.

1.9 PROBLEMA

As mudanças atuais na estrutura da rede podem ser descritas como a transição de uma estrutura vertical da geração até os consumidores com poucos, mas muito grandes geradores, a uma estrutura distribuída, em crescimento amorfo e fortemente misturado com muitos geradores de energia a partir de fontes renováveis com diferentes características de conexão. A integração desta geração hoje é feita empregando inversores convencionais, cujas propriedades dependem dos princípios de controle implementados. Diferentes técnicas de modulação e de controle estabelecidas nos últimos anos, permitem estabilizar o sistema e fornecer a potência ativa e reativa necessária pela rede. Não obstante, existem grandes diferenças entre a operação e a dinâmica das redes acopladas com inversores e as redes convencionais que utilizam máquinas síncronas (BECK; HESSE, 2007).

Já que no futuro próximo espera-se que os conversores eletrônicos de potência tenham um grande impacto nos sistemas de potência, um possível problema que pode se apresentar é a redução da inércia total dos sistemas e a redução proporcional do seus efeitos estabilizadores (D'ARCO; SUUL, 2013). Por esta razão a solução proposta, a qual consiste numa técnica de controle de inversores (Figura 11), procura emular o comportamento das tradicionais MS's (Máquina Síncrona) e adicionar uma inércia virtual ao sistema de potência.

Figura 11 - Estrutura geral do conceito de gerador síncrono virtual



Fonte: Adaptado (ALIPOOR, 2015)

Além do aumento da inércia dos sistemas de potência existem algumas aplicações particulares onde o emprego de técnicas de controle baseadas na emulação da MS pode ser uma solução para melhorar a qualidade da energia. Tal como foi apresentado na Figura 7, ao interior de uma microrrede podem operar diferentes elementos conectados através de conversores estáticos. É o caso dos sistemas fotovoltaicos, onde e.g. é comum utilizar estágios de conversão CC-CC-CA. Neste caso, para cumprir com as normas e garantir uma operação segura é preciso que a qualidade da tensão alternada na saída do sistema seja adequada. Além disso, a possibilidade de controlar o despacho de potência ativa e reativa, junto com uma regulação da tensão e/ou da frequência são características necessárias. A implementação de sistemas de armazenamento de energia em conjunto com as técnicas de controle aplicadas nos estágios CC-CC e CC-CA permitem satisfazer as necessidades mencionadas.

A ANEEL no PRODIST no Módulo 8 sobre Qualidade da Energia Elétrica (ANEEL, 2017) estabelece a terminologia, caracteriza os fenômenos e estabelece os indicadores e limites ou valores de referência relativos à conformidade de tensão em regime permanente e às perturbações na forma de onda de tensão. Tais limites de tensão em regime permanente para o caso de sistemas com operação nominal de tensão secundária eficaz no ponto de conexão de 380/220V são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 - Classificação da tensão de atendimento no ponto de conexão de cargas para tensão nominal de 380/220 V

Tensão de Atendimento (TA)	Faixa de Variação de Tensão de Leitura (Volts)
Adequada	$(350 \leq TL \leq 399)/(202 \leq TL \leq 231)$
Precária	$(331 \leq TL \leq 350 \text{ ou } 399 \leq TL \leq 403)/$ $(191 \leq TL \leq 202 \text{ ou } 231 \leq TL \leq 233)$
Crítica	$(TL < 331 \text{ ou } TL > 403)/$ $(TL < 191 \text{ ou } TL > 233)$

Com base nos conceitos apresentados neste capítulo e limites operativos estabelecidos pela regulação brasileira é definido como caso de estudo ou problema foco deste trabalho o sistema com os supostos apresentados a seguir:

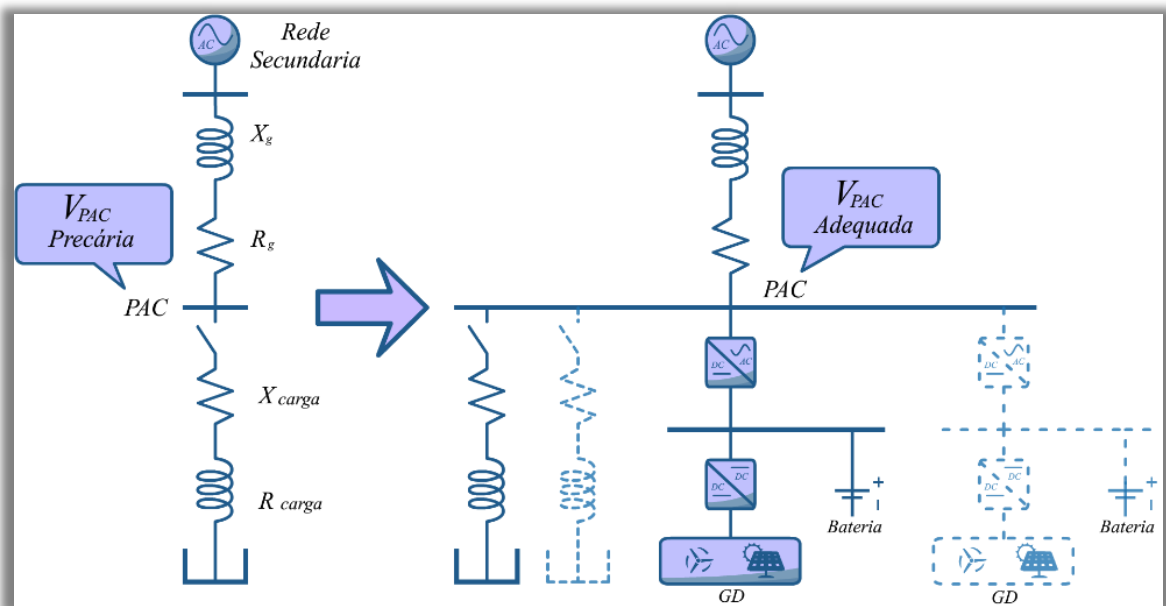
1. Seja um sistema de cargas trifásico que opera conectado à rede em baixa tensão ($BT < 1\text{kV}$), através de uma rede altamente resistiva de modo que a tensão no ponto de conexão seja precária ou crítica segundo os limites regulatórios;
2. É proposta como solução a implementação de um esquema de microrrede com microgeração distribuída conectada ao PAC empregando um conversor CC-CA;
3. O sistema de microgeração deve considerar equipamento para armazenamento de energia capaz de manter a tensão do barramento CC seja constante em regime permanente empregando se for necessário, um estágio de conversão CC-CC;
4. O conversor CC-CA será controlado empregando técnicas de emulação de máquina síncrona procurando melhorar a qualidade da tensão no

PAC em regime permanente até níveis adequados e as variações da frequência durante perturbações

5. O sistema deverá de atuar como condicionador de energia multifuncional, que, além de conseguir regular e garantir a qualidade da tensão no PAC, possibilite o despacho de energia ativa e reativa.
6. O sistema permitirá a integração futura de novas cargas e sistemas de GD.

Na Figura 12 é apresentado o diagrama unifilar que representa o caso de estudo e a solução proposta.

Figura 12 - Classificação da tensão de atendimento no ponto de conexão de cargas para tensão nominal de 380/220 V



Fonte: Próprio autor

1.10 OBJETIVOS DO TRABALHO

O estudo desenvolvido neste trabalho procura atender os objetivos a seguir:

- Estudar o conceito de emulação de MS aplicado em conversores estáticos;
- Definir uma estrutura de controle baseada na idéia da emulação da dinâmica da MS para aplicação em microrredes com característica de conexão entre o PAC e a rede fraca predominantemente resistiva;

- Conseguir melhorar a qualidade da tensão no PAC, assim como possibilitar o despacho de potência ativa e reativa em sentido bidirecional.
- Validar e avaliar via simulação e experimentalmente a técnica de controle definida.

1.11 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

A seguir é apresentada uma síntese dos temas trabalhados em cada capítulo da presente dissertação:

Capítulo 2: Introdução ao conceito de MS virtual e revisão bibliográfica das principais técnicas de controle de inversores baseadas neste conceito.

Capítulo 3: Definição do sistema de potência e do esquema de controle do inversor com emulação de MS.

Capítulo 4: Metodologia de projeto e sintonia do controlador.

Capítulo 5: Resultados de simulação do conversor diante diferentes condições operativas e análise das respostas do sistema.

Capítulo 6: Projeto dos circuitos de instrumentação, condicionamento, controle analógicos, digitais e exposição do processo de construção do protótipo.

Capítulo 7: Apresentação dos resultados experimentais da técnica de controle estudada, simulada e implementada no protótipo construído.

Capítulo 8: Conclusões gerais do trabalho desenvolvido e propostas para execução de trabalhos futuros.

2 CONTROLE BASEADO NA EMULAÇÃO DA MS

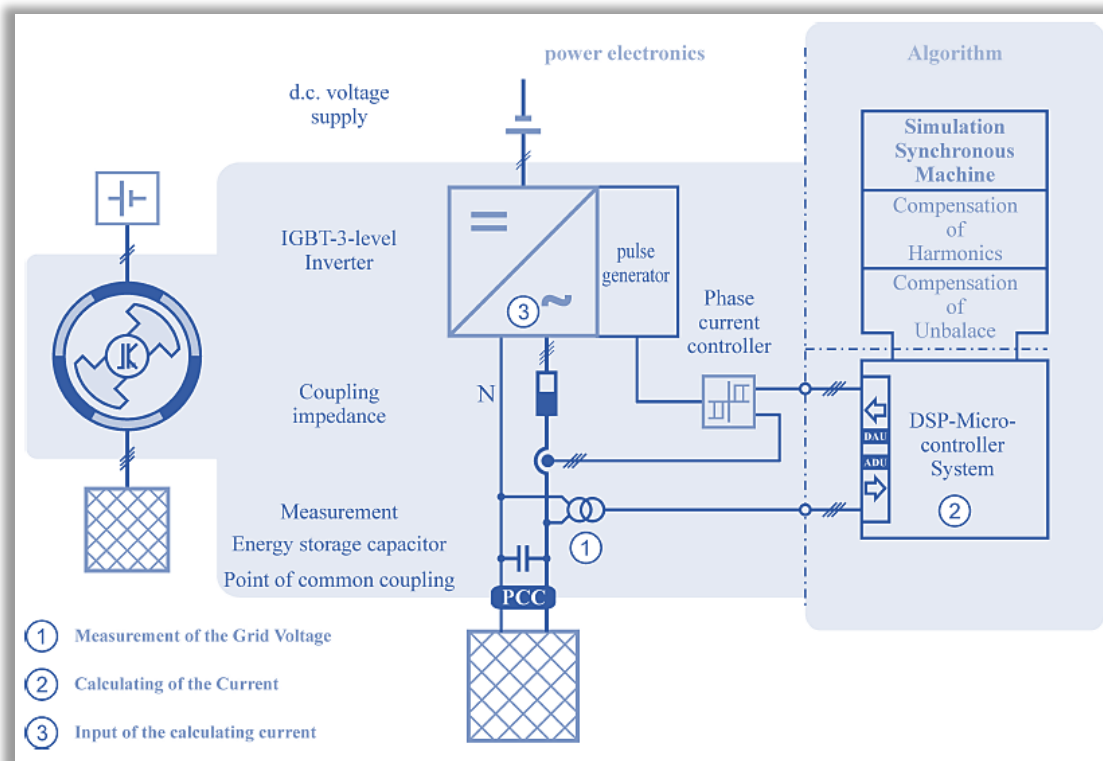
Neste capítulo será feita a revisão dos quatro principais métodos de controle de sistemas de geração conectados à rede através de inversores emulando o comportamento da máquina síncrona propostos na literatura até hoje. São feitas abordagens que procuram sintetizar as idéias principais de cada proposta a partir das quais foi seleccionada a mais adequada para ser adaptada e estudada em detalhe no Capítulo 3.

2.1 VISMA

Uma das primeiras propostas de controle de inversores emulando a MS foi denominada VISMA (*Virtual Synchronous Machine*) desenvolvida pelo IEPE (*Institute of Electrical Power Engineering*) na Clausthal University of Technology na Alemanha. Os autores propõem os seus esquemas de controle e mostram o grande potencial da técnica para a estabilização de sistemas de geração conectados à rede (*Grid Connected Mode*) em (BECK; HESSE, 2007; CHEN et al., 2011a, 2011b; HESSE; TURSCHNER; BECK, 2009) e para sistemas que operam isolados da rede (*Island Mode*) em (CHEN et al., 2012a, 2012b).

Na Figura 13 apresenta-se a proposta inicial (TURSCHNER; HESSE, 2008) que procurava, através de um algoritmo implementado de maneira digital, emular no inversor todas as características dinâmicas e estáticas da MS. Isto a partir do estabelecimento de parâmetros elétricos e mecânicos virtuais, e de processar em tempo real o equacionamento do modelo ideal da máquina em função das tensões de fase medidas no PAC (PCC) para gerar as referências de corrente do controlador.

Figura 13 – Topologia geral da VISMA



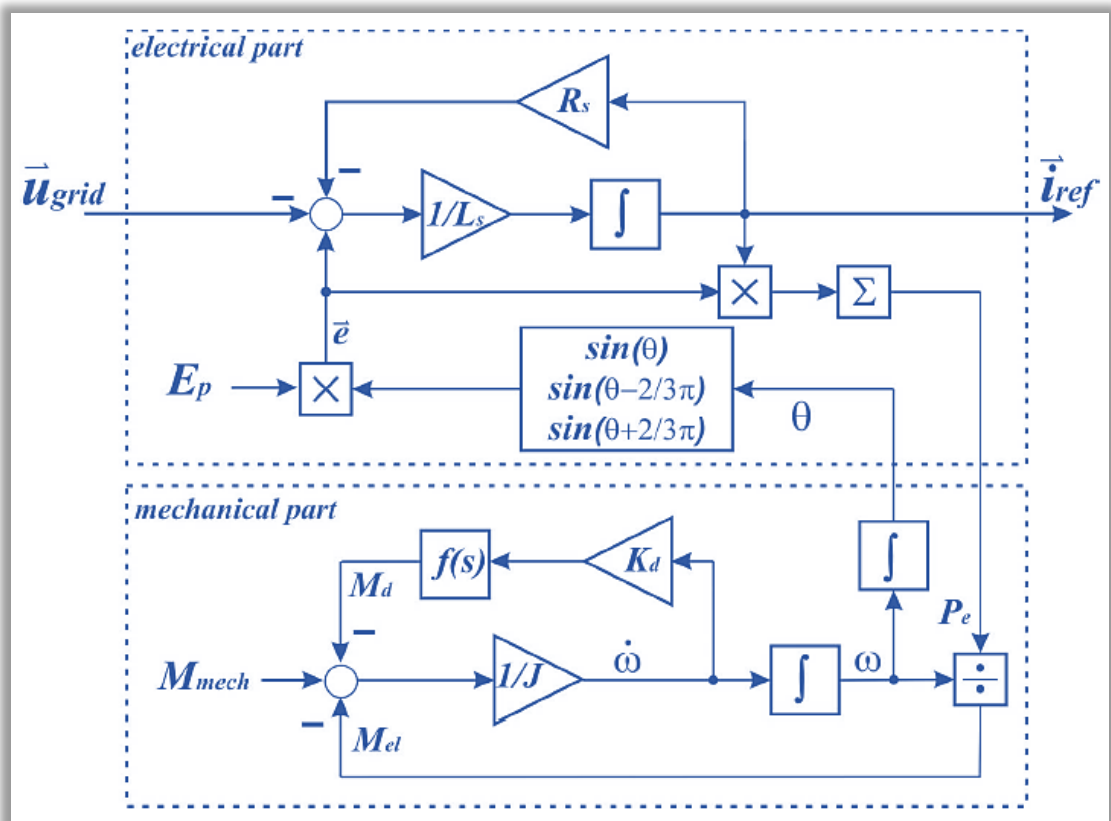
Fonte: (TURSCHNER; HESSE, 2008)

O algoritmo de controle foi proposto em (TURSCHNER; HESSE, 2008) inclui as características do sistema de excitação, do estator, do enrolamento amortecedor e do sistema mecânico da MS. Para isto é preciso parametrizar o sistema elétrico levando em conta as indutâncias e resistências próprias e mútuas do estator, do rotor e do enrolamento amortecedor. Além disso, o sistema mecânico precisa da definição da inércia da máquina em função do comportamento dinâmico e estático desejado. Nota-se que um grande número de parâmetros são considerados. Este modelo completo é de sétima ordem (D'ARCO; SUUL, 2013) e sua implementação apresenta um alto nível de complexidade.

Posteriormente o IEPE mudaria o seu conceito inicial adotando simplificações no sistema de excitação e amortecedor (CHEN et al., 2011a). Na Figura 14 pode-se observar o esquema do algoritmo simplificado que representa as características elétricas do estator e junta a componente da inércia e do enrolamento amortecedor num subsistema mecânico só. Neste modelo a variável M_{mech} corresponde ao torque virtual relacionado com a potência ativa que a VISMA deve entregar ou receber da rede. Quando M_{mech}

é positivo, a máquina virtual opera como motor absorvendo potência ativa o que fisicamente equivale no inversor a armazenar energia do lado DC empregando baterias, super capacitores ou outros sistemas de armazenamento. Quando M_{mech} é negativo a energia é fornecida para a rede operando a VISMA como gerador. Similarmente E_p faz referência à tensão virtual de excitação e, dependendo do seu valor, o sistema pode processar potência reativa indutiva ou capacitiva de modo bidirecional. (CHEN et al., 2011b)

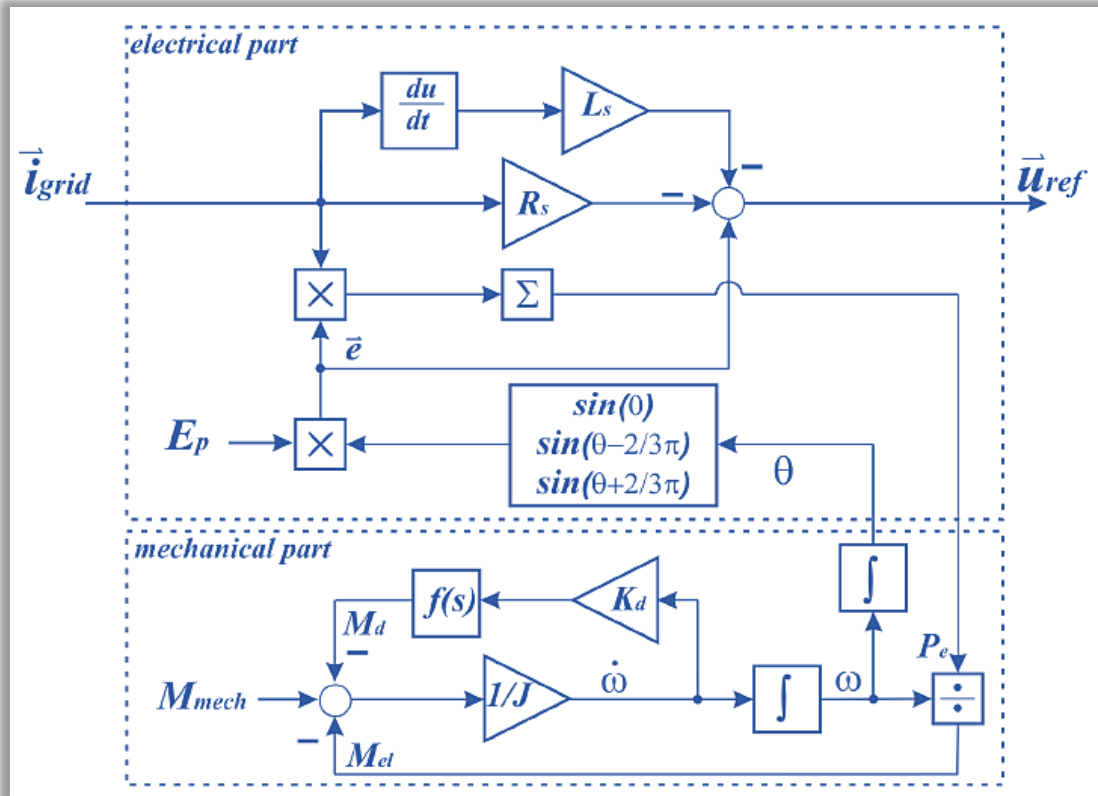
Figura 14 - Proposta de algoritmo simplificado de controle da VISMA – Método I



Fonte: (CHEN et al., 2011b)

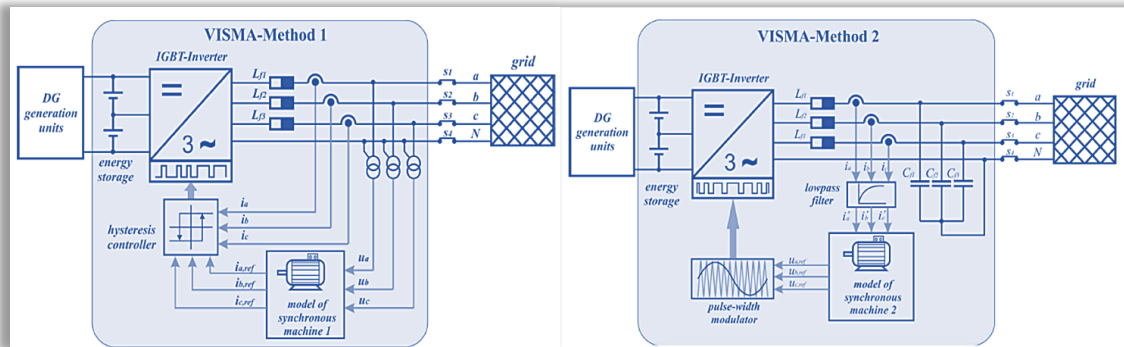
O esquema anterior calcula a referência de corrente para o controlador por histerese (Método 1). Um esquema alternativo que calcula as tensões de referência em função das correntes medidas emprega PWM para o acionamento das chaves (Método 2) operando em malha aberta. O diagrama de blocos desta alternativa é apresentado na Figura 15 e na Figura 16 são apresentados os dois sistemas desenvolvidos pelo IEPE.

Figura 15 - Proposta de algoritmo simplificado de controle da VISMA – Método II



Fonte: (CHEN et al., 2012a)

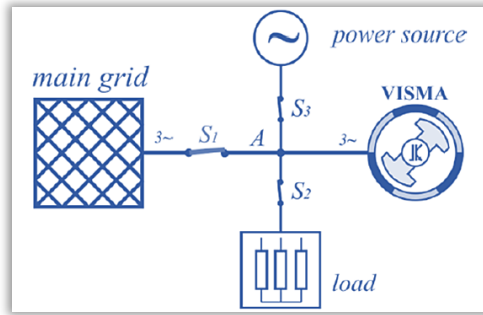
Figura 16 - Topologia geral da VISMA – Método I e II



Fonte: (CHEN et al., 2012a)

Após propor as topologias mencionadas, o IEPE fez pesquisa abordando a resposta da VISMA em operação ilhada ou isolada. Neste caso, conseguiram mostrar que o sistema proposto baseado na Figura 17, permanece estável na transição do modo conectado à rede para o modo ilhado ante uma abertura de S_1 e/ou S_3 . Além disso, apresentam resultados satisfatórios de operação do sistema como formador de rede no caso que é isolado da rede o tempo todo (CHEN et al., 2012b).

Figura 17 – Esquema da VISMA para estudo em operação ilhada



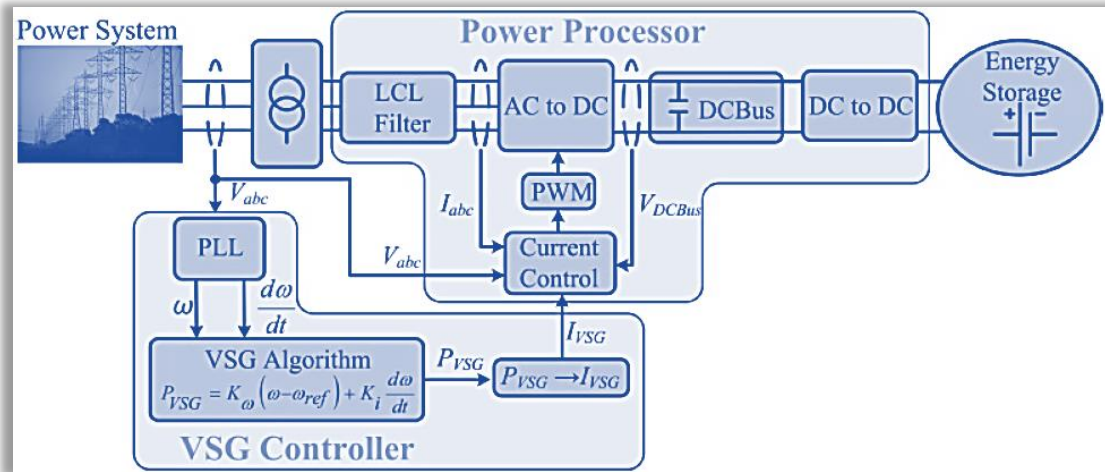
Fonte: (CHEN et al., 2012b)

2.2 VSYNC

No fim do ano 2007 constituiu-se o VSYNC Project. O projeto que formou-se a partir da parceria de diferentes universidades e empresas europeias (www.vsync.eu) tinha como objetivo o desenvolvimento e aplicação do conceito *Virtual Synchronous Generator* (VSG) como solução aos possíveis problemas de estabilidade dos sistemas de potência devido ao grande crescimento da GD (ALBU et al., 2009, 2011; DRIESEN; VISSCHER, 2008; KARAPANOS, 2010; KARAPANOS; DE HAAN; ZWETSLOOT, 2011; VAN et al., 2010; VAN THONG et al., 2009; VAN WESENBEECK et al., 2009; VISSCHER; DE HAAN, 2008; VISSCHER, 2008).

A topologia geral empregada pode-se observar na Figura 18. O sistema proposto faz medição da tensão no PAC, da frequência da rede, da sua taxa de variação (*Rate of Change of Frequency* – ROCOF) e do estado de carga (*State of Charge* – SOC) do sistema de armazenamento de energia. Baseado nestas medições se encarrega do controle da potência ativa e reativa em sentido bidirecional (VAN et al., 2010). Os blocos que compõem o controlador VSG processam a informação procurando produzir os sinais de referência para o controlador de corrente emulando a inércia da MS. O controlador de corrente é independente do controlador VSG e é quem assegura que não exista fluxo de potência quando não haja sinal nenhum gerado do bloco VSG. Idealmente em qualquer momento o VSG entregaria a quantidade desejada de potência ou absorveria da rede, porém realmente a ação do VSG é limitada pela capacidade do equipamento armazenador de energia (KARAPANOS, 2010).

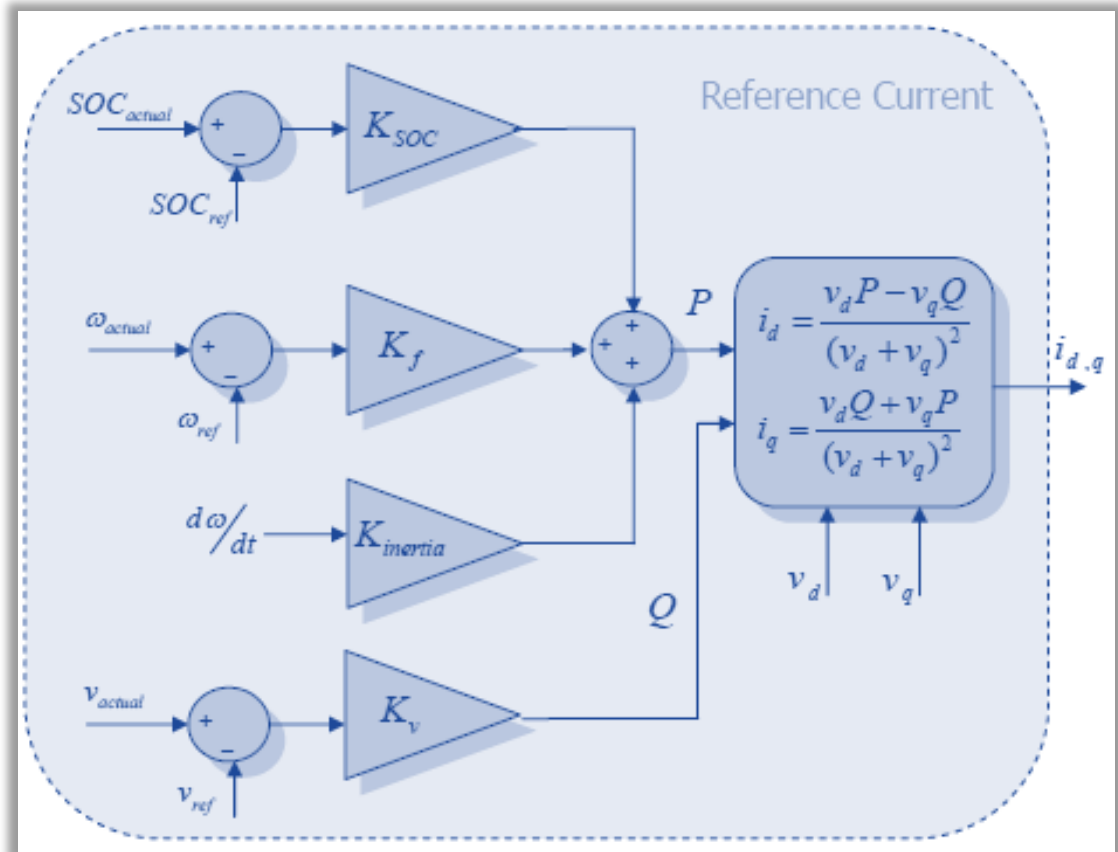
Figura 18 - Estrutura geral do VSG – VSYNC Project



Fonte: (KARAPANOS, 2010)

Na Figura 19 é apresentada uma das propostas do algoritmo do VSG. O sistema gera os sinais de corrente alusivos à potência ativa e reativa em função do SOC, da frequência, do ROCOF ($d\omega/dt$) e da tensão. Os sinais do erro são multiplicados pelas constantes K_{soc} , K_f e K_v . As primeiras constantes K_{soc} e K_f são escolhidas de modo que o sinal P seja igual ao valor da potência nominal do VSG quando o erro do SOC ou da frequência seja o maior. K_v é definida de modo que o VSG gere o seu máximo valor de potência reativa quando se apresente uma variação da tensão definida, tipicamente 10%. Enquanto $K_{inércia}$ que multiplica diretamente o ROCOF é escolhida para que o VSG entregue sua potência ativa nominal quando o máximo ROCOF ocorra (1 Hz/s)(KARAPANOS, 2010).

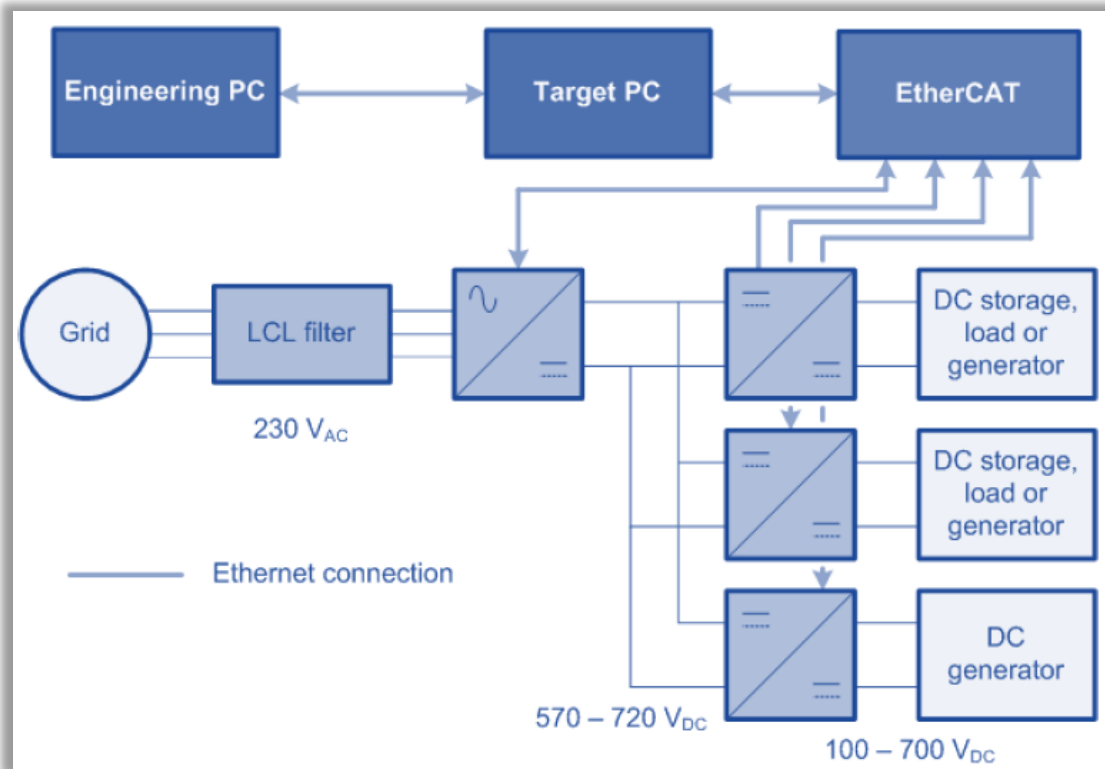
Figura 19 – Algoritmo proposto para o controlador do VSG



Fonte: (KARAPANOS; DE HAAN; ZWETSLOOT, 2011)

O VSYNC Project destinou um orçamento de € 3.25 milhões (VISSCHER, 2008). Isto permitiu fazer uma implementação real fazendo diversos testes operando conectado ao sistema de potência experimentando diferentes algoritmos de controle e tipos de sistemas de armazenamento (VAN et al., 2010). Na Figura 20 mostra-se o esquema geral do VSG de 100 kW implementado na Romênia. O sistema inclui o assim chamado *Target PC*, que executa o esquema de controle testado e controla diretamente os sinais referência do PWM. O modelo testado é desenvolvido no software Matlab-Simulink (www.mathworks.com) no *Enginereeng PC* e então compilado e carregado no *Target PC*. O *EtherCAT* é a interface que estabelece a comunicação entre o *Target PC* e o conversor via Ethernet.

Figura 20 – Esquema geral do VSG implementado no VSYNC Project em Romênia



Fonte: (VAN et al., 2010)

Uma das conclusões obtidas em 2011 após os testes em campo foi que devido às grandes diferenças de tamanho entre o sistema de potência e o VSG testado, não é possível evidenciar sua contribuição à respeito da inércia no modo de operação conectado à rede (ALBU et al., 2011). Para solucionar este problema posteriormente foi implementado um sistema de simulação de sistemas de potência em tempo real incluindo o hardware do VSG empregando uma interface dedicada. Após isso foi demonstrado que o VSG consegue diminuir a amplitude das variações da frequência do sistema de potência simulado ocasionadas pelas mudanças da carga (KARAPANOS; DE HAAN; ZWETSLOOT, 2011).

2.3 VSG – ISE

O laboratório ISE da universidade de Osaka – Japão tem desenvolvido desde 2011 várias topologias de controle (ALIPOOR; MIURA; ISE, 2013, 2014, 2015, 2018; BANJO et al., 2015; BEVRANI; ISE; MIURA, 2014; JIA LIU; MIURA; ISE, 2014; LINN; MIURA; ISE, 2012; LIU et al., 2016; LIU; MIURA; ISE, 2016; SAKIMOTO; MIURA; ISE, 2011, 2015, SHINTAI;

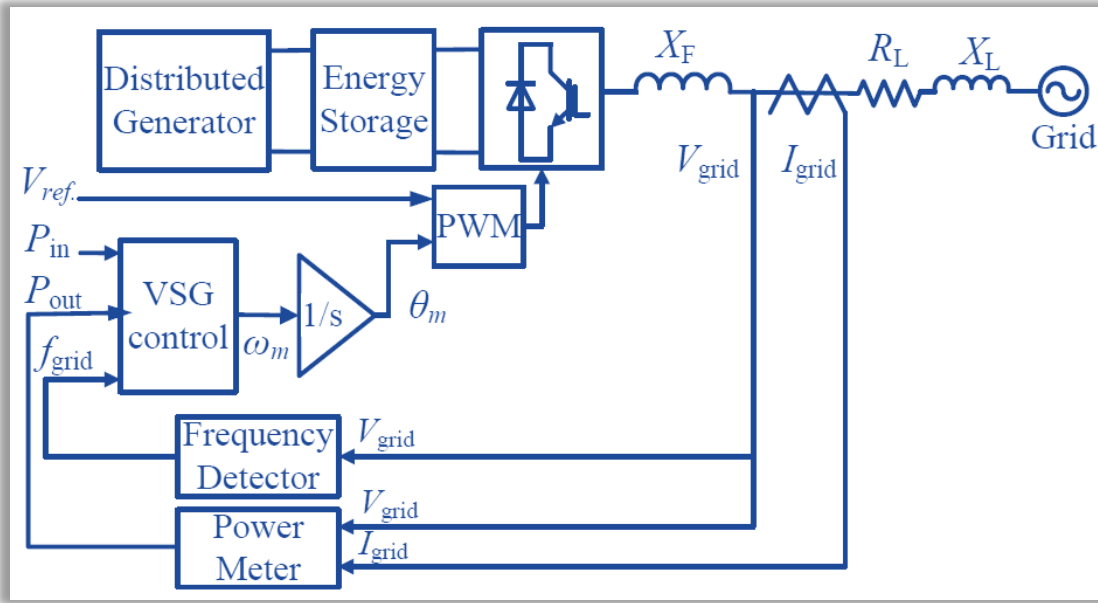
MIURA; ISE, 2014, 2012) que emulam características dinâmicas e do regime permanente da MS em sistemas conectados à rede através de inversores. O esquema básico proposto num dos seus primeiros trabalhos observa-se na Figura 21. Nesta arquitetura o modelo do VSG inclui a inércia virtual equivalente com a inércia do rotor cilíndrico da MS. O controle emprega a equação de oscilação (1) como base do algoritmo

$$P_{in} - P_{out} = J\omega_m \cdot \left(\frac{d\omega_m}{dt}\right) + D \cdot \Delta\omega, \quad (1)$$

onde P_{in} , P_{out} , J , ω_m e D são a potência de entrada, a potência de saída do VSG, o momento de inércia do rotor virtual, a velocidade angular virtual do rotor virtual, e o fator de amortecimento respectivamente. $\Delta\omega$ é a diferença entre ω_m e a frequência da rede ou o valor de referência quando a rede não é disponível. Usando os sinais de tensão e corrente medidos nos terminais do VSG, a potência de saída e a frequência são calculadas. Com estes parâmetros a equação (1) é resolvida por métodos numéricos de integração. Em cada ciclo de controle ω_m é calculada e empregando um integrador é obtido o ângulo de fase mecânico virtual. Este ângulo e a referência de tensão estabelecida são utilizados como a fase e a amplitude para comandar através do PWM o inversor (SAKIMOTO; MIURA; ISE, 2011).

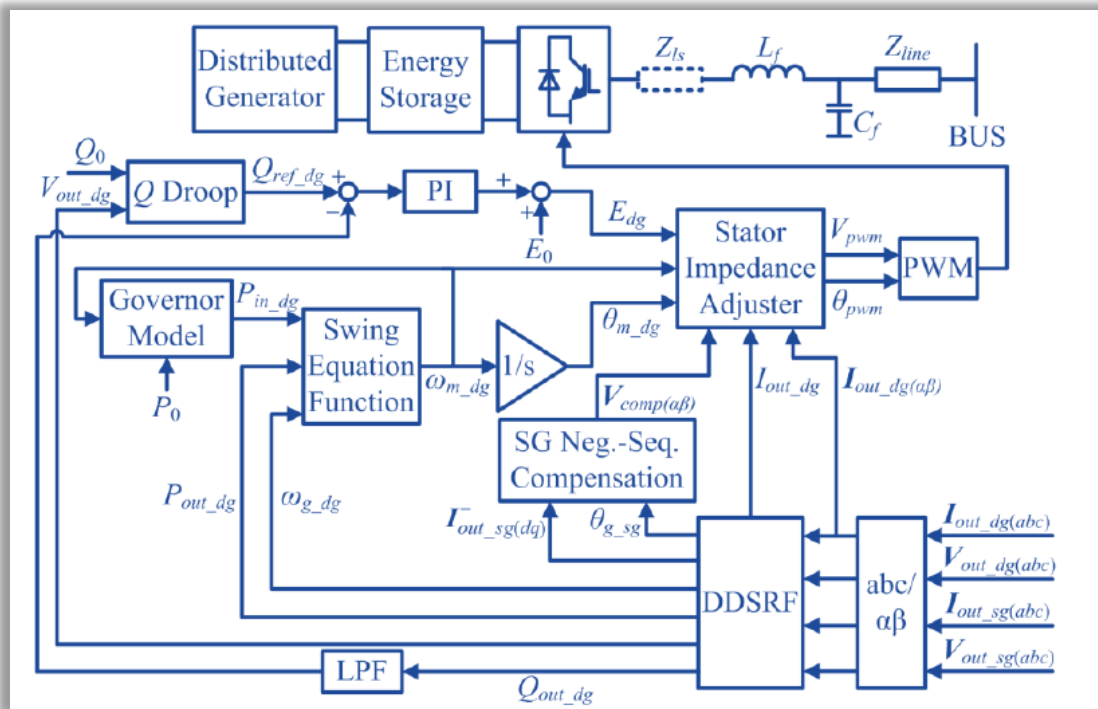
Diversas topologias inserindo modificações no esquema básico foram desenvolvidas pelo ISE até hoje. Características como controle da potência reativa, a inércia virtual variável, controle de tensão, ajuste da impedância do estator, controle de frequência e compensação de sequência negativa foram propostas (ALIPOOR; MIURA; ISE, 2013; BANJO et al., 2015; SHINTAI; MIURA; ISE, 2012). Além disso, dificuldades como a queda de tensão, os modos de operação conectado à rede e ilhado, as transições de modos e o paralelismo de sistemas de GD foram trabalhados com sucesso (LIU et al., 2016). Na Figura 22 mostra-se uma das últimas arquiteturas propostas incluindo as características mencionadas anteriormente.

Figura 21 – Esquema geral do VSG básico proposto pelo ISE Lab



Fonte: (SAKIMOTO; MIURA; ISE, 2011)

Figura 22 – Topologia modificada de controle do VSG proposta pelo ISE Lab



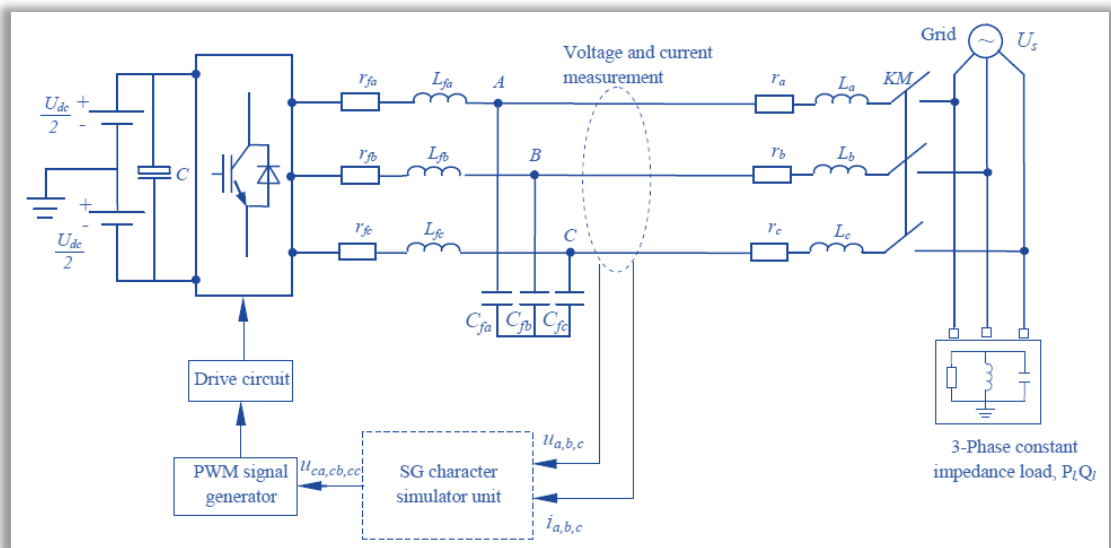
Fonte: (LIU et al., 2016)

2.4 SYNCHRONVERTER

A quarta proposta apresenta o conceito de “Synchronverter” desenvolvido pelo professor Qing-Chang Zhong, que ao longo dos últimos anos apresentou sua técnica em diversas aplicações tais como a conexão de fontes

de energia renováveis, veículos elétricos, controle de STATCOM's e transmissão HDVC. A topologia do circuito é similar aquelas empregadas nas propostas anteriores, enquanto o controlador do inversor muda o seu algoritmo. Na Figura 23 mostra-se o sistema geral estudado nas propostas (JIN-SONG MENG et al., 2013; KONSTANTOPOULOS et al., 2015; MA; ZHONG; YAN, 2012; MING; ZHONG, 2014; PHI-LONG NGUYEN et al., 2012; QING-CHANG ZHONG et al., 2014; WU et al., 2016; ZHONG et al., 2018; ZHONG; WEISS, 2011, 2009). A arquitetura pode ser dividida em duas partes, a parte de potência e a parte eletrônica. Na parte de potência ocorre a transformação e a transferência da energia empregando o inversor em ponte completa, o filtro, a linha de distribuição e o interruptor para fazer a conexão à rede. A parte de sinais ou eletrônica faz referência com os sistemas de medição, a unidade de controle digital e circuitos associados para gerar os sinais de gate das chaves do inversor (ZHONG et al., 2018).

Figura 23 – Estrutura geral do Synchronverter

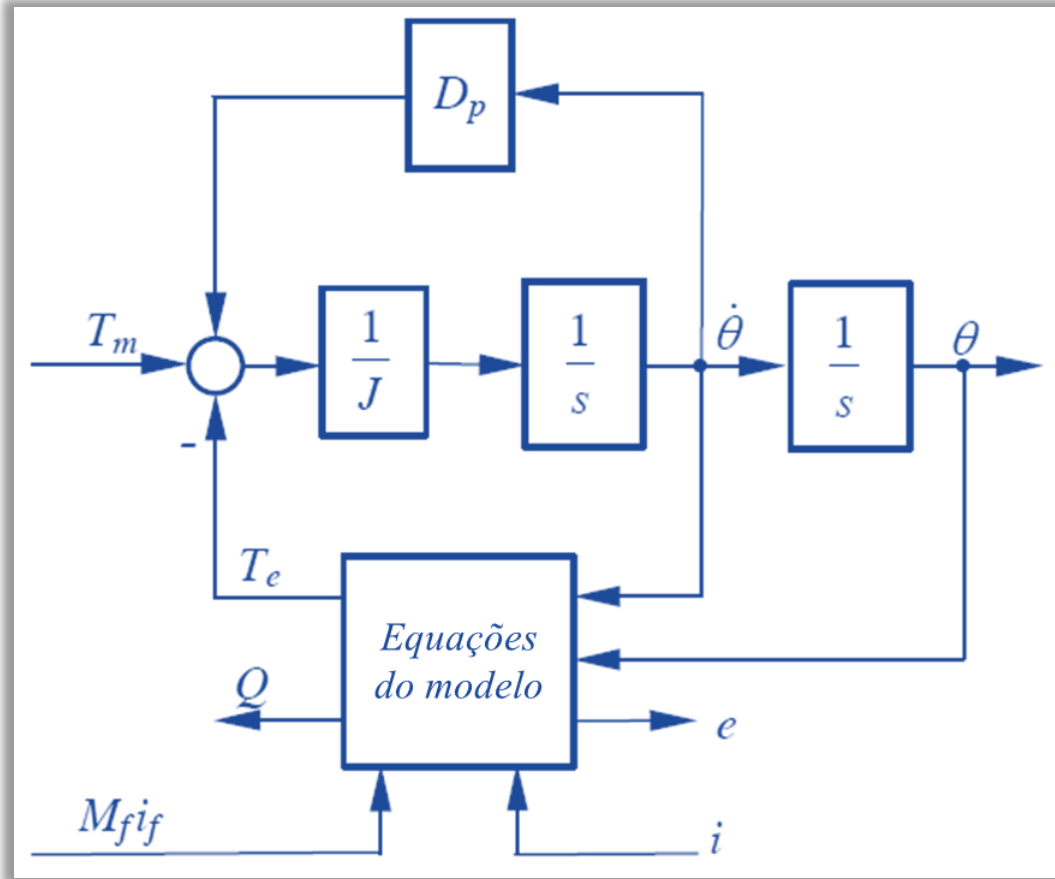


Fonte: (JIN-SONG MENG et al., 2013)

O esquema de controle básico do Synchronverter pode ser observado na Figura 24. Nesta apresenta-se a primeira proposta (ZHONG; WEISS, 2011) da topologia do controlador através do qual o comportamento dinâmico e estático da máquina síncrona é emulado no inversor. Os sinais de controle do sistema são o torque mecânico (T_m) e o produto da máxima indutância mútua entre os enrolamentos do estator e do rotor da MS (M_f) multiplicado pela corrente de excitação (i_f). A velocidade angular virtual da máquina é $d\theta / dt$,

J é a inércia virtual e D_p representa a fricção mecânica. O sinal e é a referência obtida para o gerador de sinais PWM.

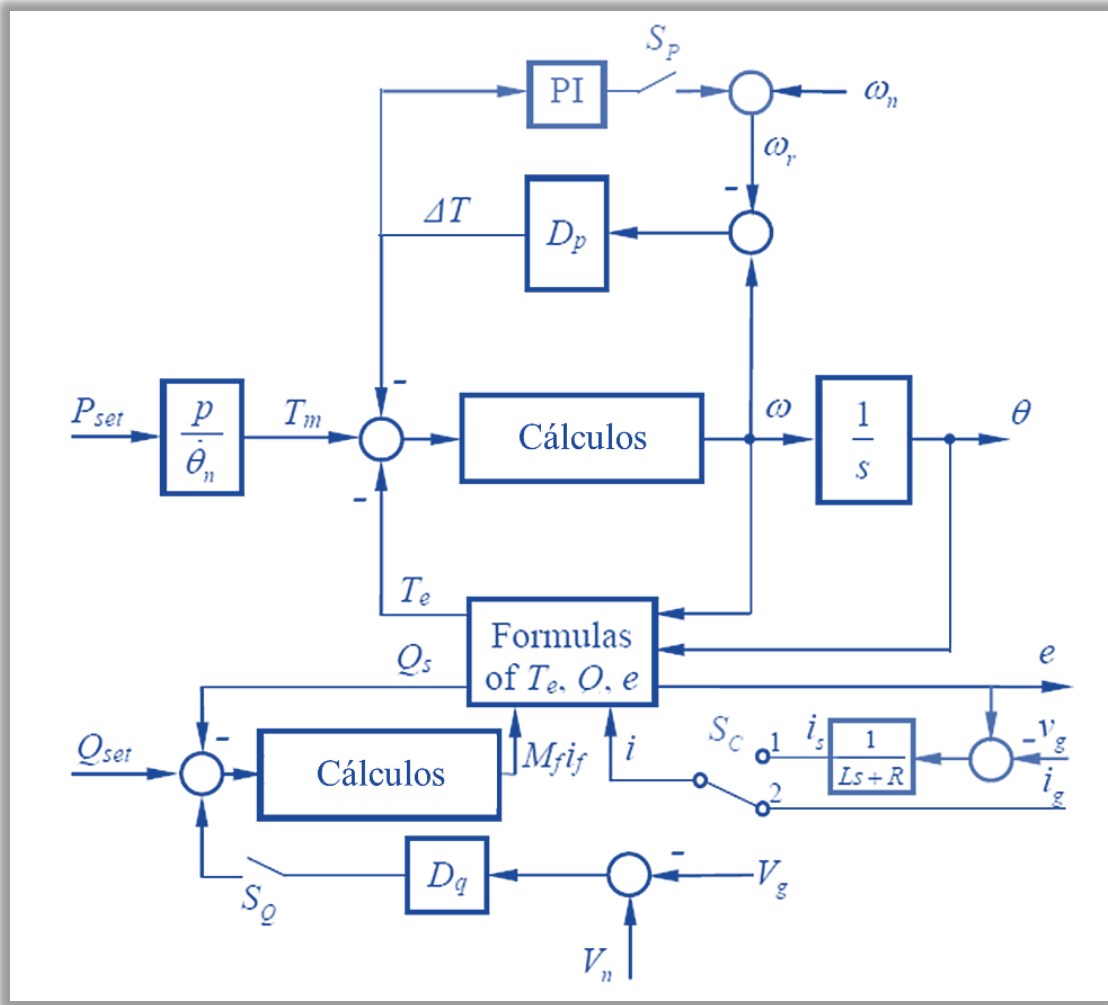
Figura 24 – Esquema básico do controlador do Synchronverter



Fonte: (ZHONG; WEISS, 2011)

Várias melhoras foram adicionadas no esquema nos últimos anos. A mais nova apresentada em (ZHONG et al., 2018) é mostrada na Figura 25. Neste esquema, o Synchronverter melhorado consegue manter a tensão e a frequência dentro de valores limites estabelecidos em qualquer momento (transitórios, perturbações, etc.) e garantir a estabilidade do sistema.

Figura 25 - Esquema melhorado do controlador do Synchronverter



Fonte: (ZHONG et al., 2018)

2.5 ANÁLISE DAS REFERÊNCIAS

Depois de estudar as propostas de esquemas de controle do inversor baseado na emulação da MS foi escolhida a estrutura desenvolvida pelo ISE descrita na seção 2.3 como referência principal a ser adotada neste trabalho. Para dita escolha foi levada em conta a qualidade das publicações disponíveis junto com a compatibilidade da estrutura com os objetivos estabelecidos neste trabalho. Além disso foi considerada como vantagem da proposta o fato de ser uma estrutura para controlar o conversor em tensão facilitando assim a possibilidade de adicionar em cascata uma malha de controle para melhorar a qualidade da tensão do PAC.

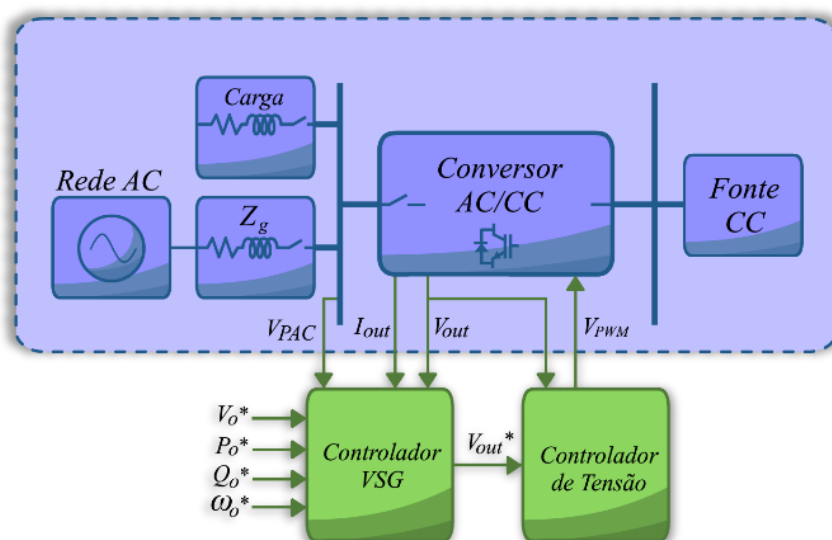
3 DEFINIÇÃO DO SISTEMA

Nesta seção serão apresentadas as características do sistema que será abordado nesta dissertação. Inicialmente, mostra-se a topologia geral do circuito de potência e depois a arquitetura do controle detalhando cada bloco que compõe o esquema.

3.1 TOPOLOGIA GERAL

A Figura 26 apresenta o esquema proposto do sistema. Este está composto pelo circuito de potência que inclui um inversor trifásico com filtro de saída tipo LCL, cargas conectadas do lado CA no PAC, conexão com a rede CA através de uma linha resistiva e conexão com uma fonte bidirecional CC. A planta é controlada desde o circuito de controle que se encarrega do acionamento dos interruptores do inversor e da implementação da técnica de controle baseada na emulação da máquina síncrona adaptada de (LIU, 2016). O circuito de controle é dividido em duas etapas, uma primeira digital onde é gerada uma referência senoidal trifásica em função de valores medidos de tensão e corrente na saída do inversor e no PAC; e uma segunda analógica onde é implementado um controlador de tensão e são gerados os sinais de comando para o inversor. Nas seções a seguir se apresenta o detalhe da composição de cada bloco da estrutura.

Figura 26 - Diagrama de blocos geral do sistema

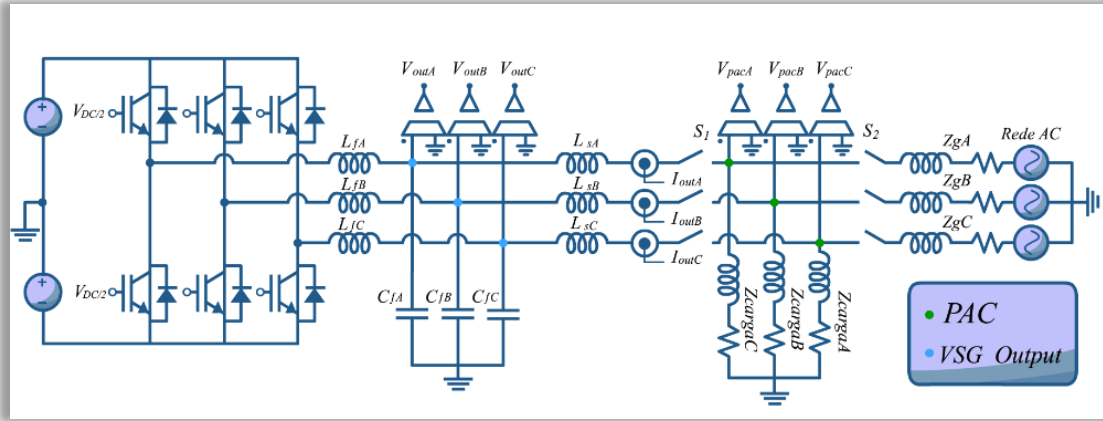


Fonte: Próprio autor

3.2 CIRCUITO DE POTÊNCIA

O elemento principal do circuito de potência que permite a integração da solução proposta é o conversor CC/CA ou inversor do tipo ponte trifásico a 4 fios. Na Figura 27 é apresentado o circuito que compõe o inversor junto com o filtro de saída tipo LCL. O aditamento de um filtro LC do lado CA (composto por L_f e C_f) é preciso para garantir a atenuação das componentes de alta frequência que são produzidas na tensão de saída por causa da modulação PWM. Já o indutor adicional (L_s) é disposto para ser considerado como parte da indutância do estator da MS e para atuar como alta impedância na alta frequência e permitir uma possível futura conexão de unidades em paralelo.

Figura 27 - Conversor CC/CA trifásico em ponte com filtro LCL



Fonte: Próprio autor

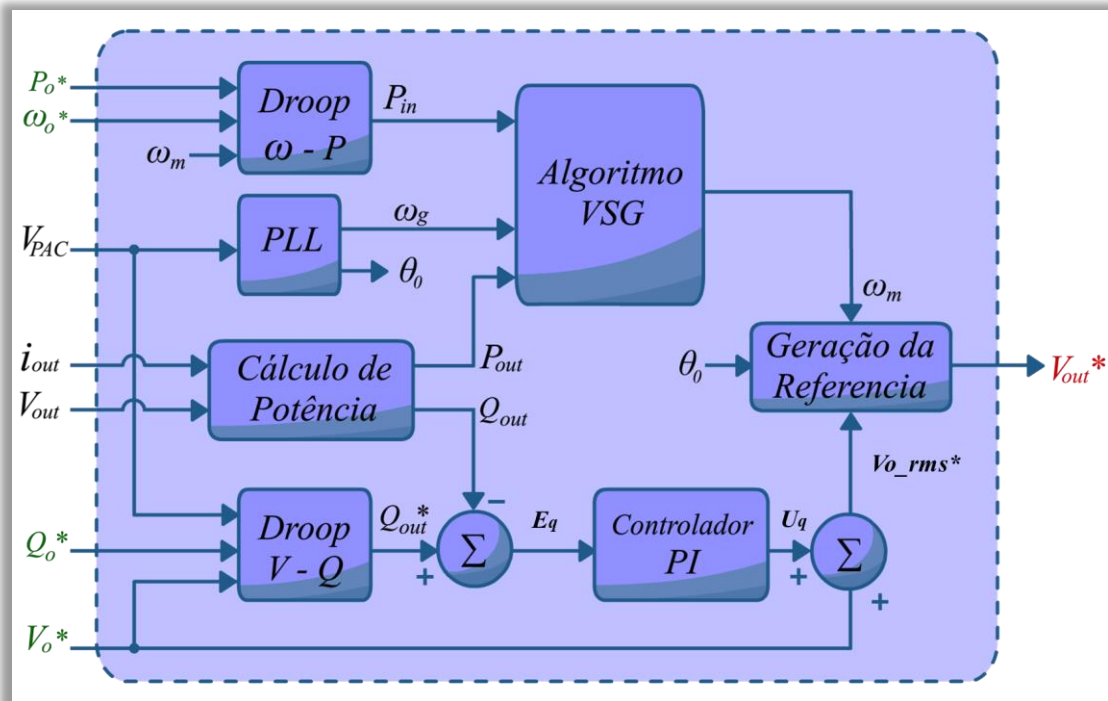
A Figura 27 além de mostrar a topologia do conversor apresenta o detalhe da instrumentação necessária para a operação do sistema. Destaca-se que é preciso medir a tensão sobre do capacitor do filtro de saída (chamada V_{out}), a corrente do indutor L_s e as tensões do PAC. Além disso, por questão da implementação de uma lógica de proteção é medida a tensão do barramento CC.

3.3 CONTROLADOR VSG

Das técnicas de controle baseadas na emulação da MS estudadas na seção 2 foi escolhida como base para o desenvolvimento deste trabalho a estrutura proposta por Jia Liu em (LIU, 2016). Nesta proposta o inversor trifásico do sistema consegue gerar uma referência de tensão senoidal (V_{out}^*)

e obter a resposta dinâmica da frequência da MS em função de parâmetros virtuais tais como a inércia (J) e o fator de amortecimento (D), coeficientes de controle *Droop*; e de valores definidos como pontos de operação (*set points*) de potência ativa (P_0), reativa (Q_0), frequência (ω_0) e tensão (V_0). A seguir observa-se o diagrama de blocos (Figura 28) que permite obter uma visão geral da arquitetura de controle. Depois serão detalhadas as funções de cada componente do sistema e para facilitar o entendimento do mesmo será dividido o esquema em duas malhas principais acopladas, uma de potência ativa e outra de potência reativa.

Figura 28 – Arquitetura do bloco de controlador com emulação da MS - VSG

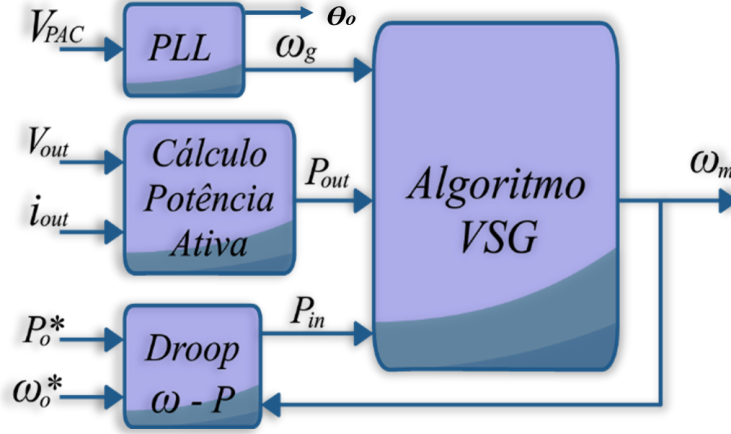


Fonte: Próprio autor

3.3.1 MALHA DE FREQUÊNCIA

Nesta malha é gerada a frequência angular do sinal de referência de tensão V_{out}^* em função da potência ativa fornecida ou absorvida pelo conversor. Dita frequência denominada ω_m representa a frequência do eixo da MS, por isto é chamada de frequência angular virtual. Na Figura 29 apresenta-se essa malha onde são identificados como componentes do sistema os blocos *Droop* ω - P , o bloco do PLL, o cálculo da potência ativa na saída do conversor e o algoritmo VSG. Estes blocos são definidos a seguir.

Figura 29 - Malha de frequência em função da potência ativa



Fonte: Próprio autor

3.3.2 PLL

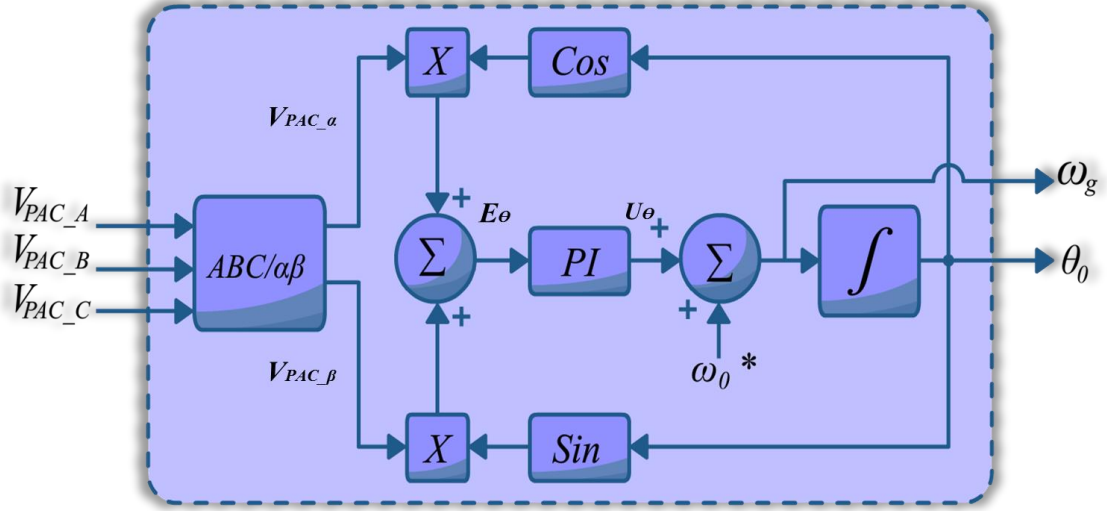
O esquema de controle precisa para a resolução da equação de oscilação da MS da medição da frequência no ponto de conexão. Essa frequência chamada no esquema geral ω_g é a frequência no PAC no modo de operação GCM. A medição desta frequência é feita de maneira indireta a partir das tensões de cada fase no PAC empregando a malha PLL (*Phase locked loop*) apresentada na Figura 30 e adaptada de (LIU, 2016). Nesta é feita inicialmente uma transformação de coordenadas abc para o marco de referência $\alpha\beta$ a partir da expressão (2).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (2)$$

Um controlador PI ajustado com frequência de corte baixa ($5 < f_{corte} < 20$ Hz) encarrega-se de gerar em função do erro de ângulo E_θ , uma ação de controle U_θ que somada ao valor de ω_o^* , permite estimar a frequência ω_g . Depois, com a integração de ω_g é obtido o valor da fase θ_o sincronizado com a tensão do V_{PAC_A} . O erro E_θ corresponde à componente de eixo q do vetor tensão no PAC em referencial orientado pelo ângulo do PLL. Se o ângulo estiver correto, seu valor se anula, indicando que o vetor tensão só tem componente d , ou seja, o referencial dq está alinhado com o vetor tensão no PAC. É calculado a partir da expressão:

$$E_{\theta} = V_{PAC_{\alpha}} \cdot \cos(\theta_0) + V_{PAC_{\beta}} \cdot \sin(\theta_0), \quad (3)$$

Figura 30 - Lógica do bloco do PLL



Fonte: Próprio autor

3.3.3 Cálculo da Potência Ativa

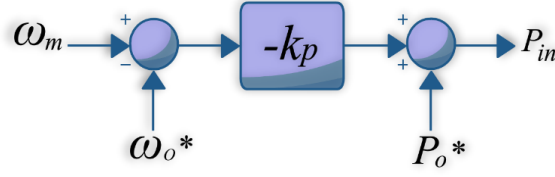
Uma das variáveis necessárias para a solução da equação de oscilação é a potência de saída do conversor (P_{out}). Sua estimação pode ser feita a partir dos valores instantâneos medidos de tensão de saída (V_{out}) e corrente (I_{out}) aplicando a equação (4):

$$P_{out} = v_{out_a} \cdot i_{out_a} + v_{out_b} \cdot i_{out_b} + v_{out_c} \cdot i_{out_c}, \quad (4)$$

3.3.4 Droop ω -P

Um dos objetivos da técnica de controle estudada é o rastreamento de potência ativa e reativa pelo conversor. Para atingir dito objetivo é preciso obter referências das potências que sejam rastreadas pelos controladores em função dos *set points* definidos (P_0^* e Q_0^*). A referência de potência ativa é chamada de P_{in} e é obtida a partir de uma relação proporcional negativa, inversa ou de inclinação (*Droop*) com a diferença entre a frequência angular virtual e a frequência nominal da rede. A Figura 31 é a representação em diagrama de blocos deste componente da malha de potência ativa.

Figura 31 - Diagrama de blocos do *Droop* ω - P



Fonte: Próprio autor

A relação *Droop* ω - P é apresentada na expressão (5)

$$P_{in} = P_o^* - k_p \cdot (\omega_m - \omega_o^*), \quad (5)$$

onde P_o^* é a potência estabelecida de operação, k_p é o coeficiente do controlador *droop*, ω_o^* é a frequência nominal da rede, ω_m é a frequência angular virtual do conversor e P_{in} é a referência de potência ativa gerada.

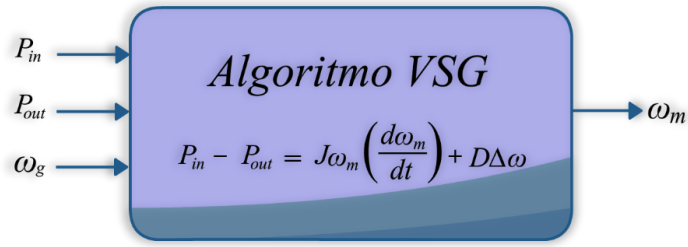
3.3.5 Algoritmo VSG

O resultado do aditamento da resposta dinâmica das MS tradicionais aos sistemas de geração que conectam-se empregando inversores são os chamados geradores síncronos virtuais ou emulados (VSG's). os quais permitem acrescentar a inércia total do sistema devido à sua capacidade de armazenamento de energia. A base do bloco do controlador VSG (Figura 32) é a equação de oscilação do modelo de segunda ordem da MS apresentada na expressão (6)

$$P_{in} - P_{out} = J \cdot \omega_m \frac{d\omega_m}{dt} + D \cdot (\omega_m - \omega_g), \quad (6)$$

onde P_{in} é a referência de potência ativa obtida do *Droop* ω - P e P_{out} é a potência de saída do inversor, as quais analogamente com o modelo de MS representam as potências mecânica e elétrica. Os parâmetros J e D representam a inércia e o fator de amortecimento da MS, os quais no caso do VSG são definidos como parâmetros virtuais que podem ser dimensionados em função do tipo de resposta desejada. Além disso, o seu valor pode mudar em função das necessidades do sistema, tal como é proposto em (ALIPOOR; MIURA; ISE, 2013)

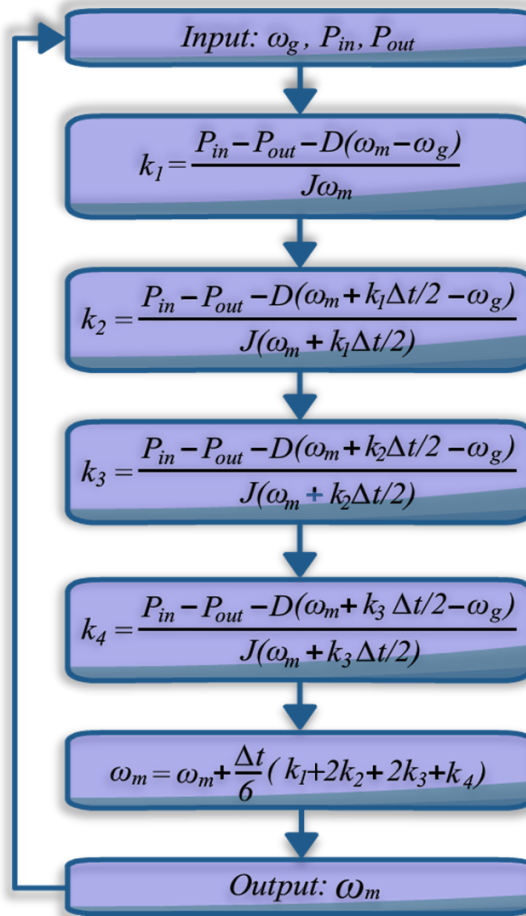
Figura 32 – Diagrama do bloco do algoritmo VSG



Fonte: próprio autor

A resolução da equação da MS acontece neste bloco da malha de potência ativa empregando um algoritmo de análise numérica. O método de Runge-Kutta de quarta ordem permite resolver a equação e assim obter o valor instantâneo da frequência angular virtual ω_m em função da referência de potência ativa P_{in} , da potência de saída P_{out} , da frequência da rede ω_{grid} e dos parâmetros virtuais J e D estabelecidos. A Figura 33 mostra o detalhe matemático da metodologia empregada neste bloco.

Figura 33 - Algoritmo para resolução da equação de oscilação da MS

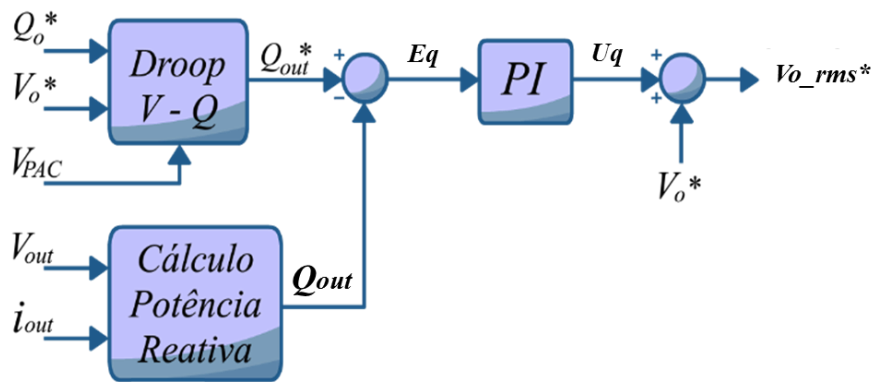


Fonte: Adaptado (LIU, 2016)

3.3.6 MALHA DE TENSÃO EFICAZ

A segunda malha que compõe o controlador VSG é a encarregada de controlar o valor eficaz da referência de tensão (V_{out}^*) em função da potência reativa fornecida ou absorvida pelo conversor. Essa malha pode-se observar na Figura 34. É composta pelo bloco *Droop V-Q*, o cálculo da potência reativa na saída (Q_{out}) e um controlador tipo PI cuja saída U_q é somada ao valor nominal de tensão eficaz V_o^* .

Figura 34 - Malha de tensão eficaz em função da potência reativa



Fonte: Próprio autor

3.3.7 CÁLCULO DA POTÊNCIA REATIVA

De modo análogo ao cálculo da potência ativa, pode ser feita a estimação da potência reativa em função das componentes *abc* dos valores instantâneos medidos das tensões e correntes de saída do conversor. Neste caso a equação (7) relaciona essas componentes:

$$Q_{out} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(i_{out_a} \cdot (v_{out_b} - v_{out_c}) + i_{out_b} \cdot (v_{out_c} - v_{out_a}) + i_{out_c} \cdot (v_{out_a} - v_{out_b}) \right), \quad (7)$$

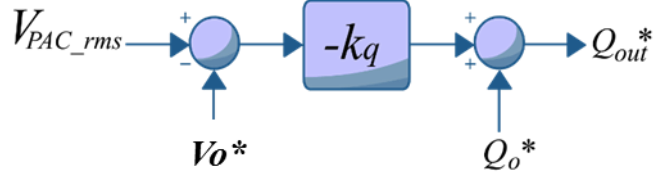
Para diminuir o efeito de possíveis oscilações é aditado um filtro passabaixas de primeira ordem com frequência de corte baixa ($10 < f_{corte} < 20$ Hz).

3.3.8 DROOP V-Q

De modo similar ao definido na seção 3.3.4 para malha de frequência, na malha de tensão eficaz é implementada uma relação proporcional negativa

entre o valor eficaz da tensão do PAC e a potência reativa. Na Figura 35 apresenta-se o diagrama de blocos desta relação da expressão (8)

Figura 35 - Diagrama de blocos do *Droop* V-Q



Fonte: Próprio autor

$$Q_{out}^* = Q_0^* - k_q \cdot (V_{pac_{rms}} - V_0^*), \quad (8)$$

onde Q_0^* é o *set point* da potência reativa estabelecida de operação, k_q é o coeficiente do controlador *droop*, V_0^* é o *set point* de tensão eficaz, $V_{PAC_{rms}}$ é a tensão eficaz do PAC calculada a partir dos valores instantâneos de V_{PAC} medidos e Q_{out}^* é a referência de potência reativa obtida. A expressão (9) permite o cálculo de $V_{PAC_{rms}}$:

$$V_{PAC_{rms}} = \sqrt{\frac{V_{PAC_a}^2 + V_{PAC_b}^2 + V_{PAC_c}^2}{3}}, \quad (9)$$

3.3.9 CONTROLADOR PI

A partir do valor calculado da potência reativa e da referência obtida da relação *Droop* V-Q é calculado o erro de potência reativa que alimenta um controlador tipo proporcional integral (PI) que se encarrega de gerar uma ação de controle U_q e aumentar ou diminuir o valor eficaz da referência de tensão V_{out}^* . O aditamento deste controlador permite o adequado rastreamento de Q_{out}^* além de estabelecer uma similitude da estrutura de controle com os reguladores automáticos de potência reativa das MS's. Para o ajuste do controlador é utilizado o modelo de pequenos sinais da planta de potência reativa em função da tensão apresentado em (LIU, 2016) (expressão(10))

$$\Delta Q_{out} = \frac{V_0 \cdot (\Delta V_{out} - \Delta V_{pac})}{X_s} \quad (10)$$

A função de transferência contínua do controlador observa-se em (11). Nesta o valor de K_{pq} representa o ganho da ação proporcional e K_i o ganho da ação integral

$$C_q(s) = K_{pq} + \frac{K_i}{s} \quad (11)$$

3.3.10 GERAÇÃO DA REFERÊNCIA

Por fim a última componente do denominado controlador VSG é o bloco onde são produzidos os sinais de referência de tensão V_{out}^* . Neste três sinais senoidais com frequência ω_m , tensão eficaz $V_{0_rms}^*$ e defasagem de 120 graus são gerados. Além disso, para garantir uma sincronização adequada das tensões é acrescentado o valor da fase da tensão do PAC (θ_0) obtido do PLL no instante da conexão do conversor com o PAC. As expressões (12) - (15) correspondem aos sinais já descritos para cada uma das fases.

$$V_{0_rms}^* = V_0^* + U_q, \quad (12)$$

$$V_{out_A}^* = \sqrt{2} \cdot V_{0_rms}^* \cdot \sin(\omega_m t + \theta_0), \quad (13)$$

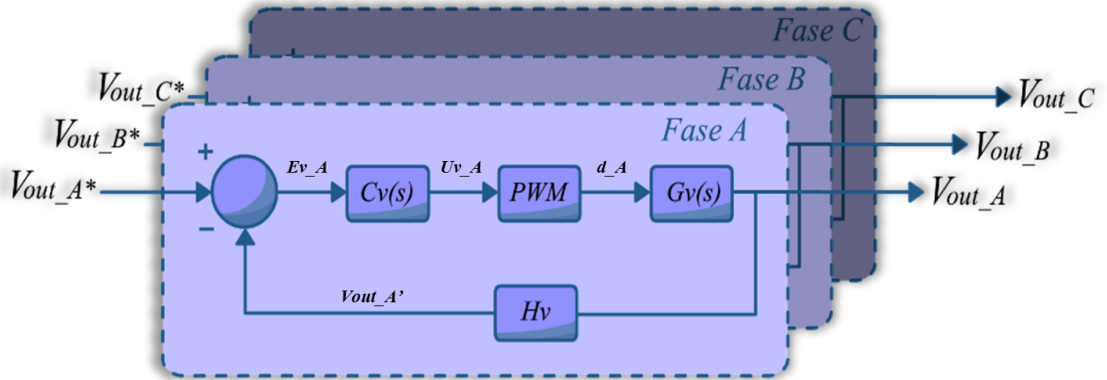
$$V_{out_B}^* = \sqrt{2} \cdot V_{0_rms}^* \cdot \sin(\omega_m t - 120^\circ + \theta_0), \quad (14)$$

$$V_{out_C}^* = \sqrt{2} \cdot V_{0_rms}^* \cdot \sin(\omega_m t + 120^\circ + \theta_0), \quad (15)$$

3.4 CONTROLADOR DE TENSÃO CA

Depois da geração dos sinais de referência de tensão o sistema considera a implementação em cascata de uma malha de controle da tensão de saída filtrada (V_{out}) sobre o capacitor C_f . Este controlador deve ter uma resposta rápida procurando que sua dinâmica não modifique a dinâmica da MS adicionada pelo controlador VSG. A Figura 36 mostra o diagrama de blocos desta malha. São considerados três controladores independentes para cada fase e para o seu adequado projeto é apresentado o modelo de pequenos sinais da planta.

Figura 36 - Malha de controle da tensão de saída



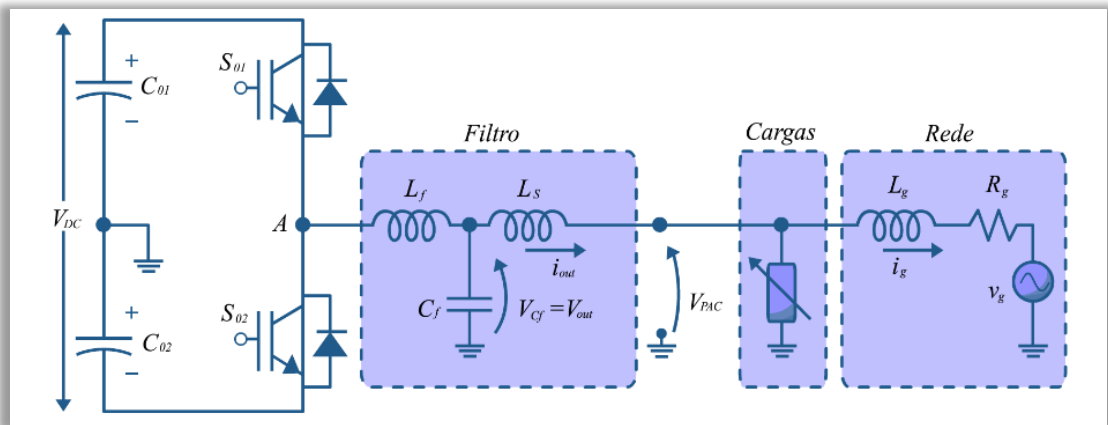
Fonte: Próprio autor

A malha contínua é composta por um sensor de tensão de ganho H_v , o controlador C_{Vout} , o modelo da planta a controlar G_{Vout} , e o modulador PWM detalhados a seguir.

3.4.1 MODELO DA PLANTA DE TENSÃO

A partir do circuito equivalente da Figura 37 pode-se deduzir os modelos dinâmicos das variáveis do sistema empregando a teoria do valor médio instantâneo e aplicando pequenas perturbações.

Figura 37 - Circuito equivalente monofásico do inversor, filtro terceira ordem e tensão da rede para obtenção do modelo da planta de tensão



Fonte: Adaptado (ZIMANN, 2016)

O modelo necessário para o projeto da malha, da planta de tensão de saída em função da razão cíclica apresenta-se-se na expressão (16). Esta função de transferência é de segunda ordem incluindo dois polos complexos

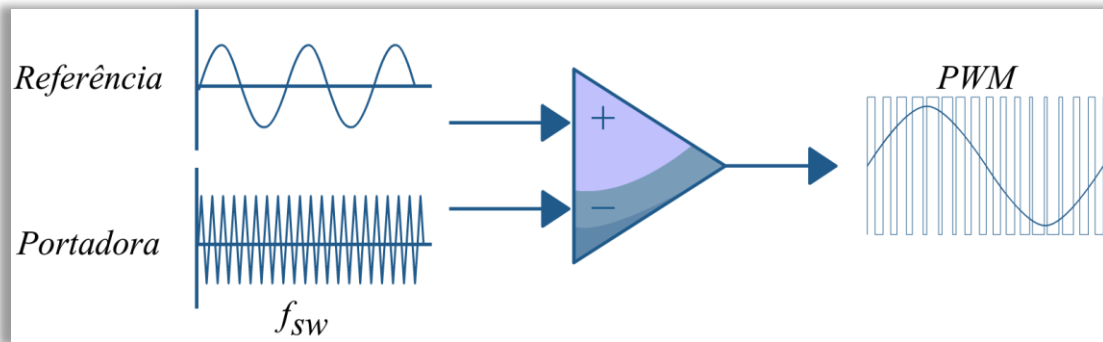
conjugados. Foi adaptada para o presente trabalho a partir do apresentado na dissertação de (ZIMANN, 2016)

$$G_{v_{out}}(s) = \frac{V_{out}(s)}{D(s)} = \frac{V_{cf}(s)}{D(s)} = \frac{V_{DC} \cdot L_s \cdot s}{s(s^2 \cdot L_f L_s C_f + L_f + L_s)} \quad (16)$$

3.4.2 PWM

Os sinais de gate que comandam o inversor são gerados no circuito modulador por largura de pulso - PWM a partir da comparação de um sinal triangular portador V_{port} com a ação de controle fornecida pelo controlador de tensão (Figura 38). Após a geração dos sinais de comando é preciso a implementação de circuitos de acionamento, proteção e comando isolado. Estes componentes adicionais do sistema são trabalhados no capítulo 6.

Figura 38 - Geração dos sinais de comando através de PWM



Fonte: Próprio autor

4 METODOLOGIA E PROJETO DO SISTEMA

Nesta seção é apresentada a metodologia de cálculo, o projeto e escolha dos parâmetros do sistema que será implementado para avaliar a técnica de controle do conversor CC-CA com emulação da MS via simulação. Depois, na seção 6, é exposta a etapa de construção do protótipo, complementando o detalhe do projeto do sistema, incluindo os circuitos analógicos de condicionamento de sinais, conversão D/A e proteção que não são necessários para a avaliação experimental. Na Tabela 2 mostram-se as especificações gerais do sistema a ser projetado a partir das quais são calculados os valores dos filtro LCL, os parâmetros do controlador VSG e os parâmetros do controlador de tensão.

Tabela 2 – Especificações do sistema

Parâmetro	Valor
Tensão do barramento CC, V_{cc}	800 V
Tensão eficaz de saída, V_f	220 V
Potência de carga, S_c	10 kVA
Frequência nominal da rede, f_0	60 Hz
Frequência angular nominal da rede, ω_0	376.9 rad/s
Resistência da rede, R_{grid}	2.5 Ω
Indutância da rede, L_{grid}	1.82 mH
Frequência de comutação dos interruptores, f_s	20 kHz
Ganho dos sensores de corrente, H_i	1/2000
Ganho dos sensores de tensão, H_v	0.0036
Tensão de pico da portadora triangular	10 V

4.1 DETERMINAÇÃO DO FILTRO DE SAÍDA

Os cálculos das indutâncias e capacitâncias do filtro de saída serão feitos adotando a metodologia apresentada em (ZIMANN, 2016). Inicialmente é preciso definir uma frequência de ressonância f_{res} adequada para o filtro considerando as necessidades do sistema. Esta frequência está relacionada com as indutâncias L_f e L_s e a capacitância C_f segundo a equação (17)

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_f} \cdot \frac{L_f + L_s}{L_f L_s}} \quad (17)$$

A escolha da frequência f_{res} deve levar em conta a frequência de comutação do sistema (f_{sw}) e a frequência de corte dos controladores implementados no esquema ($f_{corte} < f_{res} < f_{sw}$). Sabendo que as malhas do bloco controlador VSG e do controlador de tensão terão uma dinâmica lenta (frequências de corte <600 Hz) a frequência de ressonância do filtro LCL é escolhida como 1.3 kHz. A partir deste valor é possível supor os valores das indutâncias L_f e L_s e calcular o valor da capacitância C_f empregando a expressão (18). A Tabela 3 mostra os valores do filtro LCL:

$$C_f = \frac{L_f + L_s}{4\pi^2 f_{res}^2 L_f L_s} \quad (18)$$

Tabela 3 - Especificações do filtro LCL

Parâmetro	Valor
Indutância L_f	600 μ H
Indutância L_s	600 μ H
Capacitância C_f	49.9 μ F

4.2 SINTONIA DO CONTROLADOR VSG

Nesta seção é apresentada a metodologia para o ajuste dos parâmetros dos blocos que compõem as malhas de frequência e de tensão eficaz do bloco controlador VSG e a sintonia do controlador de tensão.

4.2.1 DROOP ω -P

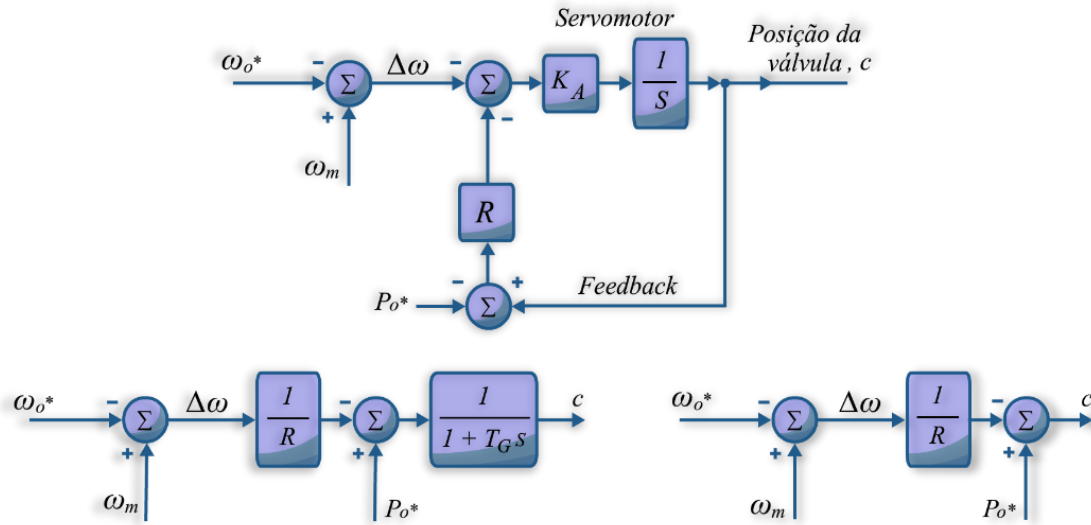
O bloco *Droop ω -P* emula de maneira simplificada a ação do controlador de frequência ou governador nos sistemas de geração com MS's. Neste uma referência de potência ativa P_{in} é gerada em função do *set point* P_o^* e da diferença entre a frequência angular virtual ω_m e o *set point* de frequência ω_o^* ; multiplicado pelo coeficiente k_p (Equação (5)). Para o caso das MS's esta

referência de potência ativa controla a abertura do sistema de admissão do combustível nas máquinas térmicas ou de água nos sistemas hidrelétricos.

Para uma operação estável nas MS's a turbina deve atingir uma característica de potência-velocidade de modo tal que ante um aumento da velocidade a potência mecânica ou de entrada seja reduzida. Similarmente uma diminuição da velocidade deverá resultar num incremento da potência mecânica. Isto consegue restaurar o balanço entre a potência elétrica de saída e a potência mecânica de entrada. Uma das tarefas principais do controlador de frequência é estabelecer esta característica com baixa inclinação (MACHOWSKI; BIALEK; BUMBY, 2008). O diagrama de blocos da Figura 39 (superior) permite uma análise aproximada das propriedades dinâmicas e estáticas do sistema controlador de frequência numa turbina. No regime permanente $t \rightarrow \infty$, $s \rightarrow 0$ e o diagrama de blocos é simplificado para Figura 39 (inferior direita) Se a posição da válvula de admissão c é assumida para variar de 0 (válvula fechada) até 1 (válvula 100% aberta), então, pequenas variações da velocidade da turbina $\Delta\omega = \omega_m - \omega_0^*$ vão produzir uma variação da abertura da válvula correspondente $\Delta c = -\Delta\omega / R$. Normalmente, $\Delta\omega$ é expressa como função da velocidade nominal do sistema ω_n assim:

$$\Delta c = -\frac{1}{R} \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_n}, \quad (19)$$

Figura 39 - Modelo simplificado do controlador de frequência de uma turbina de vapor (superior) diagrama de blocos com realimentação negativa (inferior esquerda) diagrama de blocos equivalente para regime permanente (inferior direita)

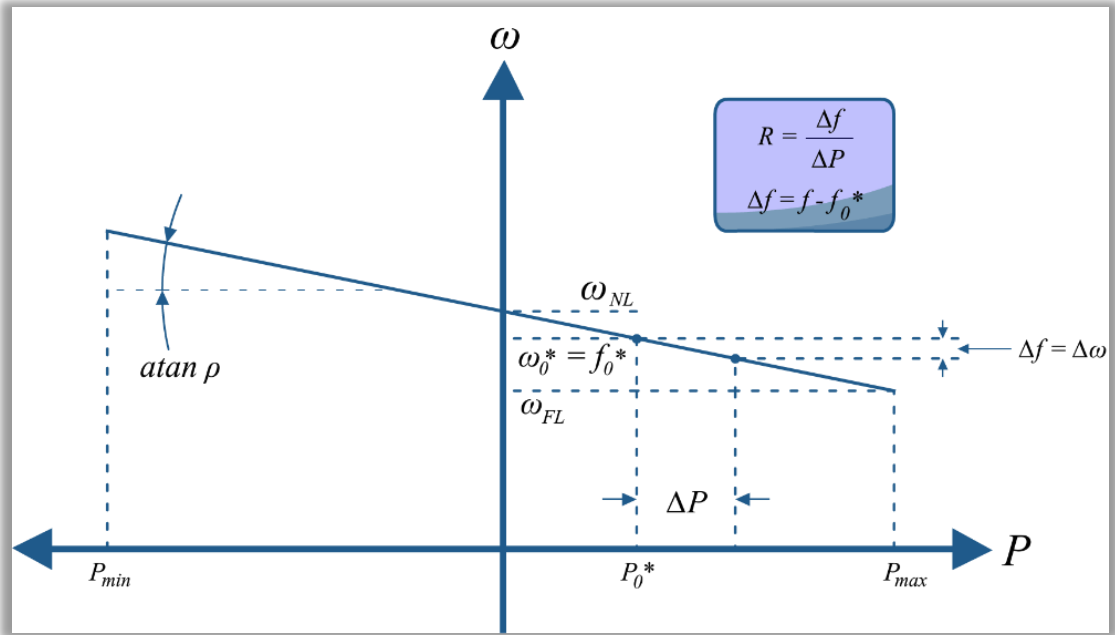


Fonte: (MACHOWSKI; BIALEK; BUMBY, 2008)

$\rho = R/\omega_n$ é o coeficiente *speed-droop*. O valor recíproco $k_p = 1/\rho$ é o ganho do sistema controlador de frequência. A Figura 40 ilustra a definição do ρ e a característica ω - P do controlador de frequência ideal. Fisicamente, nas MS's, o coeficiente droop pode ser interpretado como a porcentagem da variação da velocidade requerida para mudar a abertura da válvula de admissão de 0 a 100%. Assumindo uma relação linear entre a posição da válvula e a potência mecânica normalizada $\Delta P_m/P_n = \Delta c$ a relação (19) pode ser escrita como

$$\frac{\Delta P_m}{P_n} = -k_p \cdot \frac{\Delta \omega}{\omega_n} \quad (20)$$

Figura 40 - Característica ω - P do controlador de frequência



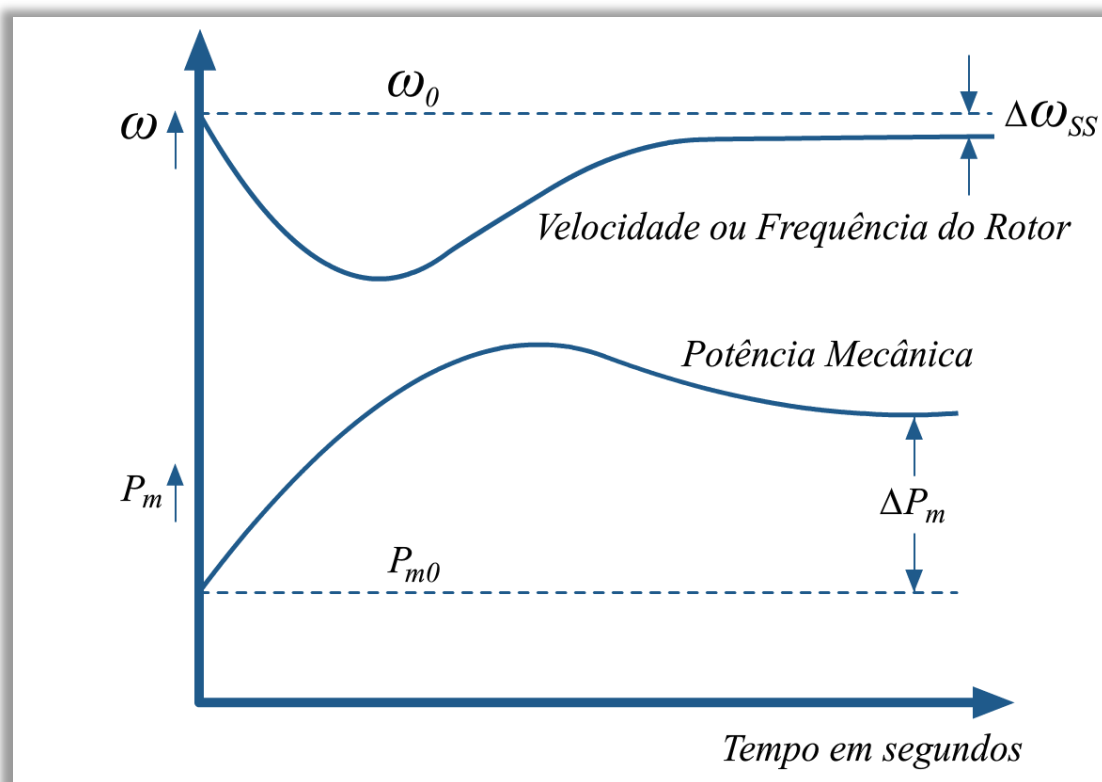
Fonte: Próprio autor

Um sistema de controle adequado deve garantir que ante qualquer flutuação de potência ΔP_m só seja produzida uma pequena variação na velocidade $\Delta \omega$. Isto se consegue empregando um coeficiente ρ de valor positivo baixo. Em porcentagem o valor de ρ pode ser expresso como

$$\% \rho = \frac{\Delta \omega}{\Delta P_m} \cdot 100 \quad \text{ou} \quad \% \rho = \left(\frac{\omega_{NL} - \omega_{FL}}{\omega_n} \right) \cdot 100, \quad (21)$$

Onde ω_{NL} é a velocidade da MS sem carga e ω_{FL} é a velocidade com carga máxima ou abertura do sistema de admissão a 100%. Valores típicos de $\% \rho$ estão entre 5 e 9%. O menor é utilizado em sistemas de geração térmicos e o maior em hidrelétricos (MACHOWSKI; BIALEK; BUMBY, 2008). Na Figura 41 é apresentada a resposta no tempo da frequência e da potência mecânica de uma unidade de geração com controlador de frequência controlado com característica de inclinação por velocidade (*speed droop*).

Figura 41 - Resposta no tempo da frequência e da potência mecânica de uma unidade de geração com controlador de frequência



Fonte: Próprio autor

A partir da análise feita do funcionamento do controlador de frequência das MS's é adotada a mesma metodologia para o cálculo do ganho k_p no bloco correspondente ao controlador de frequência no controlador VSG.

4.2.2 PARÂMETROS VIRTUAIS – VSG

A emulação da dinâmica da MS no inversor é feita a partir da solução da equação de oscilação da MS apresentada na seção 3.3.5. Nesta estão presentes dois parâmetros associados com as características construtivas e mecânicas da máquina, o momento de inércia J e o fator de amortecimento D . Para o caso do VSG estes parâmetros são estabelecidos de maneira virtual e o seu valor pode-se ajustar em função da resposta dinâmica desejada do sistema e da capacidade do sistema de armazenamento de energia.

4.2.2.1 MOMENTO DE INÉRCIA

O parâmetro J corresponde ao momento de inércia total do rotor do grupo turbina gerador em $\text{kg}\cdot\text{m}^2$. É comum expressar a equação de oscilação da MS em função do momento angular do rotor $M_m = J\omega_m$. Com esta consideração a equação (6) fica:

$$P_{in} - P_{out} = M_m \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + D \cdot (\omega_m - \omega_g), \quad (22)$$

Além disso, também é comum empregar valores normalizados. Neste caso o momento de inércia pode ser normalizado em termos da constante de inércia H . Isto é feito para as MS's procurando poder trabalhar com valores semelhantes sem importar o valor da potência nominal da unidade. A constante de inércia é definida segundo a expressão (23)

$$H = \frac{1}{2} \cdot \frac{J\omega_n^2}{S_n} \quad e \quad M_m = \frac{2HS_n}{\omega_n}, \quad (23)$$

A Tabela 4 apresenta valores típicos da constante de inércia H para os casos de unidades de geração térmicas e hidrelétricas. Estes valores são dados em MW's por MVA nominais do gerador e representam a inércia combinada do grupo turbina – gerador.

Tabela 4 - Valores típicos da constante de inércia H

Tecnologia do grupo turbina-gerador	H [s]
Térmica de 2 polos @3600 RPM	2.5 a 6
Térmica de 4 polos @1800 RPM	4 a 10
Hidráulica	2 a 4

Fonte: (KUNDUR, 1994)

Para o caso estudado neste trabalho a implementação do esquema e a análise feita nos capítulos seguintes terá em conta os valores do momento de inércia virtual calculados a partir dos valores típicos apresentados na Tabela 4 empregando a expressão (23).

4.2.2.2 FATOR DE AMORTECIMENTO

Nas MS's o amortecimento do rotor pode-se atribuir a fenômenos de natureza elétrica ou mecânica. O amortecimento resultante das perdas mecânicas causadas pela fricção do rotor geralmente é desprezado e não levado em conta nos modelos matemáticos. A fonte principal de amortecimento é fornecida pelo enrolamento amortecedor (*damper*). Dito enrolamento tem uma relação resistência/reatância grande. O produto do fator de amortecimento D pela diferença de frequências $\Delta\omega$ presente na equação de oscilação é conhecido como potência de amortecimento (*damping power*) P_D :

$$P_D = D \cdot \Delta\omega \quad (24)$$

Segundo (MACHOWSKI; BIALEK; BUMBY, 2008) a expressão (25) permite o cálculo do potência de amortecimento P_D nas MS's. Essa equação depende do ângulo do rotor ou da potência δ e flutua em função da variação da frequência $\Delta\omega$ e dos parâmetros elétricos tais como as reatâncias transitórias X'_d , X'_q e subtransitórias X''_d , X''_q de eixo direto e de quadratura, das constantes de tempo T''_d e T''_q , da tensão de saída e da reatância de conexão X_{line} .

$$P_D = V_{out}^2 \left[\frac{T''_d X'_d (X'_d - X''_d)}{X''_d (X'_d + X_{line})^2} \frac{\Delta\omega}{1 + (T''_d \Delta\omega)^2} \sin^2 \delta + \frac{T''_q X'_q (X'_q - X''_q)}{X''_q (X'_q + X_{line})^2} \frac{\Delta\omega}{1 + (T''_q \Delta\omega)^2} \cos^2 \delta \right] \quad (25)$$

Assumindo variações de velocidade menores $\Delta\omega \ll 1$ a expressão de P_D pode ser simplificada assim:

$$P_D \approx V_{out}^2 \left[\frac{T''_d X'_d (X'_d - X''_d)}{X''_d (X'_d + X_{line})^2} \cdot \sin^2 \delta + \frac{T''_q X'_q (X'_q - X''_q)}{X''_q (X'_q + X_{line})^2} \cdot \cos^2 \delta \right] \cdot \Delta\omega, \quad (26)$$

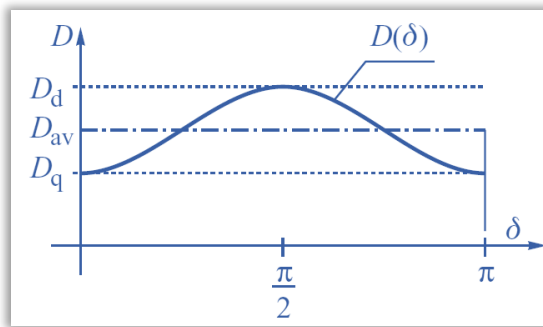
Quando δ é grande, o amortecimento é maior no eixo direto enquanto δ é pequeno, o enrolamento amortecedor no eixo de quadratura produz um maior amortecimento. Assim a equação (26) pode-se escrever como

$$P_D = [D_d \sin^2 \delta + D_q \cos^2 \delta] \cdot \Delta\omega = D(\delta) \cdot \Delta\omega, \quad (27)$$

Onde D_d e D_q são os coeficientes de amortecimento nos eixos direto e de quadratura. A Figura 42 mostra a variação do D com respeito ao δ . O valor médio apresentado é definido como

$$D = \frac{D_d + D_q}{2}, \quad (28)$$

Figura 42 - Variação de D em função de δ



Fonte: (MACHOWSKI; BIALEK; BUMBY, 2008)

A partir do desenvolvimento matemático apresentado e dos parâmetros elétricos típicos das unidades de geração da Tabela 5 foram calculados valores para o fator de amortecimento virtual do controlador VSG. Estes valores podem-se observar na Tabela 6.

Tabela 5 - Valores de parâmetros elétricos típicos para MS em p.u

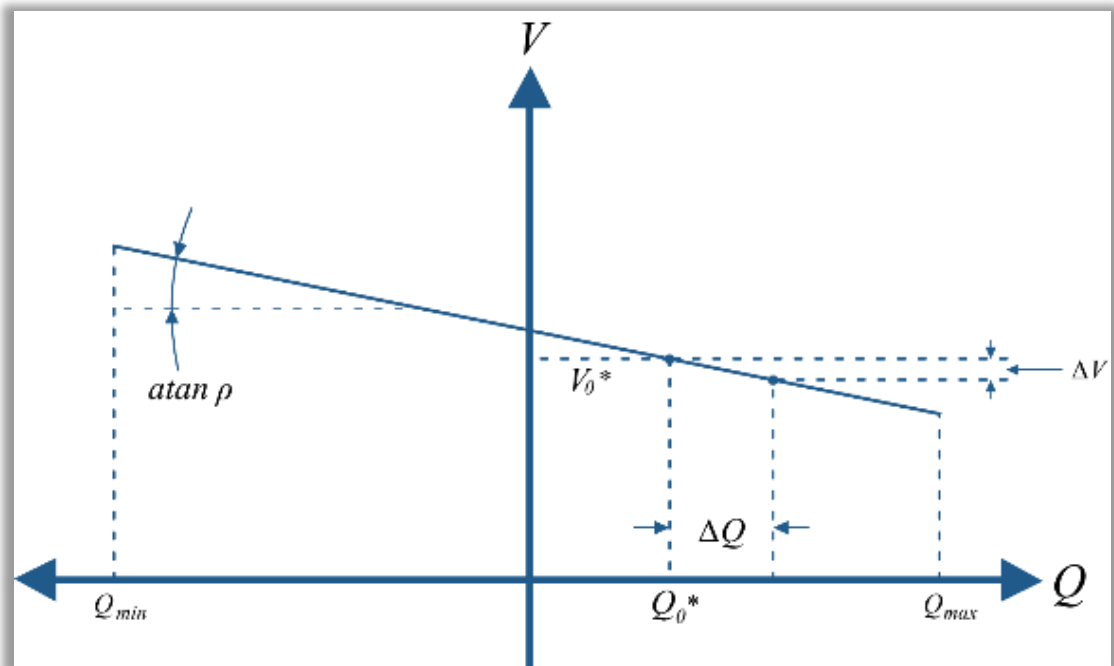
Parâmetro		Geradores Hidráulicos	Geradores Térmicos
Reatância Sínclona	X_d	0,60 - 1,50	1,00 - 2,30
	X_q	0,40 - 1,00	1,00 - 2,30
Reatância Transitória	X_d'	0,20 - 0,50	0,15 - 0,40
	X_q'	-	0,30 - 1,00
Reatância Subtransitória	X_d''	0,15 - 0,35	0,12 - 0,25
	X_q''	0,20 - 0,45	0,12 - 0,25
Contante de Tempo Transitória	T_{d0}'	1,50 - 9,00 s	3,00 - 10,0 s
	T_{q0}'	-	0,50 - 2,00 s
Contante de Tempo Subtransitória	T_{d0}''	0,10 - 0,05 s	0,02-0,05 s
	T_{q0}''	0,10 - 0,09 s	0,02-0,05 s

Fonte: (MACHOWSKI; BIALEK; BUMBY, 2008)

4.2.3 DROOP V-Q

As MS's podem fornecer ou absorver potência reativa dependendo da corrente no enrolamento de excitação. Esta capacidade é limitada pela corrente máxima de campo, pela corrente do estator e pelos limites térmicos do sistema. Normalmente as MS's estão equipadas com reguladores automáticos de tensão que continuamente ajustam a corrente de excitação e consequentemente a tensão de saída. No caso do sistema em estudo o sistema inversor dispõe dos capacitores de barramento do lado CC. Estes capacitores podem ser aproveitados para implementar transferência de potência reativa de maneira bidirecional. Isto é conseguido para o caso do VSG, assim como nas MS's controlando a tensão de saída. Para atingir esta característica a malha de tensão eficaz descrita na seção 3.3.6 é implementada. Nesta é estabelecida uma relação linear entre a tensão e a potência reativa no bloco *Droop V-Q*, onde similarmente com a característica de ω - P é definido um coeficiente de inclinação k_q recíproco com coeficiente angular da reta. A Figura 43 apresenta tal relação.

Figura 43 - Característica V-Q



Fonte: Próprio autor

Analogamente com a relação de potência ativa e frequência, é recomendada a implementação da relação V - Q empregando valores normalizados:

$$\frac{\Delta Q}{Q_n} = -k_q \cdot \frac{\Delta V}{V_n}, \quad (29)$$

Onde Q_n e V_n são as bases de potência e tensão. Valores comuns utilizados nesta relação de inclinação se encontram entre 1 e 5%. Com estes valores são calculados diferentes coeficientes k_q permitindo executar análise de sensibilidade paramétrica nas próximas etapas do presente trabalho. Os valores obtidos são apresentados na Tabela 6.

4.2.4 CONTROLADOR DE TENSÃO EFICAZ

A saída do bloco *Droop V-Q* é adotada como referência de potência reativa que é comparada com a potência reativa calculada a partir das medições da tensão e da corrente de saída. Tal comparação produz um erro de potência reativa que passa através dum controlador tipo proporcional-integral e gera uma ação de controle que aumenta o diminui a tensão eficaz da referência de tensão V_{out}^* . A Figura 44 apresenta o diagrama da malha de tensão eficaz em função da potência reativa. Nesta a função de transferência da planta $G_q(s)$ corresponde ao modelo utilizado para o ajuste do controlador PI. Dito modelo é obtido a partir da equação de transferência de potência (30) desde a saída do inversor até o PAC através da reatância X_s .

$$Q_{out} = \frac{V_{out}(V_{out} - V_{pac} \cos \delta)}{X_s}, \quad (30)$$

Aplicando perturbações é obtida a expressão

$$\Delta Q_{out} = \frac{(V_{out} - V_{pac} \cos \delta) \Delta V_{out} + V_{out} (\Delta V_{out} - \Delta V_{pac} \cos \delta)}{X_s}, \quad (31)$$

Assumindo $\cos \delta \approx 1$ e $V_{out} \approx V_{pac} \approx V_{out}^*$ o modelo de pequenos sinais que relaciona Q_{out} em função da tensão resultante é

$$\Delta Q_{out} = \frac{V_0^*(\Delta V_{out} - \Delta V_{pac})}{X_s} \quad (32)$$

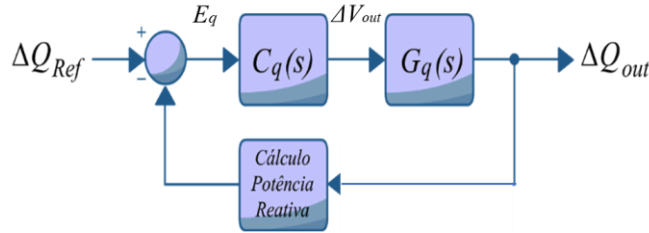
Para o projeto do controlador de Q_{out} as variações da tensão do PAC são assumidas nulas $\Delta V_{pac} = 0$, chegando assim na expressão (33)

$$G_q(s) = \frac{\Delta Q_{out}}{\Delta V_{out}} = \frac{V_0^*}{X_s} \quad (33)$$

A função de transferência do controlador PI $C_q(s)$ é

$$C_q(s) = K_{pq} \left(\frac{1 + T_{iq}s}{T_{iq}s} \right) \quad (34)$$

Figura 44 - Diagrama de blocos da malha de controle de potência reativa



Fonte: Próprio autor

A partir da especificação de tensão nominal do sistema e do valor da reatância X_s é sintonizado o controlador $C_q(s)$ procurando estabelecer uma frequência de corte em 20 Hz garantindo uma resposta lenta. Os valores de K_{pq} e de T_{iq} são apresentados na Tabela 6 junto com o restante dos parâmetros sintonizados para o bloco do controlador VSG.

4.3 SINTONIA DO CONTROLADOR DE TENSÃO

O sistema proposto considera a implementação de um controlador de tensão conectado em cascata com o bloco do controlador VSG. A sintonização deste controlador pode ser feita a partir do modelo dinâmico da planta de tensão de saída V_{out} em função da razão cíclica apresentada na seção 3.4.1. Empregando a expressão (16) com os parâmetros adotados do sistema a planta obtida é a mostrada na expressão (35)

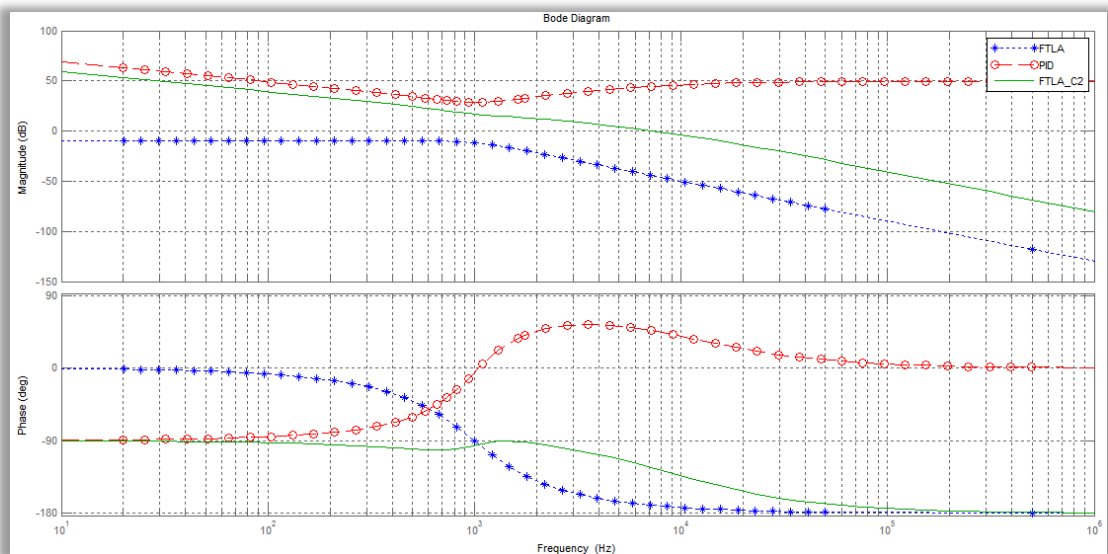
$$G_{v_{out}}(s) = \frac{V_{out}(s)}{D(s)} = \frac{V_{cf}(s)}{D(s)} = \frac{0,3s}{s(1,8 * 10^{-11}s^2 + 0.0012)} \quad (35)$$

A partir desta função são calculados os parâmetros do controlador de tensão escolhido do tipo proporcional integral derivativo (PID). Sua função de transferência $C_v(s)$ é apresentada na expressão (36). O polo na origem desse compensador fornece ao sistema um elevado ganho em baixas frequências, enquanto o polo em alta frequência auxilia na rejeição de ruídos. Os zeros foram alocados em 1,3 kHz e o polo foi posicionado numa frequência duas vezes maior do que a frequência de comutação.

$$C_{V_{out}}(s) = C_v(s) = k_{pid} \cdot \frac{(s + z_{pid1}) \cdot (s + z_{pid2})}{s \cdot (s + p_{pid})}, \quad (36)$$

onde k_{pid} é o ganho do compensador, z_{pid1} e z_{pid2} são as posições dos zeros e p_{pid} é a posição do polo do compensador, ambos em rad/s. Na Figura 45 pode-se observar o gráfico no domínio da frequência da função de transferência do controlador calculado e do sistema em laço aberto sem e com a compensação. Os valores obtidos para o caso são apresentados na Tabela 6 que resume todos os parâmetros do esquema de controle que serão empregados para executar as simulações do sistema.

Figura 45 - Diagramas de bode da FTLA sem compensação (azul), do controlador PID (vermelho) e da FTLA compensada (verde)



Fonte: Próprio autor

5 SIMULAÇÃO

A seguir são apresentados os resultados obtidos de simulações feitas utilizando o software *PSIM* do sistema proposto executando análise de variações paramétricas e diversas condições operativas. Na Tabela 6 são apresentados os parâmetros de simulação do esquema de controle definidos segundo a metodologia estabelecida no capítulo 4.

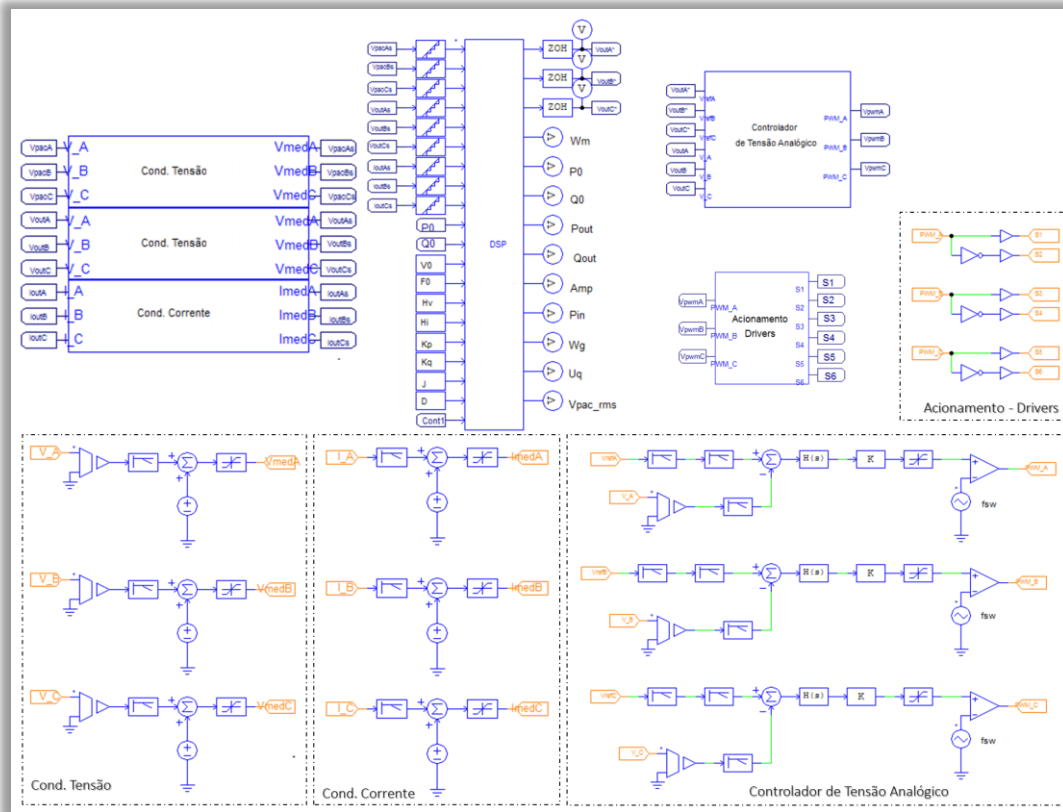
Tabela 6 - Parâmetros do sistema projetado para simulação

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
S_n	10 kVA	T_d''	0,05 s
ω_n	376,991 rad/s	T_q''	0,025 s
k_p	20 pu	δ	0
H	4 s	D	0,0691
J	0,562 kg m ²	D_d	0,0547
X_d	1 pu	D_q	0,0836
X_q	1 pu	k_q	10 pu
X_d'	0,2 pu	k_{pq}	50.28
X_q'	0,5 pu	T_{iq}	1.5911e-04
X_d''	0,15 pu	k_{pid}	1420
X_q''	0,25 pu	z_{pid1}	6580
T_d'	5 s	z_{pid2}	6580
T_q'	1 s	p_{pid1}	502000

A Figura 46 mostra o circuito de potência simulado onde, a partir dum arranjo com dois retificadores trifásicos e filtros capacitivos alimentados desde um transformador de 12 pulsos, é obtido o barramento CC em tensão 800 V. Dito ponto conecta-se ao sistema do inversor trifásico que inclui o filtro de altas frequências LCL (composto por L_f , L_s e C_f) do lado CA, sensores de tensão e corrente e a ligação com o PAC onde a carga e a rede se conectam. Destaca-se que a rede se conecta com o PAC através de uma linha representada por uma impedância altamente resistiva composta por R_{grid} e L_{grid} .

Na Figura 47 o circuito de controle implementado na simulação é apresentado. Compõe-se por seis diferentes blocos, três dos quais representam os circuitos de condicionamento de sinais necessários para adequar as medições dos sensores de tensão e corrente numa faixa entre 0 e 3V; um bloco principal onde as malhas de controle digital (da tensão eficaz e da frequência incluindo o algoritmo VSG) são programadas em linguagem C e é gerada a referência de tensão; um bloco de controle de tensão onde a função de transferência da expressão (36) e o modulador PWM são implementados e por fim um bloco que descreve a ação dos circuitos de comando (*drivers*) para o acionamento dos seis interruptores.

Figura 47 - Circuito de controle simulado



Fonte: Próprio autor

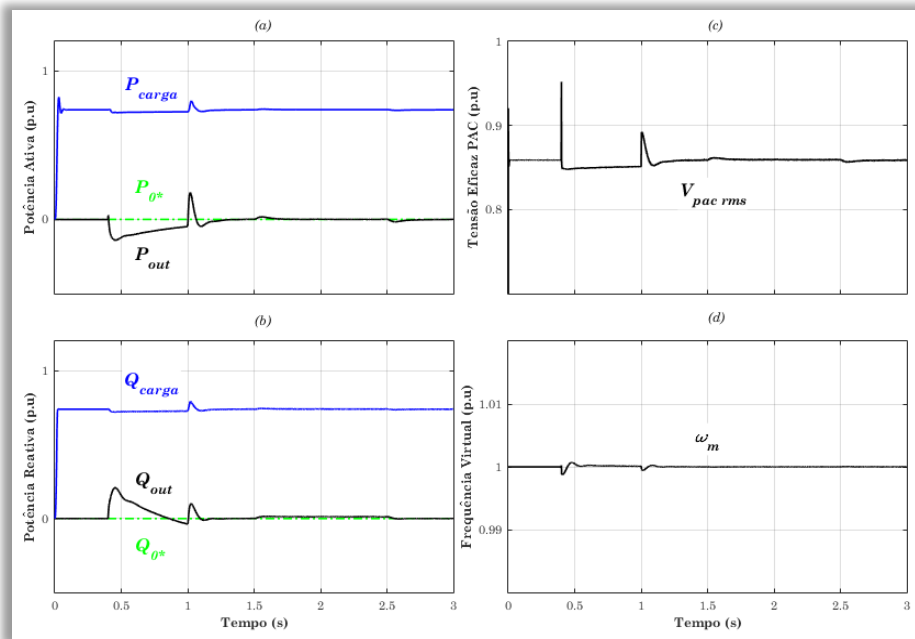
5.1 SINCRONIZAÇÃO

A análise do comportamento do sistema começa com o conversor operando de maneira desconectada do PAC. Nesta etapa é preciso que a tensão sobre o capacitor do filtro LCL fique sincronizada com a tensão do PAC para garantir uma conexão estável. A sincronização considera que a amplitude e a fase da tensão de saída sejam próximas da tensão do PAC a fim de diminuir o sobresinal de corrente após fechamento do disjuntor. O bloco PLL (apresentado na seção 3.3.2) é o encarregado de fornecer a fase para a geração do sinal de referência sincronizado enquanto a amplitude é obtida do cálculo do valor eficaz da tensão do PAC a partir das tensões medidas. Durante o tempo em que o conversor permanece desconectado a frequência virtual ω_m é definida como constante (1 p.u) e não é utilizada na geração do sinal de referência de tensão. Uma vez que o contactor é fechado conectando assim o conversor com o PAC, a frequência do sinal de referência não é mais a frequência fornecida pelo PLL e passa a ser ω_m ativando automaticamente

a malha de frequência e controlando o fluxo de potência ativa segundo o valor de P_0^* definido. Após a estabilização do sistema é ativada a malha de tensão eficaz anulada até este instante começando assim a controlar a potência reativa.

Na simulação realizada considera-se o fechamento do contactor do conversor em $t = 0.4s$ e a ativação da malha de tensão eficaz em $t = 1s$. Na Figura 48 mostram-se os resultados obtidos das principais variáveis do sistema: potência ativa e reativa através do conversor e da carga, tensão eficaz do PAC e frequência virtual. Nota-se que devido à característica altamente resistiva da conexão entre o PAC e a rede a tensão neste ponto é crítica (segundo a definição da Tabela 1). Depois da sincronização e da ativação das malhas não acontece melhora nenhuma no sistema já que as referências de potência ativa e reativa estão anuladas ($P_0^* = Q_0^* = 0$).

Figura 48 - Sincronização – Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d)

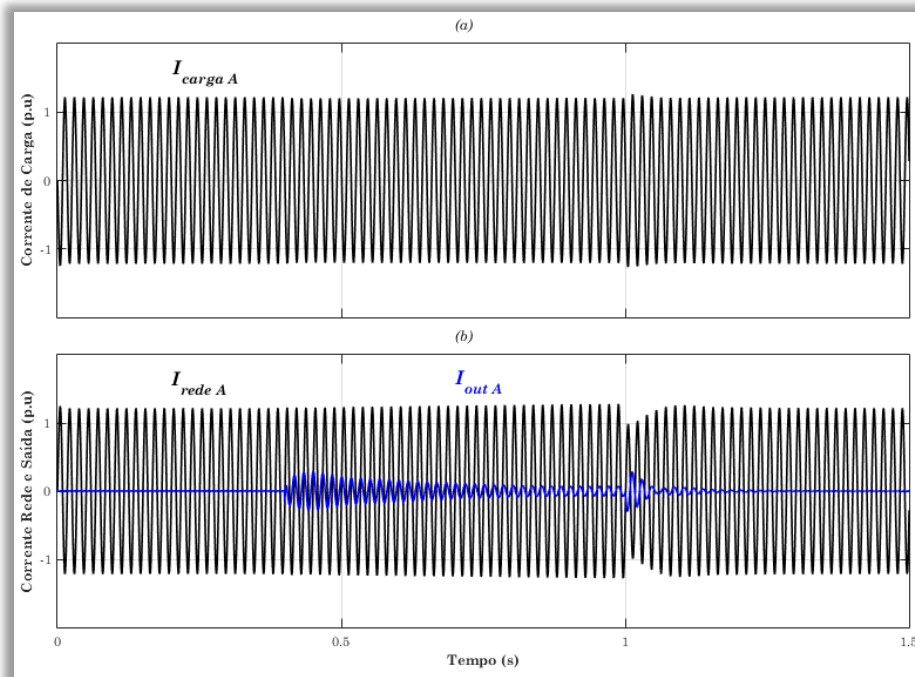


Fonte: Próprio autor

Na Figura 49 apresentam-se as formas de onda das correntes da fase A que circulam pela carga (a), e as fornecidas pela rede e pelo conversor (b). Observa-se que a resposta transitória na corrente da carga é quase imperceptível no instante da sincronização e tem apenas um pequeno sobresinal quando a malha de tensão eficaz é ativada. Depois na Figura 50

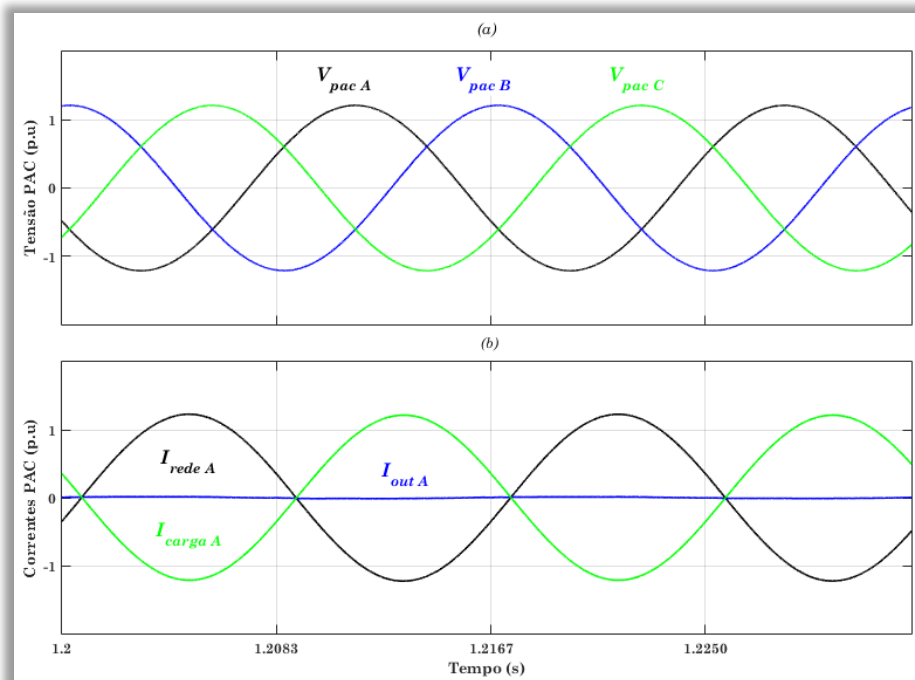
apresenta-se o detalhe das formas de onda da tensão e das correntes no PAC em regime permanente após o evento de sincronização.

Figura 49– Sincronização – Corrente pela fase A da carga (a), da saída do conversor e da rede (b)



Fonte: Próprio autor

Figura 50 –Tensão do PAC (a) e correntes de saída, carga e rede (b) em regime permanente após a sincronização

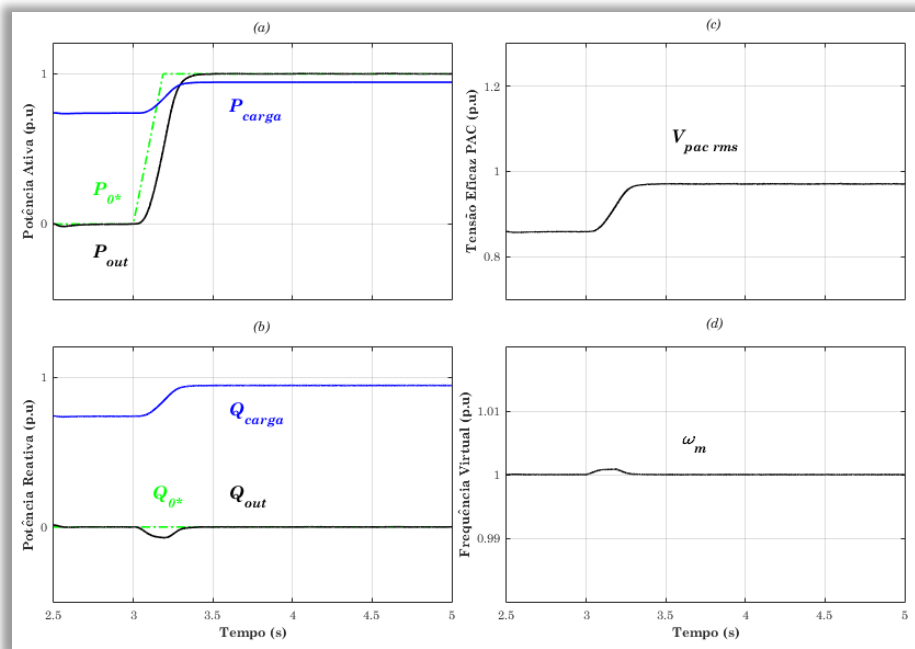


Fonte: Próprio autor

5.2 DEGRAU DE REFERÊNCIA

A seguir são apresentadas as respostas do sistema ante variações dos sinais de referência de potência ativa (P_0^*) e reativa (Q_0^*) procurando confirmar que com a técnica de controle trabalhada é possível controlar o fluxo de potência através do conversor de maneira bidirecional e melhorar o nível de tensão no PAC. Na sequência em $t = 3s$ acontece a variação de potência ativa passando de $P_0^* = 0$ a 1 p.u em rampa. Observa-se na Figura 51 que o conversor segue sem erro de regime permanente a nova referência estabelecida e após o transitório estabiliza-se adequadamente. O valor da tensão melhora em comparação com o estado anterior mas ainda é preciso uma compensação de potência reativa para atingir o valor nominal. Neste ponto de operação em regime permanente é fornecida energia ativa e não se apresenta fluxo de reativos entre o conversor e o PAC.

Figura 51 - Degrau positivo de potência ativa ($P_0^* = 1$, $Q_0^* = 0$) – Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d)

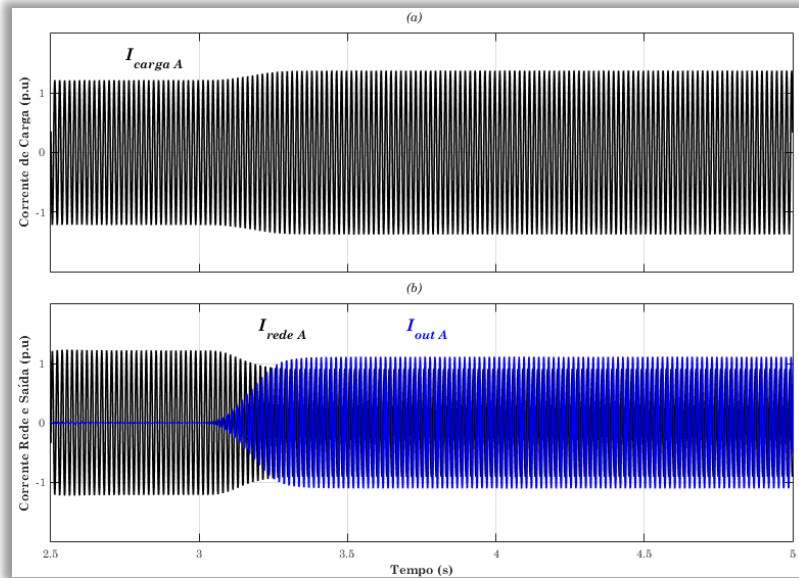


Fonte: Próprio autor

Na Figura 52 observa-se o efeito da mudança do fluxo de potência nas correntes de saída do conversor e pela rede. Nota-se que em consequência da melhora da tensão do PAC, a corrente pela carga aumenta sua amplitude, assim como a potência ativa e reativa atingem seus *set points*. Neste ponto de

operação quase toda a potência ativa da carga é fornecida pelo conversor, enquanto a reativa é fornecida pela rede.

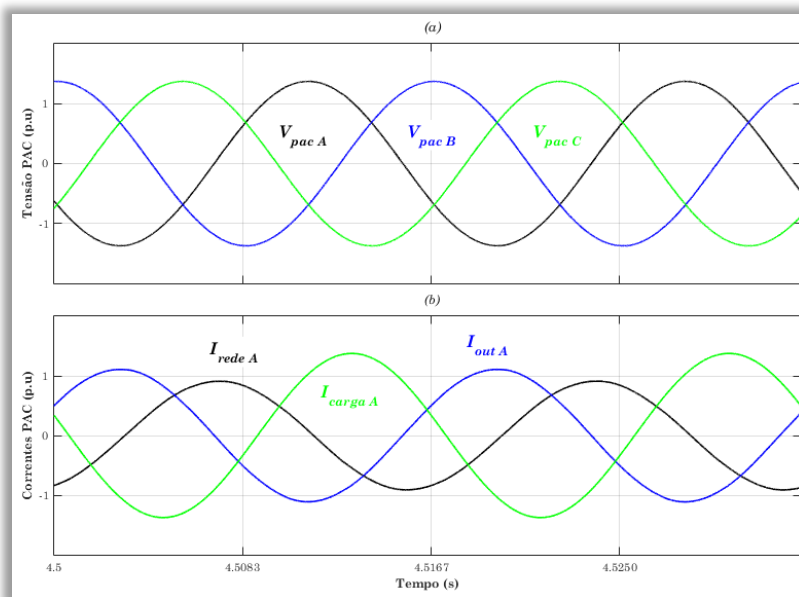
Figura 52 – Degrau positivo de potência ativa ($P_0^* = 1$, $Q_0^* = 0$) - Corrente pela fase A da carga (a), da saída do conversor e da rede (b)



Fonte: Próprio autor

Já na Figura 53 apresenta-se o detalhe das formas de onda da tensão e das correntes no PAC em regime permanente após o degrau positivo de referência de potência ativa.

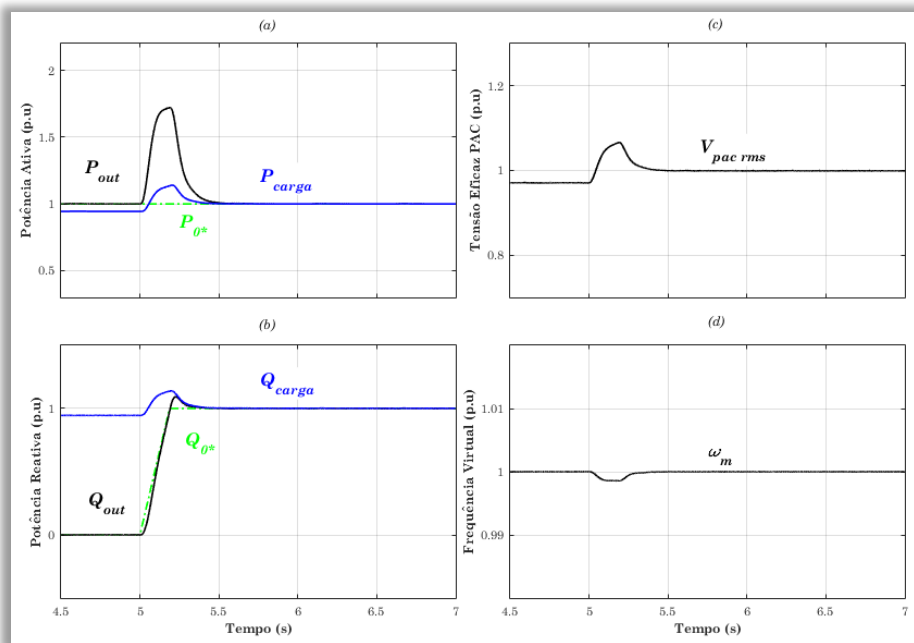
Figura 53 - Tensão do PAC (a) e correntes de saída, carga e rede (b) em regime permanente após degrau positivo de potência ativa



Fonte: Próprio autor

No instante $t = 5s$ acontece a rampa da referência de potência reativa onde Q_0^* passa de 0 a 1 p.u enquanto P_0^* é mantido em 1 p.u. Neste ponto de operação o conversor atinge toda a potência demandada pela carga reduzindo a quase zero o valor absorvido por esta da rede. A Figura 54 apresenta as formas de onda das variáveis de principal interesse. Nota-se que neste caso a tensão do PAC consegue chegar num nível adequado (segundo a Tabela 1), demonstrando assim que com a implementação da estratégia de controle é possível ter uma operação estável que melhora as condições do produto no ponto de conexão.

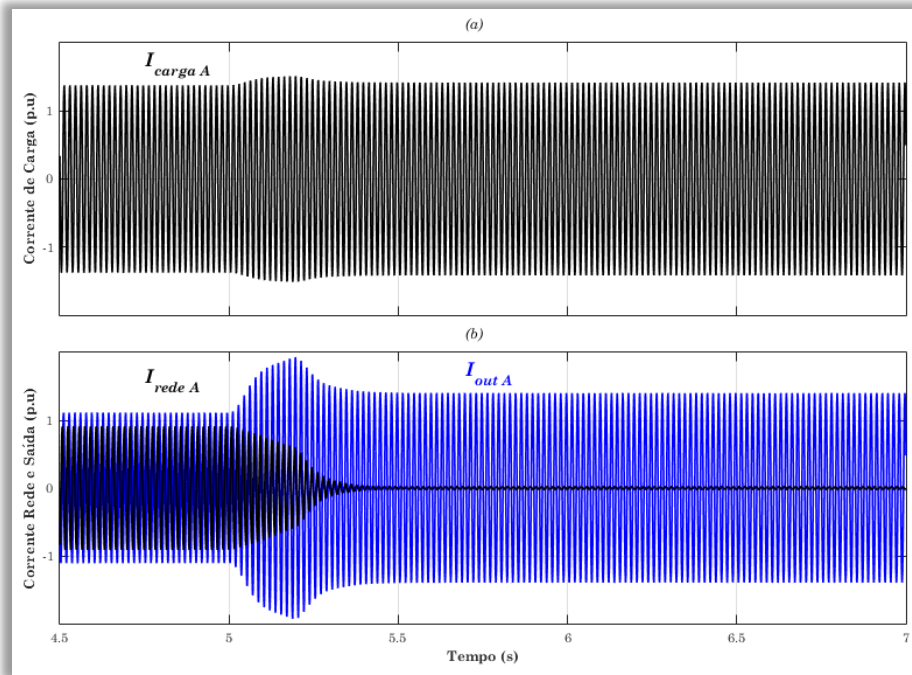
Figura 54 - Degrau positivo de potência reativa ($P_0^* = 1$, $Q_0^* = 1$) – Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d)



Fonte: Próprio autor

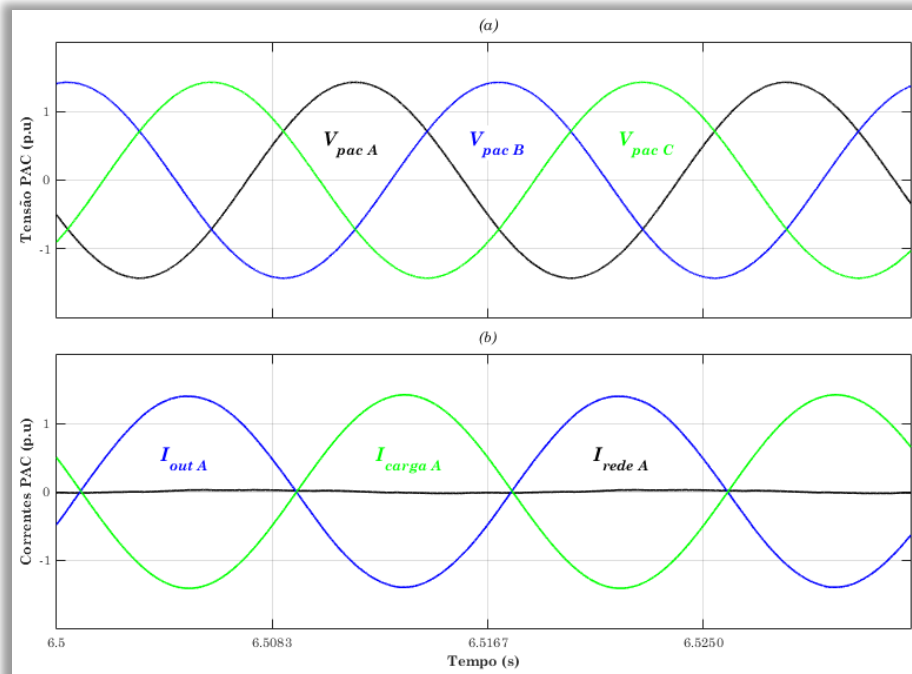
Detalha-se, na Figura 55, como neste ponto de operação a potência ativa e reativa da carga é fornecida pelo conversor deixando quase anulada a corrente absorvida da rede. Este é o ponto de operação ótimo para o sistema com as condições de carga estabelecidas. A análise da resposta às variações de carga é feita na seção 5.3. Na Figura 56 mostra-se o detalhe das formas de onda da tensão e das correntes no PAC em regime permanente após o degrau positivo de referência de potência reativa.

Figura 55 – Degrau positivo de potência reativa ($P_0^* = 1$, $Q_0^* = 1$) - Corrente pela fase A da carga (a), da saída do conversor e da rede (b)



Fonte: Próprio autor

Figura 56 - Tensão do PAC (a) e correntes de saída, carga e rede (b) em regime permanente após degrau positivo de potência reativa

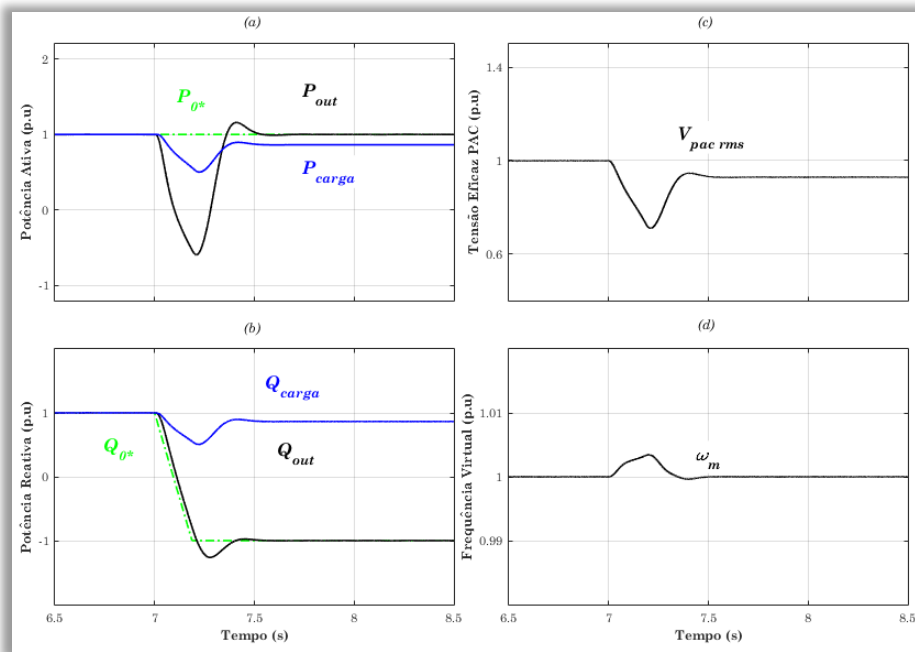


Fonte: Próprio autor

Depois de verificar na simulação identificou-se que o ponto de operação ótimo para o sistema é atingido quando os *set points* de potência (P_0^* e Q_0^*) são definidos o mais próximo da potência da carga. Neste caso o conversor

opera fornecendo a totalidade da potência da carga com referências positivas. Depois foram feitas simulações para avaliar o rastreamento de referências de potência negativas, ou seja, casos nos quais apresenta-se transferência de energia do lado CA para o barramento CC. Na Figura 57 mostra-se a resposta do sistema ante uma rampa negativa da referência Q_0^* em $t = 7s$. Observa-se que neste caso a tensão do PAC diminui seu valor eficaz devido à queda de tensão que se apresenta na linha de conexão do PAC com a rede. Desde o ponto de vista da carga a potência ativa e reativa se vê diminuída consequentemente com a diminuição da tensão do PAC.

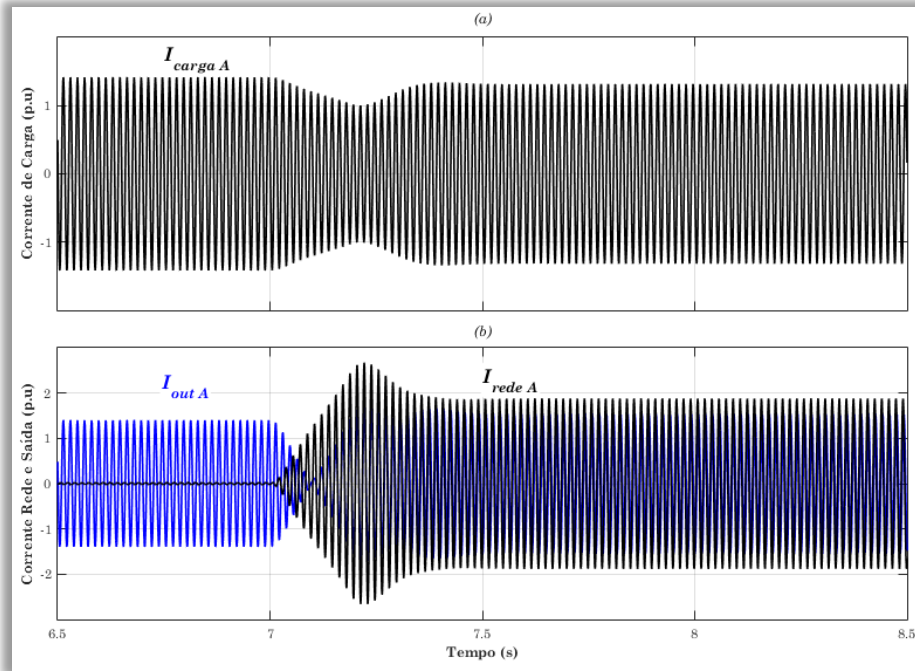
Figura 57 - Degrau negativo de potência reativa ($P_0^* = 1$, $Q_0^* = -1$) – Potência ativa (a), Potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d)



Fonte: Próprio autor

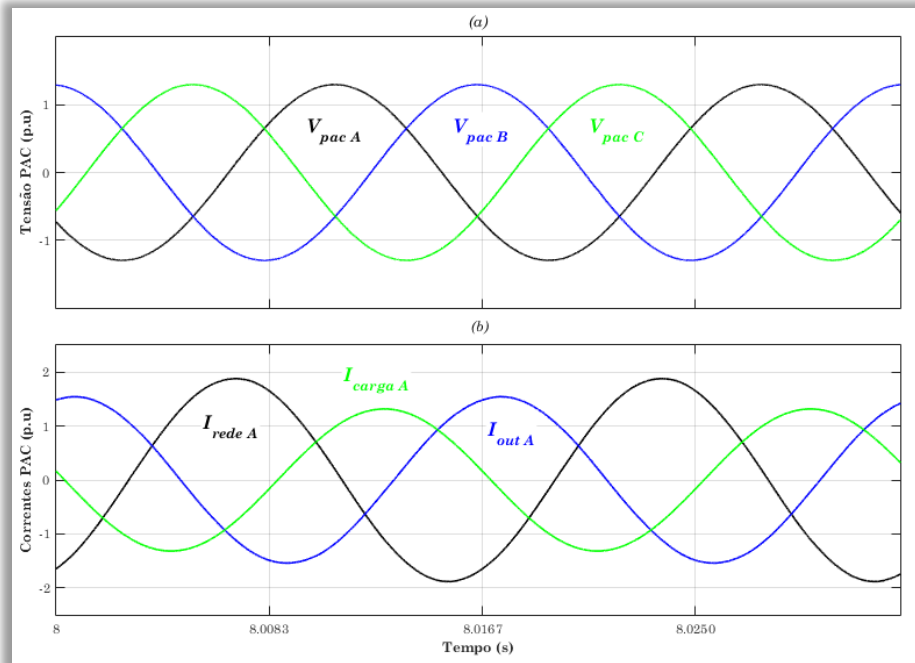
Na Figura 58 pode-se observar a resposta das correntes da carga, da rede e de saída do conversor. Após o transitório, a rede começa a fornecer a potência reativa demandada pelo conversor e pela carga, enquanto o conversor continua fornecendo potência ativa. Observa-se que neste ponto de operação circulam grandes quantidades de corrente pela rede e pelo conversor. Na Figura 59 pode-se ver o detalhe das formas de onda da tensão e das correntes no PAC em regime permanente após o degrau negativo da referência de potência reativa.

Figura 58– Degrau negativo de potência reativa ($P_0^* = 1$, $Q_0^* = -1$) - Corrente pela fase A da carga (a), da saída do conversor e da rede (b)



Fonte: Próprio autor

Figura 59 - Tensão do PAC (a) e correntes de saída, carga e rede (b) em regime permanente após degrau negativo de potência reativa

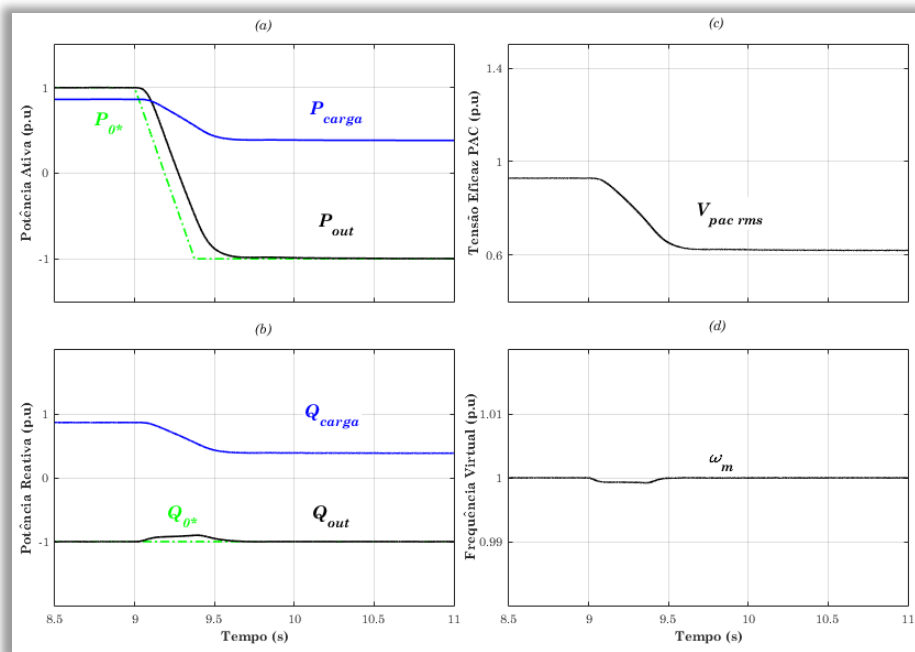


Fonte: Próprio autor

Em $t = 9s$ mais uma rampa de referência de potência é feita (Figura 60). Neste caso a potência ativa passa de $P_0^* = 1$ a -1 p.u. Apresenta-se absorção tanto de potência ativa como reativa por parte do conversor. Nesta

circunstância o nível de tensão do PAC fica diminuído consideravelmente mas o rastreamento das referências de potências negativas é atingido sem erro. Para melhorar o fato da queda de tensão do PAC é possível sintonizar a malha do controlador de tensão eficaz aumentando o valor do coeficiente k_q . Isto provoca uma compensação na amplitude que melhora a tensão mas tem como contraparte um erro no estado estacionário do rastreamento de potência reativa. Esta análise é aprofundada na seção 5.5.4.

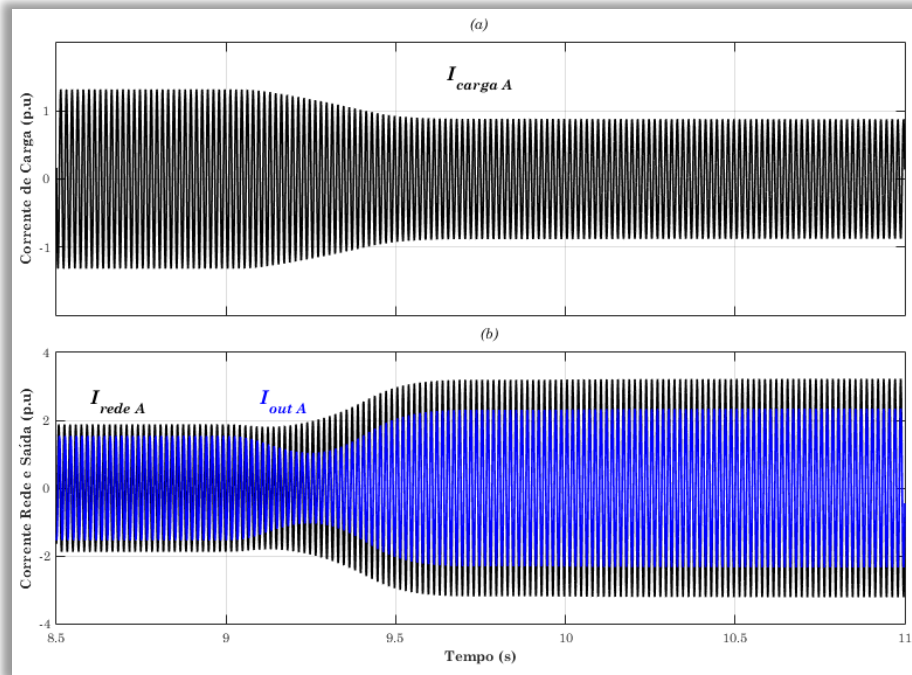
Figura 60 - Degrau negativo de potência ativa ($P_0^* = -1$, $Q_0^* = -1$) – Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d)



Fonte: Próprio autor

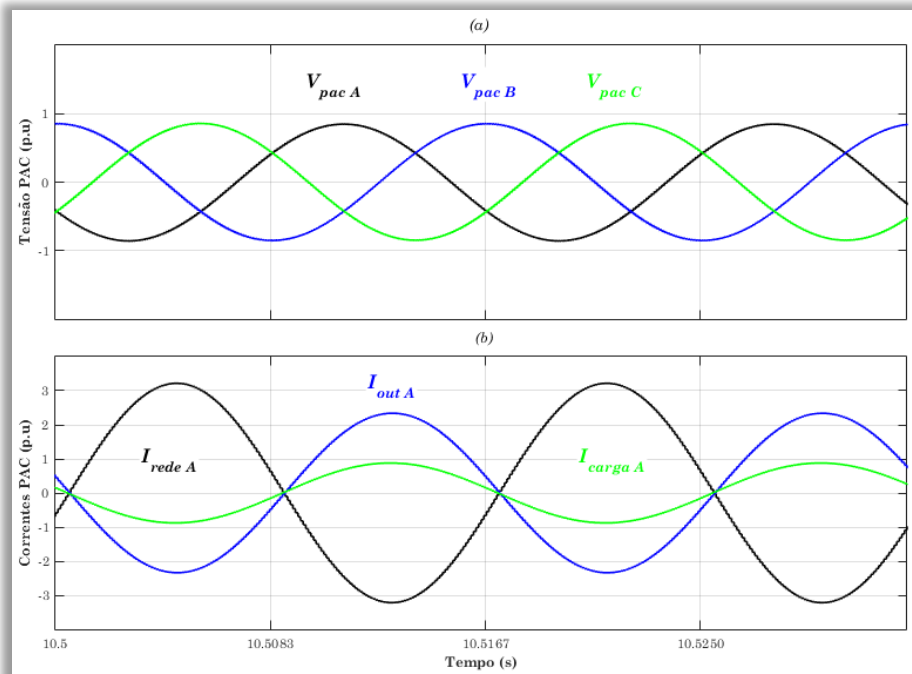
As formas de onda das correntes da carga, da rede e do conversor para esta condição operativa são apresentadas na Figura 61. Nota-se que devido à queda já comentada da tensão do PAC, a corrente de carga é reduzida. Na Figura 62 apresenta-se o detalhe das formas de onda da tensão e das correntes no PAC em regime permanente após o degrau negativo da referência de potência ativa.

Figura 61 – Degrau negativo de potência ativa ($P_0^* = -1$, $Q_0^* = -1$) - Corrente pela fase A da carga (a), da saída do conversor e da rede (b)



Fonte: Próprio autor

Figura 62 - Tensão do PAC (a) e correntes de saída, carga e rede (b) em regime permanente após degrau negativo de potência ativa

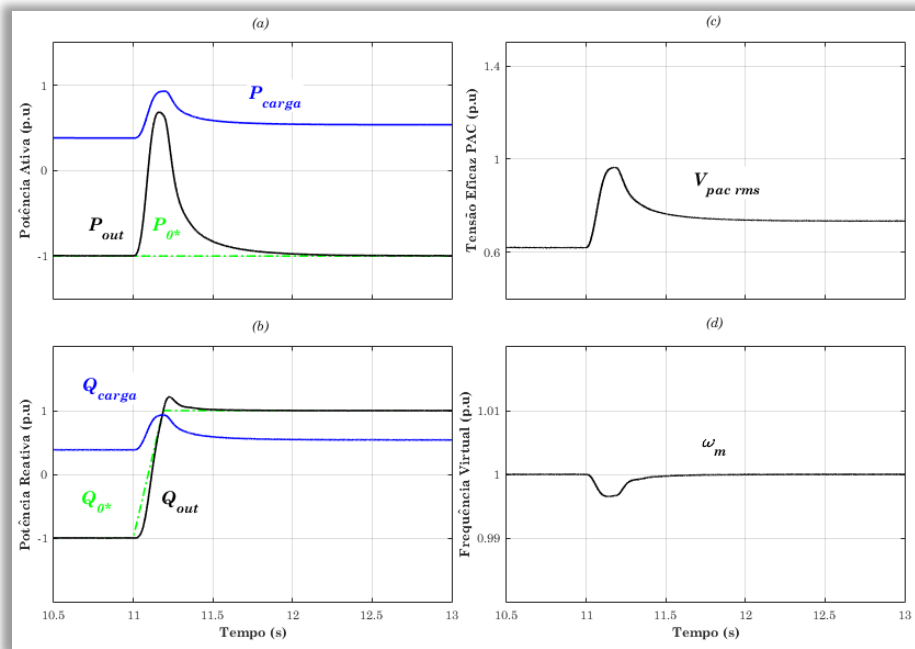


Fonte: Próprio autor

Por fim, para completar a sequência de operação bidirecional nos quatro quadrantes possíveis, é apresentado o cenário de absorção de potência ativa desde a rede com injeção de potência reativa. Observa-se na Figura 63

que o sistema opera de maneira esperada nesta condição. Ressalta-se que apesar de melhorar o nível de tensão do PAC em comparação com o caso anterior, ainda tem-se um nível de serviço precário que afeta a potência da carga.

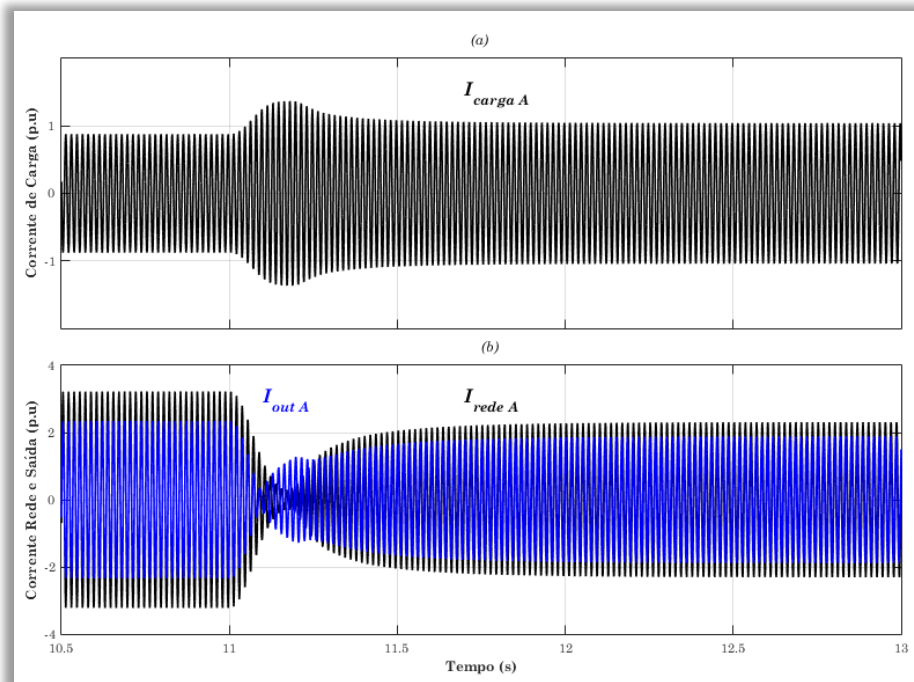
Figura 63- Degrau positivo de potência reativa ($P_0^* = -1$, $Q_0^* = 1$) – Potência ativa (a), Potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d)



Fonte: Próprio autor

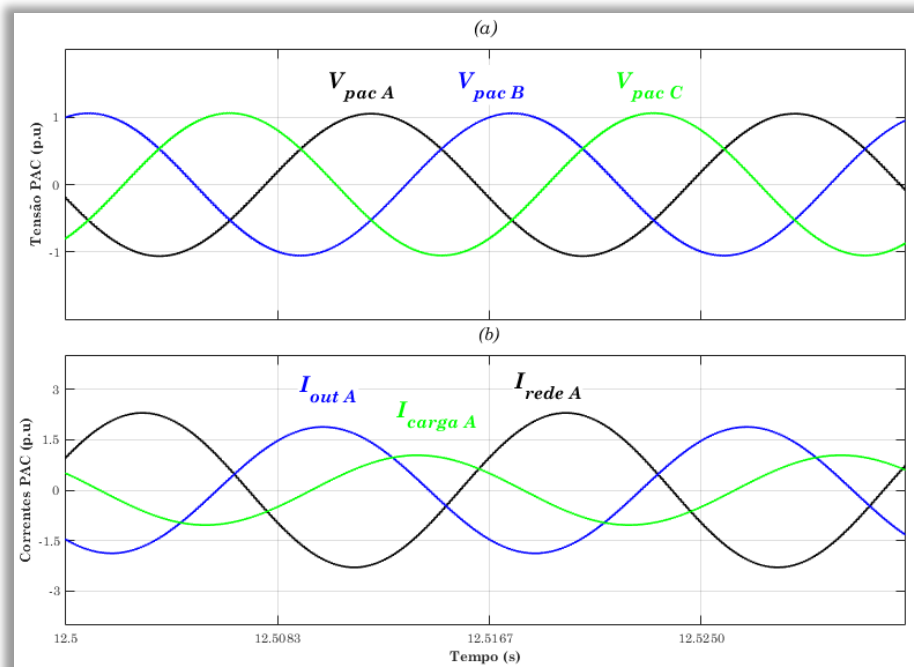
Em relação ao comportamento das correntes analisadas detalha-se na Figura 64 a melhora da corrente de carga após o evento de mudança da referência de potência reativa de -1 a 1 p.u em $t = 11s$. Tanto conversor como rede participam da injeção de energia à carga. Detalha-se que durante o estado transitório não ocorre sobressinal nas formas de onda da corrente do conversor e da rede. Na Figura 65 é apresentado o detalhe das formas de onda da tensão e das correntes no PAC em regime permanente após o degrau positivo da referência de potência reativa.

Figura 64 – Degrau positivo de potência reativa ($P_0^* = -1$, $Q_0^* = 1$) - Corrente pela fase A da carga (a), da saída do conversor e da rede (b)



Fonte: Próprio autor

Figura 65 - Tensão do PAC (a) e correntes de saída, carga e rede (b) em regime permanente após degrau positivo de potência reativa



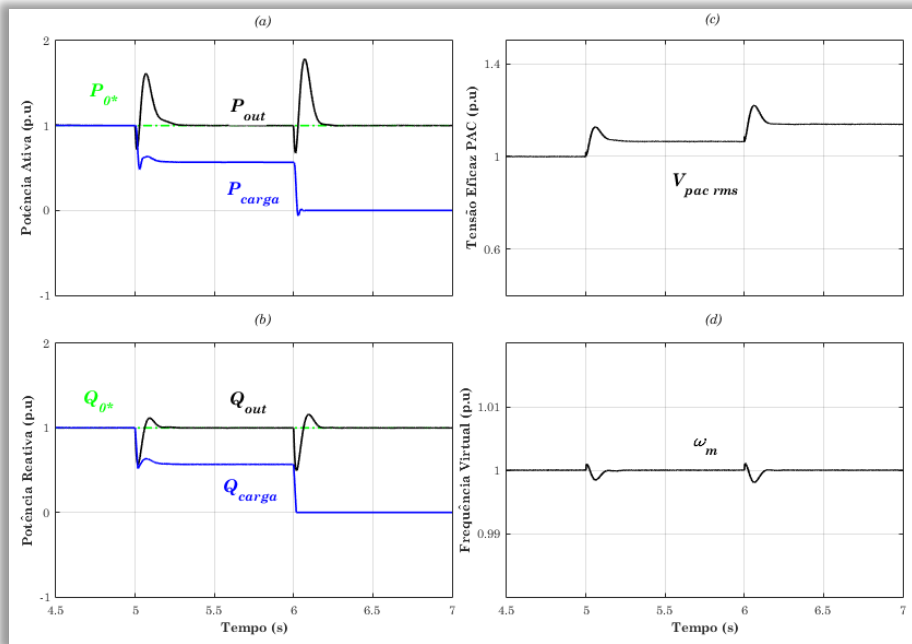
Fonte: Próprio autor

5.3 DEGRAU DE CARGA

Nesta seção, é mostrada a resposta do sistema ante variações da carga conectada ao PAC. O resultado da simulação que mostra-se na Figura 66 considera dois eventos principais. O primeiro acontece em $t = 5s$ onde antes deste instante o sistema operava com carga nominal, referências de potência iguais com a demandada pela carga e sofre uma diminuição repentina de carga em 50%. Observa-se que depois do transitório a potência consumida pela carga é reduzida mas o conversor continua injetando o valor definido de P_0^* e Q_0^* . Isto gera um aumento na tensão eficaz do PAC. Para mitigar este aumento o valor do parâmetro k_q pode ser reajustado mas isto gera uma diminuição na capacidade de rastreamento do *set point* de potência reativa.

O segundo evento acontece em $t = 6s$. Neste é avaliado o comportamento do sistema ante uma perda total da carga, ou seja, a conexão do conversor com a fonte diretamente através da impedância da rede. Demonstra-se que o sistema permanece estável rejeitando o distúrbio e destaca-se que o rastreamento das referências de potência ativa e reativa é atingido.

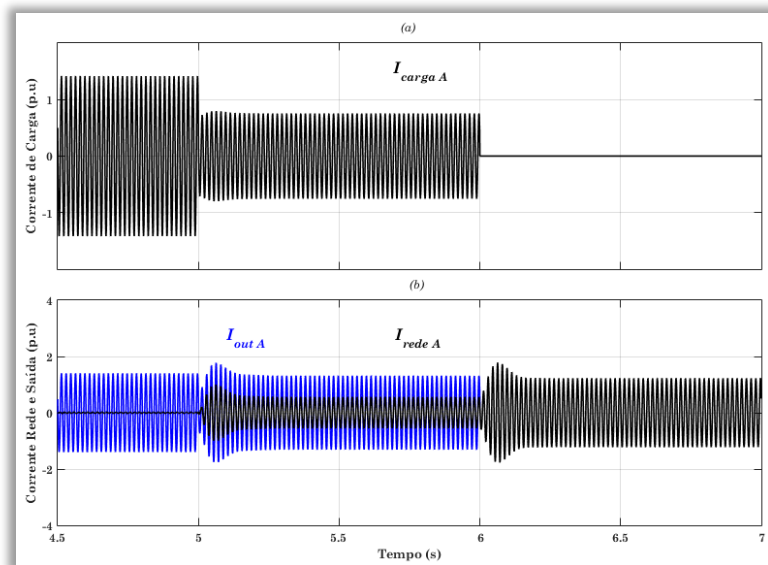
Figura 66 – Degrau de carga -50% ($t = 5s$), -100% ($t = 6s$) Potência ativa (a), Potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d)



Fonte: Próprio autor

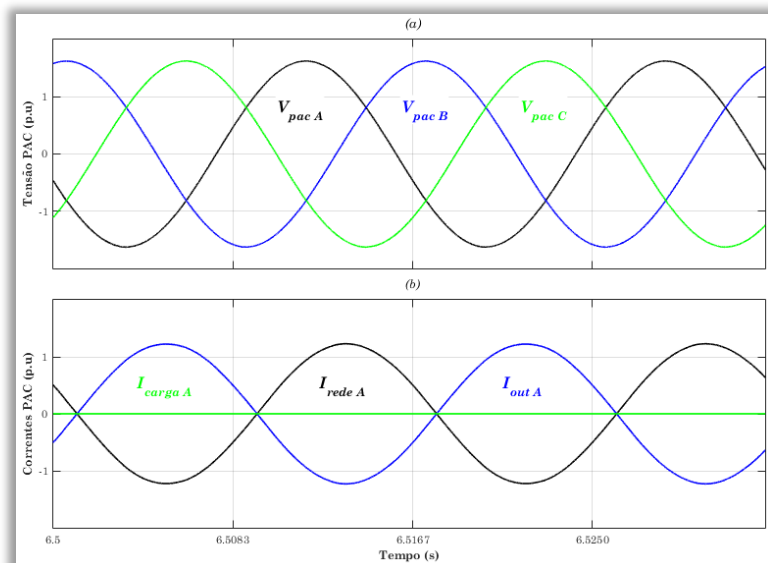
Na Figura 67 apresentam-se as formas de onda das correntes principais (fase A). Observa-se que depois de $t = 5s$ a corrente pela carga fica diminuída e após $t = 6s$ é anulada. Consequentemente, a corrente de saída do conversor permanece constante variando apenas a quantidade injetada na rede. Detalhe de apenas 2 ciclos das formas de onda da tensão e das correntes no PAC em regime permanente após o degrau de carga são apresentadas na Figura 68.

Figura 67 – Degrau de carga -50% ($t = 5s$), -100% ($t = 6s$) - Corrente pela fase A da carga (a), da saída do conversor e da rede (b)



Fonte: Próprio autor

Figura 68 - Tensão do PAC (a) e correntes de saída, carga e rede (b) em regime permanente após degrau de carga

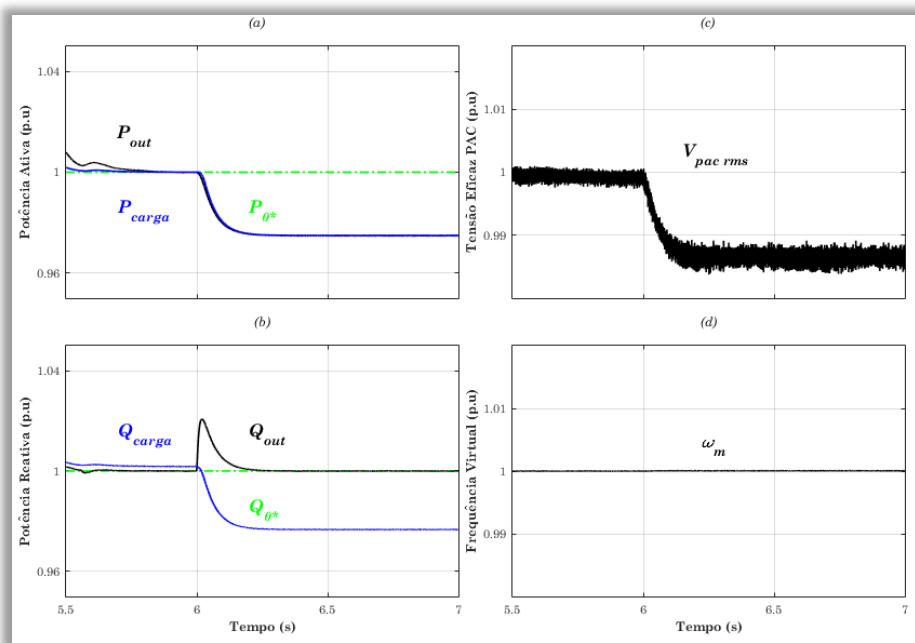


Fonte: Próprio autor

5.4 TRANSIÇÃO DE MODO DE OPERAÇÃO

Mais uma análise interessante que vale a pena ser ressaltada é a capacidade que o sistema tem com a técnica de controle trabalhada de operar em modo ilhado (IM). Para validar esta idéia uma simulação considerando como evento a perda da conexão entre o PAC e a rede em $t = 6s$ foi executada mantendo a carga nominal conectada. A Figura 69 apresenta o resultado obtido. Observa-se que as variáveis principais permanecem estáveis após a desconexão da rede e que apresenta-se um pequeno erro estacionário no rastreamento da referência de potência ativa, este último ocasionado por causa da característica *droop* ω -P.

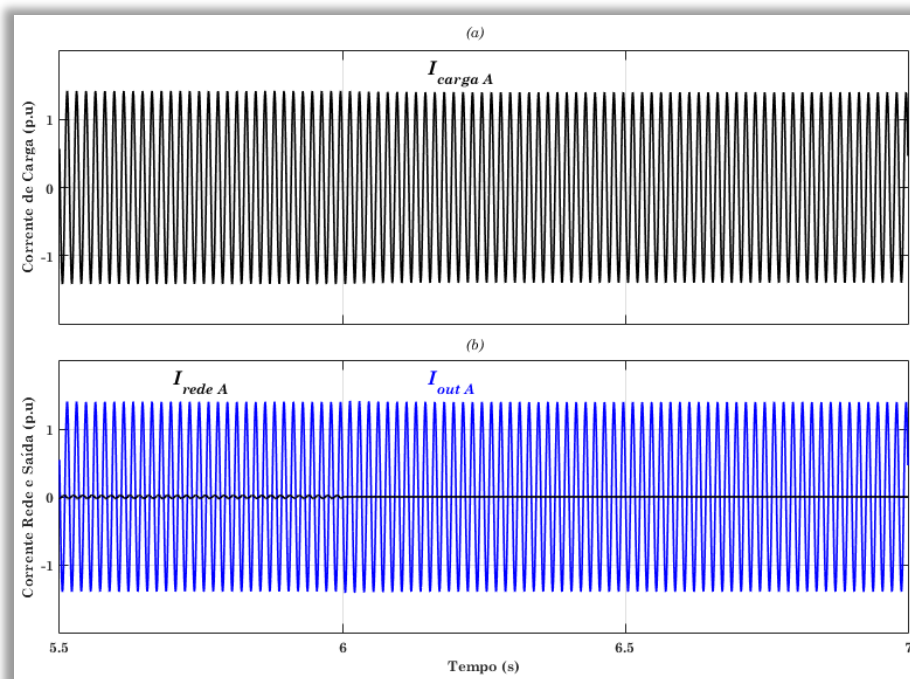
Figura 69 – Transição de GCM para IM - Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d)



Fonte: Próprio autor

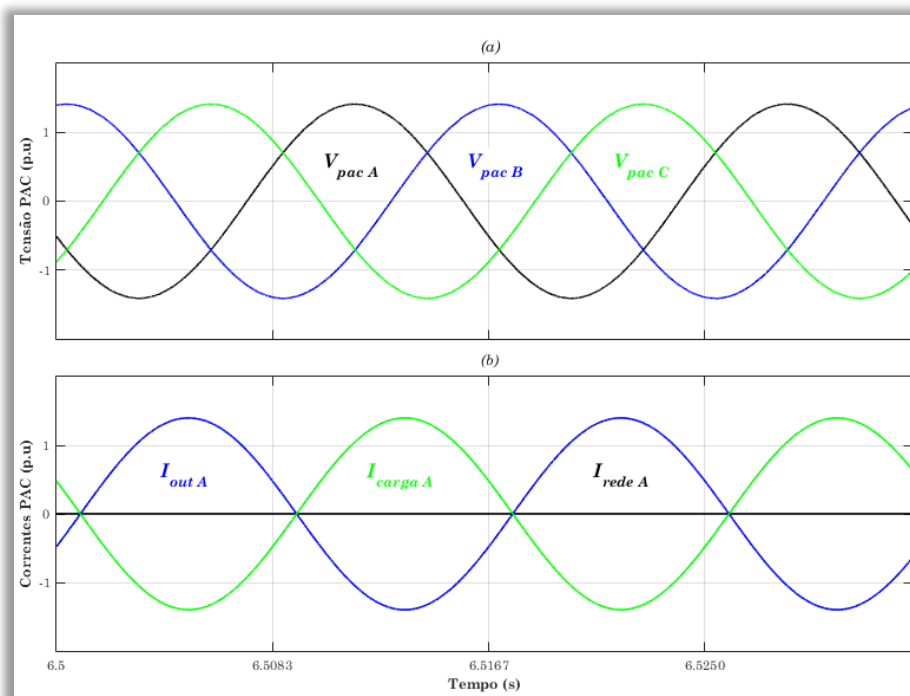
Desde o ponto de vista da carga a transição do GCM para IM é quase imperceptível. Isto fica evidenciado na Figura 70 onde a corrente de carga permanece igual após o evento. Quanto à corrente da rede pode-se observar que a pequena parcela absorvida antes do evento de desconexão torna-se nula quando $t > 6s$. Na Figura 71 apresenta-se o detalhe das formas de onda da tensão e das correntes no PAC em regime permanente após o evento de desconexão da rede.

Figura 70 – Transição de GCM para IM - Corrente pela fase A da carga (a), da saída do conversor e da rede (b)



Fonte: Próprio autor

Figura 71 - Tensão do PAC (a) e correntes de saída, carga e rede (b) em regime permanente após transição de GCM para IM



Fonte: Próprio autor

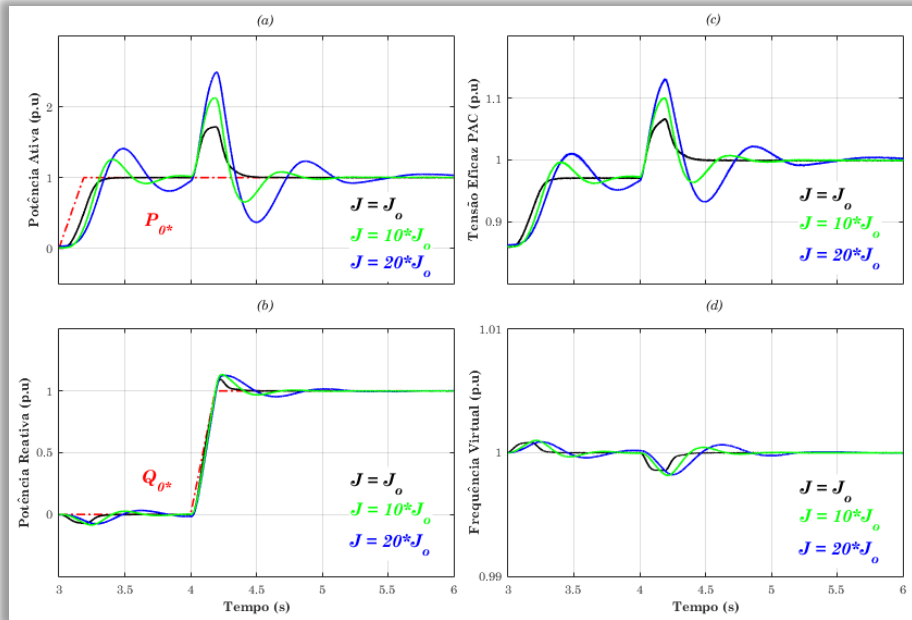
5.5 VARIAÇÕES PARAMÉTRICAS

O esquema de controle com emulação da MS estudado neste trabalho inclui a definição de parâmetros virtuais (J e D) para a resolução da equação de oscilação; e dos coeficientes k_p e k_q para estabelecer as relações *Droop* nas malhas de frequência e de tensão eficaz. Nesta seção é feita análise das respostas do sistema simulado considerando variações de ditos parâmetros.

5.5.1 INÉRCIA VIRTUAL J

Para analisar o efeito da variação do parâmetro J na resposta do sistema apresenta-se na Figura 72 o resultado da simulação feita para o caso base, onde J_0 é o valor definido na Tabela 6; e para dois casos aumentando o valor deste parâmetro. Para observar o comportamento foi levado o sistema no modo GCM até as condições de operação nominal mudando a referência de potência ativa de 0 a 1 p.u em $t = 3s$ e de potência reativa em $t = 4s$. Nota-se que o aumento da inércia produz um aumento do tempo de acomodação e das oscilações da resposta das variáveis de interesse.

Figura 72 – Variação do parâmetro J - Potência ativa (a), Potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d)

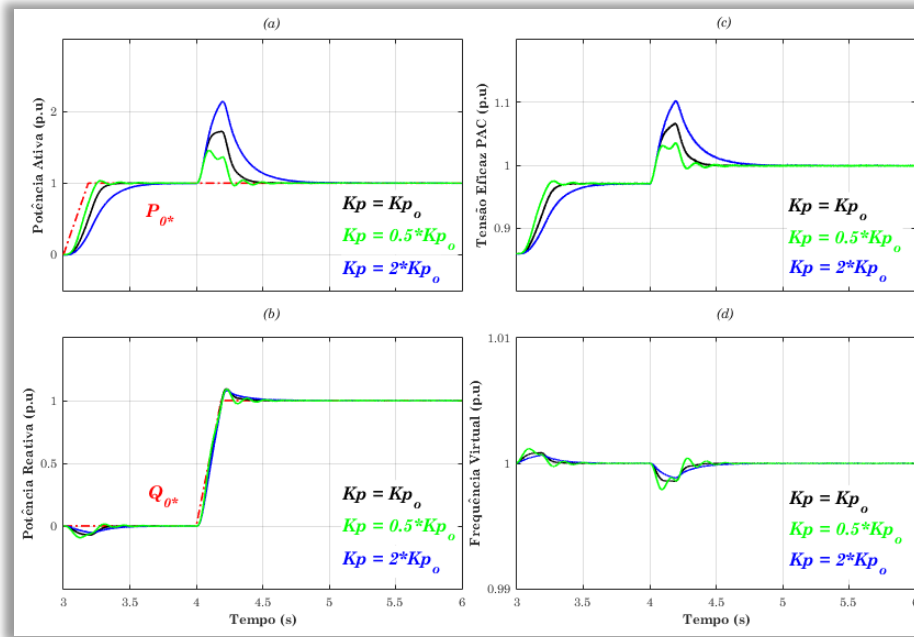


Fonte: Próprio autor

5.5.2 COEFICIENTE K_p

Simulações com considerações iguais foram feitas variando, neste caso, o valor do coeficiente *Droop*, que relaciona a potência ativa com a frequência (k_p). Na Figura 73 mostra-se o efeito da variação de k_p . Neste caso evidenciou-se que o efeito principal do seu incremento está ligado ao tempo de acomodação e com à amplitude do sobresinal.

Figura 73 – Variação do parâmetro k_p - Potência ativa (a), Potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d)

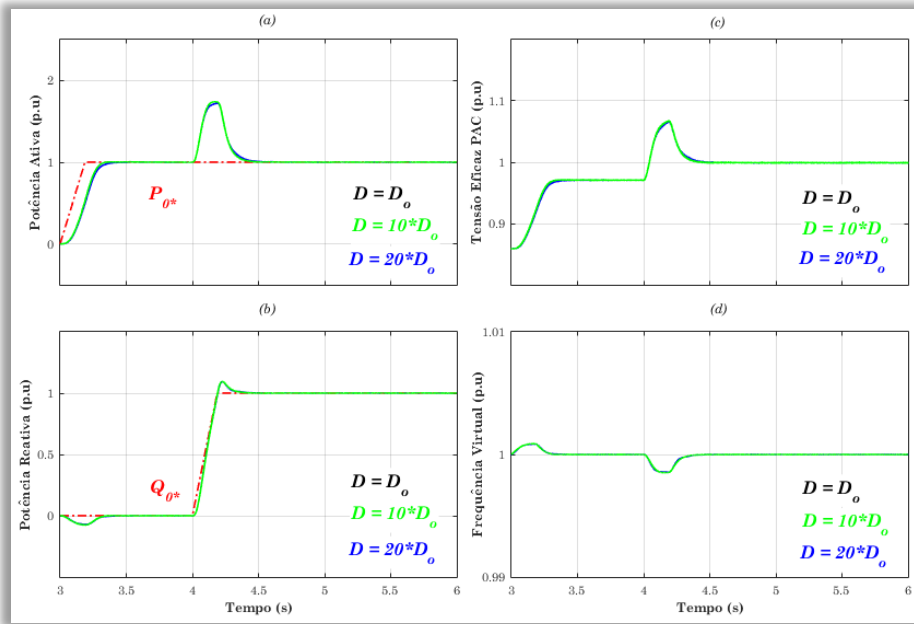


Fonte: Próprio autor

5.5.3 FATOR DE AMORTECIMENTO

A função principal do fator de amortecimento D é reajustar a referência de potência ativa compensando a diferença entre a frequência virtual ω_m e a frequência calculada da tensão da rede ω_g . Na Figura 74 apresenta-se a resposta do sistema similarmente ao que foi feito para os casos anteriores. Nesta observa-se que o comportamento ante variações das referências de potência ativa e reativa é igual para diferentes valores de D .

Figura 74 – Variação do parâmetro D - Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d)

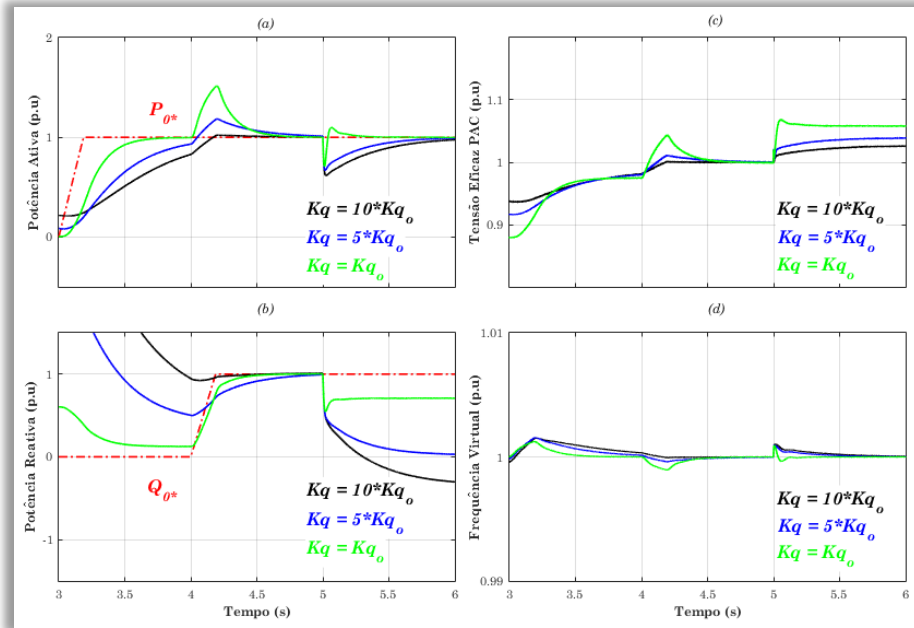


Fonte: Próprio autor

5.5.4 COEFICIENTE K_Q

O parâmetro k_q estabelece uma relação *Droop* entre a tensão de referência e a tensão do PAC. Na simulação feita para analisar a resposta sistema com diferentes valores de k_q foram considerados três eventos. Inicialmente em $t = 3s$ a referência da potência ativa passa de 0 a 1 p.u. Depois em $t = 4s$ o mesmo acontece com a referência de potência reativa. Por fim depois de $t = 5s$ um degrau de carga negativo do 50% ocorre. Na Figura 75 pode-se observar que o principal efeito do aumento do valor do parâmetro k_q é a diminuição da capacidade de rastrear ou seguir a referência de potência reativa em troca de um melhor rastreamento da referência de tensão. Isto fica evidenciado nas formas de onda da potência reativa e da tensão eficaz do PAC na resposta ao degrau de carga.

Figura 75 – Variação do parâmetro k_q - Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência virtual (d)



Fonte: Próprio autor

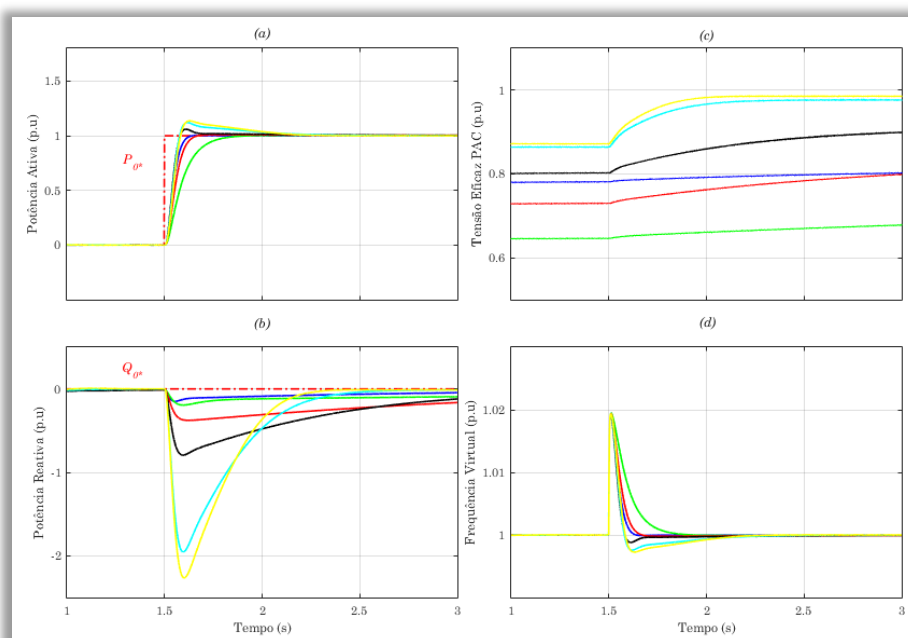
5.6 VARIAÇÃO DA IMPEDÂNCIA DE CONEXÃO

A fim de observar o efeito da impedância de conexão ou série que conecta o PAC com a rede foram feitas simulações obtendo diferentes respostas ao degrau de referência de potência ativa. Na Tabela 7 são apresentados os valores de impedância utilizados, enquanto na Figura 76 mostram-se as respostas da potência de saída do conversor, da tensão eficaz do PAC e da frequência ω_m obtidas para os diferentes casos. A referência P_{0^*} passa de 0 a 1 p.u. em $t = 1,5$ s enquanto Q_{0^*} permanece nula. Nota-se que o efeito principal de aumentar o valor da impedância Z_g é o aumento da queda de tensão na mesma e o deterioro do valor eficaz da tensão do PAC. Além disso, o tempo de acomodação da potência é menor conforme diminui a relação R_g/X_g . Destaca-se que o controle consegue rastrear as referências de potência e manter o sistema estável tanto com impedâncias predominantemente resistivas como indutivas.

Tabela 7 – Valores da impedância de conexão

Resistência R_g [Ω]	Indutância L_g [mH]	Reatância X_g [Ω]	Impedância Z_g [Ω]	R_g/X_g	Curva Fig. 76
0,5	13,33	5	5,024938	0,1	Azul
2,5	22,1	8,33	8,7	0,3	Verde
2,5	13,33	5	5,590	0,5	Vermelho
2,5	6,63	2,5	3,535	1	Preto
2,5	1,33	0,5	2,549	5	Ciano
2,5	0,66	0,25	2,512	10	Amarelo

Figura 76 – Variação da impedância de conexão – Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência (d) - $R_g/X_g = 0,1$ (Azul), $0,3$ (Verde), $0,5$ (Vermelho), 1 (Preto), 5 (Ciano), 10 (Amarelo)



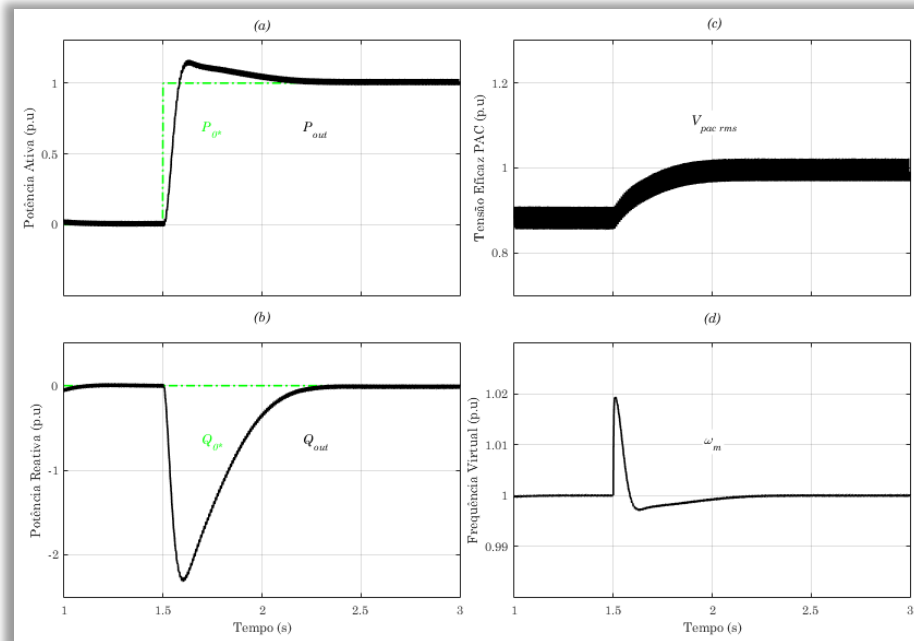
Fonte: Próprio autor

5.7 OPERAÇÃO CONECTADO À REDE DISTORCIDA

Com a aplicação da técnica de controle estudada o conversor opera indiretamente como condicionador de energia impondo a tensão senoidal V_{out} . Isto gera que a qualidade da tensão do PAC seja melhorada. Nas simulações anteriores a tensão da rede foi considerada ideal, nesta seção é avaliado o comportamento incluindo componentes harmônicas. Na Figura 77 são apresentadas as respostas ao degrau de P_o^* da potência de saída do conversor, da tensão eficaz do PAC e da frequência ω_m . Nesta pode ser observado que

neste caso aumentam as oscilações em regime permanente das respostas. Este efeito acontece por causa da injeção de correntes harmônicas por parte do conversor para garantir que a tensão de saída seja senoidal.

Figura 77 – Degrau positivo de potência ativa com rede distorcida ($P_0^* = 1$, $Q_0^* = 0$)
Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência (d)

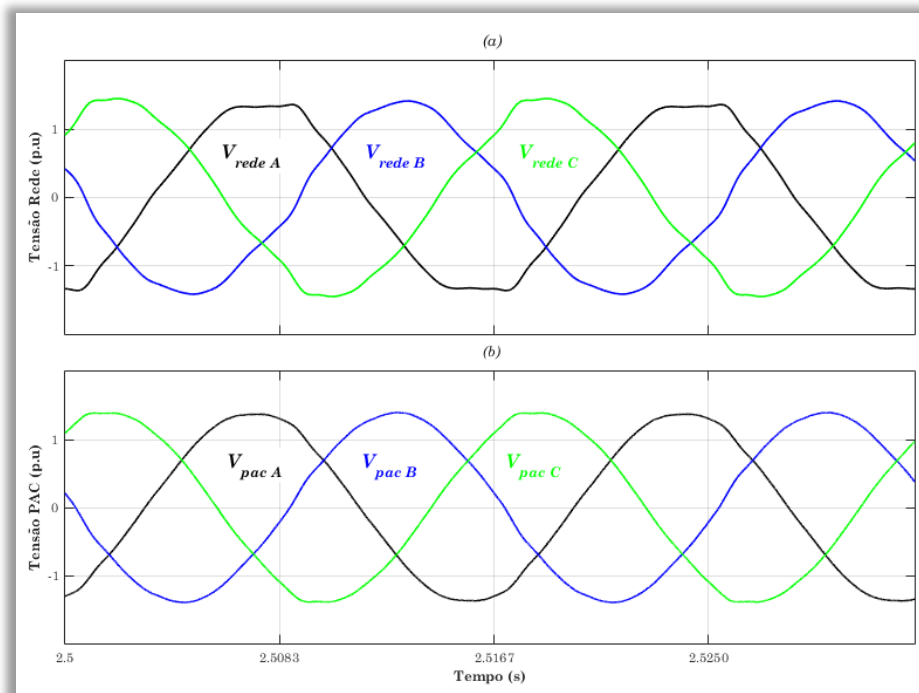


Fonte: Próprio autor

Formas de onda da tensão da rede e da tensão do PAC em regime permanente são apresentadas na Figura 78. Para o caso da tensão da rede foram incluídas componentes harmônicas de ordem ímpar ocasionando uma THD de 4,66 %. Como resultado da injeção de correntes por parte do conversor, a THD do PAC foi diminuída até 1,68 %.

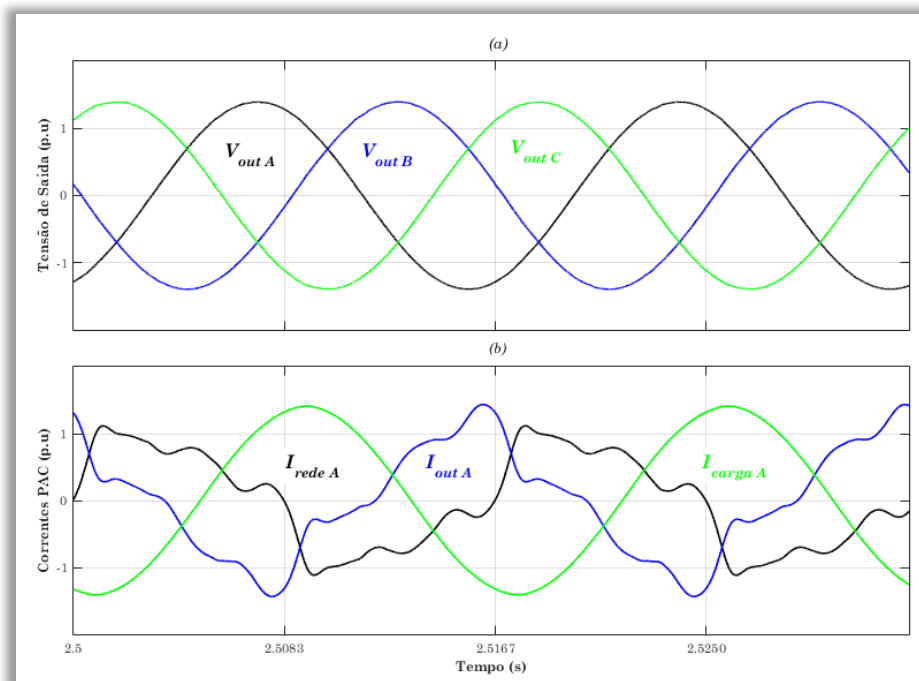
No caso da tensão de saída do conversor a THD resultante foi de apenas um 0,37 %. Formas de onda em regime desta tensão e das correntes de saída, da rede e pela carga mostram-se na Figura 79. Pode ser observado que as correntes da rede e de saída do conversor são distorcidas.

Figura 78 – Formas de onda em regime permanente da tensão da rede (a) e da tensão do PAC (b)



Fonte: Próprio autor

Figura 79 - Tensão de saída (a) e correntes de saída, carga e rede (b) em regime permanente após degrau positivo de potência ativa com rede distorcida

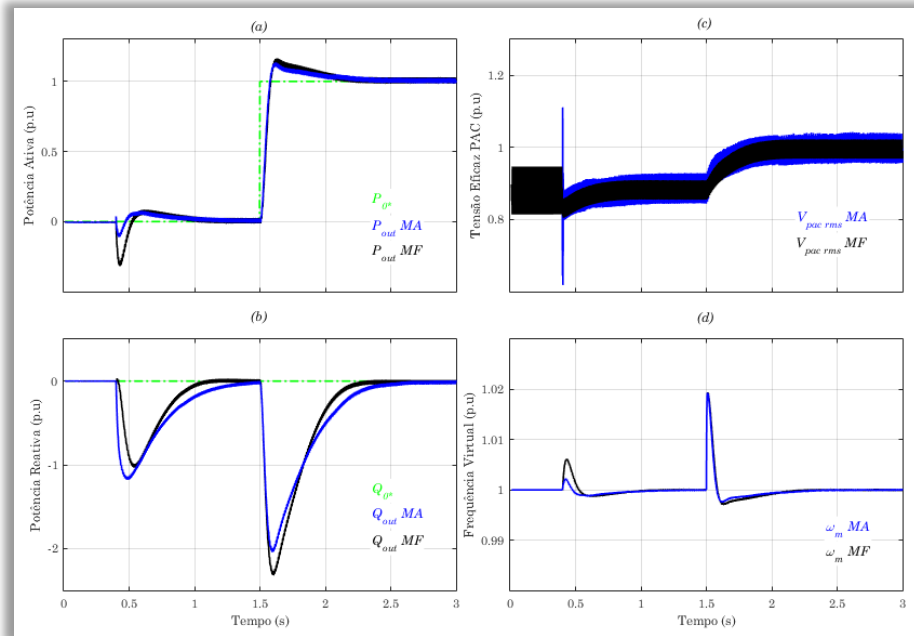


Fonte: Próprio autor

5.8 ANÁLISE DA OPERAÇÃO DO SISTEMA EM MALHA ABERTA

O esquema de controle implementado inclui a malha de tensão descrita na seção 3.4. Dita malha é a encarregada de garantir a sintetização da referência de tensão gerada pelo bloco VSG. Nesta seção é comparado o comportamento do sistema com e sem a inclusão desta malha operando conectado à rede distorcida. Para isto, a resposta do sistema durante a etapa de sincronização e a resposta ao degrau de referência de potência ativa são apresentados (Figura 80). Em $t = 0.4\text{ s}$ é sincronizado o sistema e o conversor passa de operar em vazio ou desconectado ao modo conectado à rede. Observa-se que para o caso sem a malha de tensão (malha aberta – MA) as oscilações em regime permanente são maiores do que para o caso operando incluindo esta malha (malha fechada – MF).

Figura 80 - Degrau positivo de potência ativa com rede distorcida ($P_0^* = 1$, $Q_0^* = 0$)
Potência ativa (a), potência reativa (b), Tensão eficaz PAC (c), Frequência (d)
operando em malha aberta (azul) e malha fechada (preto)

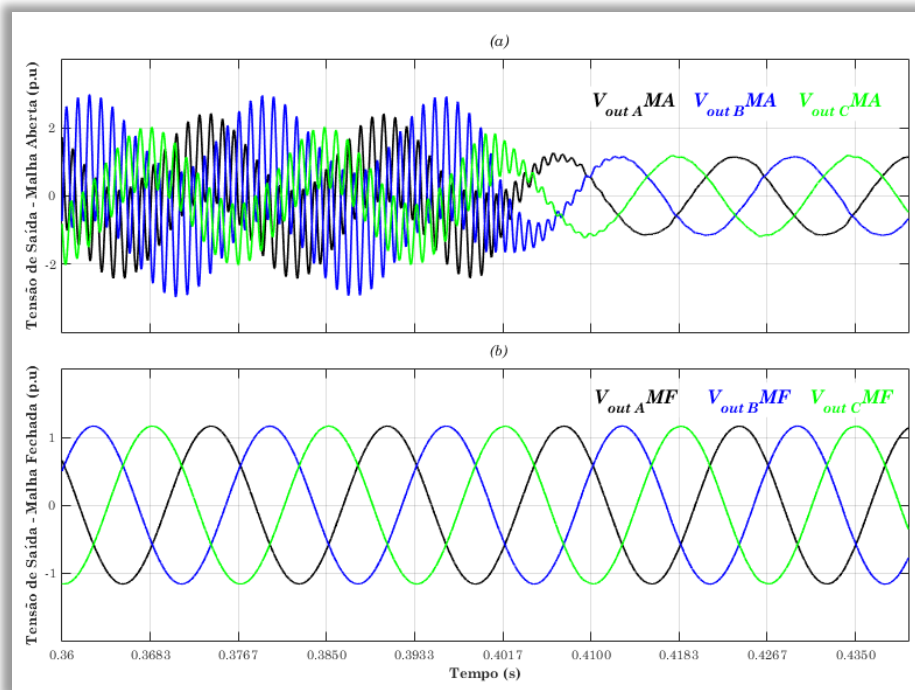


Fonte: Próprio autor

Na Figura 81 são apresentadas as formas de onda da tensão de saída do conversor durante a sincronização com a rede para os dois casos analisados. Observa-se que em malha aberta a forma de onda desta tensão é muito distorcida, enquanto em malha fechada a transição é imperceptível. Já

na Tabela 8 são apresentados os valores de THD das tensões do sistema obtidos para os dois casos depois do degrau de referência de potência ativa em $t = 1,5$ s. Nesta nota-se que a inclusão da malha de tensão ajuda na diminuição da distorção harmônica nas tensões de saída e do PAC.

Figura 81 – Formas de onda da tensão de saída durante a sincronização do conversor operando em malha aberta (a) e em malha fechada (b)



Fonte: Próprio autor

Tabela 8 – THD das tensões do sistema operando com e sem a malha de tensão

Variável	THD [%]	THD [%]
	Malha Fechada	Malha Aberta
V_{rede}	4,66	4,66
V_{out}	0,37	1,65
V_{pac}	1,68	2,56

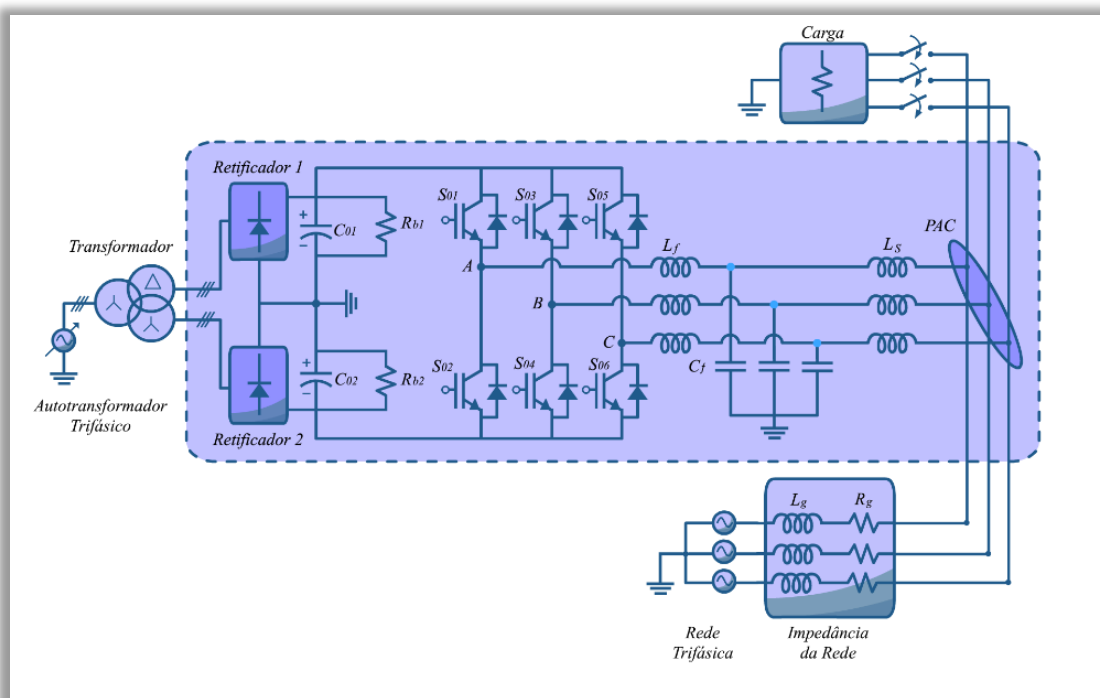
6 IMPLEMENTAÇÃO E CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO

Depois da obtenção dos resultados de simulação foi implementado um protótipo do inversor trifásico no laboratório. Neste capítulo é apresentado o detalhe da fase de implementação e construção mostrando os circuitos de potência, instrumentação e de controle analógicos e digitais necessários.

6.1 DEFINIÇÃO DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA

Na Figura 82 apresenta-se a estrutura de potência necessária para a implementação do sistema na bancada do laboratório. Nesta a fonte de tensão DC é obtida a partir de dois retificadores de entrada que empregam um transformador de 12 pulsos para sua alimentação. A tensão obtida alimenta o barramento CC e o conjunto de interruptores. Estes comandados pelo circuito de controle geram uma tensão alternada chaveada que passa pelo filtro de saída LCL e se conecta com o PAC.

Figura 82 - Estrutura de potência implementada no laboratório



Fonte: Próprio autor

6.1.1 CAPACITORES DO BARRAMENTO CC

Os capacitores de barramento CC devem manter uma tensão contínua de baixa ondulação. O projeto dos capacitores do barramento CC leva em consideração o cálculo para uma operação monofásica, de modo que abrange qualquer desequilíbrio na operação trifásica. Em (37) é encontrado o cálculo da capacitância mínima necessária para manter uma ondulação $\Delta V_{total} < 2\%$ no barramento CC para operação até $S_{out} = 10 \text{ kVA}$.

$$C_{total} = \frac{S_{out}}{3 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{grid} \cdot V_{total} \cdot \Delta V_{total}} = 1.105 \text{ mF} \quad (37)$$

Como o barramento CC utiliza ponto central e a capacitância é dividida entre dois bancos de capacitores, cada banco de capacitores deve possuir o dobro da capacitância calculada. Resultando em capacitâncias de $C_{b+} = C_{b-} = 2.21 \text{ mF}$. Com base na corrente, na capacitância dos elementos foi especificado um banco de capacitores para essa operação. Foi escolhido por disponibilidade no laboratório o capacitor da série B43875 do fabricante EPCOS, onde foram associados 3 desses capacitores em paralelo, cujas características são apresentadas na Tabela 9

Tabela 9 - Características dos capacitores do barramento CC

Parâmetro	Valor
Capacitância	2200 μF
Corrente Eficaz em 85°C	7 A
Tensão Máxima	450 V

6.1.2 INDUTORES DO FILTRO DE SAÍDA

Os indutores de filtragem limitam a passagem das componentes de frequência de comutação e suas harmônicas para a rede, formando um caminho de alta impedância. Esses indutores também permitem a conexão do conversor, que possui uma fonte de tensão como característica de saída, na rede, que é outra fonte de tensão. Por disponibilidade de componentes no

laboratório foram utilizados indutores com as características apresentadas na Tabela 10 conforme o valor definido na seção 4.1:

Tabela 10 - Características dos indutores do filtro de saída

Parâmetro	Valor
Indutância (L_f e L_s)	600 μH
Altura do núcleo (HT)	7,95 cm
Área da janela (W_a)	19,01 cm ²
Seção magnética (A_c)	11,37 cm ²
Produto de áreas do núcleo (A_p)	216,13 cm ⁴
Número inteiro de espiras (N)	56
Área de cobre (S_{Lr})	3,25 mm ²
Condutor utilizado	AWG 12
Corrente máxima ($i_{L_f_eficaz}$)	22,73 A

6.1.3 CAPACITORES DO FILTRO DE SAÍDA

Segundo o projeto apresentado na seção o capacitor do filtro de saída escolhido para a aplicação é o fabricado pela empresa EPCOS, código B32322B4506J010. As características do componente são apresentadas na Tabela 11.

Tabela 11 - Características dos capacitores do filtro de saída

Parâmetro	Valor
Capacitância	50 μF
Corrente Máxima	9,8 A
Tensão Máxima	400 V

6.1.4 MODULO DE SEMICONDUTORES

Três módulos de interruptores FF200R12KS4 do fabricante Infineon, que contém um circuito média-ponte de interruptores e diodos em anti-paralelo no mesmo encapsulamento foram empregados para completar o circuito de potência (Figura 83).

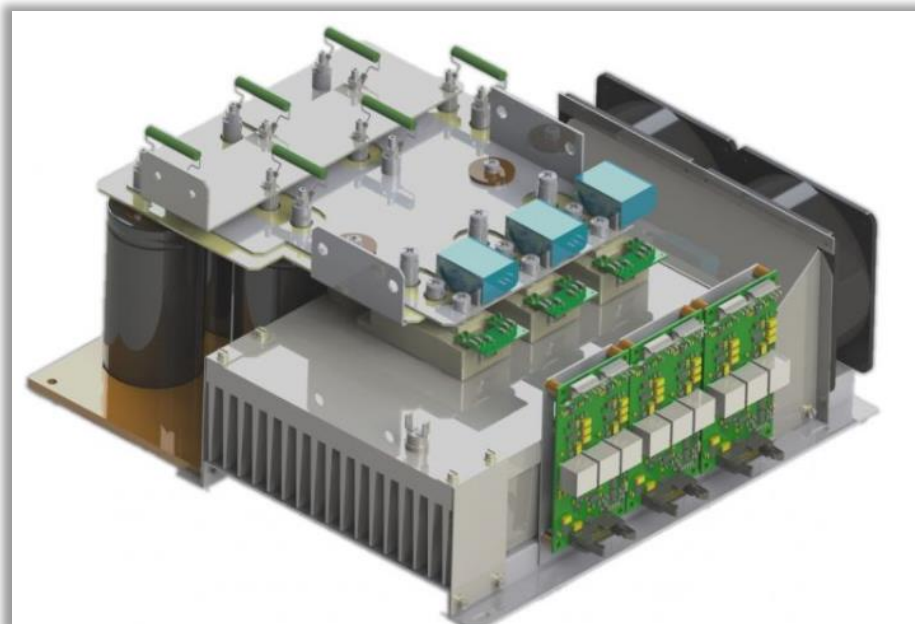
Figura 83 - Encapsulado Interruptores FF200R12KS4



Fonte: Infineon

Os capacitores do barramento CC, semicondutores, dissipador, ventiladores e drivers de acionamento são dispostos segundo a Figura 84. Este conjunto foi fabricado pela empresa *Supplier* com a referência SPCIM 2000-22-20.

Figura 84 - Conjunto Inversor SPCIM 2000-22-20



Fonte: Supplier

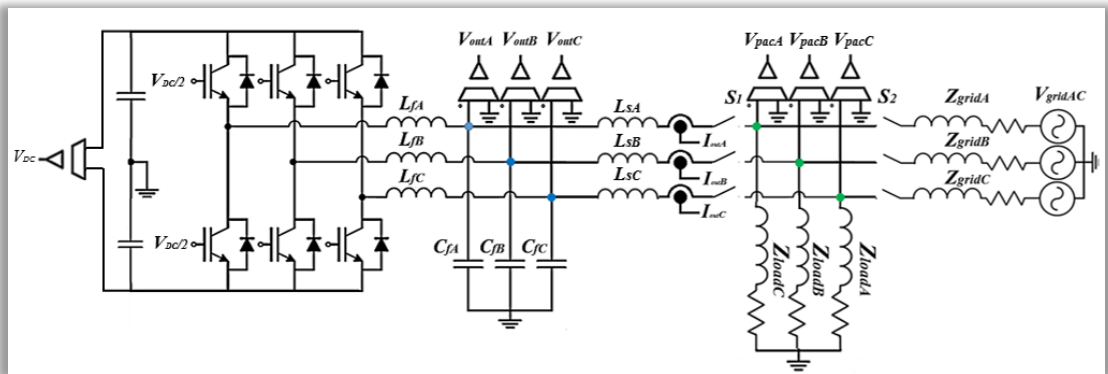
6.2 DEFINIÇÃO DA ESTRUTURA DE CONTROLE

Nesta seção é apresentada a definição da estrutura de controle a ser implementada no conversor trifásico estudado. São apresentados os circuitos de instrumentação, condicionamento de sinais, conversão D/A, controlador analógico de tensão, acionamento, proteção, drivers e fontes auxiliares.

6.2.1 INSTRUMENTAÇÃO

Na Figura 85 mostram-se as medições que foram necessárias para a implementação do controle que permite a conexão do conversor com a rede assim como sua operação em modo ilhado. Para o caso da tensão é preciso implementar sete sensores, três no ponto V_{out} , três no V_{pac} e um no barramento CC. Para o caso das correntes é feita a medição por fase na saída do conversor em série com o indutor L_s .

Figura 85 - Circuito de potência com instrumentação necessária

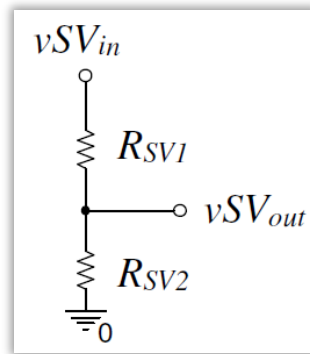


Fonte: Próprio autor

6.2.2 SENSORES DE TENSÃO

Para o monitoramento da tensões é utilizado um divisor resistivo (Figura 86), de forma que através de uma relação simples de resistências seja possível obter a atenuação desejada:

Figura 86 - Modelo de sensor de tensão não isolado empregando divisor resistivo



Fonte: Próprio autor

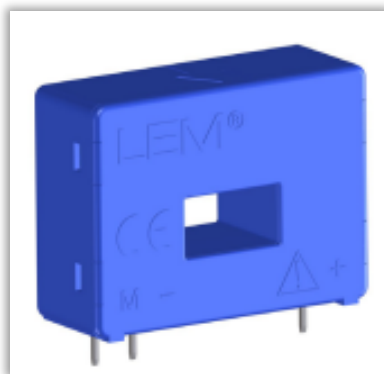
Os sensores de tensão possuem entradas conectadas na saída do conversor (medição de V_{out}), ao PAC (medição de V_{pac}) e ao barramento CC (medição de V_{total}) e saídas conectadas ao circuito de condicionamento de sinais no caso dos sensores de V_{out} e V_{pac} e conectadas ao circuito de proteção no caso de V_{total} . A partir da expressão (38) foram calculados os valores dos resistores.

$$H_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_{sv2}}{R_{sv1} + R_{sv2}} \quad (38)$$

6.2.3 **SENSORES DE CORRENTE**

Os sensores de corrente efetuam a leitura de i_{Lf} através de efeito Hall. São dispositivos do fabricante LEM, código LA 55-P/SP1 (Figura 87), com saída em corrente. Cada componente possui ganho de corrente do primário para o secundário de 1:2000 e sua leitura foi efetuada em tensão, através da inserção de um resistor de carga de 68Ω. O ganho geral da leitura é $H_i = 0,034$.

Figura 87 - Sensor de Corrente LA 55-P/SP1

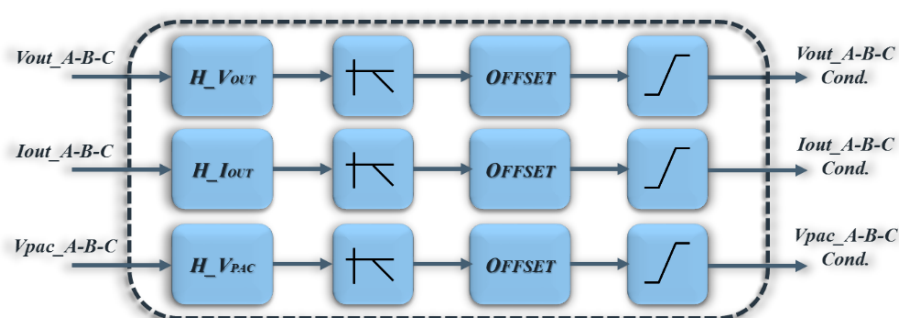


Fonte: LEM

6.2.4 CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Os sinais de tensão e corrente medidos devem ser adequados para ser entregues ao DSP. Isto acontece na placa de condicionamento de sinais, onde após o condicionamento de amplitude é adicionado um filtro antialiasing de primeira ordem, um *offset* de 1,5 V e um limitador para garantir valores positivos entre 0 e 3 V. Este condicionamento é feito para sinal por fase obtendo em total nove sinais condicionados como pode-se observar no esquema da Figura 88

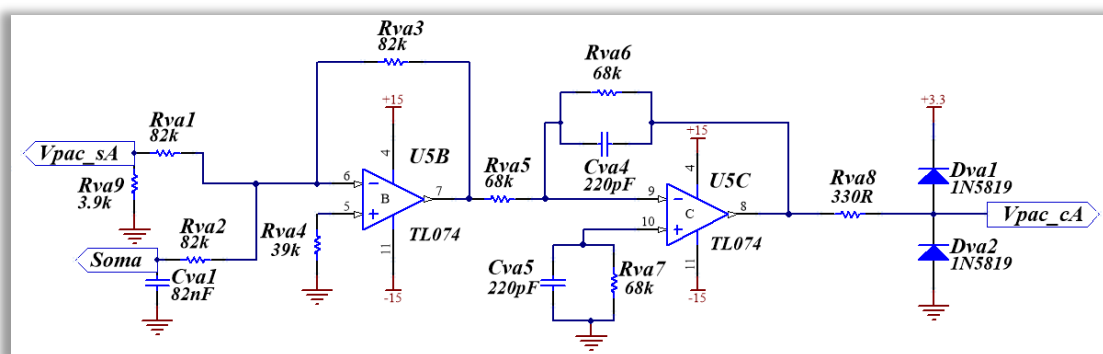
Figura 88 - Representação em blocos do circuito de condicionamento de sinais



Fonte: Próprio autor

O circuito analógico para a implementação do condicionamento de sinais feito é apresentado na Figura 89

Figura 89 - Circuito de condicionamento de sinais (Sinal de tensão V_{pac} - Fase A)



Fonte: Próprio autor

6.2.5 CONTROLADOR DIGITAL DE SINAIS

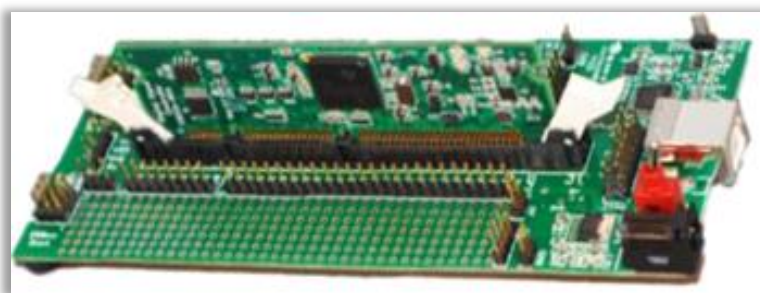
Com base nas medições fornecidas pelo circuito de condicionamento de sinais é implementada no controlador digital de sinais (*DSP*) a técnica de controle que gera o sinal de referência de tensão para o controlador analógico ($V_{out_digital}^*$). Os sinais de referência senoidais são disponibilizados em saídas

do DSP através de sinais do tipo PWM. Além disso, sinais auxiliares de erro e de comando do contactor de sincronismo são gerados como saídas do controlador.

O DSP utilizado foi o TMS320F28335 da Texas Instruments, diretamente do kit apresentado na Figura 90. Tal controlador foi escolhido por conta de sua boa reputação na implementação de trabalhos da área de Eletrônica de Potência, pois o dispositivo apresenta boa velocidade, memória, operações Multiply-Accumulate (MAC), diversas saídas PWM e conversores AD. Os principais parâmetros do dispositivo são apresentados a seguir

- Frequência de clock de até 150 MHz.
- CPU de 32 bits.
- Ponto flutuante.
- 256 k x 16 bits de memória FLASH.
- 34 k x 16 bits de memória SARAM.
- 12 saídas PWM com temporizadores de 16 bits.
- 6 módulos PWM (de 12) de alta resolução.
- 16 canais de conversores AD de 12 bits.

Figura 90 - Kit TMS320F28335 da Texas Instruments

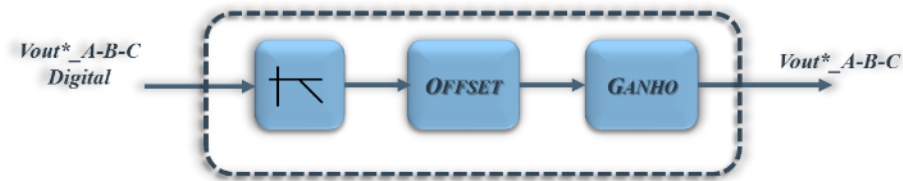


Fonte: Texas Instruments

6.2.6 CONVERSÃO D/A

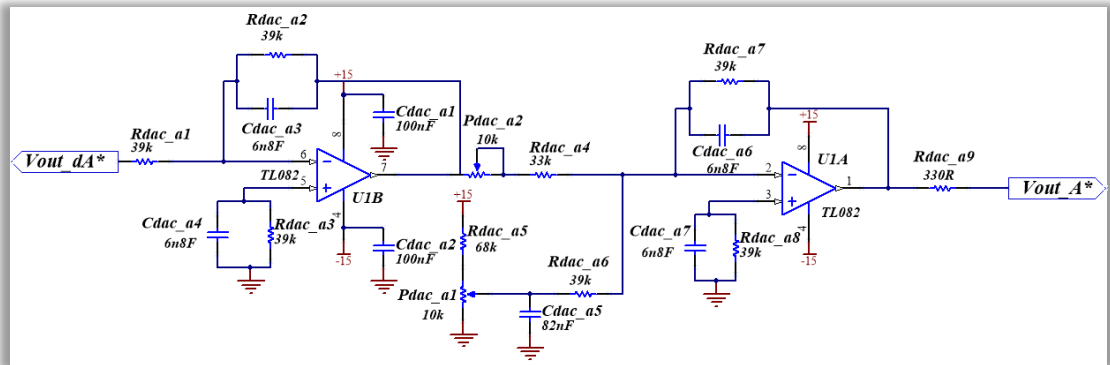
Antes de passar as referências de tensão ao controlador analógico os sinais de alta frequência gerados no DSP ($V_{out_digital*}$) devem ser filtrados na placa de conversão D/A. Nesta placa, além do filtro de primeira ordem com frequência de corte uma década acima da frequência da rede, é subtraído o *offset* de 1,5 V adicionado na placa de condicionamento, e ajustado o ganho conforme a Figura 91. O circuito implementado apresenta-se na Figura 92.

Figura 91 - Representação em Blocos do Circuito de Conversão D/A



Fonte: Próprio autor

Figura 92 - Circuito analógico da conversão D/A

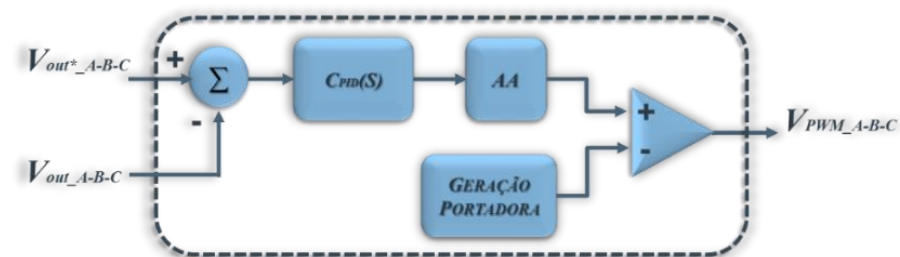


Fonte: Próprio autor

6.2.7 CONTROLADOR DE TENSÃO

O diagrama de blocos que representa a malha de controle de tensão CA é mostrado na Figura 93. Nesta, além do controle da tensão dos capacitores do filtro de saída do conversor é gerada a portadora triangular que é comparada com a ação de controle para obter os sinais V_{pwm} .

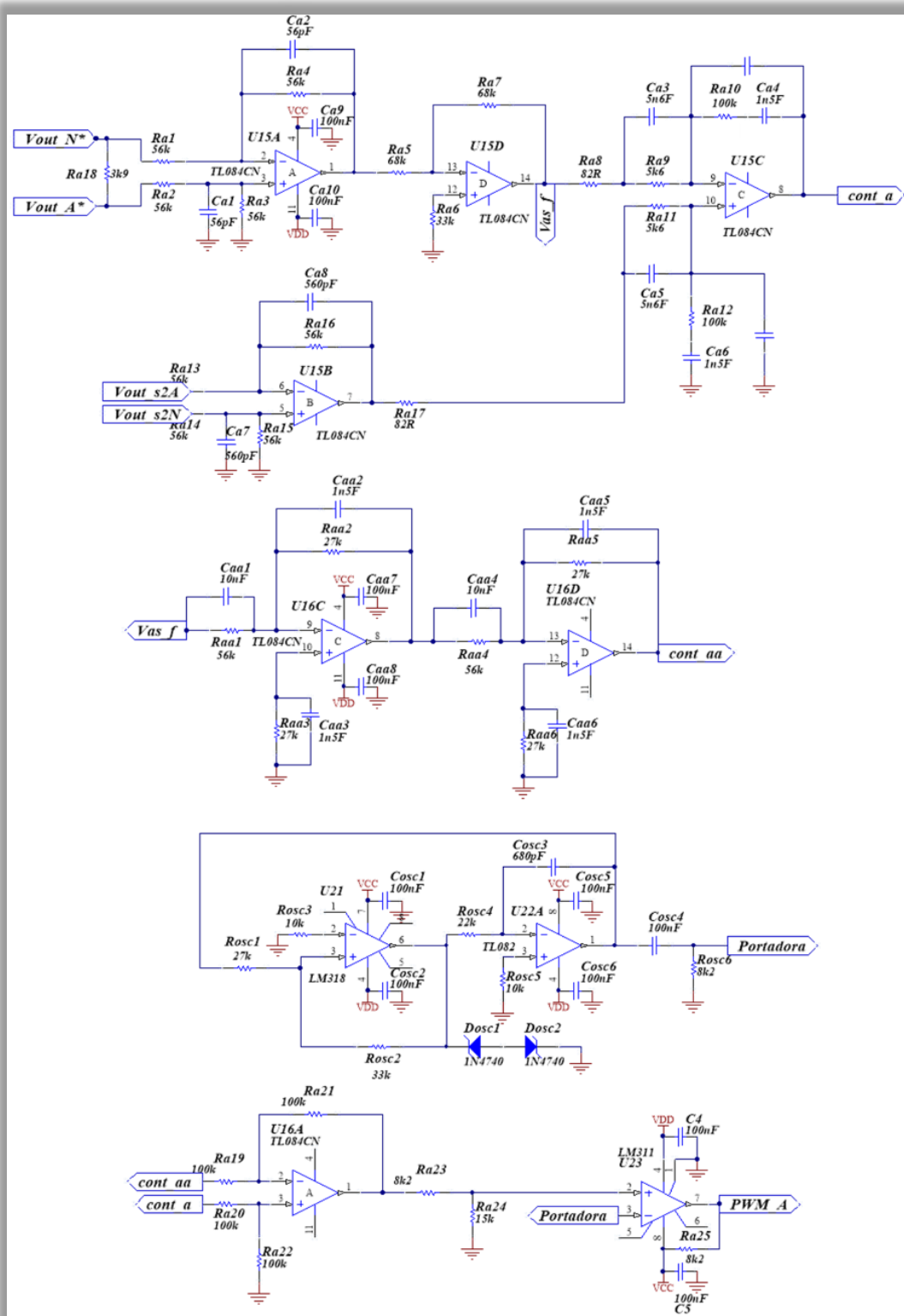
Figura 93 - Representação em blocos do circuito do controlador de tensão analógico e do modulador PWM



Fonte: Próprio autor

Na Figura 94 mostra-se a implementação circuitual do controlador de tensão e do modulador PWM empregando amplificadores operacionais e componentes resistivos e capacitivos. Destaca-se que o sinal de onda portadora é do tipo triangular de frequência de 20 kHz.

Figura 94 - Circuito do controlador de tensão analógico e do modulador PWM

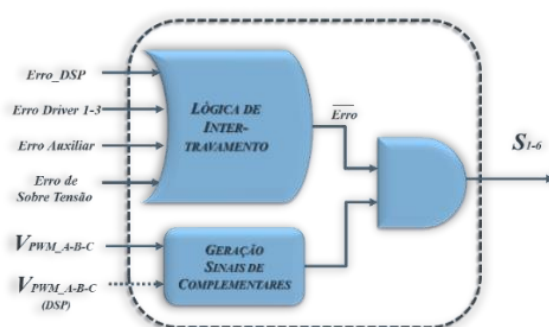


Fonte: Próprio autor

6.2.8 ACIONAMENTO E PROTEÇÃO

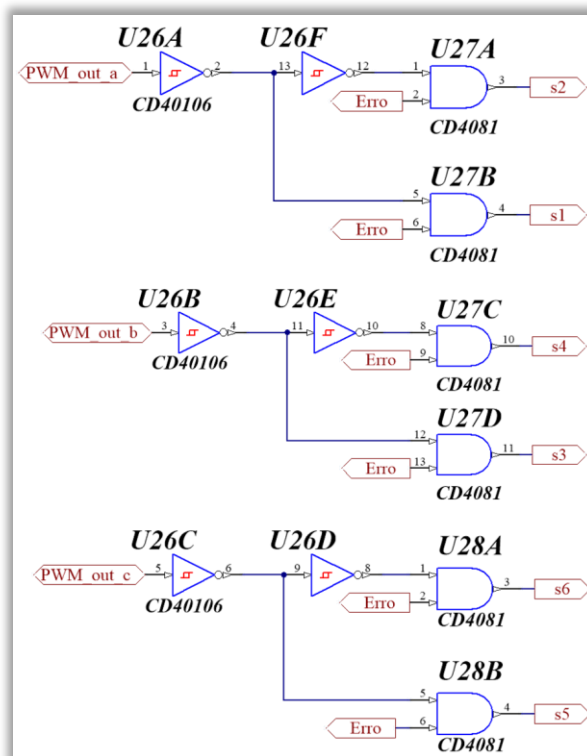
Uma placa de acionamento e proteção recebe os sinais de comando (V_{pwm}). Nesta é feita a geração dos sinais complementares para alimentar os circuitos de *drivers* do módulo inversor e é implementado um circuito lógico de intertravamento para proteção. Dito circuito recebe sinais de erro do DSP ou dos drivers e, a partir da lógica apresentada na Figura 95, zera a saída da placa em caso de erro protegendo assim o módulo de potência. O circuito implementado apresenta-se na Figura 96.

Figura 95 - Representação em blocos do circuito de acionamento e proteção



Fonte: Próprio autor

Figura 96 - Lógica do Circuito de Acionamento e Proteção



Fonte: Próprio autor

6.2.9 DRIVERS

Os drivers utilizados para o acionamentos das chaves semicondutoras são drivers modelo DRM100D80A do fabricante Supplier. Estes drivers são partes integrantes do módulo inversor trifásico comercializado pela Supplier, embora também possam ser comprados de forma isolada.

Estes drivers garantem o isolamento entre os sinais de comando e a parte de potência a ser controlada. Além de garantia a isolação entre os circuitos de comando e potência, estes drivers possuem sistemas de proteção para as chaves de modo a prevenir curtos-circuitos de braço, proteção contra sobre-corrente. Quando ativadas, estas proteções desabilitam o chaveamento dos interruptores. Sempre que o chaveamento dos interruptores é desativado por alguma das proteções do driver, um sinal de desarme (ativo em nível lógico baixo) é disponibilizado no barramento de interface do driver.

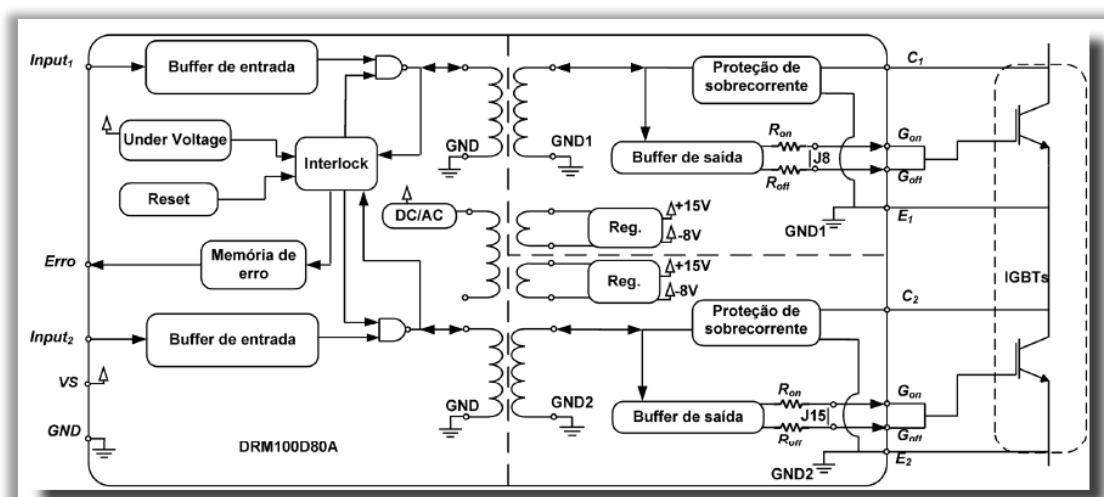
A Figura 97 mostra uma foto do driver utilizado e a Figura 98 identifica o circuito do sistema onde pode-se observar que a função da isolação é feita empregando transformadores de pulso.

Figura 97 - Driver DRM100D80A



Fonte: Supplier

Figura 98 - Circuito do Driver DRM100D80A



Fonte: Supplier

6.2.10 FONTES AUXILIARES

As diferentes placas que compõem o circuito de controle precisam de alimentação externa, pois estas não contam com fonte interna. Para suprir esta necessidade foram empregadas duas fontes com entrada alternada de 220 V e múltiplas saídas em tensões de +15, -15 e +5V. Ditas fontes operam retificando o sinal de entrada utilizando transformadores com tap central e diodos de baixa frequência.

6.3 IMPLEMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO

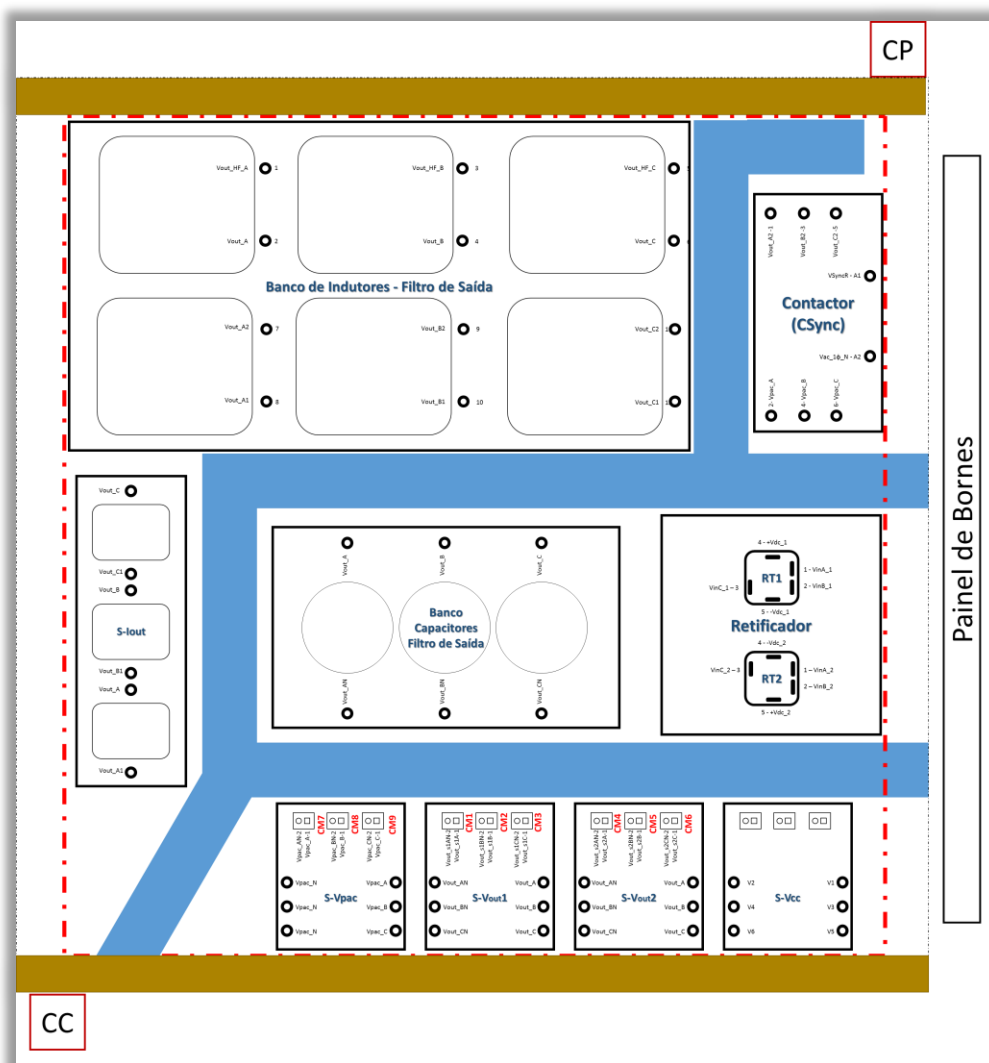
Com base na estrutura de potência e de controle projetada foi implementada a bancada para testes do conversor CC-CA para aplicações conectado à rede ou em modo ilhado. Para sua montagem foi definida a disposição física detalhada de cada componente, obtido o modelo 3D do equipamento e por fim executadas tarefas de cabeamento. Nesta seção são apresentados esquemas feitos para este processo e o resultado final do protótipo implementado no laboratório.

6.3.1 DISPOSIÇÃO FÍSICA

Tentando otimizar o espaço disponível na bancada do laboratório foi planejada a montagem do conversor em um arranjo de três andares. Neste foram alocados os diferentes componentes da estrutura de potência, como o

6.3.2 *INFERIOR*

Figura 99 - Disposição inferior de componentes do protótipo



100

6.3.3 CENTRO

Na parte central do equipamento foi alocado o módulo de semicondutores que inclui além dos IGBT's, os capacitores do barramento CC, circuitos de drivers, ventiladores e o dissipador. Na Figura 100 apresenta-se a disposição desta seção.

Figura 100 - Disposição central de componentes do protótipo

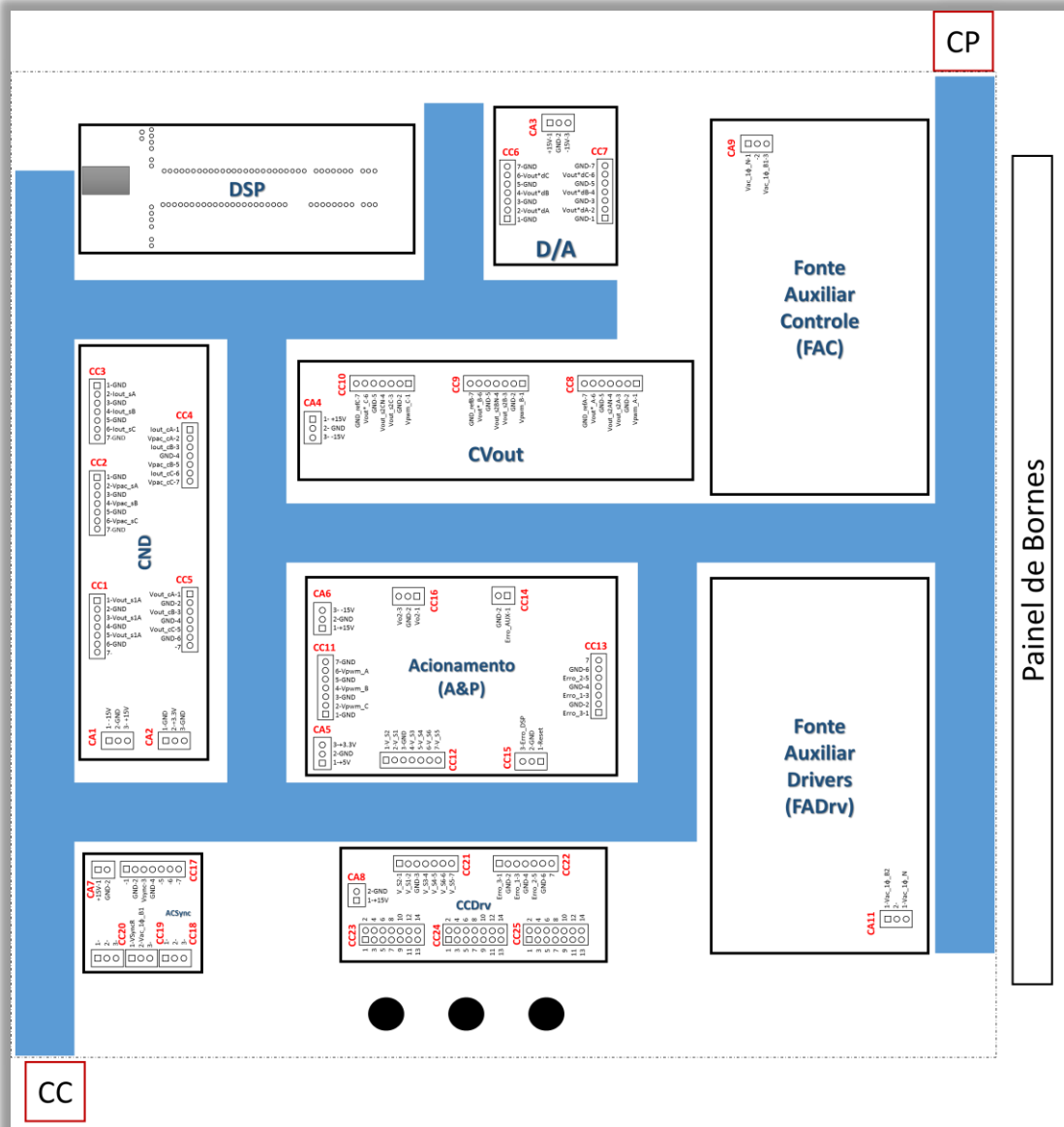


Fonte: Próprio autor

6.3.4 SUPERIOR

Na parte superior do equipamento foram distribuídas as placas que compõem o circuito de controle incluindo condicionamento de sinais, o DSP, conversão D/A, controlador de tensão, acionamento, fontes auxiliares, interface com os drivers e comando do contactor. Na Figura 101 mostra-se a disposição desta seção.

Figura 101 - Disposição superior de componentes do protótipo

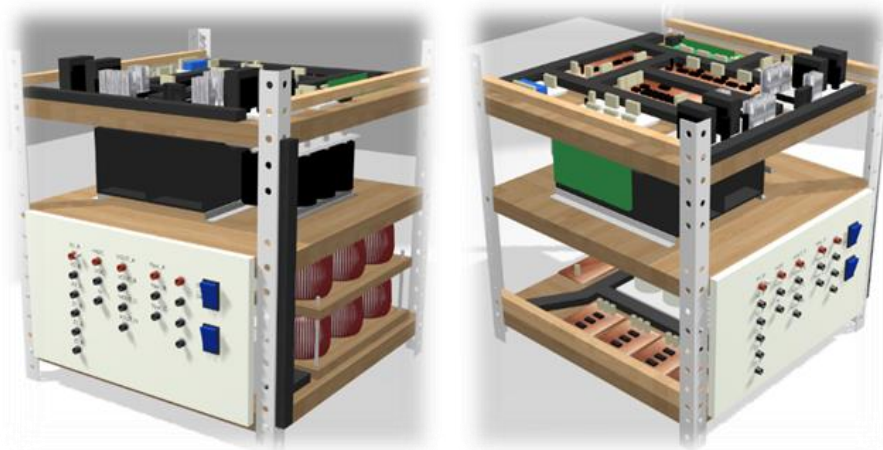


Fonte: Próprio autor

6.4 MODELO 3D

Com ajuda do software *Blender3D* foi obtido um modelo 3D do protótipo (Figura 102). Observa-se que foi adicionado um painel de bornes. Este permite as conexões de potência de alimentação, cargas ou medições do lado CC ou CA. Além disso, dois interruptores manuais ficam no painel para alimentação dos ventiladores e das fontes auxiliares.

Figura 102 - Modelo 3D do protótipo

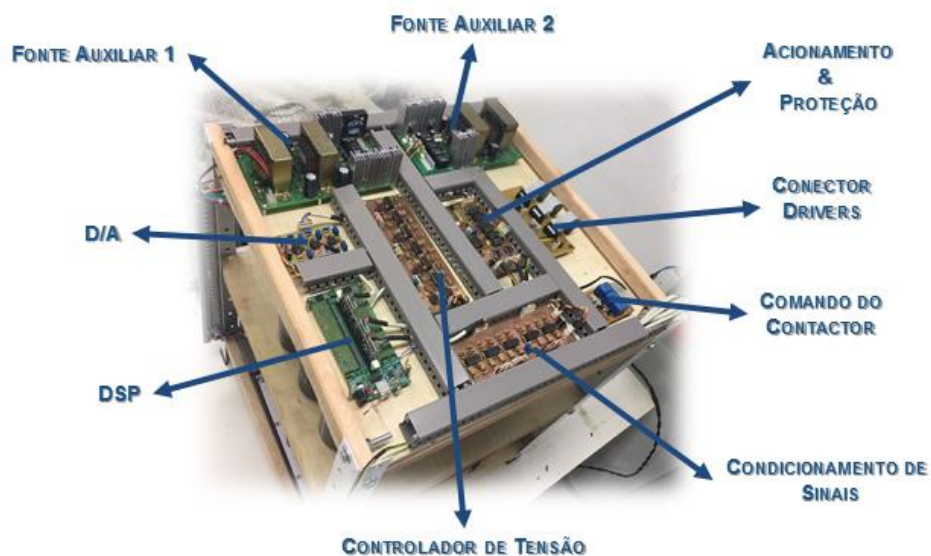


Fonte: Próprio autor

6.5 PROTÓTIPO FINAL

A vista superior com o detalhe do circuito de controle implementado pode-se observar na Figura 103.

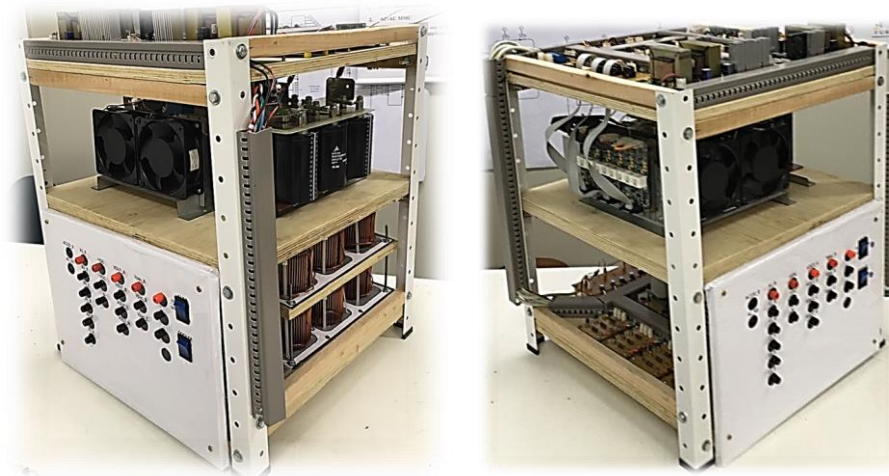
Figura 103 - Circuito de controle do protótipo implementado



Fonte: Próprio autor

Por fim vistas laterais do protótipo construído no laboratório apresentam-se na Figura 104

Figura 104 - Protótipo do conversor CC-CA implementado no laboratório

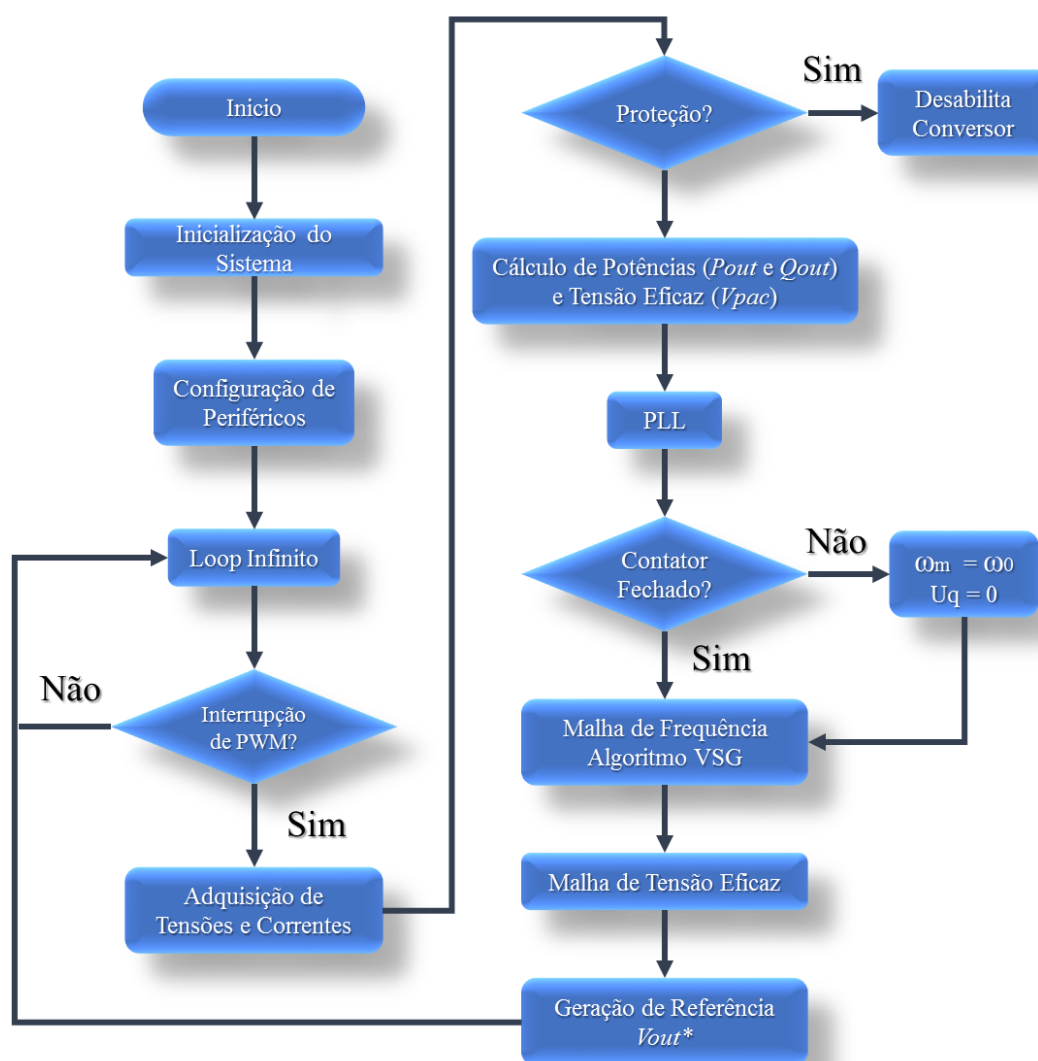


Fonte: Próprio autor

7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A seguir serão apresentados os resultados experimentais obtidos na etapa de testes do protótipo construído. Inicialmente mostra-se na Figura 105 o fluxograma do programa implementado no controlador digital de sinais. As funções mais importantes apresentadas neste esquema são detalhadas em linguagem C no Apêndice A. Sincronização, resposta ao degrau de referência de potência ativa e reativa, de carga e transição de modo de operação serão analisados nesta seção.

Figura 105- Fluxograma do programa a implementado no DSP



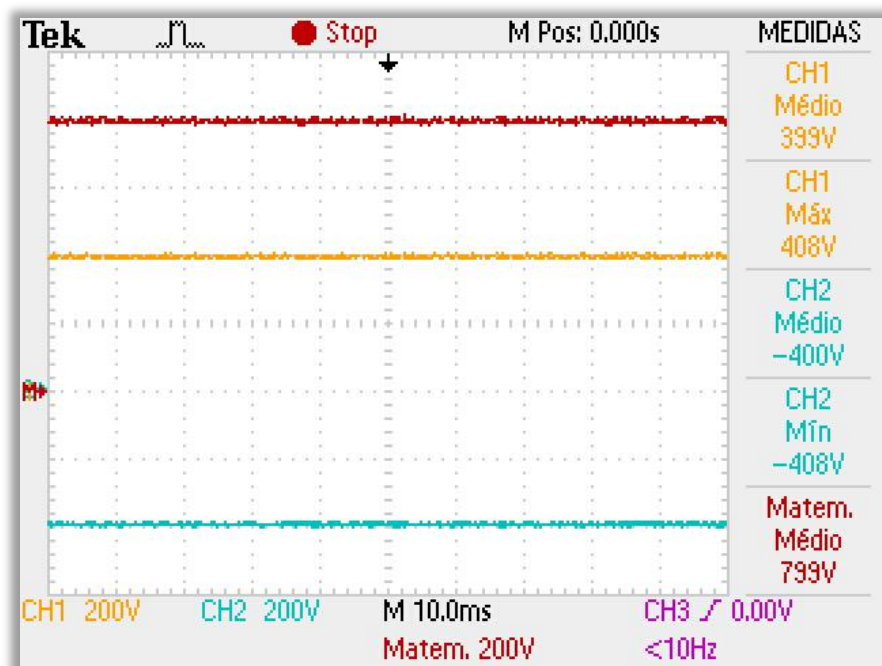
Fonte: Próprio autor

7.1 SINCRONIZAÇÃO

Para garantir uma conexão segura do conversor com o PAC foi implementado em cada teste realizado uma etapa inicial de sincronização onde o sinal gerado de tensão V_{out} consegue ficar em fase com a tensão V_{pac} e ter uma amplitude semelhante. Uma vez garantido isto, é fechado o contactor que conecta o conversor com o PAC.

A seguir serão apresentadas as condições iniciais do sistema medidas, tais como tensão da rede, do PAC e tensão do lado CC. O barramento CC é controlado de maneira manual regulando a tensão de entrada no autotransformador (ver Figura 82) até garantir uma tensão de 400V entre o ponto neutro e os pontos positivo e negativo, ou seja deixando 800V entre positivo e negativo como pode-se observar na Figura 106.

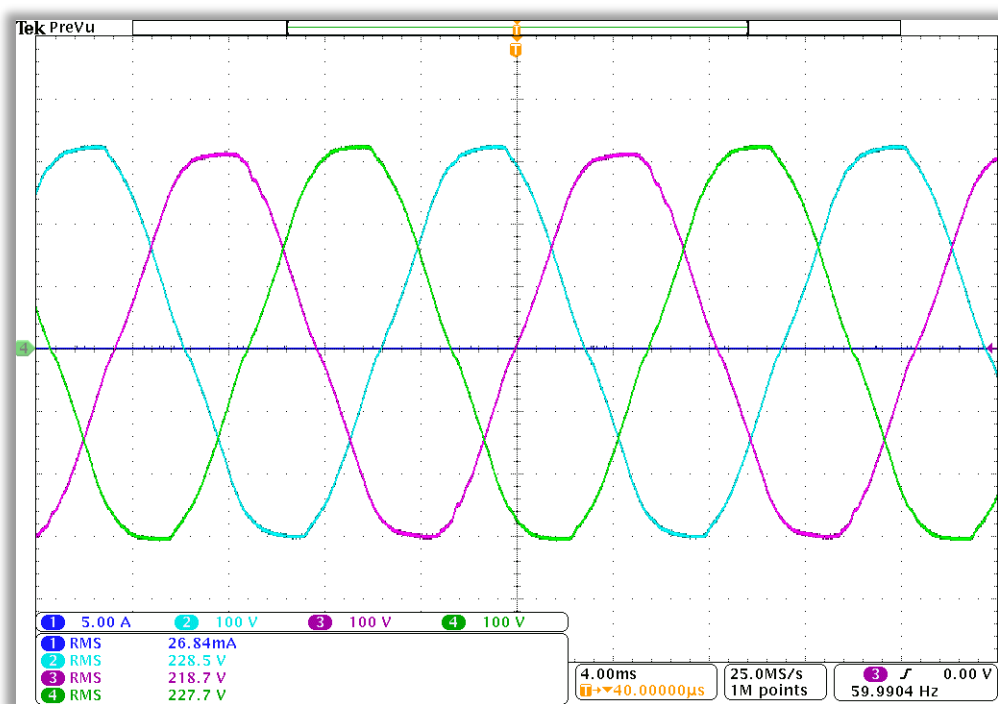
Figura 106 - Tensões do Barramento CC



Fonte: Próprio autor

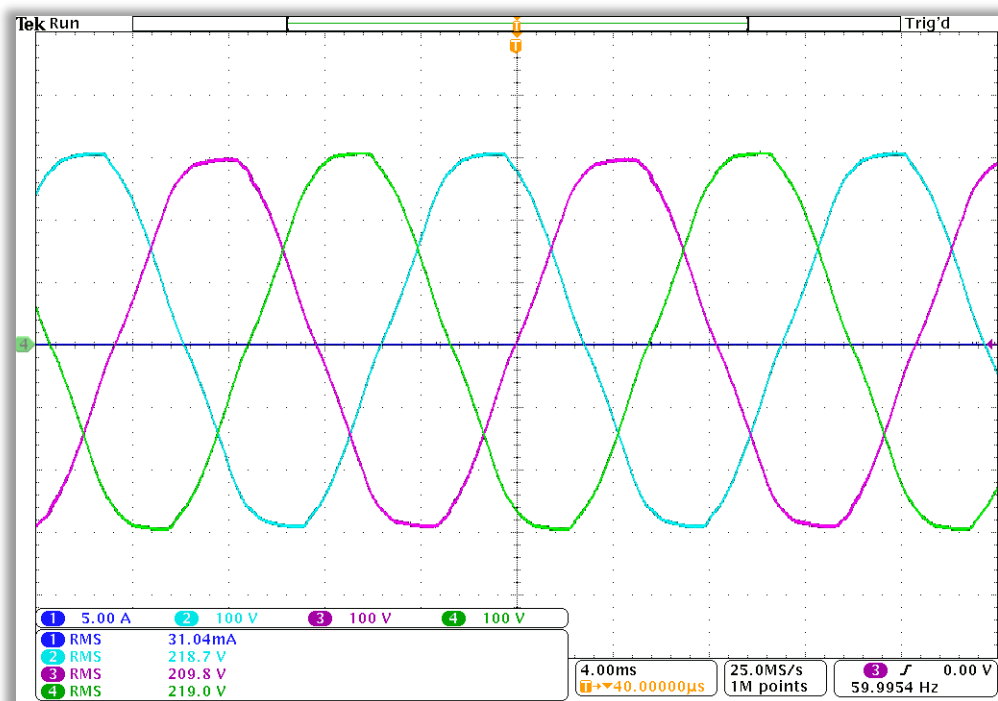
As formas de onda da tensão da rede disponível no laboratório são apresentadas na Figura 107 enquanto a tensão do PAC com duas cargas trifásicas resistivas de $122\ \Omega$ conectadas em paralelo mostram-se na Figura 108. Nota-se que por causa da impedância de conexão adicionada ($3,8\ \Omega$) se apresenta uma queda de tensão entre a rede e o PAC afetando o valor eficaz da tensão neste ponto.

Figura 107 – Formas de onda da tensão trifásica da rede



Fonte: Próprio autor

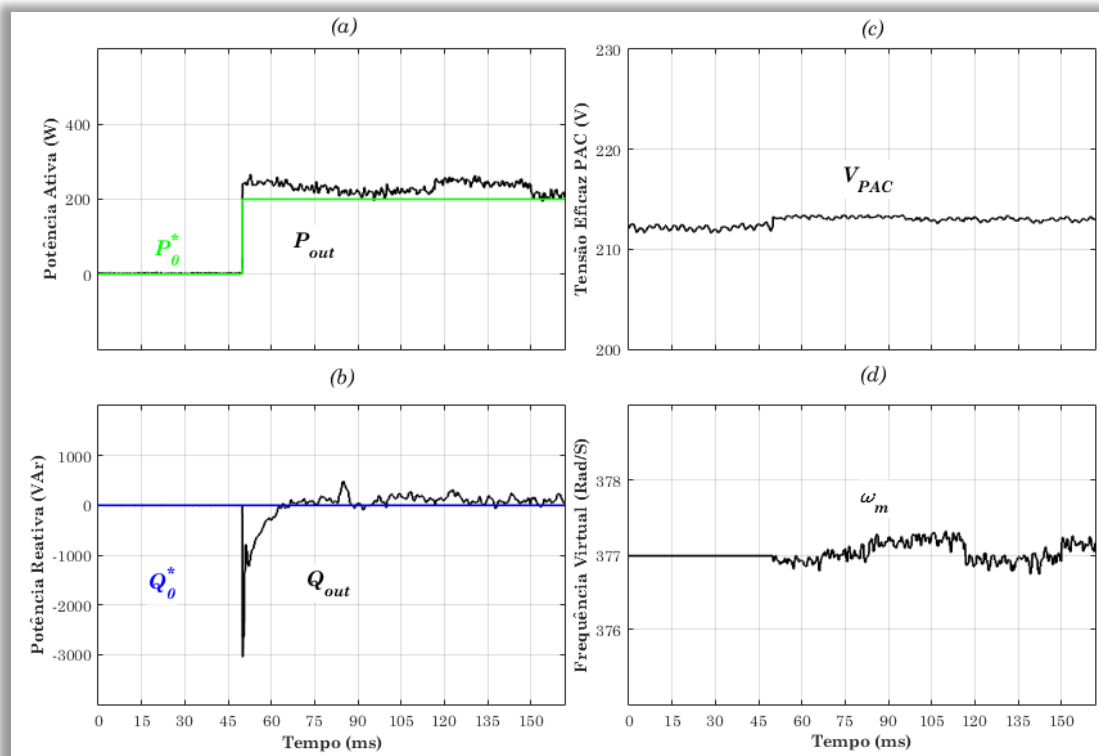
Figura 108 – Formas de onda da tensão trifásica do PAC com o conversor desconectado



Fonte: Próprio autor

Uma vez conferidas as condições iniciais e o estado de sincronismo das tensões foi fechado contactor conectando assim o conversor à rede. Neste ponto inicial o set point de potência ativa P_o^* foi estabelecida num valor de 200 W enquanto a de potência reativa Q_o^* foi deixada em zero. Na Figura 109 apresentam-se os resultados da potência trifásica ativa e reativa na saída do conversor, da tensão eficaz do PAC e da frequência virtual ω_m . Estes valores foram obtidos diretamente do DSP empregando as ferramentas disponíveis no debugger do software Code Composer Studio.

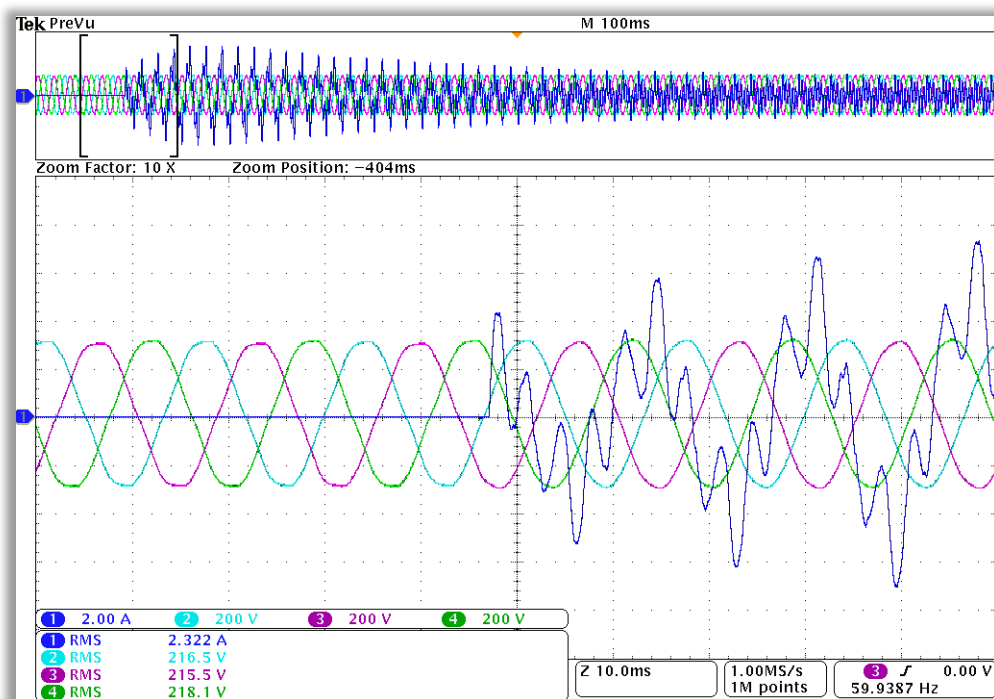
Figura 109 - Sincronização - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (a) da Potência Reativa (b) da Tensão Eficaz do PAC (c) e da Frequência Virtual (d)



Fonte: Próprio autor

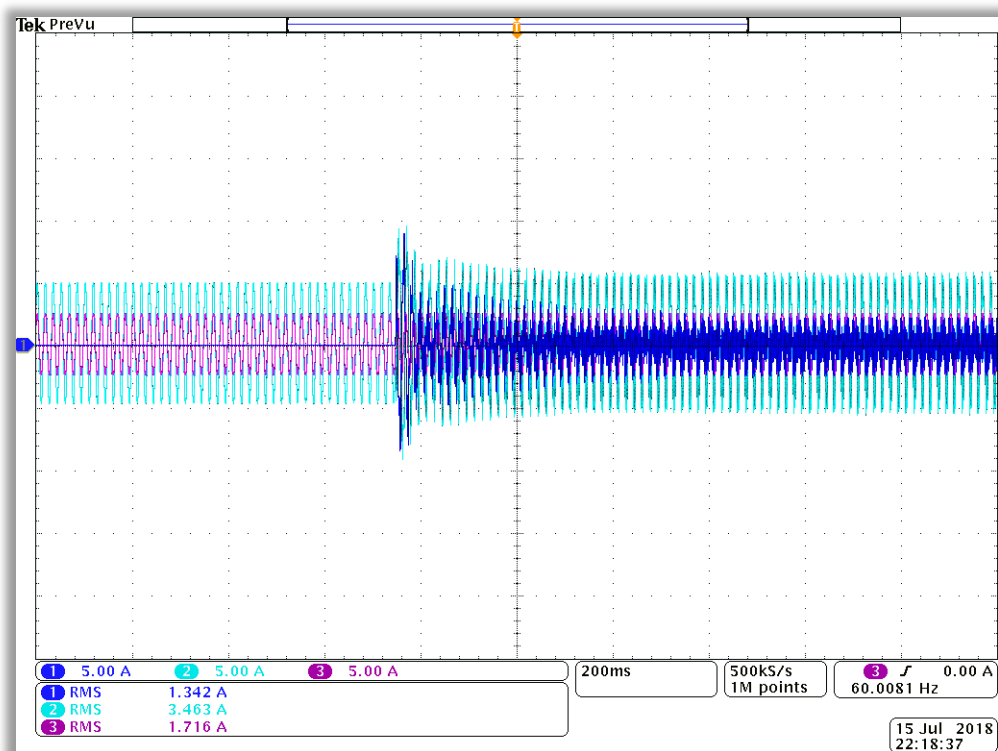
Resultados obtidos empregando o osciloscópio Tektronix MDO 4054B-3 do evento de sincronização da tensão do PAC (Figura 110) e das correntes do conversor, da rede e de uma das cargas pela fase A (Figura 111) são apresentadas. Além, formas de onda em regime permanente destes resultados podem-se observar na Figura 112 e na Figura 113.

Figura 110 – Sincronização – Formas de onda experimentais da tensão do PAC na Fase A (Magenta), Fase B (Ciano), Fase C (Verde) e da corrente de saída pela Fase A (Azul)



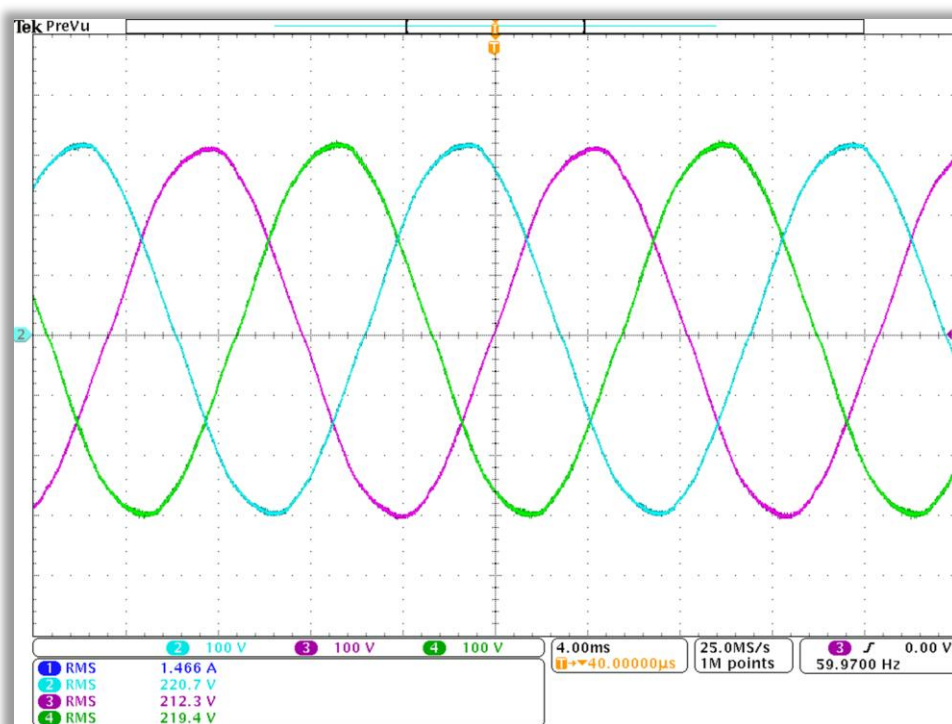
Fonte: Próprio autor

Figura 111 - Sincronização – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A



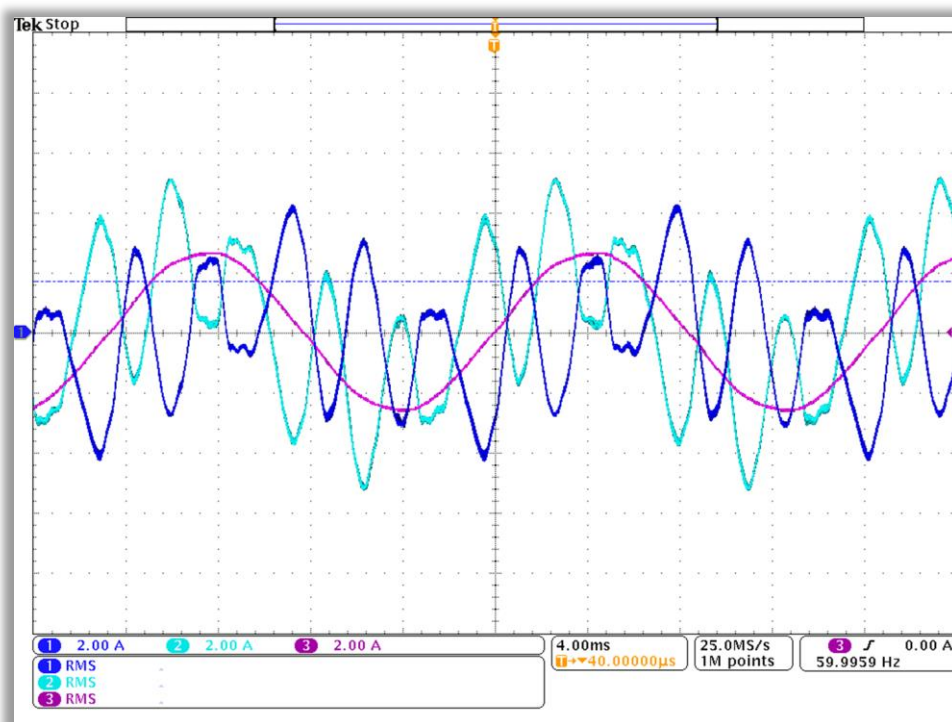
Fonte: Próprio autor

Figura 112 - Formas de onda experimentais da tensão trifásica do PAC em regime permanente após o evento de sincronização



Fonte: Próprio autor

Figura 113 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de sincronização

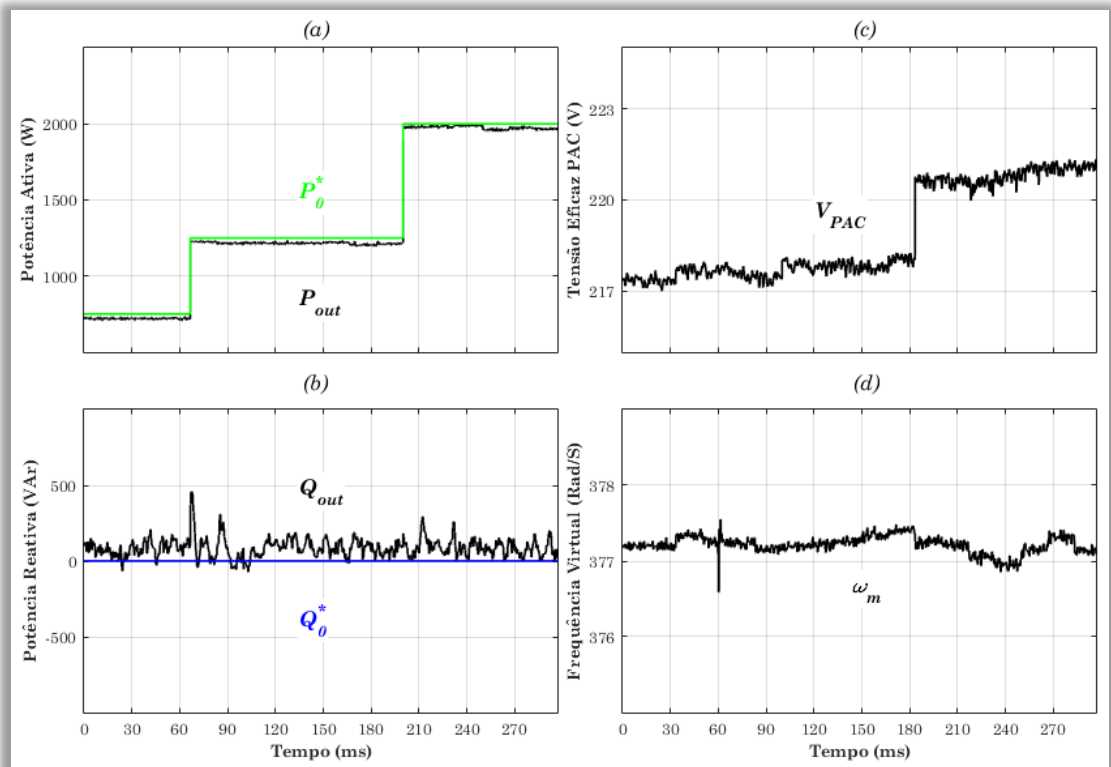


Fonte: Próprio autor

7.2 DEGRAU DE REFERÊNCIA

Depois da sincronização variações dos set points (P_o^* e Q_o^*) foram aplicados ao sistema. Inicialmente P_o^* foi aumentado até o valor de 2 kW seguindo a sequência apresentada na Figura 114. Observa-se como a resposta do sistema consegue rastrear com sucesso o set point de potência ativa. Além disso, detalha-se que a potência reativa apesar de ter oscilações permanece ao redor de Q_o^* . Destaca-se que, conforme a injeção de potência ativa por parte do conversor varia a tensão do PAC também varia ficando neste caso, mais próxima do valor nominal da rede.

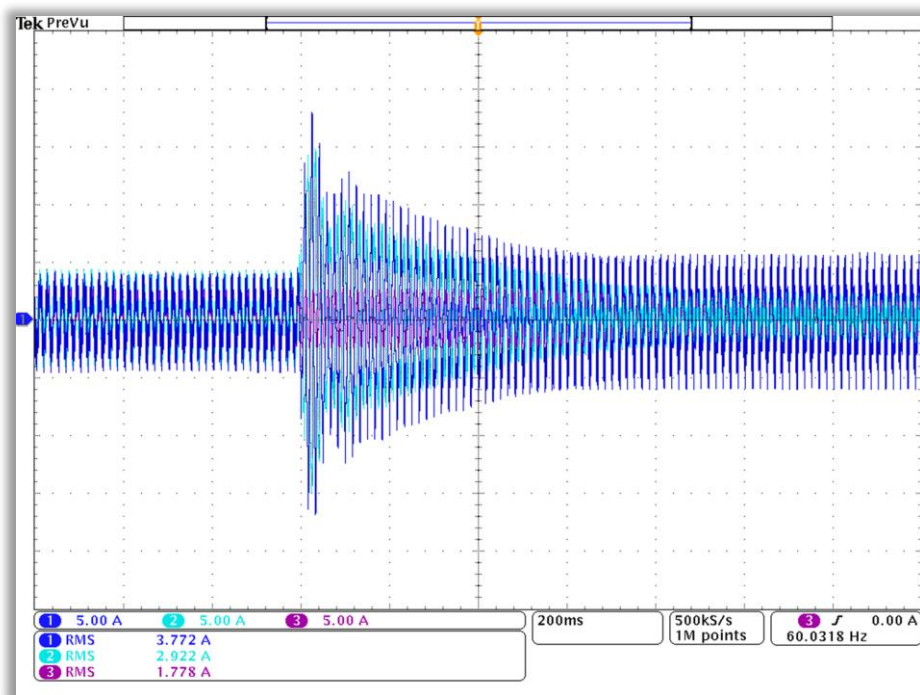
Figura 114 – Degrau positivo de potência ativa - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (a) da Potência Reativa (b) da Tensão Eficaz do PAC (c) e da Frequência Virtual (d)



Fonte: Próprio autor

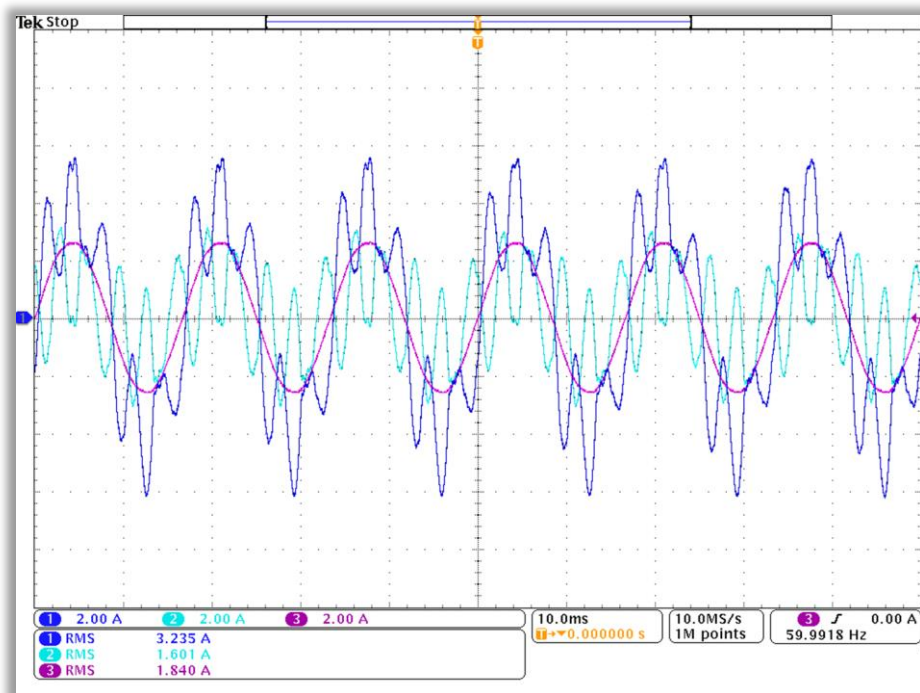
Detalhe do estado transitório das correntes circulando pelo PAC em resposta ao degrau positivo de referência de potência ativa são apresentados na Figura 115. Valores em regime destas correntes e da tensão instantânea do PAC mostram-se na Figura 116 e na Figura 117.

Figura 115 - Degrau positivo de potência ativa – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A



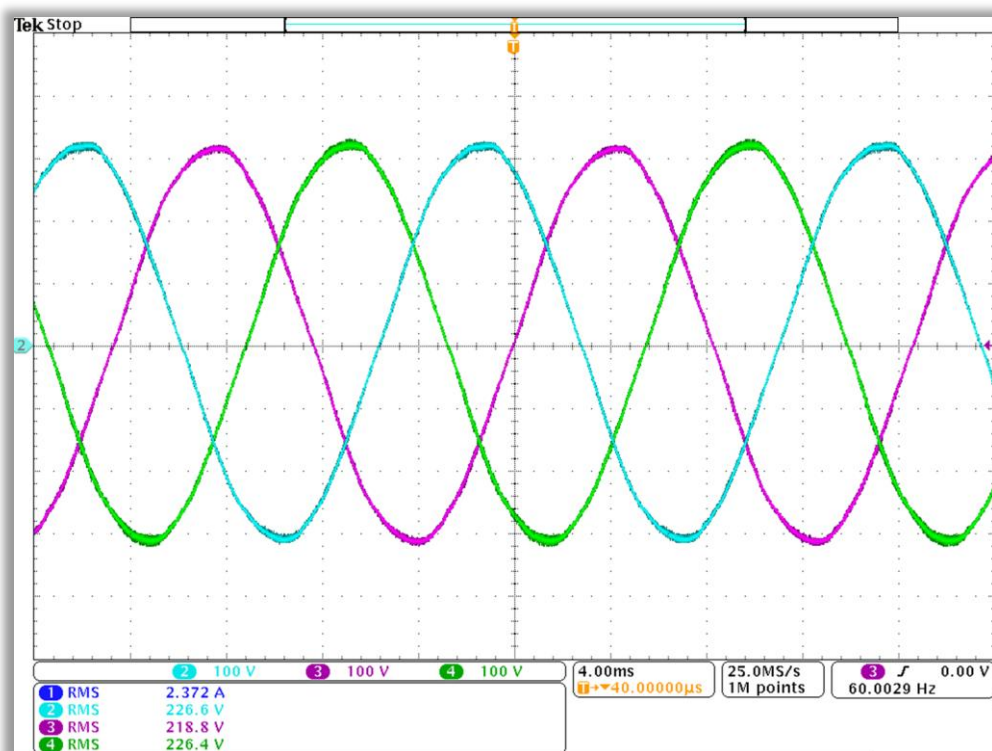
Fonte: Próprio autor

Figura 116 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de degrau positivo de referência de potência ativa



Fonte: Próprio autor

Figura 117 - Formas de onda experimentais da tensão trifásica do PAC em regime permanente após o evento de degrau positivo de referência de potência ativa

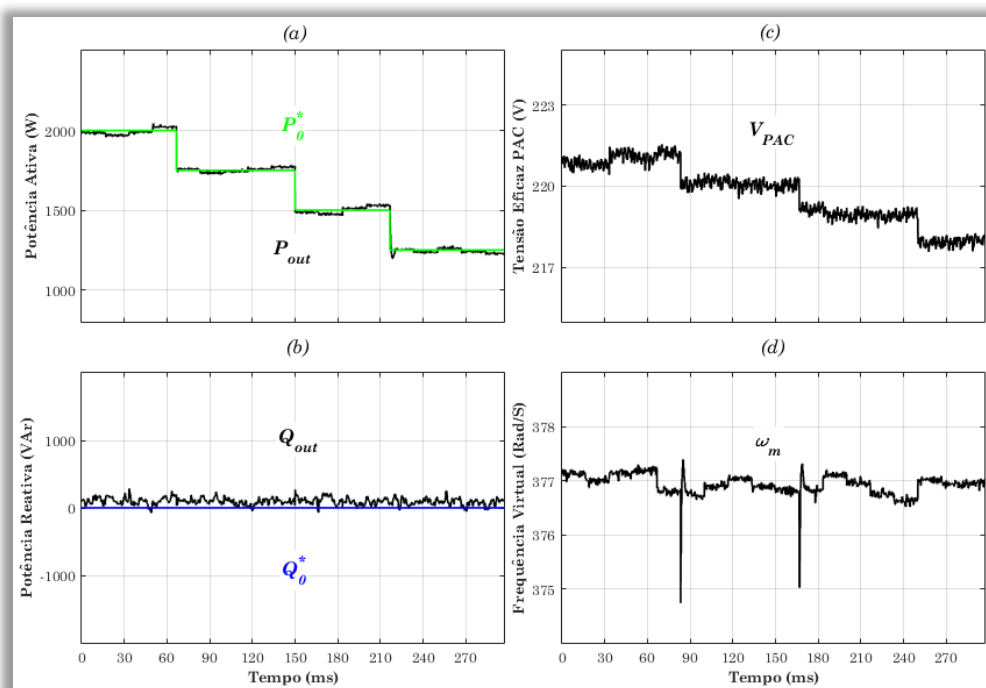


Fonte: Próprio autor

O teste seguinte considera variações do set point P_o^* de 2 kW até 1.25 kW. Isto feito com o objetivo de analisar a resposta ao degrau negativo desta referência. Nota-se na Figura 118 que o rastreamento de P_o^* continua assim como a relação direta entre a injeção de potência do conversor e a tensão do PAC que neste caso diminui seu valor eficaz.

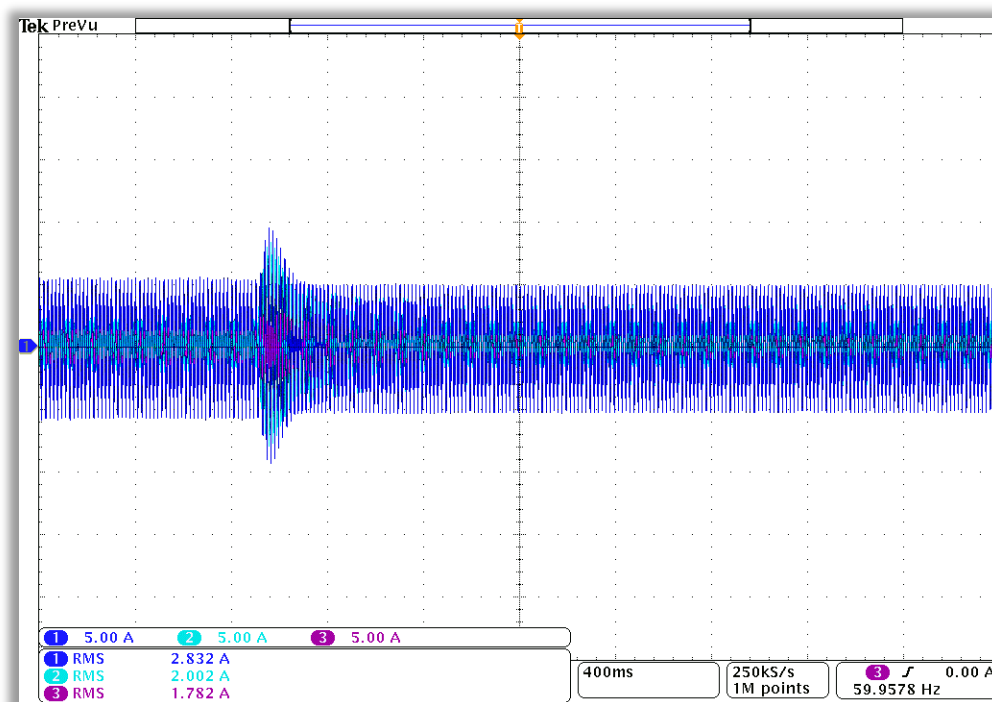
Já na Figura 119 são apresentadas as formas de onda da resposta transitória das correntes ao redor do PAC pela fase A. Detalhe do valor instantâneo em regime permanente é apresentado na Figura 120. Aclara-se que as ponteiros de medição das correntes de saída do conversor e da rede foram dispostas em sentido entrando ao PAC, enquanto a ponteira da corrente pela carga foi instalada em sentido contrário, ou seja saindo do PAC.

Figura 118 - Degrau negativo de potência ativa - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (a) da Potência Reativa (b) da Tensão Eficaz do PAC (c) e da Frequência Virtual (d)



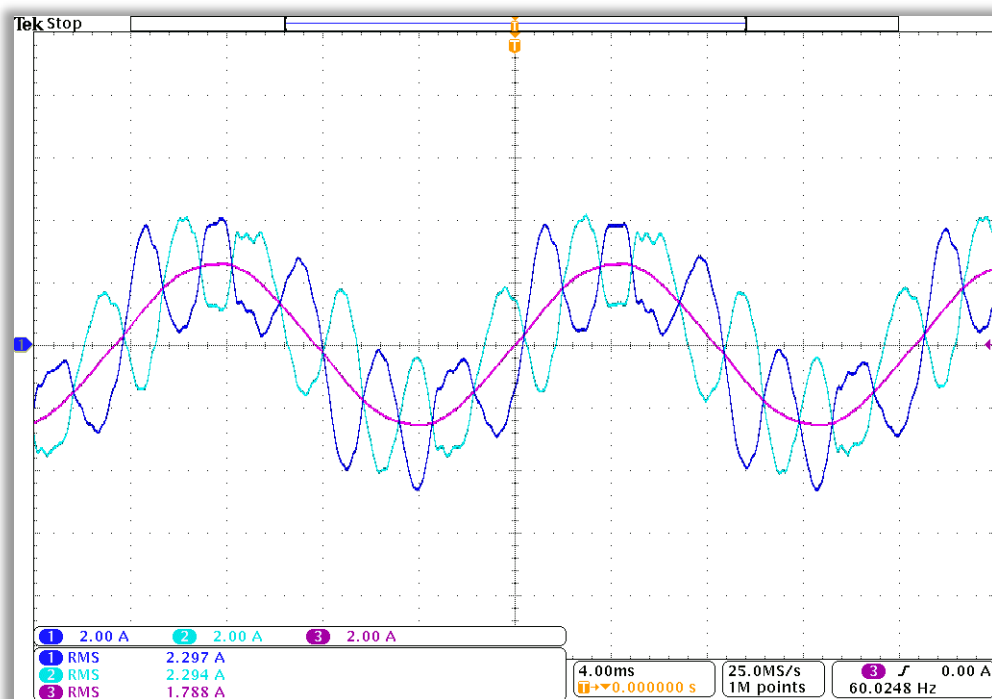
Fonte: Próprio autor

Figura 119 - Degrau negativo de potência ativa – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A



Fonte: Próprio autor

Figura 120 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de degrau negativo de referência de potência ativa



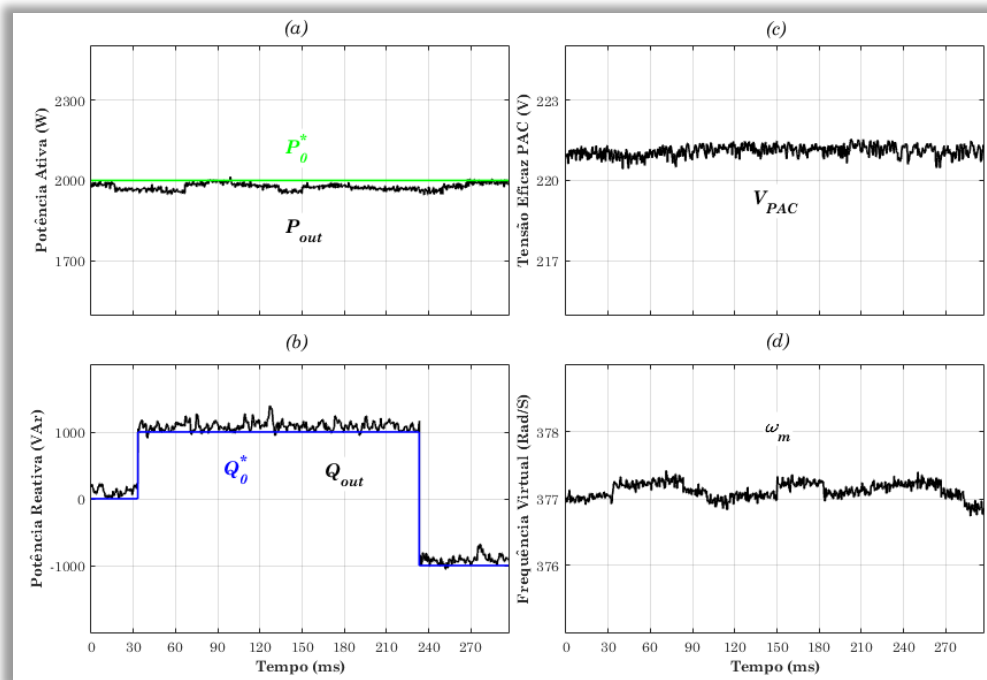
Fonte: Próprio autor

Posteriormente foi fixada a referência de potência ativa em 2kW e uma vez estabilizado o sistema foram aplicados degraus positivos e negativos na referência de potência reativa. Primeiro Q_0^* passou de zero a 1kVAR e depois de 1kVAR a -1kVAR como apresenta-se na Figura 121.

Neste teste tanto resposta ao degrau positivo como negativo são apresentados juntos. Observa-se que a ação da malha de tensão eficaz consegue levar o conversor aos pontos de operação impostos. Embora, lembre-se que a potência reativa medida pelo sistema de controle é filtrada empregando um filtro média móvel. Esta potência reativa não considera a parcela existente gerada pelo desequilíbrio das tensões da rede e pela presença de componentes harmônicas nesta.

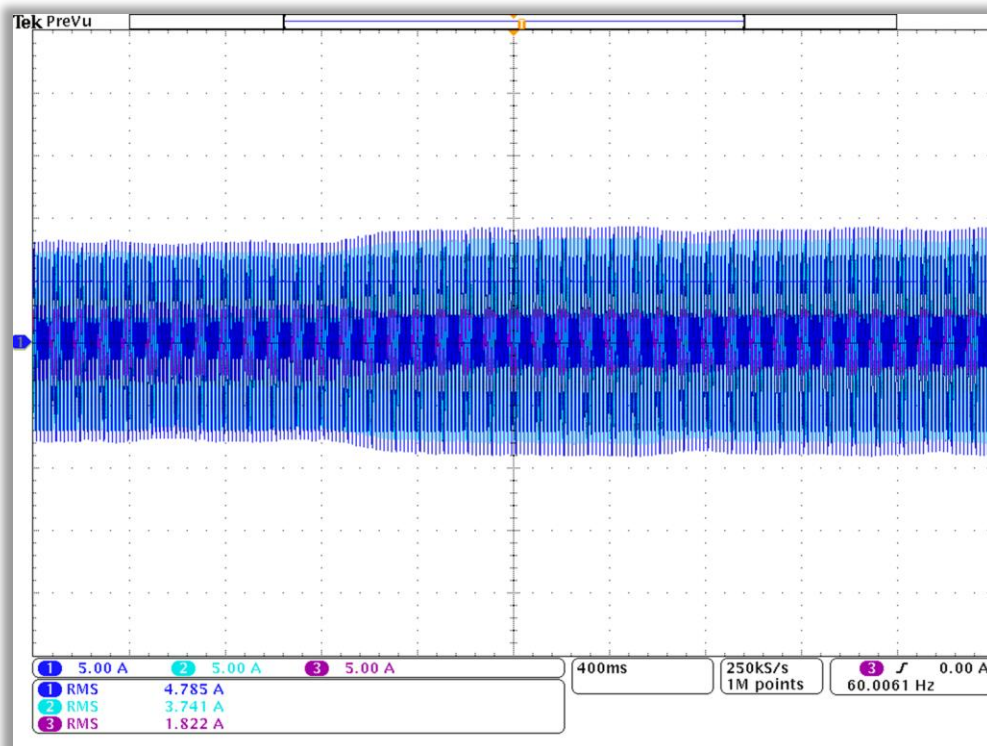
Resposta transitória das correntes do PAC ao degrau positivo e negativo observam-se na Figura 122 e na Figura 124 respectivamente, assim como valores instantâneos em regime permanente (Figura 123 e Figura 125).

Figura 121 - Degrau de potência reativa - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (a) da Potência Reativa (b) da Tensão Eficaz do PAC (c) e da Frequência Virtual (d)



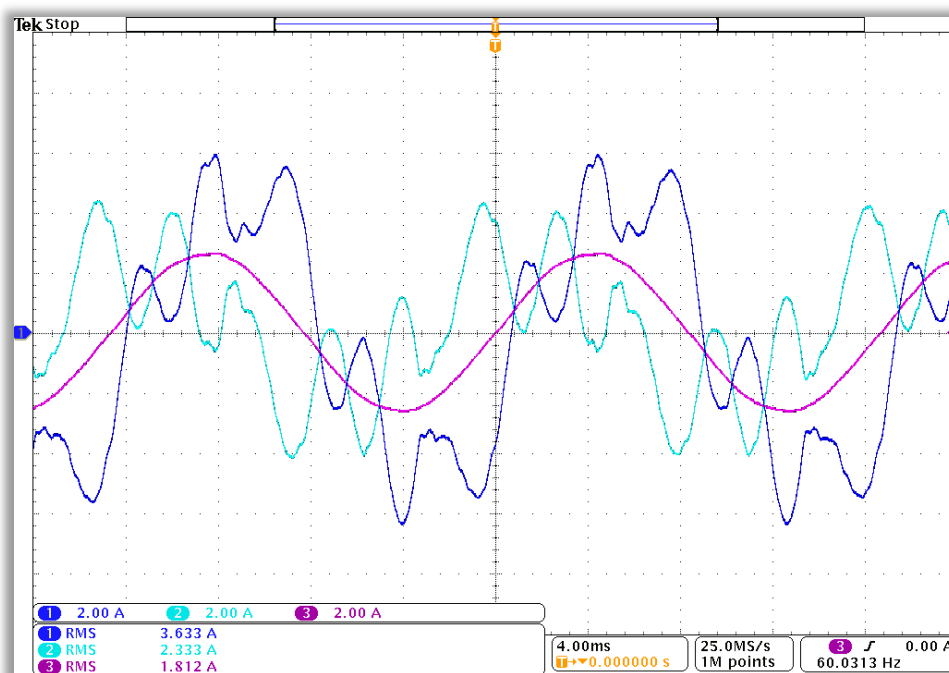
Fonte: Próprio autor

Figura 122 - Degrau positivo de potência reativa – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A



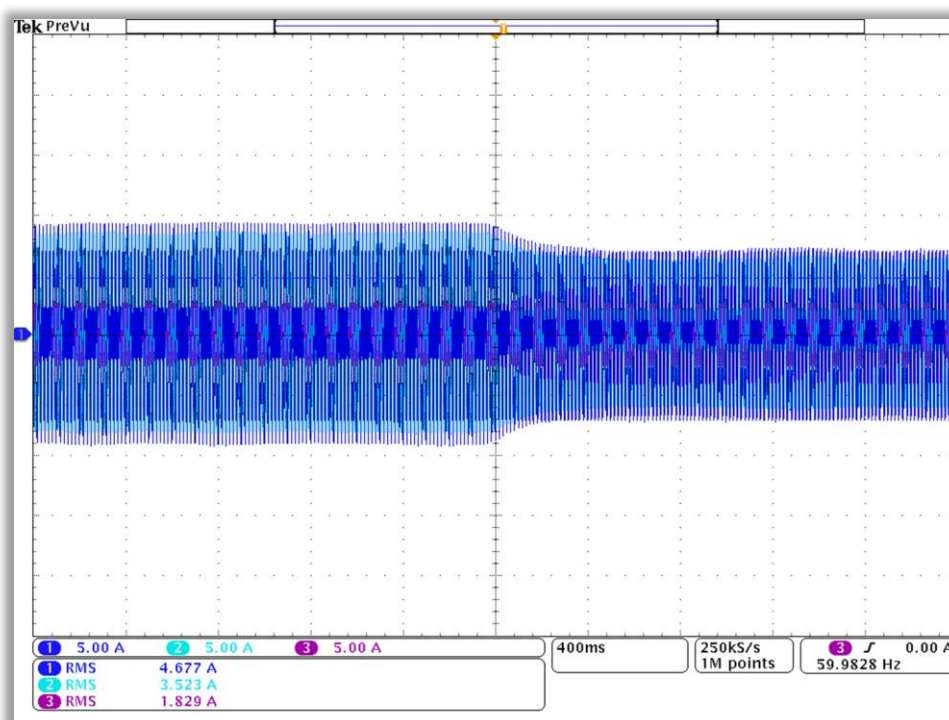
Fonte: Próprio autor

Figura 123 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de degrau positivo de referência de potência reativa



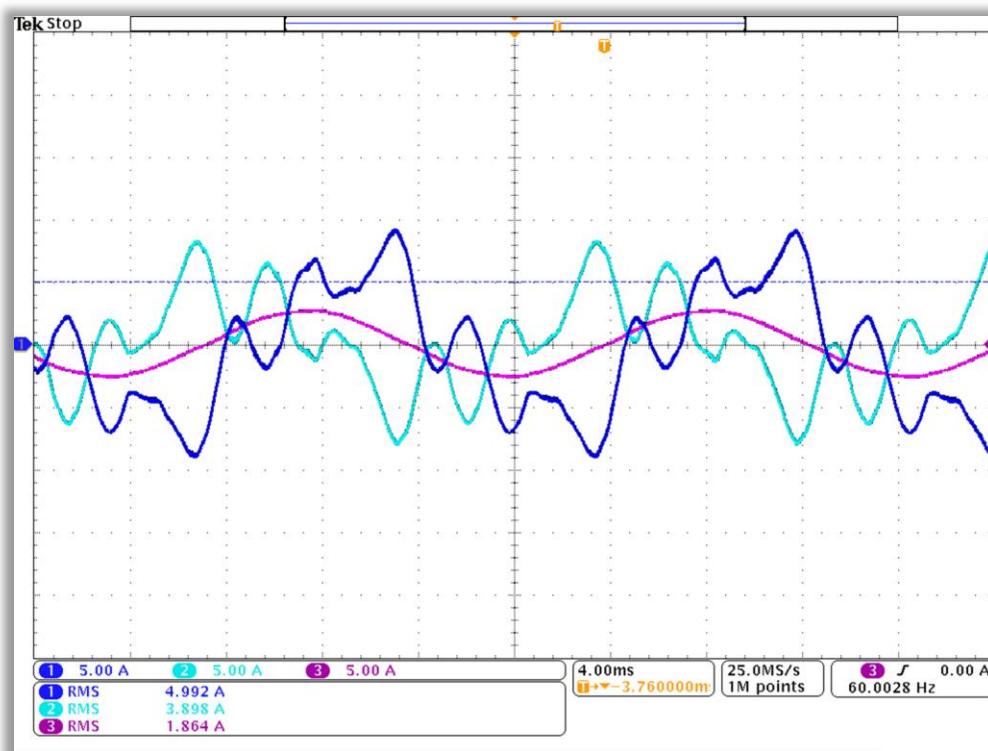
Fonte: Próprio autor

Figura 124 - Degrau negativo de potência reativa – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A



Fonte: Próprio autor

Figura 125 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de degrau negativo de referência de potência reativa

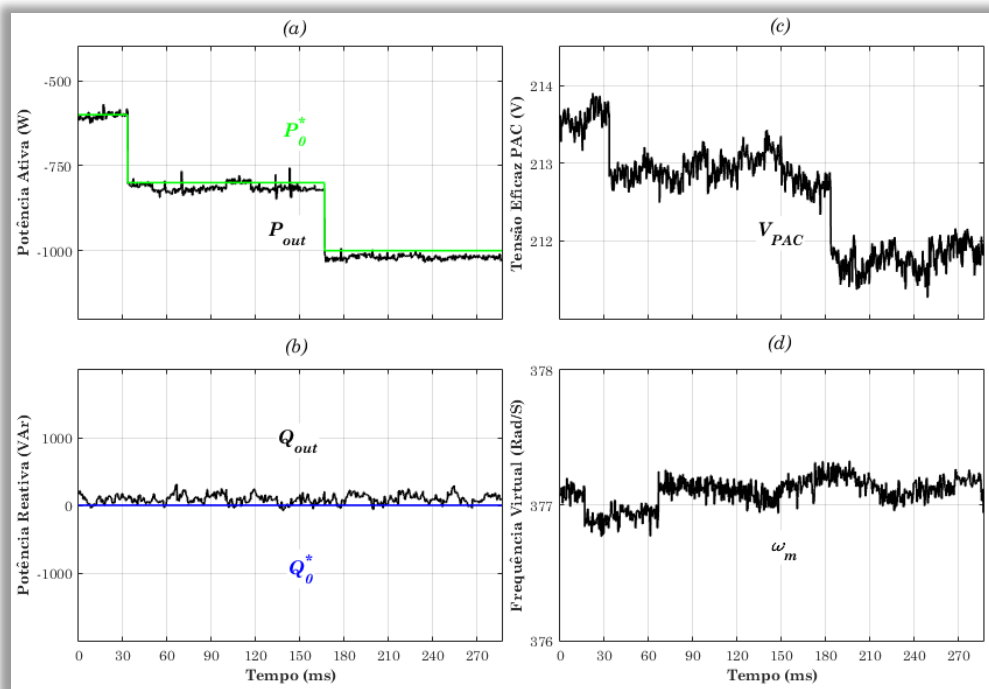


Fonte: Próprio autor

Na Figura 126 apresenta-se o resultado do teste correspondente à transferência de potência ativa em sentido do lado CA para o lado CC, ou seja, absorção ou pela convenção do sistema é o caso de potência ativa negativa ($P_o^* = -1kW$). Observa-se como tal absorção deteriora o valor eficaz da tensão do PAC. Isto acontece por causa do incremento da corrente drenada da rede que representa uma queda de tensão maior na impedância de linha.

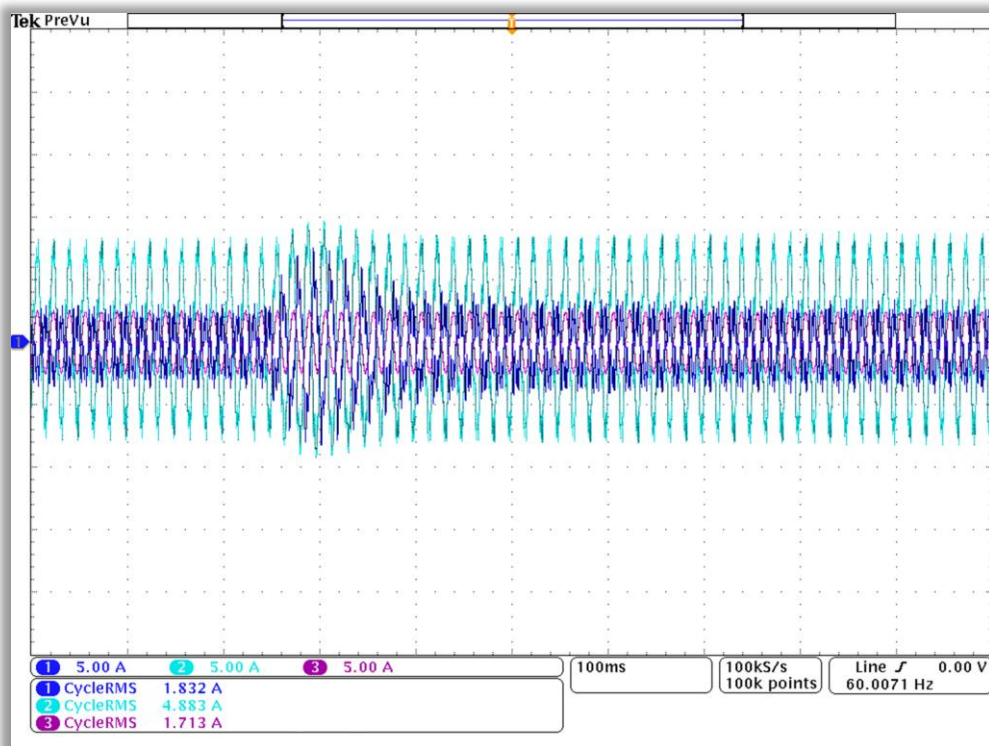
A resposta transitória das correntes de saída do conversor, da carga e da rede mostram-se na Figura 127. Os seus valores instantâneos em regime permanente são apresentados na Figura 128. Nota-se que o sentido das correntes medidas entrando ao PAC (I_{out} e I_{rede}) é contrario, consequente com o fenômeno de absorção de potência ativa. Lembra-se que a medição da corrente de carga foi feita com a ponteira disposta saindo do PAC.

Figura 126 - Degrau negativo de potência ativa - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (a) da Potência Reativa (b) da Tensão Eficaz do PAC (c) e da Frequência Virtual (d)



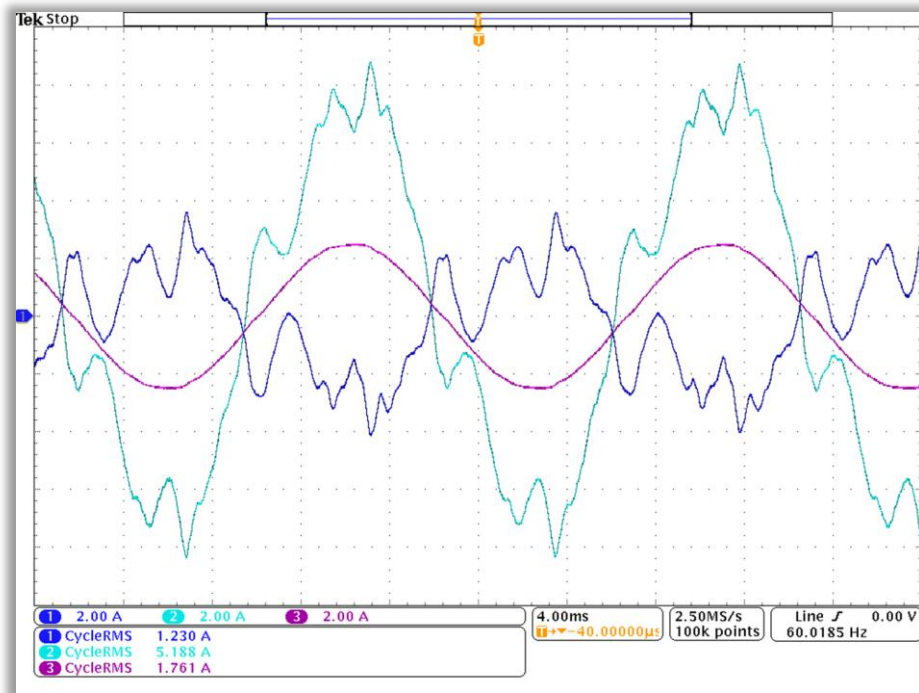
Fonte: Próprio autor

Figura 127 - Degrau negativo de potência ativa – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A



Fonte: Próprio autor

Figura 128 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de degrau negativo de referência de potência ativa



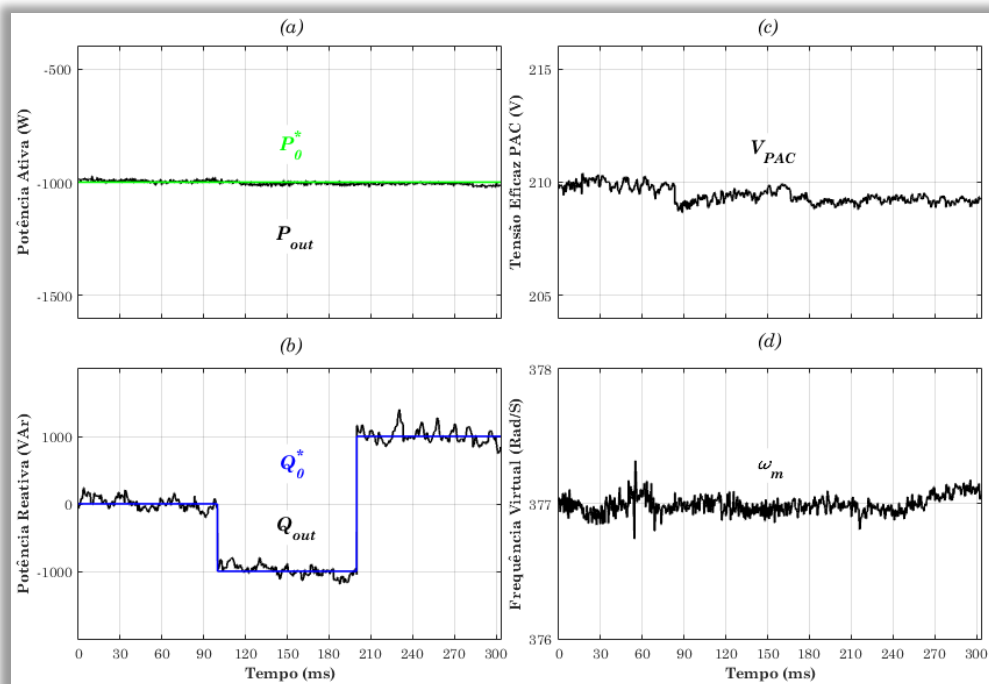
Fonte: Próprio autor

Finalmente na sequência de degraus de referência de potência foi analisada a resposta do sistema ficando na condição de absorção de potência ativa ($P_o^* = -1kW$) e variando as referências de potência reativa, tanto para valores positivos como negativos. Na Figura 129 apresenta-se o resultado deste teste. Observa-se que o sistema permanece estável e as variações de potência reativa tem pouco impacto na potência ativa. Apenas é identificada uma pequena variação no valor eficaz da tensão do PAC.

Na Figura 130 é mostrada a forma de onda das correntes ao redor do PAC (na fase A) na resposta ao degrau de potência reativa com referência negativa ($Q_o^* = -1kVar$). Na Figura 131 apresenta-se o detalhe em regime permanente destas variáveis.

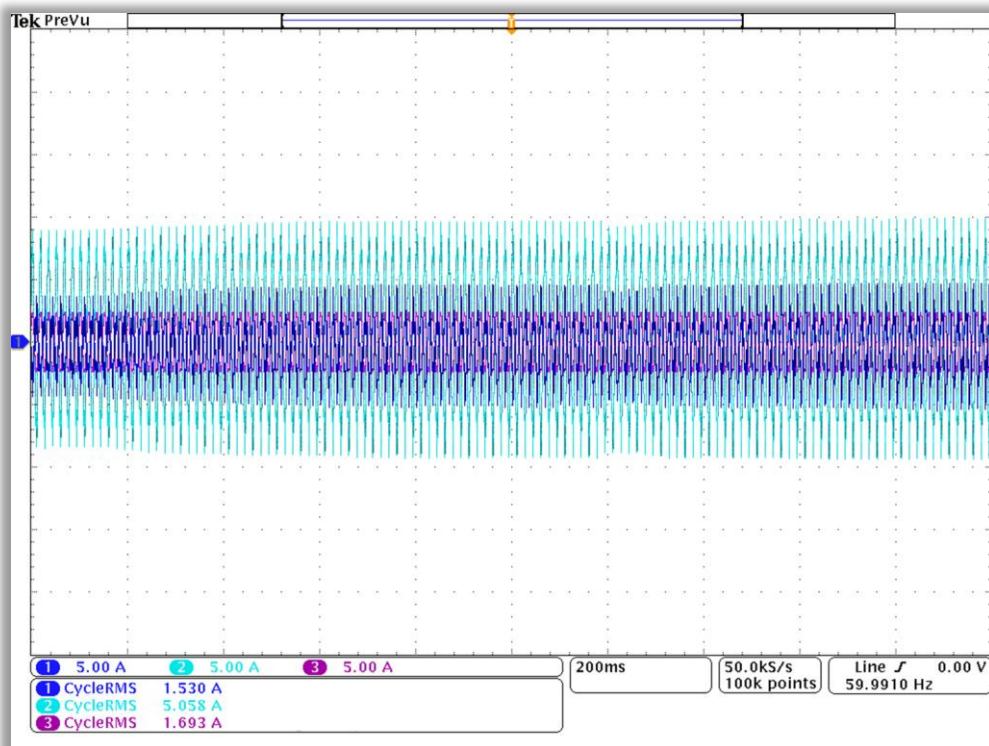
Já na Figura 132 é apresentado o último caso onde o sistema absorve potência ativa e fornece potência reativa ($Q_o^* = 1kVar$). Neste observa-se como acontece a diminuição da corrente drenada da rede na hora que o conversor começa injetar potência reativa. Formas de onda das correntes do conversor, da rede e da carga são apresentadas (Figura 133).

Figura 129 - Degrau de potência reativa - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (a) da Potência Reativa (b) da Tensão Eficaz do PAC (c) e da Frequência Virtual (d)



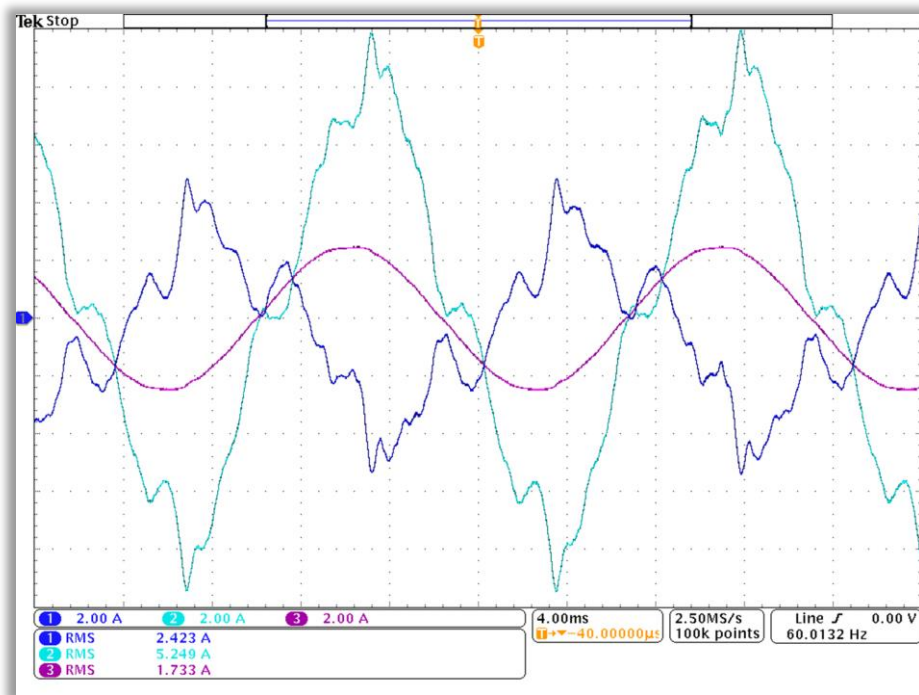
Fonte: Próprio autor

Figura 130 - Degrau negativo de potência reativa – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A



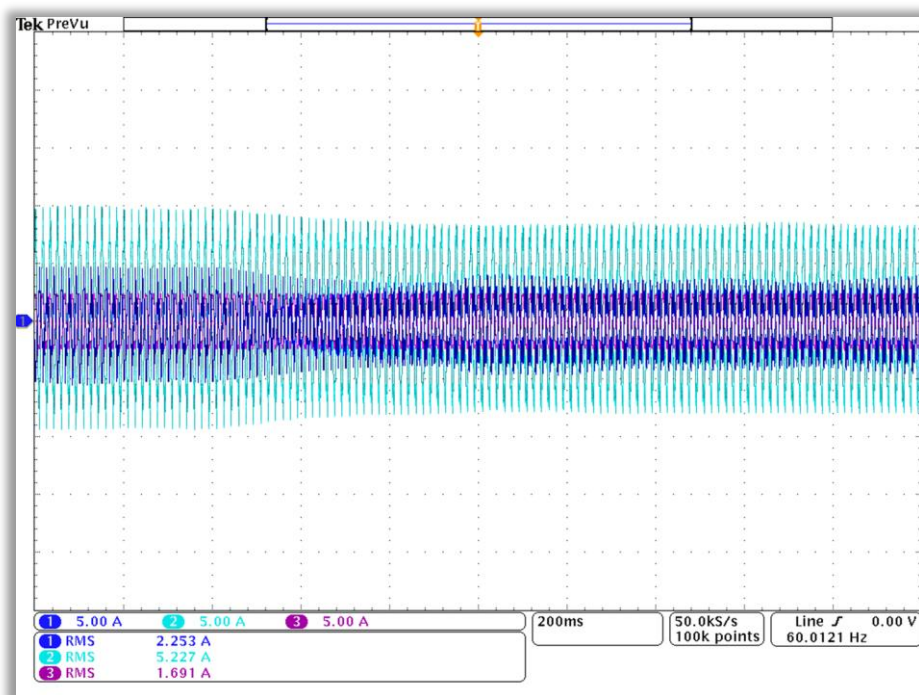
Fonte: Próprio autor

Figura 131 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de degrau negativo de referência de potência reativa



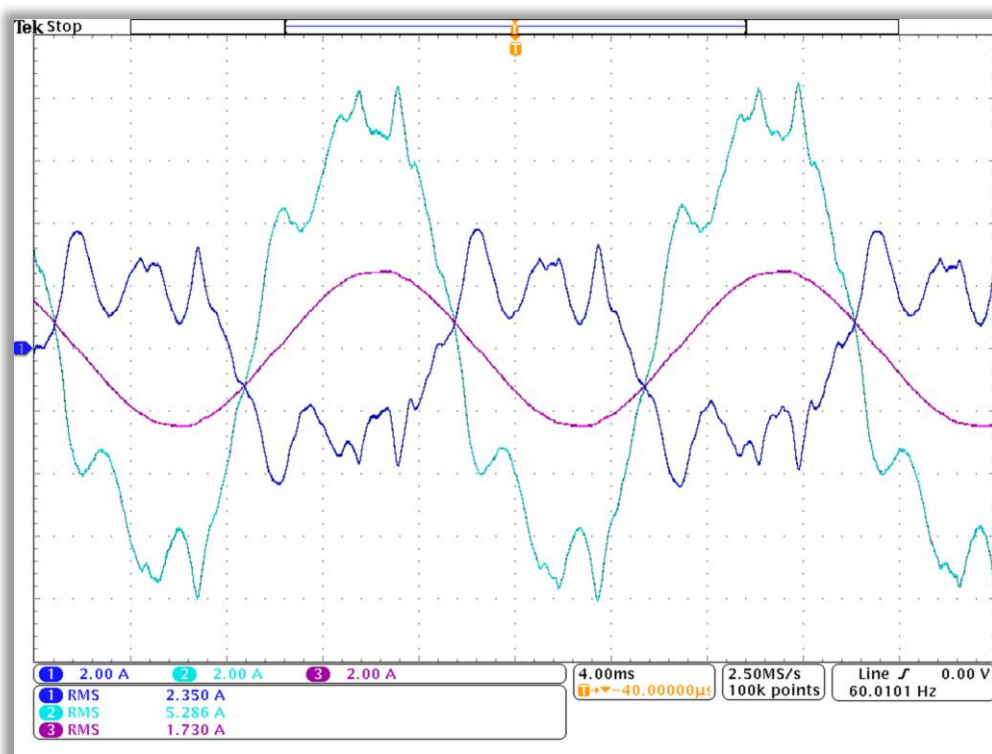
Fonte: Próprio autor

Figura 132 – Degrau positivo de potência reativa – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A



Fonte: Próprio autor

Figura 133 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de degrau positivo de referência de potência reativa



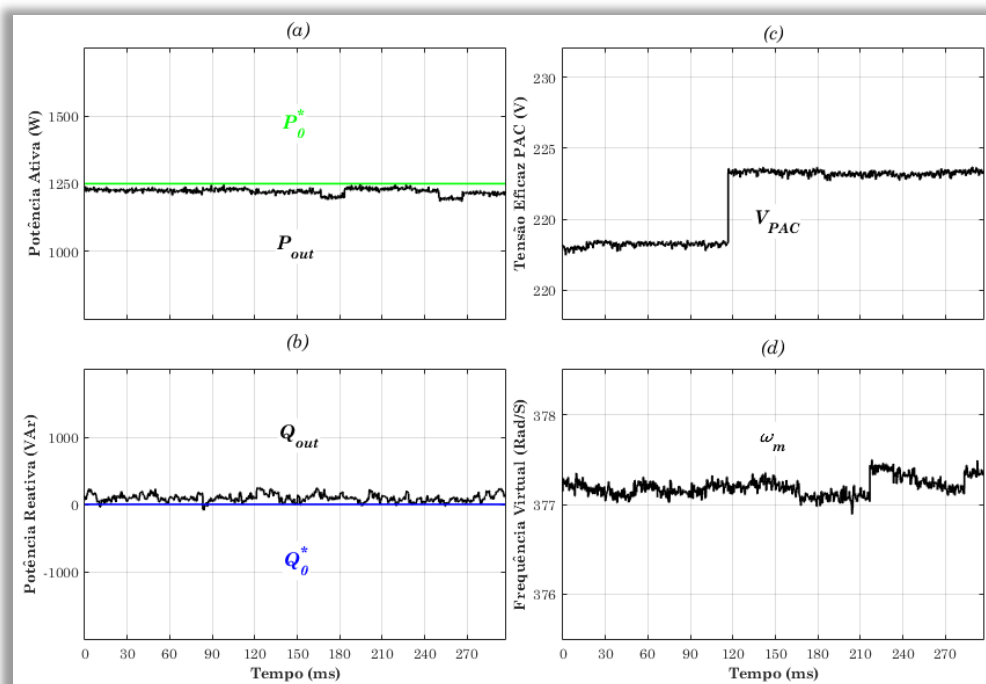
Fonte: Próprio autor

7.3 DEGRAU DE CARGA

Depois das variações das referências de potência ativa e reativa (P_o^* e Q_o^*) foi feito o teste de variação de carga. O sistema após a sincronização e durante os testes anteriores permaneceu com duas cargas trifásicas resistivas conectadas em paralelo ao PAC. A resposta das variáveis de interesse ante a desconexão de uma destas cargas apresenta-se na Figura 134. Nesta pode-se observar que logo após o evento, o conversor continua transferindo a quantidade de potência estabelecida nas referências P_o^* e Q_o^* , ou seja que apesar da carga ter variações o rastreamento é feito adequadamente. Só a tensão do PAC apresenta como consequencia um aumento do seu valor eficaz.

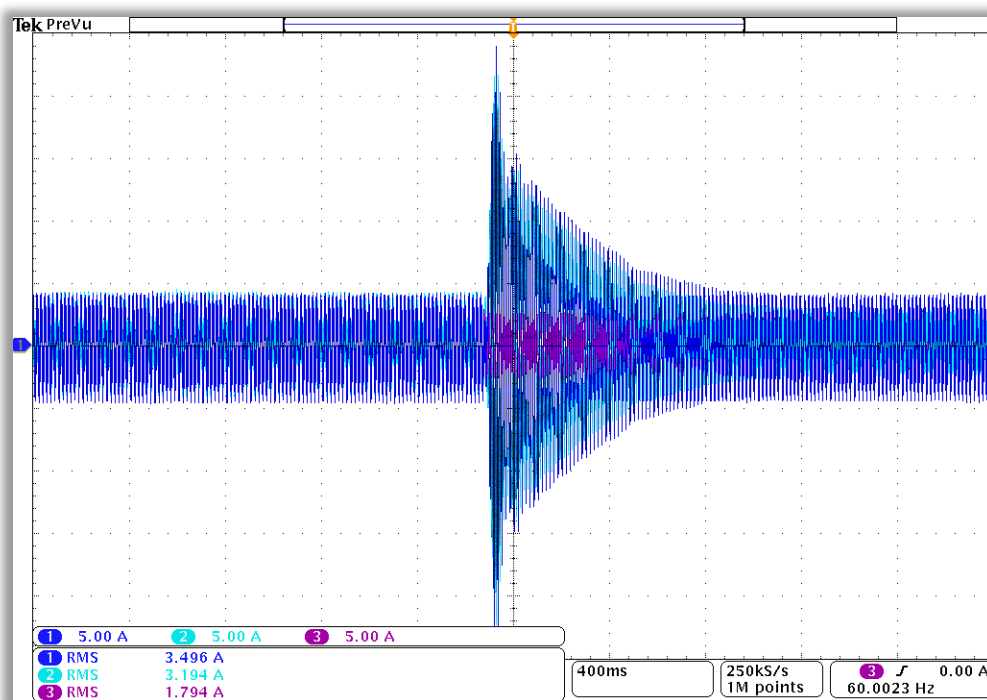
Formas de onda do transitório das correntes de saída, da rede e da carga são apresentadas na Figura 135 enquanto o detalhe dos valores instantâneos em regime permanente após o evento são mostrados na Figura 136

Figura 134 - Degrau de Carga - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (a) da Potência Reativa (b) da Tensão Eficaz do PAC (c) e da Frequência Virtual (d)



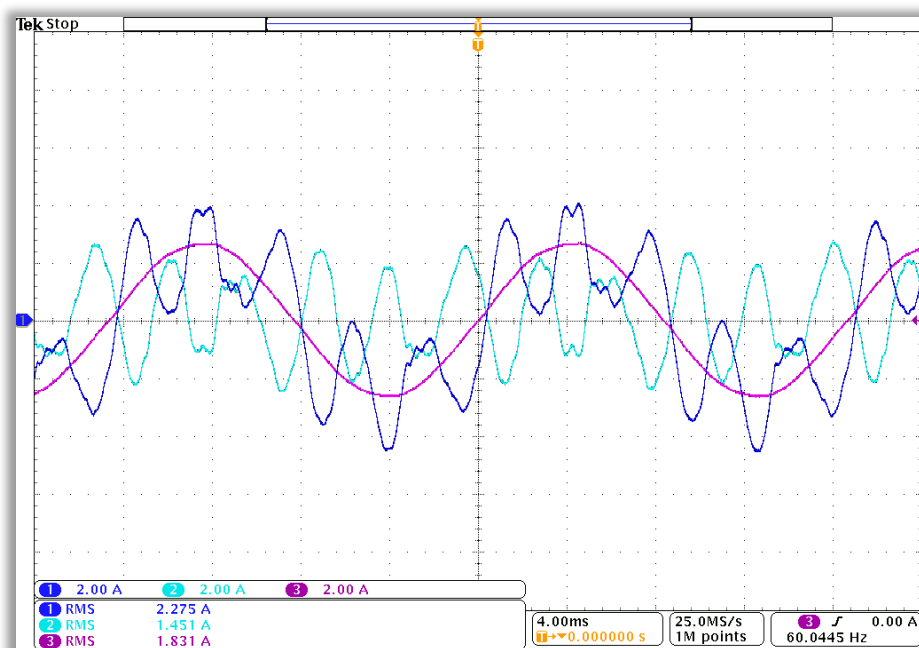
Fonte: Próprio autor

Figura 135 - Degrau de Carga – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) na fase A



Fonte: Próprio autor

Figura 136 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de degrau de carga



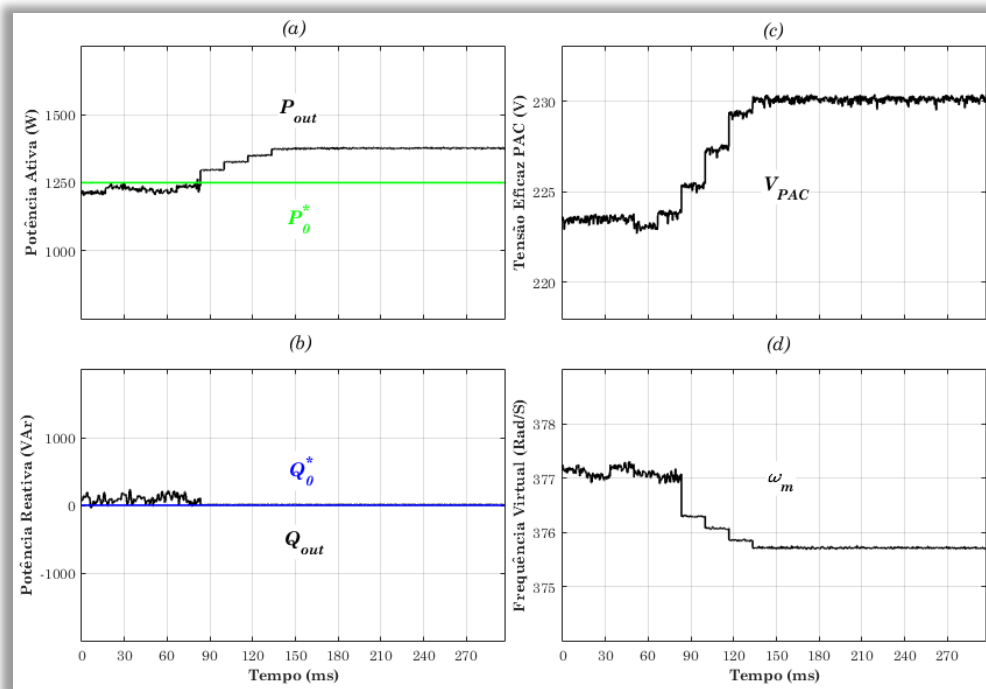
Fonte: Próprio autor

7.4 TRANSIÇÃO DE MODO DE OPERAÇÃO

O teste feito na sequência foi a transição do modo de operação do modo conectado à rede (GCM) para o modo ilhado (IM). Para este teste foi interrompida a conexão entre a rede trifásica e o PAC, deixando a carga sendo alimentada completamente pelo conversor. Na Figura 137 destacam-se as respostas das potências ativa e reativa, assim como a tensão eficaz do PAC e a frequência ω_m . Observa-se que logo após a desconexão da rede o rastreamento das referências é interrompido. Pela ação da malha de tensão eficaz e da resposta do algoritmo do bloco VSG apresenta-se uma queda na frequência ω_m e um aumento na tensão de saída até chegar no limite programado.

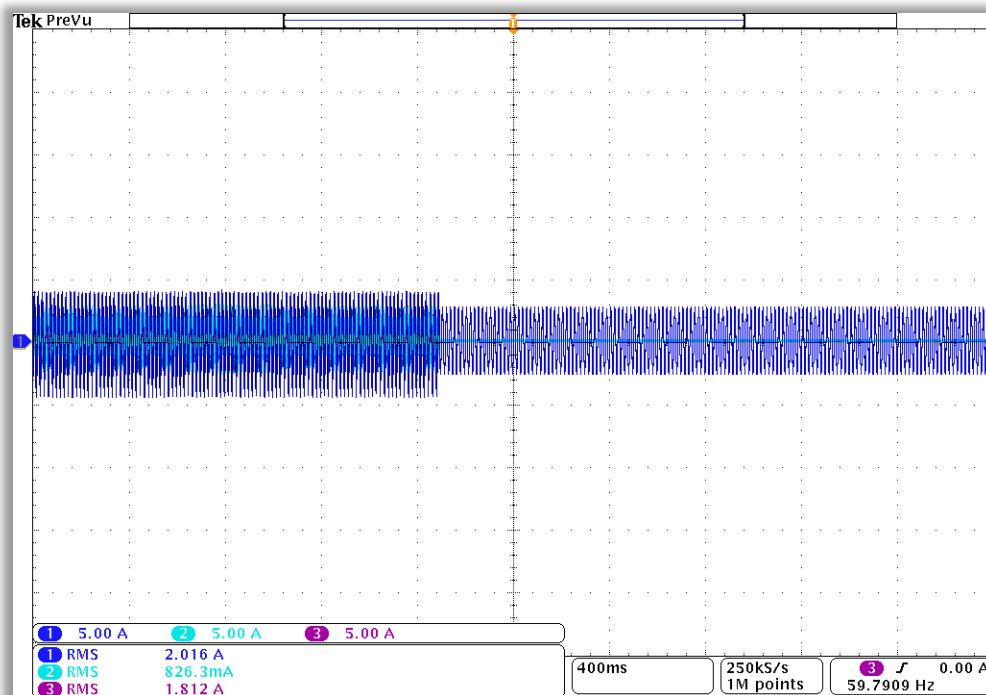
Ainda assim o sistema permanece estável e a corrente pela carga adequada para sua operação, inclusive melhora sua forma de onda por causa de não ter desequilíbrio na fonte. Na Figura 138 e na Figura 139 são apresentadas as correntes medidas neste teste. Observa-se que após a desconexão a corrente da rede é anulada enquanto a corrente do conversor é a mesma da carga.

Figura 137 – Transição GCM a IM - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (a) da Potência Reativa (b) da Tensão Eficaz do PAC (c) e da Frequência Virtual (d)



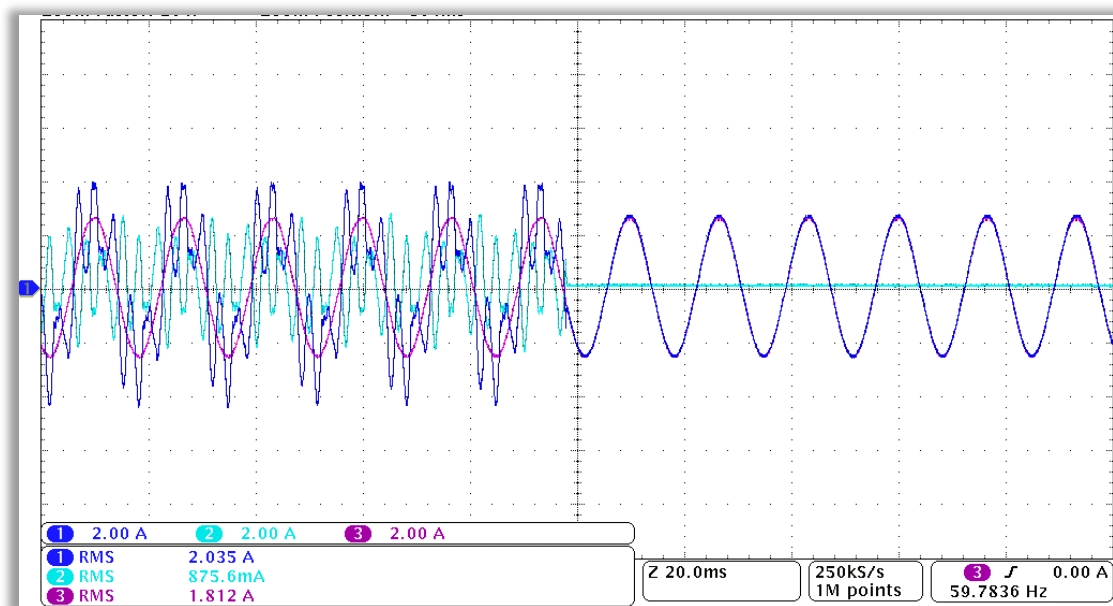
Fonte: Próprio autor

Figura 138 - Transição GCM a IM – Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A



Fonte: Próprio autor

Figura 139 - Formas de onda experimentais da corrente de saída (Azul), da corrente de carga (Magenta) e da corrente da rede (Ciano) pela fase A em regime permanente após o evento de desconexão da rede

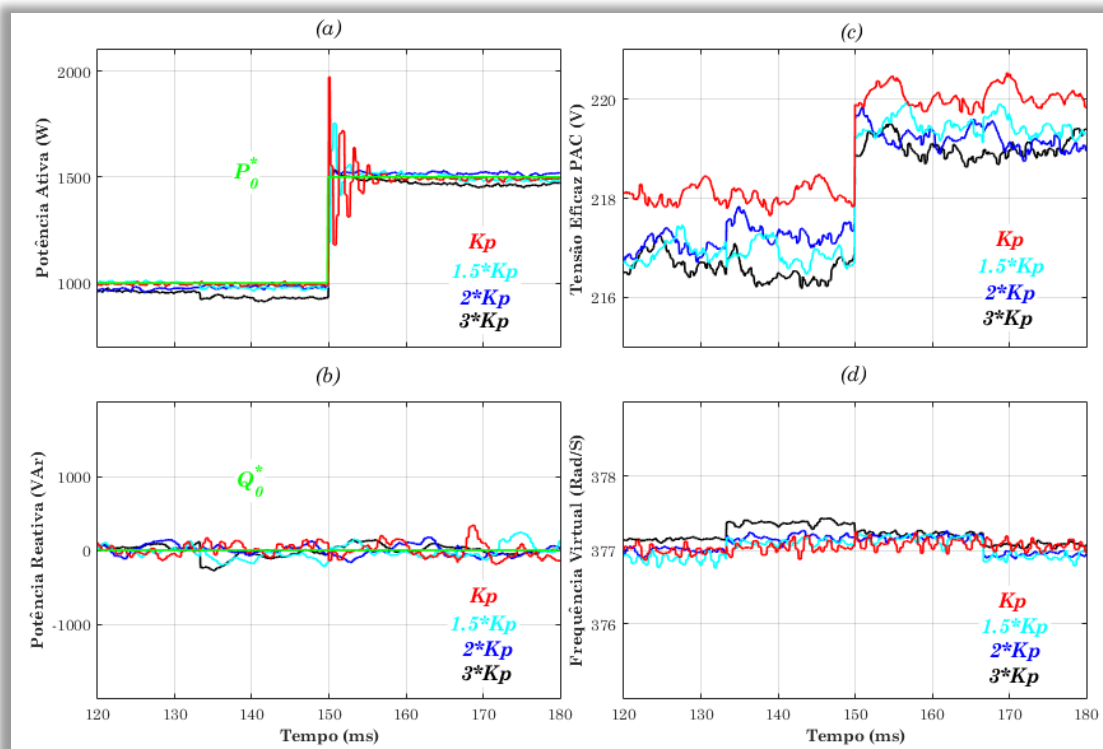


Fonte: Próprio autor

7.5 VARIAÇÃO EM K_p

Após obtidos os resultados anteriores, testes para avaliar o impacto dos parâmetros principais do esquema de controle (K_p , K_q , J e D) foram feitos. Nestes, foi analisada a resposta ao degrau de referência de potência ativa. Preliminarmente, o sistema foi levado até o ponto de operação $P_0^* = 1$ kW e $Q_0^* = 0$. Depois, uma variação da referência para $P_0^* = 1.5$ kW acontece. A resposta do sistema operando com diferentes valores do parâmetro K_p é apresentada na Figura 140. Neste gráfico observam-se quatro casos onde o valor base utilizado para K_p foi de 10 p.u. Nota-se na resposta da potência ativa que o sobresinal é menor conforme K_p aumenta.

Figura 140 – Variação K_p - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (a) da Potência Reativa (b) da Tensão Eficaz do PAC (c) e da Frequência Virtual (d)

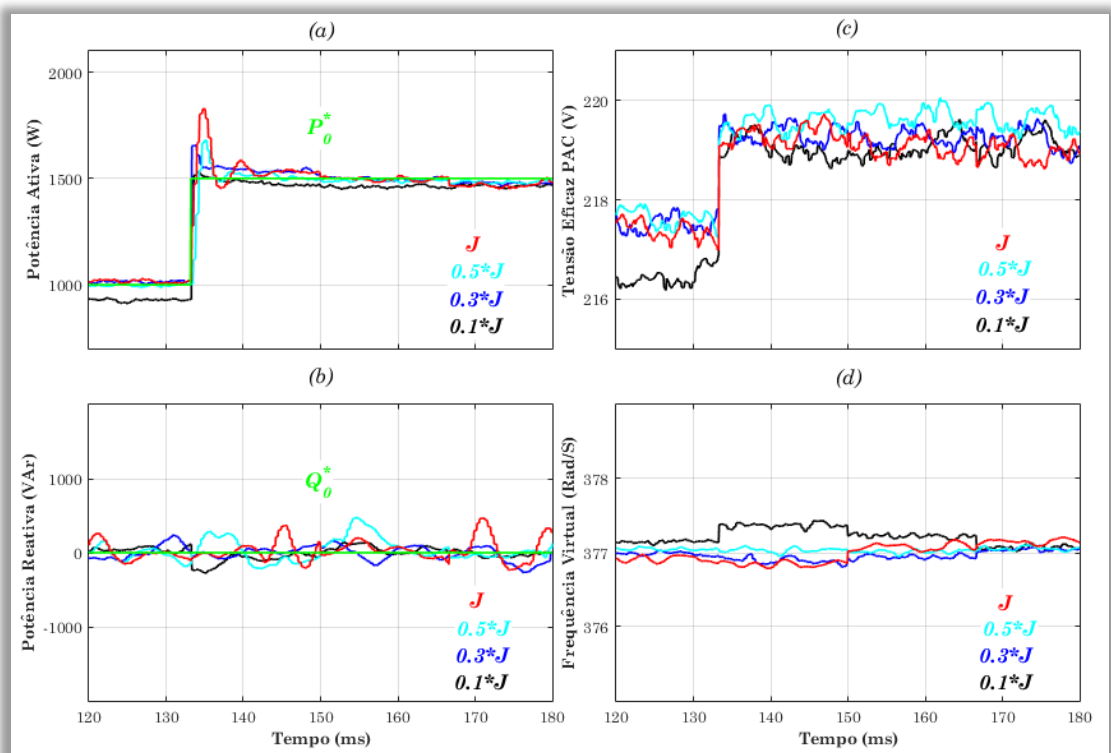


Fonte: Próprio autor

7.6 VARIAÇÃO EM J

Respostas das variáveis principais para quatro valores do parâmetro J são apresentadas na Figura 141. Os resultados observados mostram a influência deste parâmetro na resposta transitória especialmente da potência ativa. O caso com o maior sobresinal e tempo de acomodação apresentado foi naquele que o sistema operou com inércia virtual maior ($J = 1$). Além disso, ocorre um erro de regime permanente quando J é pequeno.

Figura 141 – Variação J - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (a) da Potência Reativa (b) da Tensão Eficaz do PAC (c) e da Frequência Virtual (d)

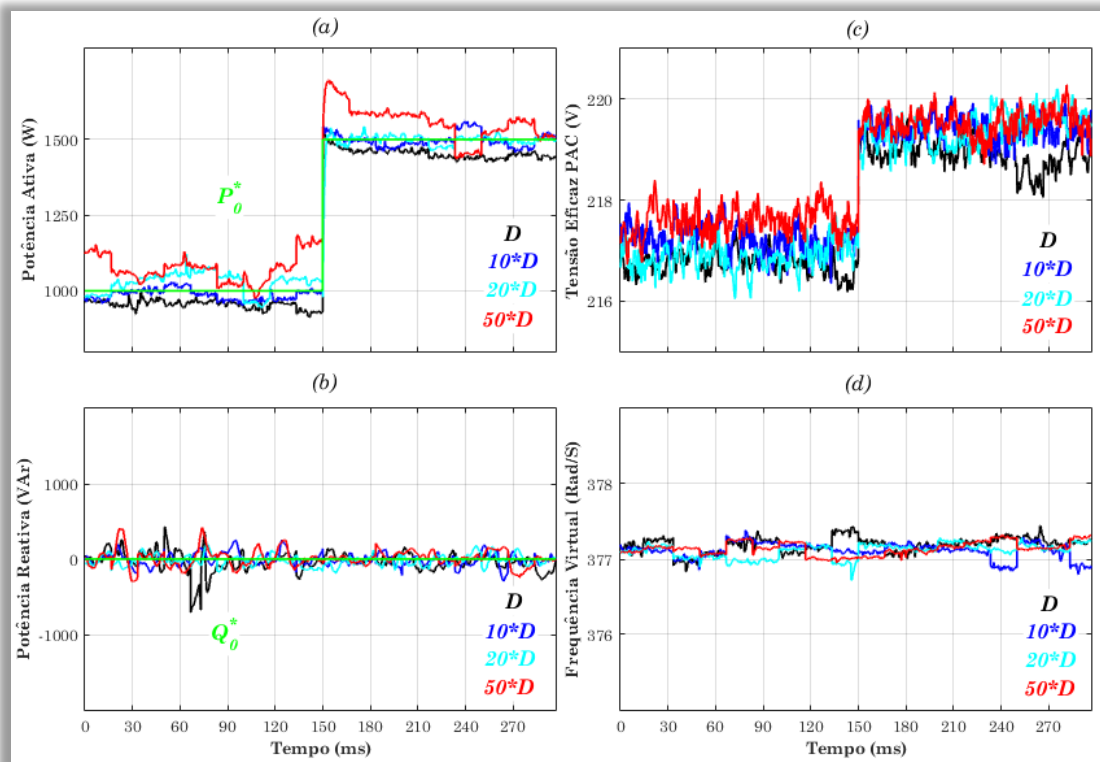


Fonte: Próprio autor

7.7 VARIAÇÃO D

Similarmente aos testes feitos para analisar a variação paramétrica de J e K_p , foram feitos ensaios para observar as respostas do sistema com diferentes valores do fator de amortecimento D . Na Figura 142 são apresentados estes resultados. Pode-se observar que, apesar de variar consideravelmente este parâmetro, a resposta transitória das variáveis principais não mudam significativamente. Isto é consequente com o esperado e com os resultados das simulações apresentados no Capítulo 5.

Figura 142 – Variação D - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (a) da Potência Reativa (b) da Tensão Eficaz do PAC (c) e da Frequência Virtual (d)

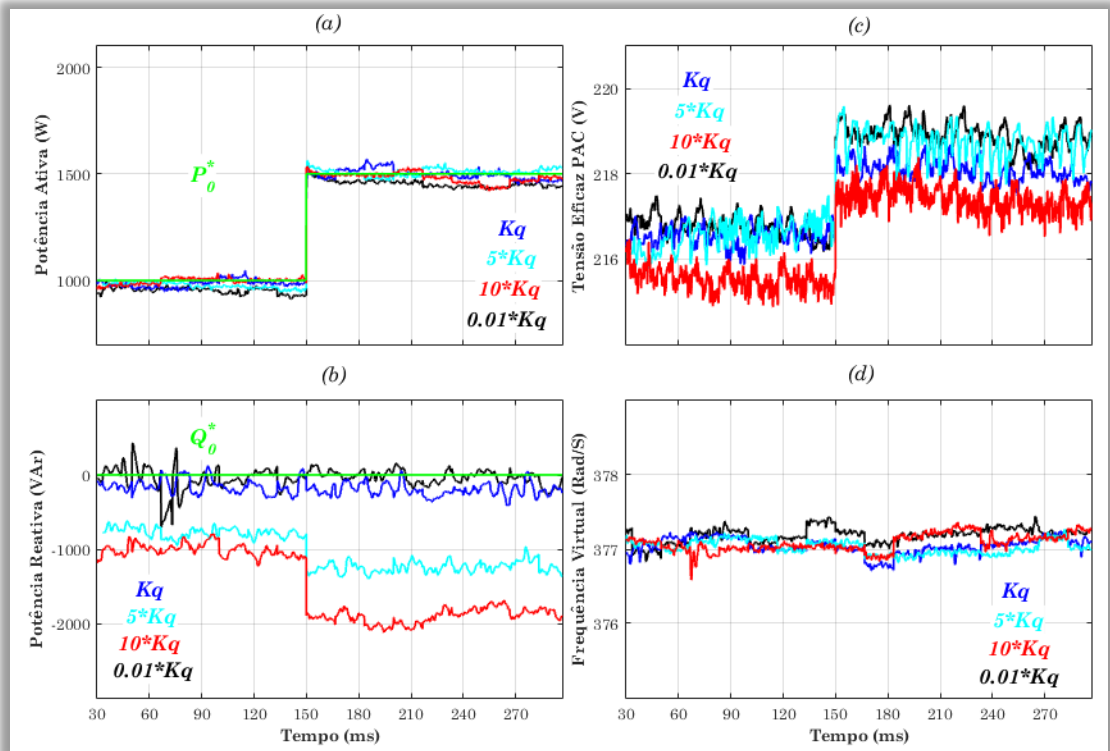


Fonte: Próprio autor

7.8 VARIAÇÃO K_q

Por fim, testes empregando diferentes valores do coeficiente K_q foram feitos. Observa-se na Figura 143, que neste caso a capacidade de rastreamento da referência de potência reativa $Q_0^* = 0$ é diminuída conforme é aumentado o valor do K_q . Este é o comportamento esperado, validando assim o resultado simulado na seção 5.5.

Figura 143 – Variação K_q - Formas de onda experimentais da Potência Ativa (a) da Potência Reativa (b) da Tensão Eficaz do PAC (c) e da Frequência Virtual (d)



Fonte: Próprio autor

8 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi analisado, implementado e validado o controle de um conversor CC-CA trifásico a 4 fios baseado em conceitos característicos dos sistemas de geração tradicionais que utilizam máquinas síncronas. O caso de estudo tem aplicações em qualquer sistema trifásico que apresente transferência de potência ativa e/ou reativa entre um barramento CC e um CA de maneira bidirecional.

No caso particular do trabalho, foi implementado o esquema de controle proposto para aplicação em microrredes com tensões de serviço precárias ou críticas por causa de ter uma impedância de conexão entre o PAC e a rede altamente resistiva.

No Capítulo 2, foram ilustradas as principais topologias existentes na literatura que empregam esquemas de controle com emulação de máquina síncrona. Das propostas analisadas foi adaptada e estudada em detalhe no Capítulo 3 a apresentada em (LIU, 2016) com o adicionamento da malha de tensão em cascata.

No Capítulo 4, foi apresentada a metodologia empregada para sintonizar os diferentes blocos que compõem a estrutura de controle. Foram destacadas as semelhanças do sistema com os sistemas de geração convencionais assim como considerações matemáticas.

No Capítulo 5, com o sistema definido e seus parâmetros estabelecidos, foi validada a técnica de controle estudada via simulação. A partir dos resultados obtidos foi possível avaliar a capacidade de rastreamento de referências de potência ativa e reativa, assim como respostas ao degrau, transições de modo de operação e variações paramétricas.

Para avaliar e analisar o esquema proposto experimentalmente foi construído um protótipo multifuncional com circuitos auxiliares de instrumentação, acionamento e proteção analógicos que conseguiram operar adequadamente rastreando o sinal de referência de tensão gerado digitalmente. O processo de implementação foi sintetizado no Capítulo 6.

No Capítulo 7, foram apresentados os resultados experimentais obtidos que demonstraram a capacidade de rastreamento de referências de potência ativa e reativa do controle implementado. Operação nos 4 possíveis quadrantes permitiu validar e observar injeção e absorção tanto de potência ativa como reativa. Além disso, respostas estáveis ao degrau de carga e durante a transição do modo de operação conectado à rede para o modo ilhado foram validadas.

Destaca-se que a estratégia de controle proposta consegue um bom rastreamento dos *set points* em microrredes com conexões predominantemente resistivas. É melhorada a tensão eficaz do PAC quando o sistema inversor opera fornecendo potência ativa diminuindo assim a queda de tensão na impedância de linha.

A partir das formas de onda obtidas das tensões e das correntes de saída nos diferentes pontos de operação identificou-se que por causa do esquema impor via controle em malha fechada a tensão de saída, a tensão aplicada sobre a impedância série possui a diferença entre a tensão da rede e a tensão do inversor. Essa tensão possui alto conteúdo harmônico e gera um fluxo de corrente entre o conversor e a rede.

Detalha-se que o esquema precisa da implementação de estratégias adicionais para diminuir o impacto do desequilíbrio e da presença de componentes harmônicas na tensão da rede.

São recomendados como trabalhos futuros os tópicos a seguir:

- Implementação do esquema melhorado com capacidade de conexão de sistemas em paralelo, adotando impedância virtual na saída dos conversores.
- Integração com sistemas de geração ou veículos elétricos conectados através de conversores CC – CA.

- Aprimoramento do sistema empregando técnicas contra os efeitos do desequilíbrio e da presença de componentes harmônicas na tensão da rede.
- Estudo de considerações e alternativas para re-sincronização do sistema e da sua resposta ante falhas.

REFERÊNCIAS

- ALBU, Mihaela et al. Storage selection for DG applications containing virtual synchronous generators. In: 2009 IEEE BUCHAREST POWERTECH 2009, **Anais...** : IEEE, 2009. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5281969/>>
- ALBU, Mihaela et al. The measurement layer of the Virtual Synchronous Generator operation in the field test. In: 2011 IEEE INTERNATIONAL WORKSHOP ON APPLIED MEASUREMENTS FOR POWER SYSTEMS (AMPS) 2011, **Anais...** : IEEE, 2011. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6090438/>>
- ALIPOOR, Jaber. **STUDIES ON STABILIZATION OF POWER SYSTEM WITH DISTRIBUTED GENERATIONS USING VIRTUAL SYNCHRONOUS GENERATOR**. 2015. Osaka University, [s. l.], 2015.
- ALIPOOR, Jaber; MIURA, Yushi; ISE, Toshifumi. Distributed generation grid integration using virtual synchronous generator with adoptive virtual inertia. In: 2013 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION 2013, **Anais...** : IEEE, 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6647309/>>
- ALIPOOR, Jaber; MIURA, Yushi; ISE, Toshifumi. Voltage sag ride-through performance of Virtual Synchronous Generator. In: 2014 INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE (IPEC-HIROSHIMA 2014 - ECCE ASIA) 2014, **Anais...** : IEEE, 2014. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6870160/>>
- ALIPOOR, Jaber; MIURA, Yushi; ISE, Toshifumi. Power System Stabilization Using Virtual Synchronous Generator With Alternating Moment of Inertia. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, [s. l.], v. 3, n. 2, p. 451–458, 2015. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6919271/>>
- ALIPOOR, Jaber; MIURA, Yushi; ISE, Toshifumi. Stability Assessment and Optimization Methods for Microgrid With Multiple VSG Units. **IEEE Transactions on Smart Grid**, [s. l.], v. 9, n. 2, p. 1462–1471, 2018. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7515134>>
- ANEEL. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST Módulo 1 – Introdução Brasil, 2016.
- ANEEL. Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional – PRODIST: Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica Brasil, 2017.
- BANJO, Y. et al. Enhanced stand-alone operating characteristics of an engine generator interconnected through the inverter using virtual synchronous generator control. In: 2015 9TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND ECCE ASIA (ICPE-ECCE ASIA) 2015, **Anais...** : IEEE, 2015. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7167904/>>

BECK, Hans-peter; HESSE, Ralf. Virtual synchronous machine. In: 2007 9TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL POWER QUALITY AND UTILISATION 2007, **Anais...** : IEEE, 2007. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4424220/>>

BEVRANI, Hassan; ISE, Toshifumi; MIURA, Yushi. Virtual synchronous generators: A survey and new perspectives. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, [s. l.], v. 54, p. 244–254, 2014. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0142061513003062>>

CHEN, Yong et al. Dynamic properties of the virtual synchronous machine (VISMA). **Renewable Energy and Power Quality Journal**, [s. l.], v. 1, n. 9, p. 755–759, 2011. a. Disponível em: <<http://www.icrepq.com/icrepq'11/444-chen.pdf>>

CHEN, Yong et al. Improving the grid power quality using virtual synchronous machines. In: 2011 INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ENGINEERING, ENERGY AND ELECTRICAL DRIVES 2011b, **Anais...** : IEEE, 2011. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6036498/>>

CHEN, Yong et al. Comparison of methods for implementing virtual synchronous machine on inverters. **Renewable Energy and Power Quality Journal**, [s. l.], v. 1, n. 10, p. 734–739, 2012. a. Disponível em: <<http://www.icrepq.com/icrepq'12/453-chen.pdf>>

CHEN, Yong et al. Investigation of the Virtual Synchronous Machine in the island mode. In: 2012 3RD IEEE PES INNOVATIVE SMART GRID TECHNOLOGIES EUROPE (ISGT EUROPE) 2012b, **Anais...** : IEEE, 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6465648/>>

D'ARCO, Salvatore; SUUL, Jon Are. Virtual synchronous machines — Classification of implementations and analysis of equivalence to droop controllers for microgrids. In: 2013 IEEE GRENoble CONFERENCE 2013, **Anais...** : IEEE, 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6652456/>>

DRIESEN, J.; VISSCHER, K. Virtual synchronous generators. In: 2008 IEEE POWER AND ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING - CONVERSION AND DELIVERY OF ELECTRICAL ENERGY IN THE 21ST CENTURY 2008, **Anais...** : IEEE, 2008. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4596800/>>

FRANÇA, Bruno Wanderley. **Static Synchronous Generator With Sliding Droop Control for Distributed Generation in Microgrids**. 2016. Universidade Federal do Rio de Janeiro - UFRJ, [s. l.], 2016. Disponível em: <<http://www.pee.ufrj.br/teses/textocompleto/2016070801.pdf>>

GONZATTI, Robson Bauwelz. **Filtro Ativo Híbrido na Transformação de Microrredes com Alta Impedância em Barramento Quasi-infinito**. 2015. Universidade Federal de

Itajubá, [s. l.], 2015.

HESSE, Ralf; TURSCHNER, Dirk; BECK, Hans-peter. Micro grid stabilization using the virtual synchronous machine (VISMA). **Renewable Energy and Power Quality Journal**, [s. l.], v. 1, n. 07, p. 676–681, 2009. Disponível em: <<http://www.icrepq.com/ICREPQ%2709/472-hesse.pdf>>

JIA LIU; MIURA, Yushi; ISE, Toshifumi. Dynamic characteristics and stability comparisons between virtual synchronous generator and droop control in inverter-based distributed generators. In: 2014 INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE (IPEC-HIROSHIMA 2014 - ECCE ASIA) 2014, **Anais...** : IEEE, 2014. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6869789/>>

JIN-SONG MENG et al. An Improved Synchronverter Model and its Dynamic Behaviour Comparison with Synchronous Generator. In: 2ND IET RENEWABLE POWER GENERATION CONFERENCE (RPG 2013) 2013, **Anais...** : Institution of Engineering and Technology, 2013. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp.2013.1879>>

KARAPANOS, Vasileios. **SOC maintenance and coordination of multiple VSG units for grid support and transient stability**, 2010.

KARAPANOS, Vasileios; DE HAAN, Sjoerd; ZWETSLOOT, Kasper. Real time simulation of a power system with VSG hardware in the loop. In: IECON 2011 - 37TH ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY 2011, **Anais...** : IEEE, 2011. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6119919/>>

KONSTANTOPOULOS, George C. et al. Boundedness of Synchronverters. In: 2015 EUROPEAN CONTROL CONFERENCE (ECC) 2015, **Anais...** : IEEE, 2015. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7330679/>>

KUNDUR, Prabha. **Power System Stability And Control**. Palo Alto, California: McGraw-Hill, 1994.

LINN, Zarchi; MIURA, Yushi; ISE, Toshifumi. Power System Stabilization Control by HVDC with SMES Using Virtual Synchronous Generator. **IEEJ Journal of Industry Applications**, [s. l.], v. 1, n. 2, p. 102–110, 2012. Disponível em: <<http://japanlinkcenter.org/DN/JST.JSTAGE/ieejjia/1.102?lang=en&from=CrossRef&type=abstract>>

LIU, Jia. **Studies on Improving Dynamic Performance of Microgrids by Applying Virtual Synchronous Generator Control to Distributed Generators**. 2016. Osaka University, [s. l.], 2016.

LIU, Jia et al. Parallel operation of a synchronous generator and a virtual synchronous generator under unbalanced loading condition in microgrids. In: 2016 IEEE 8TH

INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE (IPEMC-ECCE ASIA) 2016, **Anais...** : IEEE, 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7512894/>>

LIU, Jia; MIURA, Yushi; ISE, Toshifumi. Comparison of Dynamic Characteristics Between Virtual Synchronous Generator and Droop Control in Inverter-Based Distributed Generators. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 31, n. 5, p. 3600–3611, 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7182342/>>

MA, Zhenyu; ZHONG, Qing-chang; YAN, Joseph D. Synchronverter-based control strategies for three-phase PWM rectifiers. In: 2012 7TH IEEE CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND APPLICATIONS (ICIEA) 2012, **Anais...** : IEEE, 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6360727/>>

MACHOWSKI, Jan; BIALEK, Janusz W.; BUMBY, James R. **POWER SYSTEM DYNAMICS Stability and Control**. [s.l.] : John Wiley & Sons, Ltd., 2008.

MING, Wen-long; ZHONG, Qing-chang. Synchronverter-based transformerless PV inverters. In: IECON 2014 - 40TH ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY 2014, **Anais...** : IEEE, 2014. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7049164/>>

ONS. **Boletim Mensal de Geração Eólica Março**. [s.l.: s.n.]. Disponível em: <http://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentosEPublicacoes/Boletim_Eolica_mar_2018.pdf>.

ONS. **Resultados da Operação**. 2018b. Disponível em: <<http://www.ons.org.br/paginas/resultados-da-operacao/historico-da-operacao>>. Acesso em: 7 maio. 2018.

PHI-LONG NGUYEN et al. Synchronverter-based operation of STATCOM to Mimic Synchronous Condensers. In: 2012 7TH IEEE CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND APPLICATIONS (ICIEA) 2012, **Anais...** : IEEE, 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6360859/>>

QING-CHANG ZHONG et al. Self-Synchronized Synchronverters: Inverters Without a Dedicated Synchronization Unit. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 29, n. 2, p. 617–630, 2014. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6504534/>>

REN21. **Renewables 2017: Global Status Report****Renewables 2017 Global Status Report**. Paris. Disponível em: <http://www.ren21.net/wp-content/uploads/2017/06/17-8399_GSR_2017_Full_Report_0621_Opt.pdf>%0Ahttp://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2016.10.049 %0Ahttp://www.ren21.net/status-of-renewables/global-status-report/>.

REZENDE, Jaqueline Oliveira. **Geração Distribuída: Legislação Brasileira, Perspectivas e Estudos de Casos via ATP**. 2015. Universidade Federal de Uberlândia -

UFU, Uberlândia, 2015.

ROCABERT, Joan et al. Control of Power Converters in AC Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 27, n. 11, p. 4734–4749, 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6200347/>>

SAKIMOTO, K.; MIURA, Y.; ISE, T. Stabilization of a power system with a distributed generator by a Virtual Synchronous Generator function. In: 8TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS - ECCE ASIA 2011, **Anais...** : IEEE, 2011. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5944492/>>

SAKIMOTO, Kenichi; MIURA, Yushi; ISE, Toshifumi. Characteristics of Parallel Operation of Inverter-Type Distributed Generators Operated by a Virtual Synchronous Generator. **Electrical Engineering in Japan**, [s. l.], v. 192, n. 4, p. 9–19, 2015. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/eej.22561>>

SHINTAI, Toshinobu; MIURA, Yushi; ISE, Toshifumi. Oscillation Damping of a Distributed Generator Using a Virtual Synchronous Generator. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [s. l.], v. 29, n. 2, p. 668–676, 2014. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6766293/>>

SHINTAI, Toshinobu; MIURA, Yuushi; ISE, Toshifumi. Reactive power control for load sharing with virtual synchronous generator control. In: PROCEEDINGS OF THE 7TH INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE 2012, **Anais...** : IEEE, 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6258956/>>

TURSCHNER, Dirk; HESSE, Ralf. **Potentialities of the Virtual Synchronous Machine (VISMA) to improve the quality of the electrical grid**. Brussels.

VAN, T. Vu et al. Virtual synchronous generator: An element of future grids. In: 2010 IEEE PES INNOVATIVE SMART GRID TECHNOLOGIES CONFERENCE EUROPE (ISGT EUROPE) 2010, **Anais...** : IEEE, 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5638946/>>

VAN THONG, Vu et al. Virtual synchronous generator: Laboratory scale results and field demonstration. In: 2009 IEEE BUCHAREST POWERTECH 2009, **Anais...** : IEEE, 2009. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5281790/>>

VAN WESENBEECK, M. P. .. et al. Grid tied converter with virtual kinetic storage. In: 2009 IEEE BUCHAREST POWERTECH 2009, **Anais...** : IEEE, 2009. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5282048/>>

VISSCHER, K.; DE HAAN, S. Virtual synchronous machines for frequency stabilisation in future grids with a significant share of decentralized generation. **SmartGrids for Distribution, 2008. IET-CIRED. CIRED Seminar**, [s. l.], n. 0118, p. 1–4, 2008.

VISSCHER, Klaas. **VSynch - The Virtual Synchronous Generator concept**, 2008.

WU, Heng et al. Small-Signal Modeling and Parameters Design for Virtual Synchronous Generators. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 63, n. 7, p. 4292–4303, 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7434595/>>

ZHONG, Qing-Chang et al. Improved Synchronverters with Bounded Frequency and Voltage for Smart Grid Integration. **IEEE Transactions on Smart Grid**, [s. l.], v. 9, n. 2, p. 786–796, 2018. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7467516/>>

ZHONG, Qing-chang; WEISS, George. Synchronverters: Inverters That Mimic Synchronous Generators. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 58, n. 4, p. 1259–1267, 2011. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5456209/>>

ZHONG, Qing-Chang; WEISS, George. Static synchronous generators for distributed generation and renewable energy. In: 2009 IEEE/PES POWER SYSTEMS CONFERENCE AND EXPOSITION 2009, **Anais...** : IEEE, 2009. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4840013/>>

ZIMANN, Felipe Joel. **SISTEMA DE CONTROLE DE POTÊNCIA ATIVA E REATIVA PARA A REGULAÇÃO DE TENSÃO EM REDES DE DISTRIBUIÇÃO DE BAIXA TENSÃO**. 2016. Universidade do Estado de Santa Catarina, [s. l.], 2016.

APÊNDICE A – CÓDIGO IMPLEMENTADO DA INTERRUPÇÃO E DAS FUNÇÕES PRINCIPAIS NO CONTROLADOR DIGITAL DE SINAIS

```

interrupt void Main_ISR(void)
{
    Protections();

    ADConversion();

    Power_RMS_Calc();

    PLL_Function()

    if(Tec.Mode == 2 || Tec.Mode == 3 || Tec.Mode == 4) {FreqLoop();}

    if(Tec.Mode == 4 && FlagCONT == 1 && FlagSync == 2) {AmpLoop();}

    if(Tec.Enable == 1) {Reference();}

    else if(Tec.Mode == 0) {Reset();}

    GraphFunction();

    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
}

void FreqLoop(void)
{
    Pin = Set.P0/Set.Pbase-Kp*(Wm-Set.W0)/Set.W0;

    k1=(Pin-Calc.Pf/Set.Pbase-D*(Wm-PLL.Wg)/Set.W0)/(J*Wm/Set.W0);

    k2=(Pin-Calc.Pf/Set.Pbase-D*((Wm+k1*h/2)-
    PLL.Wg)/Set.W0)/(J*(Wm+k1*h/2)/Set.W0);

    k3=(Pin-Calc.Pf/Set.Pbase-D*((Wm+k2*h/2)-
    PLL.Wg)/Set.W0)/(J*(Wm+k2*h/2)/Set.W0);

    k4=(Pin-Calc.Pf/Set.Pbase-D*((Wm+k3*h)-
    PLL.Wg)/Set.W0)/(J*(Wm+k3*h)/Set.W0);

    k = ((k1+2*k2+2*k3+k4)/6);
}

```

```

Wm = Wm+k*h*Set.W0;
}

void AmpLoop(void)
{
    Qref = Set.Q0/Set.Qbase-Kq*(Calc.Vpac_rms-Set.V0)/Set.V0;
    Eq = Qref-(Calc.Qf/Set.Qbase);
    Uq = (Uq_1+0.00259*Eq-0.00241*Eq_1);
    Eq_1=Eq;
    Uq_1=Uq;
}

void Reference(void)
{
    Set.Pbase = abs(Pset);
    Set.Qbase = abs(Qset);
    Set.W0 = 2*3.141592653589793*fset;
    switch(Tec.Mode){
    case 0: DisableConverter();
    Reset();
    break;
    case 1:
    Set.P0 = 0;
    Set.Q0 = 0;
    Set.V0 = H_V0*Vset;
    Wm = PLL.Wg;
    Wmt = PLL.wt;
    Uq = 0;

```

```

CONT_OFF;

break;

case 2: Set.P0 = 0;

Set.Q0 = 0;

Set.V0 = H_V0*Vset;

Uq = 0;

if (Tec.Cont == 0 && FlagCONT == 0) {

CONT_OFF;

Wm = Set.W0;

}

else if (Tec.Cont == 1){

CONT_ON;

FlagCONT = 1;}

else if (Tec.Cont == 0 && FlagCONT == 1){

CONT_OFF;

}

break;

case 4:

if (Tec.Cont == 0 && FlagSync == 0) {

CONT_OFF;

Set.V0 = H_V0*Vset;

Set.P0 = 0;

Set.Q0 = 0;

Wm = Set.W0;

Uq = 0;}

else if (Tec.Cont == 0 && FlagSync == 1){

```

```

CONT_OFF;

Set.P0 = 0;

Set.Q0 = 0;

Set.V0 = Calc.Vpac_rms;

Wm = Set.W0;

Wmt = PLL.wt;

Wmt_1 = PLL.wt_1;

Uq = 0;
}

else if (Tec.Cont == 0 && FlagSync == 2){

CONT_OFF;

Set.P0 = 0;

Set.Q0 = 0;

Wm = Set.W0;

Uq = 0;}

else if (Tec.Cont == 1 && FlagSync == 2){

CONT_ON;

FlagCONT = 1;

Set.P0 = Tec.deltaP0;

Set.Q0 = Tec.deltaQ0;

}

else if (Tec.Cont == 0 && FlagCONT == 1){

CONT_OFF;

Wm = Set.W0;

}

break;

```

```

case 5: if (Tec.Cont == 0) {CONT_OFF;}

else if (Tec.Cont == 1) {CONT_ON;

FlagCONT=1;}

Set.V0 = Tec.deltaV0;

Wm = Set.W0;

Uq = 0;

break;

default: DisableConverter();

break;}

Amp = 1.41421356*Set.V0 + Uq;

Vout_ref.A = Amp*sin(Wmt + wtC);

Vout_ref.B = Amp*sin(Wmt + wtC - 2.09439510239319549231);

Vout_ref.C = Amp*sin(Wmt + wtC + 2.09439510239319549231);

Wmt = Wmt_1 + (1.0/(2.0*fs))*(Wm)+ (1.0/(2.0*fs))*Wm_1;

if (Wmt > 3.141592653589793){

Wmt = Wmt - 6.2831853071796;}

else if (Wmt < -3.141592653589793){

Wmt = Wmt + 6.2831853071796;}

Wm_1 = Wm;

Wmt_1 = Wmt;

EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA=(2500+Offset_ref.A)+Hv_ref.A*Vout_ref.A*(
2500/400);

EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA=(2500+Offset_ref.B)+Hv_ref.B*Vout_ref.B*(
2500/400);

EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA=(2500+Offset_ref.C)+Hv_ref.C*Vout_ref.C*(
2500/400);}

```