

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGEEL

JOSÉ INÁCIO BÁRBARA DEPIN

**CONVERSOR MONOFÁSICO-TRIFÁSICO COM CONTROLE POR INCLINAÇÃO E
RESISTÊNCIA VIRTUAL PARA REDES RURAIS**

JOINVILLE

2024

JOSÉ INÁCIO BÁRBARA DEPIN

**CONVERSOR MONOFÁSICO-TRIFÁSICO COM CONTROLE POR INCLINAÇÃO E
RESISTÊNCIA VIRTUAL PARA REDES RURAIS**

Dissertação apresentada ao Programa 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: Marcello Mezaroba

JOINVILLE

2024

Ficha catalográfica elaborada pelo programa de geração automática da
Biblioteca Universitária Udesc,
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Depin, José Inácio Bárbara

Conversor monofásico-trifásico com controle por
inclinação e resistência virtual para redes rurais /
José Inácio Bárbara Depin. - Joinville, 2024.

137 p.

Orientador: Marcello Mezaroba.

Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado
de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
Joinville, 2024.

1. Controle por Inclinação. 2. Monofásico-Trifásico.
3. Resistência Virtual Não Linear. I. Mezaroba, Marcello
. II. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro
de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica. III. Título.

JOSÉ INÁCIO BÁRBARA DEPIN

**CONVERSOR MONOFÁSICO-TRIFÁSICO COM CONTROLE POR INCLINAÇÃO E
RESISTÊNCIA VIRTUAL PARA REDES RURAIS**

Dissertação apresentada ao Programa 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: Marcello Mezaroba

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Marcello Mezaroba (Presidente/Orientador)
CCT/UEDESC

Membros:

Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer (Membro)
CCT/UEDESC

Prof. Dr. Hugo Rolando Estofanero Larico (Membro)
UFSC/Joinville

Joinville, 13 de dezembro de 2024

Dedico este trabalho aos meus pais, a quem agradeço as bases que deram para me tornar a pessoa que sou hoje!

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Marcello Mezaroba pela disposição em ensinar, pela paciência e dedicação a esse projeto de pesquisa. A todos os meus professores do curso da Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC pela excelência da qualidade técnica de cada um.

À empresa SUPPLIER e seus colaboradores pelas consultorias e fornecimento do protótipo.

Aos meus pais que sempre me incentivaram a buscar conhecimento e continuar estudando. Sou grato à minha família pelo apoio que sempre me deram durante toda a minha vida.

À minha esposa Mayara pelo sacrifício e compreensão de toda minha ausência durante este período.

“A mente que se abre a uma nova ideia
jamais voltará ao seu tamanho original.”
(Albert Einstein)

RESUMO

Este trabalho apresenta a técnica de controle de fluxo de potência baseada no controle por inclinação, e a técnica da resistência virtual não linear, aplicadas a um conversor monofásico para trifásico de 6 kVA, fornecendo uma saída de 380 Volts rms fase-fase, para uso em linhas de distribuição rurais monofilar com retorno por terra. Um braço de potência conectado diretamente na rede elétrica alimenta o barramento cc e outros dois braços de potência geram duas fases adicionais, para as cargas trifásicas. Como método de proteção, é usada a técnica de resistência virtual não linear, que limita a corrente no conversor em caso de sobrecargas. Através de simulações são analisadas as interações entre o controle por inclinação e diferentes cargas, objetivando garantir uma tensão senoidal equilibrada para as três fases. As cargas usadas na simulação são tipicamente encontradas em áreas rurais, como cargas resistivas, motor trifásico e retificador não-controlado com capacitor. Além das simulações, um protótipo é usado para validar todo o controle e expor os resultados práticos com as diferentes cargas.

Palavras-chave: Controle por inclinação. Monofásico-trifásico. Resistência virtual não linear.

ABSTRACT

This work presents the power flow control technique based on droop control, and the non-linear virtual resistance technique, applied to a 6 kVA single-phase to three-phase converter, providing a 380 Volts rms phase-to-phase output, to use in rural single wire earth return distribution networks. One power leg connected directly to the grid supplies the dc bus and two other power legs generates two additional phases, to three-phase loads. As a protection method, the Non-Linear Virtual Resistance technique is used, which limits the current in the converter in case of overloads. Through simulations, the interactions between droop control and different loads were analyzed, aiming to guarantee a balanced sinusoidal voltage for the three phases. The loads used in the simulations are typically found in rural areas, such as resistive load, three-phase motor and a non-controlled capacitive rectifier. In addition to the simulations, a prototype is used to validate the entire control and expose practical results with different loads.

Keywords: Droop control. Single-phase to three-phase. Non-linear virtual resistance.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Instalação da rede de distribuição MRT	24
Figura 2 – Esquema da rede de distribuição MRT	24
Figura 3 – Estrutura de conversão monofásicas para trifásicas	26
Figura 4 – Características das topologias	27
Figura 5 – Topologia convencional	27
Figura 6 – Topologia convencional com retificador do tipo boost	28
Figura 7 – Topologia convencional com buffer ativo	29
Figura 8 – Topologia meia ponte sem controle ativo	30
Figura 9 – Topologia ponte completa sem controle ativo	31
Figura 10 – Topologia meia ponte com retificador controlado	31
Figura 11 – Topologia ponte completa com retificador controlado	32
Figura 12 – Topologia ponte completa com retificador controlado e autotransformador	33
Figura 13 – Topologia de Enjeti e Rahman	34
Figura 14 – Tensões PWM Enjeti e Rahman	34
Figura 15 – Topologia de Douglas e Malengret	35
Figura 16 – Tensões PWM Douglas e Malengret	35
Figura 17 – Topologia filtro ativo universal	36
Figura 18 – Topologia multifuncional	38
Figura 19 – Topologia utilizada	40
Figura 20 – Fluxo de potência entre duas barras. a) Circuito equivalente, b) Diagrama fasorial	43
Figura 21 – Curvas de controle por inclinação em redes indutivas a) Curva $P - \omega$, b) Curva $Q - E$	45
Figura 22 – Curvas de controle por inclinação em redes resistivas a) Curva $Q - \omega$, b) Curva $P - E$	46
Figura 23 – Faixas de tensão em relação à referência	47
Figura 24 – Operação conversor conectado ao barramento infinito rede resistiva	48
Figura 25 – Diagrama de blocos malhas de controle	49
Figura 26 – CPM baseado em <i>transpot delay</i>	51
Figura 27 – CPM com SOGI-QSG	52
Figura 28 – SOGI-QSG	52
Figura 29 – Diagrama de Bode do bloco SOGI-QSG	53
Figura 30 – Diagrama de blocos da impedância virtual	54
Figura 31 – Circuito equivalente com RVNL	54
Figura 32 – Exemplo RVNL	56
Figura 33 – Circuito equivalente com ponto médio	57
Figura 34 – Filtro de alta frequência	58

Figura 35 – Circuito equivalente malha tensão de saída	59
Figura 36 – Circuito equivalente malha barramento total	60
Figura 37 – Circuito equivalente malha desequilíbrio barramento	61
Figura 38 – Modulador PWM	62
Figura 39 – Diagrama de blocos do controle de tensão de saída	63
Figura 40 – Diagrama completo do circuito de potência e controle	67
Figura 41 – Diagrama de Bode do controlador de tensão de saída	70
Figura 42 – Diagrama de Bode do controlador de tensão total do barramento	71
Figura 43 – Diagrama de Bode do controlador de tensão diferencial do barramento	72
Figura 44 – Circuito de potência simulado	76
Figura 45 – Cargas simuladas	77
Figura 46 – Exemplo corrente de partida do motor	77
Figura 47 – SOGI gerador de sinal em quadratura e CPM calculador de potência média	78
Figura 48 – Controle de tensão total e diferencial do barramento	79
Figura 49 – Controlador de tensão de saída e modulador PWM	80
Figura 50 – Tensões de saída sem carga	80
Figura 51 – Correntes de saída e tensão barramento (carga resistiva) a) correntes de saída, b) tensão do barramento	81
Figura 52 – Tensões de saída (carga resistiva)	81
Figura 53 – Potências, amplitude e frequência com carga resistiva - fases <i>B</i> e <i>C</i> a) potência ativa média, b) amplitude, c) potência reativa média, d) frequência	82
Figura 54 – Potências, amplitude e frequência com carga Resistiva - fase <i>A</i> a) potência ativa média, b) amplitude, c) potência reativa média, d) frequência	82
Figura 55 – Atuação da RVNL na fase B (carga resistiva) a) referência droop e referência moduladora, b) resistência virtual	83
Figura 56 – Tensões e correntes de saída com RVNL (carga resistiva) a) tensões de saída, b) correntes de saída	84
Figura 57 – Correntes no PCC com RVNL (carga resistiva) a) corrente na carga fase <i>A</i> , conversor fase <i>A</i> e rede, b) tensão do barramento	85
Figura 58 – Correntes e tensão do barramento com partida do motor a) correntes de saída b) tensão do barramento	85
Figura 59 – Tensões com partida do motor	86
Figura 60 – Potências, amplitude e frequência com partida do motor - Fase <i>B</i> e <i>C</i> a) potência ativa média, b) amplitude, c) potência reativa média, d) frequência	86
Figura 61 – Potências, amplitude e frequência com partida do motor - fase <i>A</i> a) potência ativa média, b) amplitude, c) potência reativa média, d) frequência	87
Figura 62 – Atuação da RVNL na fase B (carga indutiva) a) referência droop e referência moduladora, b) resistência virtual	88

Figura 63 – Tensões e correntes de saída com RVNL (carga indutiva) a) tensões de saída, b) correntes de saída	88
Figura 64 – Correntes de saída e tensão barramento (carga retificador) a) correntes de saída, b) tensão do barramento	89
Figura 65 – Tensões de saída (carga retificador)	89
Figura 66 – Potências, amplitude e frequência com retificador - fase B e C a) potência ativa média, b) amplitude, c) potência reativa média, d) frequência	90
Figura 67 – Potências, amplitude e frequência com retificador - fase A a) potência ativa média, b) amplitude, c) potência reativa média, d) frequência	90
Figura 68 – Atuação da RVNL na fase B (carga retificador) a) referência droop e referência moduladora, b) resistência virtual	91
Figura 69 – Tensões e correntes de saída com RVNL (carga retificador) a) tensões de saída, b) correntes de saída	91
Figura 70 – SPMIT 1000-80-20 ESPECIAL	93
Figura 71 – Visão Geral do Conversor	94
Figura 72 – Identificação dos elementos de Montagem	94
Figura 73 – Pré-carga e <i>bypass</i>	95
Figura 74 – Medição de corrente	96
Figura 75 – Filtro de saída	96
Figura 76 – Capacitores do barramento	97
Figura 77 – Sensores de tensão do barramento	97
Figura 78 – Sensores de tensão do filtro	98
Figura 79 – Sensores de tensão de saída	98
Figura 80 – Fonte auxiliar chaveada	99
Figura 81 – Controle analógico	100
Figura 82 – Identificação da placa PM16	101
Figura 83 – Controle digital	103
Figura 84 – Módulo de potência	104
Figura 85 – LAUNCHXL-F28379D LaunchPad	104
Figura 86 – Troca de referências PLL/Droop para fase A	106
Figura 87 – Tensão do barramento na partida do conversor	106
Figura 88 – Tensão de saída sem carga	107
Figura 89 – Tensão de saída sem RVNL, resistor (3x30 Ω)	108
Figura 90 – Corrente de saída sem RVNL, resistor (3x30 Ω)	108
Figura 91 – Tensão de saída com RVNL, resistor (3x30 Ω)	109
Figura 92 – Corrente de saída com RVNL, resistor (3x30 Ω)	110
Figura 93 – Tensão de saída sem RVNL, motor	111
Figura 94 – Corrente de saída sem RVNL, motor	111
Figura 95 – Tensão de saída com RVNL, motor	112

Figura 96 – Corrente de saída com RVNL, motor	113
Figura 97 – Corrente da carga A, filtro A e rede com RVNL, motor	114
Figura 98 – Tensão de saída sem RVNL, retificador	114
Figura 99 – Corrente de saída sem RVNL, retificador	115
Figura 100 – Tensão de saída com RVNL, retificador	115
Figura 101 – Corrente de saída com RVNL, retificador	116

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Pontos de conexão em Tensão Nominal inferior a 2,3 kV (380/220)	47
Tabela 2 – Parâmetros da linha e carga	66
Tabela 3 – Tabela de esforços	92
Tabela 4 – Tabela dos principais componentes	95
Tabela 5 – Especificações da fonte auxiliar chaveada	99
Tabela 6 – Conexões do ADC	102
Tabela 7 – Funções dos PWMs	102
Tabela 8 – Funções dos GPIOs	102

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

2L-VSI	Two Levels Voltage Source Inverter
ADC	Analog-Digital Converter
ADINF	Adequada Inferior
ADSUP	Adequada Superior
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CPM	Calculador de Potência Média
DAC	Digital-Analog Converter
DSP	Digital Signal Processor
FP	Fator de Potência
IEEE	Institute of Electric and Electronic Engineers
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
I_p/I_n	Corrente de Partida sobre a Corrente Nominal
LC	Indutor-Capacitor
LCL	Indutor-Capacito-Indutor
MONOTRI	Monofásico-Trifásico
MRT	Monofilar com Retorno por Terra
PCC	Ponto de Conexão Comum
PI	Proporcional-Integral
PI	Proporcional-Integral-Derivativo
PLL	Phase-Locked Loop
PMP	Ponto de Máxima Potência
PRINF	Precária Inferior
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica
PRSUP	Precária Superior
pu	por unidade
PWM	Pulse Width Modulation
QSG	Quadrature Signal Generator
RVNL	Resistência Virtual Não Linear
SOGI	Second Order Generalized Integrator

TAP	Terminal de Ajuste de Potencial
THDi	Distorção Harmônica Total na Corrente
TL	Tensão de Leitura
TR	Tensão de Referência
Ts	Período de Comutação
VSI	Voltage Source Inverter

LISTA DE SÍMBOLOS

C_{b1}	Capacitor de barramento 1
C_{b2}	Capacitor de barramento 2
C_{fa}	Capacitor de filtro fase a
C_{fb}	Capacitor de filtro fase b
C_{fc}	Capacitor de filtro fase c
L_{fa}	Indutor de filtro fase a
L_{fb}	Indutor de filtro fase b
L_{fc}	Indutor de filtro fase c
L_{ra}	Indutor da rede fase a
R_s	Resistência da rede de distribuição
L_s	Indutância da rede de distribuição
Z_S	Impedância da linha de distribuição
S_2	Acionamento de conexão da cargas
E	Amplitude da tensão de saída do conversor conectado à barra
V	Amplitude da tensão da rede CA
δ	Ângulo da tensão de saída do conversor conectado à barra
Θ	Ângulo da impedância dos condutores
ϕ	Ângulo da corrente entre as barras
Z	Impedância equivalente
X	Reatância
R	Resistência
S	Potência aparente
P	Potência ativa
Q	Potência reativa
Δ	Variação
ω	Frequência angular
ω_o	Frequência angular inicial
$k_{p\omega}$	Coefficiente de inclinação da relação droop indutivo $P - \omega$
k_{qe}	Coefficiente de inclinação da relação droop indutivo $Q - E$
k_{pe}	Coefficiente de inclinação da relação droop resistivo $P - E$

$k_{q\omega}$	Coefficiente de inclinação da relação droop resistivo $Q - \omega$
E_o	Amplitude da tensão do conversor inicial
P_o	Potência ativa inicial
Q_o	Potência reativa inicial
V_o	Tensão de saída instantânea
I_o	Corrente de saída instantânea
t	Tempo
$V_{o\perp}$	Tensão de saída instantânea em quadratura
π	pi
s	Operador do domínio da frequência
V_{ref}	Tensão de referência
$Z_D(s)$	Impedância virtual de saída
I_{G+}	Limite positivo de corrente
I_{G-}	Limite negativo de corrente
I_M	Limite máximo de corrente permitido
$i_{a,dif}$	Excesso de corrente
K_{RV}	Constante virtual
V_{rvnl}	Valor da queda de tensão
$v_{a,ref}$	Tensão de referência da fase a
$v^*_{a,ref}$	Nova tensão de referência da fase a
C_B	Capacitor de barramento total
V_B	Tensão de barramento total
ω_{rd}	Frequência angular da rede
i_L	Corrente do indutor de filtro
S_{carga}	Potência aparente da carga
FP_{carga}	Fator de potência da carga
V_{fase}	Tensão eficaz de fase
f	Frequência fundamental
f_s	Frequência de comutação
$I_{o_{pk}}$	Corrente de saída de pico
k_{pwm}	Ganho do modulador

ks_{vs}	Ganho do sensor de tensão de saída
$FTMA_{vs}(s)$	Função transferência de malha aberta da planta de tensão de saída
fc_{vs}	Frequência de cruzamento do compensador de tensão de saída
ωc_{vs}	Frequência angular de cruzamento do compensador de tensão de saída
fvs_{zero}	Frequência do zero do compensador de tensão de saída
Zc_{vs}	Frequência angular do zero do compensador de tensão de saída
fvs_{polo}	Frequência do pólo do compensador de tensão de saída
Pc_{vs}	Frequência angular do pólo do compensador de tensão de saída
kc_{vs}	Ganho do compensador de tensão de saída
$FTMA_{vt}(s)$	Função transferência de malha aberta da planta de tensão de barramento total
fc_{vt}	Frequência de cruzamento do compensador de tensão de barramento total
ωc_{vt}	Frequência angular de cruzamento do compensador de tensão de barramento total
fv_{tzero}	Frequência do zero do compensador de tensão de barramento total
Zc_{vt}	Frequência angular do zero do compensador de tensão de barramento total
fv_{tpolo}	Frequência do pólo do compensador de tensão de barramento total
Pc_{vt}	Frequência angular do pólo do compensador de tensão de barramento total
kc_{vt}	Ganho do compensador de tensão de barramento total
$FTMA_{vd}(s)$	Função transferência de malha aberta da planta de tensão de barramento diferencial
fc_{vd}	Frequência de cruzamento do compensador de tensão de barramento diferencial
ωc_{vd}	Frequência angular de cruzamento do compensador de tensão de barramento diferencial
fv_{dzero}	Frequência do zero do compensador de tensão de barramento diferencial
Zc_{vd}	Frequência angular do zero do compensador de tensão de barramento diferencial
fv_{dpolo}	Frequência do pólo do compensador de tensão de barramento diferencial
Pc_{vd}	Frequência angular do pólo do compensador de tensão de barramento diferencial
kc_{vd}	Ganho do compensador de tensão de barramento diferencial
K_{RV1}	Constante virtual 1

K_{RV2}	Constante virtual 2
P_{R1}	Potência da carga simulada - resistor
$R1$	Valor da carga simulada - resistor
S_{motor}	Potência da carga simulada - motor
I_{motor}	Corrente da carga simulada - motor
$I_{pk_{motor}}$	Corrente de pico da carga simulada - motor
V_C	Tensão no capacitor da carga simulada - retificador
V_{med}	Tensão média no capacitor da carga simulada - retificador
$S3$	Potência aparente da carga simulada - retificador
$P3$	Potência ativa da carga simulada - retificador
$R3$	Resistência da carga simulada - retificador
$C3$	Capacitor da carga simulada - retificador
$^{\circ}C$	Graus Celsius

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	23
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO DO PROBLEMA	23
1.2	ANÁLISE DE TOPOLOGIAS	26
1.2.1	Topologia convencional	27
1.2.2	Topologia convencional com retificador do tipo boost	28
1.2.3	Topologia convencional com buffer ativo	28
1.2.4	Topologia meia ponte sem controle ativo	29
1.2.5	Topologia ponte completa sem controle ativo	30
1.2.6	Topologia meia ponte com retificador controlado	31
1.2.7	Topologia ponte completa com retificador controlado	32
1.2.8	Topologia ponte completa com retificador controlado e autotransformador	32
1.2.9	Topologia de Enjeti e Rahman	33
1.2.10	Topologia de Douglas e Malengret	34
1.2.11	Topologia filtro ativo universal	36
1.2.12	Topologia multifuncional	36
1.3	TOPOLOGIA UTILIZADA	39
2	MÉTODOS DE CONTROLE	42
2.1	TÉCNICA DE CONTROLE POR INCLINAÇÃO (DROOP CONTROL)	42
2.1.1	Controle por inclinação em redes indutivas	43
2.1.2	Controle por inclinação em redes resistivas	45
2.1.3	Calculador de potência	49
2.2	RESISTÊNCIA VIRTUAL NÃO LINEAR (RVNL)	53
2.3	ESTRUTURA DE POTÊNCIA	56
2.4	MODELAGEM E CONTROLE	58
2.4.1	Modelo da tensão de saída	59
2.4.2	Modelo de tensão barramento cc	60
2.4.3	Modelo de desequilíbrio da tensão barramento cc	61
2.4.4	Modelo PWM	62
2.4.5	Malhas de Controle	62
<i>2.4.5.1</i>	<i>Malha de Controle de Tensão de Saída</i>	<i>63</i>
<i>2.4.5.2</i>	<i>Malha de controle de tensão barramento cc</i>	<i>64</i>
<i>2.4.5.3</i>	<i>Malha de controle de desequilíbrio tensão barramento cc</i>	<i>65</i>
3	ESPECIFICAÇÃO DO CONVERTOR	66
3.1	CÁLCULO DOS COMPONENTES DO CONVERTOR	68
3.2	CÁLCULO DO CONTROLE	69

3.2.1	Cálculo do controle de tensão de saída do inversor	69
3.2.2	Cálculo do controle de tensão total do barramento	70
3.2.3	Cálculo do controle de tensão diferencial do barramento	71
3.2.4	Cálculo do controle por inclinação	72
3.2.5	Cálculo da RVNL	73
3.3	CÁLCULOS DAS CARGAS	74
3.3.1	Cálculo da carga resistiva	74
3.3.2	Cálculo da Carga Motor	74
3.3.3	Cálculo da carga retificador não controlado com filtro capacitivo	75
4	SIMULAÇÕES	76
4.1	CIRCUITOS SIMULADOS	76
4.2	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO	80
4.2.1	Simulação carga - resistor	80
4.2.2	Simulação carga - resistor com RVNL	83
4.2.3	Simulação carga - motor	85
4.2.4	Simulação Carga - Indutiva com RVNL	87
4.2.5	Simulação carga - retificador	89
4.2.6	Simulação carga - retificador com RVNL	90
5	PROTÓTIPO	93
5.1	DESCRIÇÃO GERAL DO CONVERSOR	93
5.2	PM 1-2: CIRCUITO DE PRÉ-CARGA E <i>BYPASS</i>	95
5.3	PM3: SENSORES DE CORRENTE	96
5.4	PM4 E L1-6: FILTRO DE SAÍDA	96
5.5	PM7-8: CAPACITORES DE BARRAMENTO	97
5.6	PM9-13/R8-13: SENSORES DE TENSÃO	97
5.7	PM15: FONTE AUXILIAR CHAVEADA	99
5.8	PM6 E PM17: CONTROLE ANALÓGICO	100
5.9	PM16: PLACA DE INTERFACE PARA CONTROLE DIGITAL	100
5.10	PM5: MÓDULO DE POTÊNCIA	103
5.11	DSP	104
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	106
6.1	CARGA - RESISTIVA	107
6.2	CARGA - MOTOR	110
6.3	CARGA - RETIFICADOR	114
7	CONCLUSÃO	117
	REFERÊNCIAS	119
	APÊNDICE A – CIRCUITO - PSIM	122

APÊNDICE B – CÓDIGO BLOCO C - PSIM	127
APÊNDICE C – CÓDIGO DSP F28379D	129

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO DO PROBLEMA

Por apresentarem considerável redução de custos para as concessionárias em relação às redes trifásicas, as áreas rurais possuem tipicamente redes de distribuição monofásicas, que possuem problemas técnicos relacionados a qualidade de energia, devido a baixos valores de tensão e fator de potência, portanto, não são apropriadas para realização de ofícios comuns a este ambiente, como a atividade agrícola, que exigem maquinários de maior potência. Como não é possível o uso desse tipo de equipamento, a rede de distribuição de energia monofásica limita a qualidade de vida dessas comunidades e aumenta o êxodo rural (Aredes et al., 2004).

Devido à baixa densidade demográfica com pessoas vivendo afastadas dos grandes centros, em países como no caso do Brasil, existem grandes quantidades de longas redes elétricas de distribuição monofásicas, porém, com baixa capacidade de transferência de potência e regulação da tensão, pois é característico desse tipo de rede a alta impedância do ramal. O fornecimento em apenas uma fase torna limitado o uso da energia elétrica para mecanização e automatização de processos, principalmente no meio rural, onde há necessidade do uso de equipamentos de maior porte e geralmente trifásicos, assim, até mesmo dificultando o desenvolvimento dessas regiões (Scapini, 2017).

Entre os tipos de redes de distribuição monofásicas estão a rede monofásica fase-neutro, com dois condutores, sendo um deles a fase e o outro o neutro, outro tipo existente e mais comum em áreas rurais é o Monofilar com Retorno por Terra (MRT), esse tipo de rede utiliza apenas um condutor fino de aço ao invés de cabos de alumínio em comparação ao sistema trifásico, sendo esse a fase, e o retorno de corrente feito pela terra. Dessa forma, com menos condutores e menor peso, os postes podem ser mais espaçados, ao invés de um poste a cada 60 metros no sistema trifásico, podem ser espaçados em até 300 metros na rede MRT, o que reduz significativamente o custo desse tipo de estrutura (Guedes, 2000).

As redes de distribuição do tipo MRT são aplicadas quando deve-se entregar energia elétrica em comunidades com baixas densidades populacionais e áreas rurais. São muito empregadas em países como o Brasil, Austrália, Nova Zelândia, Índia, Canadá, países da América Latina e da África (Silva, 2015).

A Figura 1 mostra um exemplo da instalação da rede de distribuição MRT. Esses sistemas podem cobrir vastas áreas, podendo uma linha de distribuição exceder 300 km, suprindo tipicamente cargas de 100 kVA até 200 kVA, com baixa densidade de carga de 0,5 VA/km (Wolfs, 2005).

Figura 1 – Instalação da rede de distribuição MRT

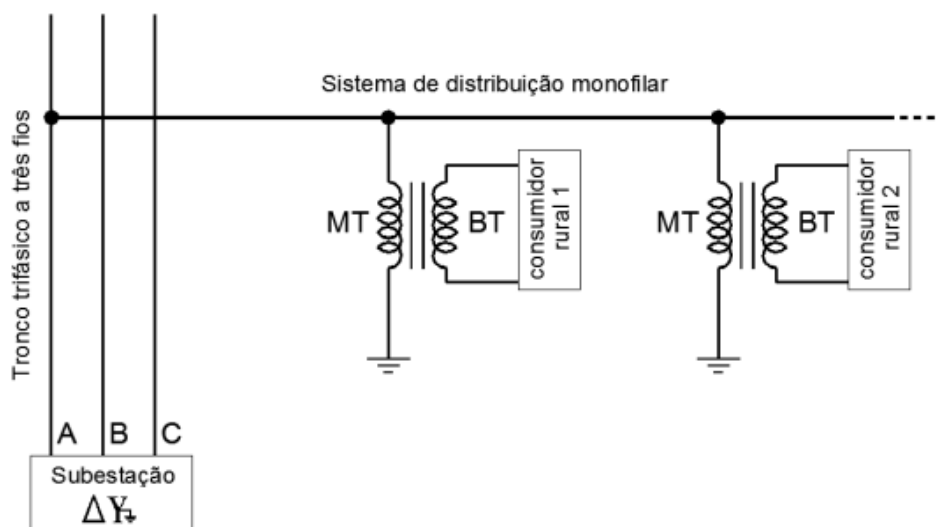


Fonte: (Wolfs, 2005)

O condutor monofilar deriva de uma fase do tronco alimentador de distribuição principal, que tem origem na subestação com um transformador delta-estrela aterrado como mostra a Figura 2. Sendo assim, cada fase do tronco trifásico pode dar origem a uma rede MRT. Para possibilitar esse tipo de rede, o transformador da subestação precisa ter o enrolamento secundário em configuração estrela aterrado para fechar o circuito e garantir o retorno da corrente pelo solo.

As redes de distribuição MRT são constituídas por uma longa linha em média tensão e possuem os valores típicos de $13,8/\sqrt{3}$ kV, $23/\sqrt{3}$ kV, e $34,5/\sqrt{3}$ kV, que resulta em tensões sobre o enrolamento primário dos transformadores em 7,967 kV, 13,279 kV e 19,919 kV ligados entre fase e o terra. O transformador abaixador isolado está localizado junto ao consumidor, e fornece no secundário as tensões de fornecimento nominais de fase-neutro (Fandi, 2013).

Figura 2 – Esquema da rede de distribuição MRT



Fonte: (Fandi, 2013)

A implementação de um sistema MRT pode representar um custo entre 10% e 50% comparado ao valor de um sistema trifásico, essa variação ocorre devido às características da carga a ser suprida e aos diferentes tipos de terreno. O comprimento dos vãos e, portanto, a quantidade de postes necessários são determinados pelo peso dos condutores e pelo relevo local. O uso do cabo de aço zincado reduz significativamente o custo com condutores e postes. Já as características dos sistemas de aterramento requeridos são determinados pela resistividade do solo local (Fandi, 2013).

É importante enfatizar que as redes MRT são muito propensas a ocorrências de afundamentos de tensão, tanto pelo comprimento da linha que geralmente é longa, e implica em alta resistência do ramal, como pela resistência do solo que atua como retorno, o que a caracteriza como uma rede fraca (MONTEIRO; FREITAS; BELLAR, 2019).

Outro problema típico de sistemas de distribuição rural, é que há uma grande variação de tensão nesse tipo de rede durante o dia, devido a afundamentos naturais provocados pela queda de tensão nos alimentadores, resultantes da corrente de partida de outros consumidores do mesmo ramal. Muitas das atuais redes rurais monofásicas de alta impedância são incapazes de operar cargas pesadas devido a limitação de potência que causa afundamentos de tensão durante a partida de motores (Miranda, 2007).

As modernizações dos processos produtivos agrícolas exigem redes elétricas de boa qualidade, que possam atender o uso de motores elétricos trifásicos, esses em comparação com motores monofásicos, são mais leves, mais baratos, com melhor rendimento e fator de potência, elevado torque de partida, são de fácil operação e baixa manutenção, tendo se consolidado principalmente no meio produtivo industrial (Scapini, 2017).

Os motores trifásicos tem larga demanda no meio rural, em aplicações como moinhos, bombas de irrigação de lavouras, resfriamento de leite, secagem, aquecimento, ventilação, ordenha, bombeamento de água de poços, produção de ração animal, etc. (Jacobina; Jr.; Dias, 2010).

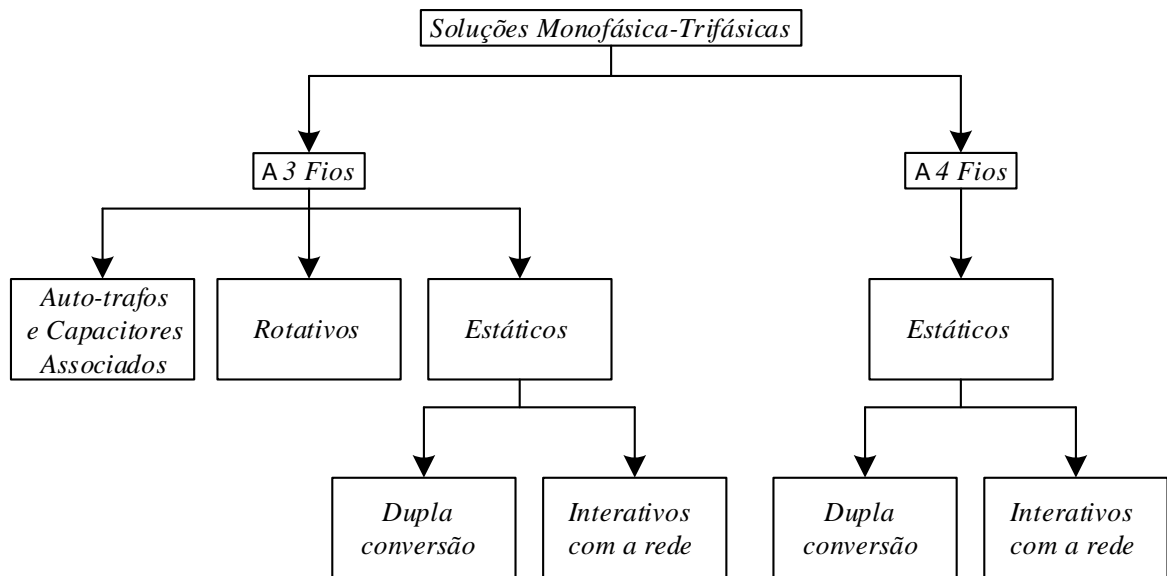
Perante as evidentes vantagens dos motores trifásicos frente aos monofásicos, que em alguns casos, tem o uso impossibilitado pela limitação de potência, opta-se pelo uso do motor trifásico em conjunto com equipamentos que convertem a alimentação monofásica em trifásica. Esse tipo de equipamento começou a ter notoriedade no Brasil no fim da década de 70, e são classificados em rotativos e estáticos. Os conversores rotativos resumem-se no uso de um motor de indução trifásico em vazio alimentado com tensão monofásica, com capacitores para gerar a terceira fase e balancear as tensões trifásicas, porém tem grande volume e manutenção constante. Os conversores estáticos são formados por elementos passivos e semicondutores de potência. Para solucionar o problema dos afundamentos de tensão, a opção mais comum das concessionárias é a instalação de reguladores de tensão no lado de alta dos transformadores monofásicos ou ainda bancos de capacitores no lado de baixa. Ou seja, cada solução apresentada resolve apenas um problema por vez (Miranda, 2007).

Soluções para sistemas monofásicos tem sido amplamente desenvolvidas, como exemplo

pode-se categorizar em dois grupos, os sistemas de conversão de redes, e as alternativas para geração de energia distribuída. Ainda há o uso comum de motores a combustão interna e geradores diesel nas áreas rurais, porém, a substituição desses equipamentos por motores elétricos, já é estratégia de vendas de diversos fabricantes, devido a sua viabilidade econômica (Scapini, 2017).

Várias soluções foram propostas para acionamento de cargas trifásicas a partir da rede monofásica, inicialmente com componentes passivos ou rotativos. Posteriormente, surgiram alternativas baseadas em conversores estáticos, a Figura 3 apresenta a classificação referente a topologia. Convém ressaltar que as topologias interativas com a rede normalmente resultam em maior eficiência, menores correntes, pois não processam toda energia fornecida pra carga, menor tamanho físico e da mesma forma menor custo de construção.

Figura 3 – Estrutura de conversão monofásicas para trifásicas



Fonte: (Scapini, 2017)

Um grande número de artigos e patentes foi registrado entre os anos 1990 e 2010, referentes a soluções para conversão da rede monofásica para trifásica, com base nos problemas na eletrificação rural. A evolução tecnológica e redução de custos proporcionou o advento de estruturas de conversão monofásica para trifásica de menor custo, robustas e versáteis com a migração para o campo da eletrônica de potência.

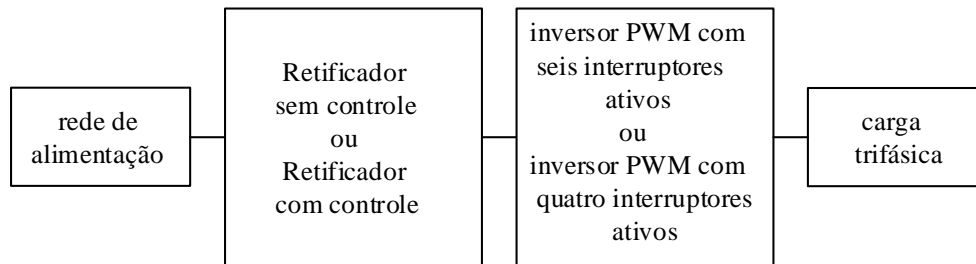
O capítulo a seguir apresenta algumas topologias no segmento de conversores estáticos, que é o objeto de estudo do trabalho.

1.2 ANÁLISE DE TOPOLOGIAS

As topologias de conversores apresentadas possuem duas características principais, a primeira refere-se ao retificador controlado ou não-controlado, e a segunda trata da quantidade

de interruptores que o inversor possui.

Figura 4 – Características das topologias



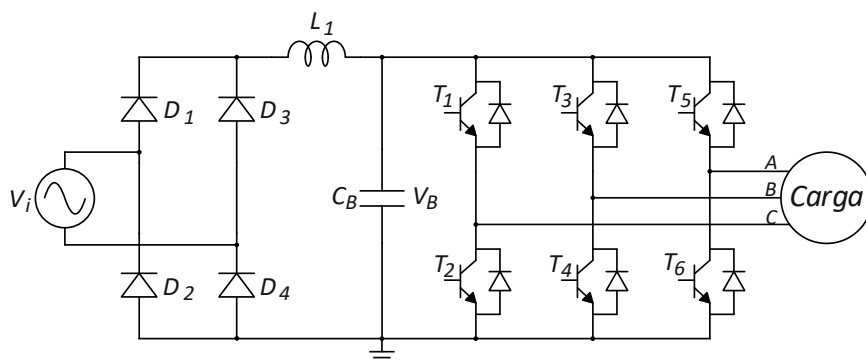
Fonte: (Scapini, 2017)

1.2.1 Topologia convencional

É uma estrutura de dupla conversão, não possui passagem direta da energia da entrada para a saída, processa a energia em duas etapas, retificador e inversor. O retificador converte a tensão de entrada de corrente alternada (ca) para corrente contínua (cc), que alimenta um banco de capacitores que conecta a primeira etapa com a segunda etapa. O inversor tem a função de converter a tensão cc para as tensões trifásicas ca que são aplicadas na carga (Guedes, 2000).

A topologia convencional da Figura 5 apresenta na entrada monofásica um retificador não-controlado e na etapa seguinte um filtro indutivo-capacitivo para filtrar a tensão do barramento, formando o elo cc. Posteriormente os seis interruptores ativos com modulação *Pulse Width Modulation* (PWM) formam as tensões trifásicas.

Figura 5 – Topologia convencional



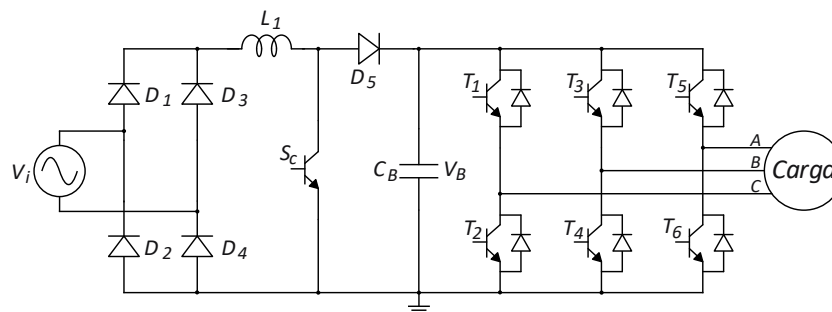
Fonte: Adaptado de (Guedes, 2000)

Como é um retificador a diodos, o fluxo de potência é unidirecional, apenas da rede para a carga, impossibilitando a frenagem regenerativa no caso de alimentação de um motor. A corrente de entrada tem alto conteúdo harmônico com elevados picos de corrente e é defasada da tensão de entrada, sem a possibilidade de controle da corrente de entrada e correção do fator de potência, e com tensões de saída simétricas de três níveis.

1.2.2 Topologia convencional com retificador do tipo boost

A Figura 6 mostra a topologia convencional com retificador a diodos, adicionando um regulador boost, uma chave controlada e um diodo, pode-se obter um estágio elevador de tensão, que possibilita o controle ativo da corrente de entrada em fase com a tensão de entrada e formato senoidal, melhorando a qualidade dos níveis harmônicos da corrente de entrada e podendo gerar um fator de potência próximo do unitário, porém, ainda sem bidirecionalidade, ou seja, o fluxo de potência da rede para a carga e sem possibilidade de frenagem regenerativa para um motor com carga. Essa implementação tem custo adicional e também aumenta o número de componentes e as perdas do conversor.

Figura 6 – Topologia convencional com retificador do tipo boost



Fonte: Adaptado de (Guedes, 2000)

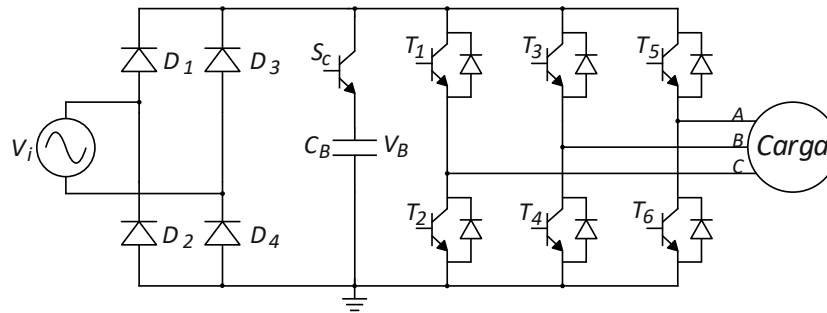
Já as formas de onda das tensões de saída tem as mesmas características da topologia convencional apresentada anteriormente, com simetria de três níveis para tensões de saída entre fases.

1.2.3 Topologia convencional com buffer ativo

A topologia convencional necessita de um *buffer* de energia, como um capacitor eletrolítico, para absorver a ondulação de potência com o dobro da frequência da rede no elo cc do conversor. A inserção de um interruptor em série com o capacitor cria um filtro ativo, que busca diminuir o volume do capacitor do filtro cc e também melhora a distorção harmônica em torno da componente da frequência de chaveamento (Ohnuma; Itoh, 2010).

O conversor da Figura 7 é baseado em uma topologia de matriz indireta. Os quatro diodos na entrada operam como um retificador fonte de corrente, e os seis interruptores na saída operam como um inversor fonte de tensão para a carga. O interruptor e o capacitor operam como um filtro ativo para absorver a ondulação de potência e também são usados como um circuito *snubber* com finalidade de proteção.

Figura 7 – Topologia convencional com buffer ativo



Fonte: Adaptado de (Ohnuma; Itoh, 2010)

O interruptor do *buffer* é comutado em baixa frequência e pode ser sincronizado com o vetor de tensão-zero do inversor, para gerar uma comutação em corrente-zero, eliminando as perdas de comutação no *buffer*. Possibilitam a correção do fator de potência próximo ao unitário com simetria das tensões de saída a três níveis. Porém, com adição de mais um interruptor.

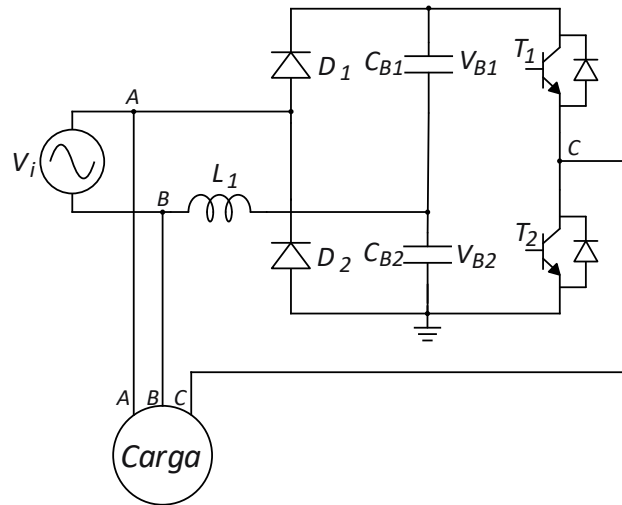
1.2.4 Topologia meia ponte sem controle ativo

Essa topologia não possui controle ativo da etapa retificadora, conseqüentemente, tem fluxo de potência unidirecional da rede para a carga e sem possibilidade de frenagem regenerativa se a carga for um motor. Também não tem a possibilidade do controle ativo da corrente de entrada, por isso, possui baixo fator de potência (Chen; Divan; Novotny, 1993).

A estrutura meia ponte acarreta na alta tensão nos interruptores T_1 e T_2 , expostos ao dobro do pico da tensão de entrada, o que é uma desvantagem em relação a ponte completa. A modulação senoidal com a moduladora defasada em 60° em relação a tensão de entrada, comanda os interruptores T_1 e T_2 , que com avançadas técnicas PWM podem eliminar harmônicas de baixa ordem assegurando alta qualidade das formas de onda de saída.

Essa topologia porém apresenta o menor número de semicondutores.

Figura 8 – Topologia meia ponte sem controle ativo



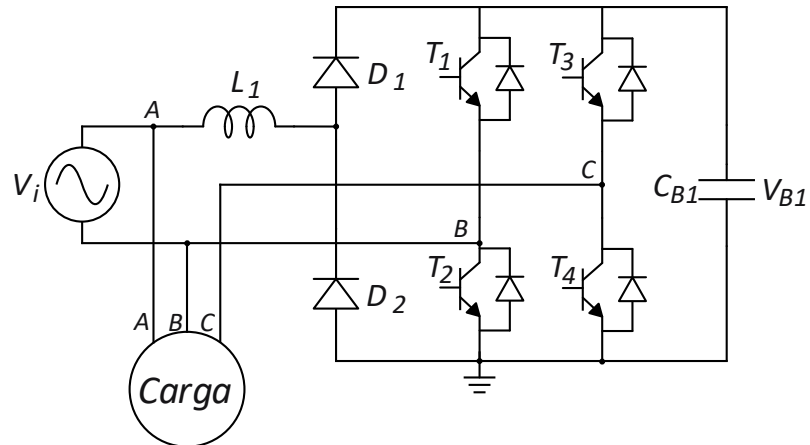
Fonte: Adaptado de (Chen; Divan; Novotny, 1993)

1.2.5 Topologia ponte completa sem controle ativo

Em comparação a topologia meia ponte apresentada na Figura 8, a topologia em ponte completa, Figura 9, possui menor tensão sobre os interruptores, por dividir essa carga entre os dois interruptores antiparalelo, e gerando uma tensão de saída com três níveis, ao invés de apenas dois níveis como acontece na topologia meia ponte. Outra característica dessa topologia é a menor capacitância dos capacitores do barramento (Guedes, 2000).

Por não possuir controle ativo da corrente de entrada, o fluxo de potência é unidirecional e não tem controle do fator de potência de entrada. Dessa forma acarreta em alto conteúdo harmônico e defasagem da corrente em relação a tensão de entrada, o que ocasiona em baixa qualidade da forma de onda da corrente de entrada. Porém, ainda conta com baixo número de componentes.

Figura 9 – Topologia ponte completa sem controle ativo

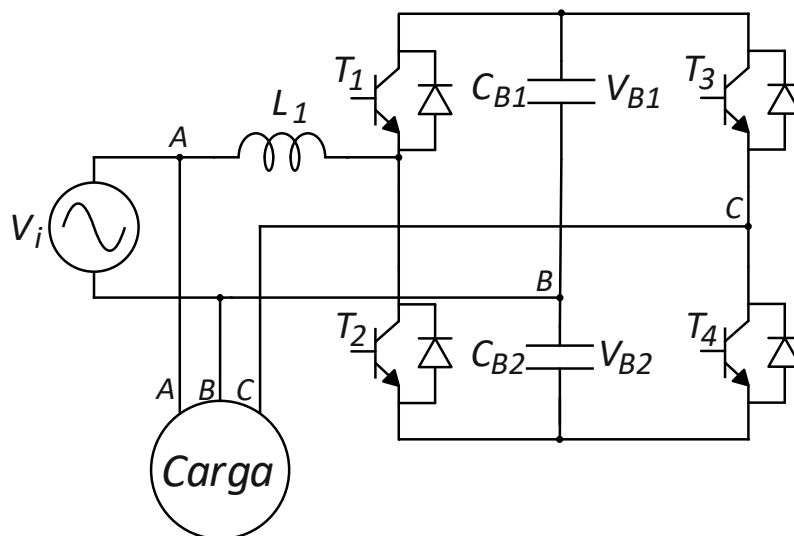


Fonte: Adaptado de (Guedes, 2000)

1.2.6 Topologia meia ponte com retificador controlado

A topologia da Figura 10 diferencia-se da mostrada na Figura 8 pela adição de dois interruptores ativos na etapa retificadora, com intuito de controlar a corrente de entrada do conversor. Com PWM sincronizado com a tensão da rede em T_1 e T_2 e em conjunto com o indutor, a corrente de entrada é senoidal com baixa distorção e está em fase com a tensão de entrada, dessa forma, possui fator de potência próximo do unitário (Enjeti; Rahman; Jakkli, 1993).

Figura 10 – Topologia meia ponte com retificador controlado



Fonte: Adaptado de (Enjeti; Rahman; Jakkli, 1993)

Além disso, o fluxo de potência é bidirecional, da rede para carga e da carga para rede. Pode ser escolhida a frequência de chaveamento para eliminar várias harmônicas de baixa ordem

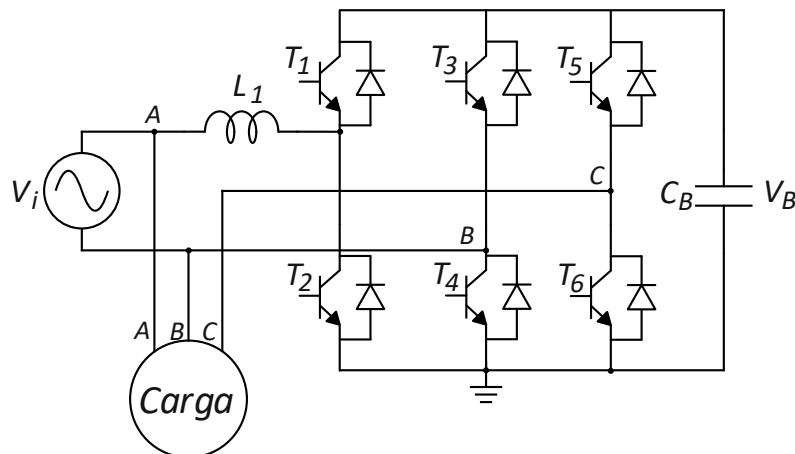
e reduzir o tamanho do indutor de filtragem. Porém, durante as comutações, os interruptores estão sujeitos ao dobro do pico da tensão de entrada.

1.2.7 Topologia ponte completa com retificador controlado

A versão ponte completa do conversor anterior é mostrada na Figura 11, com adição de mais dois interruptores ativos $T5$ e $T6$ proporcionando bidirecionalidade ao conjunto. No ciclo positivo de V_i o interruptor $T2$ é comutado para elevar a tensão do capacitor e dar forma senoidal para corrente de entrada com fator de potência unitário. Quando a tensão de entrada V_i é negativa, $T1$ tem a mesma função.

Os interruptores $T3 - T6$ fornecem a tensão V_{bc} garantindo um sistema trifásico equilibrado nos terminais de saída. Por ser uma estrutura em ponte completa, a tensão sobre os componentes durante a comutação é menor e resulta em menor conteúdo harmônico que a versão dois níveis.

Figura 11 – Topologia ponte completa com retificador controlado



Fonte: Adaptado de (Enjeti; Rahman; Jakkli, 1993)

1.2.8 Topologia ponte completa com retificador controlado e autotransformador

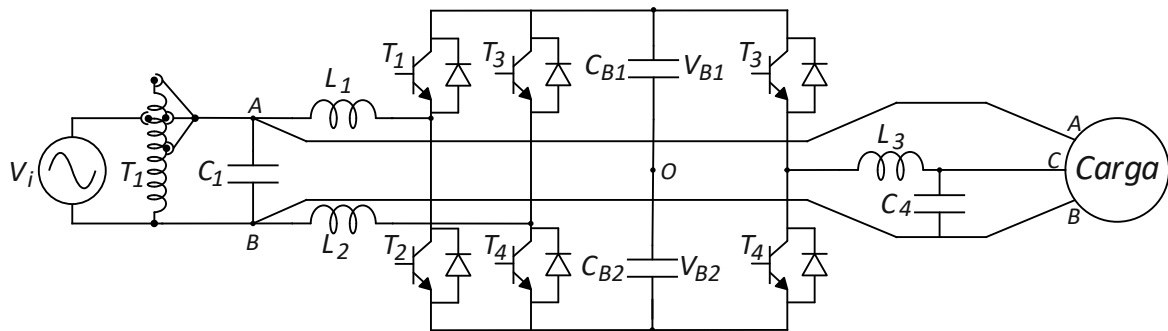
Em relação a topologia anterior, a proposta de (Adapa; John, 2017) adiciona um autotransformador na tensão de entrada, proveniente da rede elétrica, visto na Figura 12. A tensão V_{ab} pode ser variada conforme o terminal de ajuste de potencial (tap) do autotransformador que compõe diretamente a tensão de linha da carga. A terceira fase é fornecida pelo outro braço de potência.

Com uso de um comutador em carga para alterar os taps do autotransformador, as sobrecorrentes de partida dos motores podem ser reduzidas aplicando tensões menores inicialmente e aumentando em passos até alcançar tensão e rotação nominal do motor. Os taps também podem

ser alterados para regular a tensão nos terminais do motor quando há variações na tensão da rede, devido as frequentes flutuações existentes nas redes de distribuição rural.

O braço de potência C, que fornece a terceira fase é sincronizado com a posição do tap para gerar um sistema trifásico balanceado em todas as condições de carga.

Figura 12 – Topologia ponte completa com retificador controlado e autotransformador



Fonte: Adaptado de (Adapa; John, 2017)

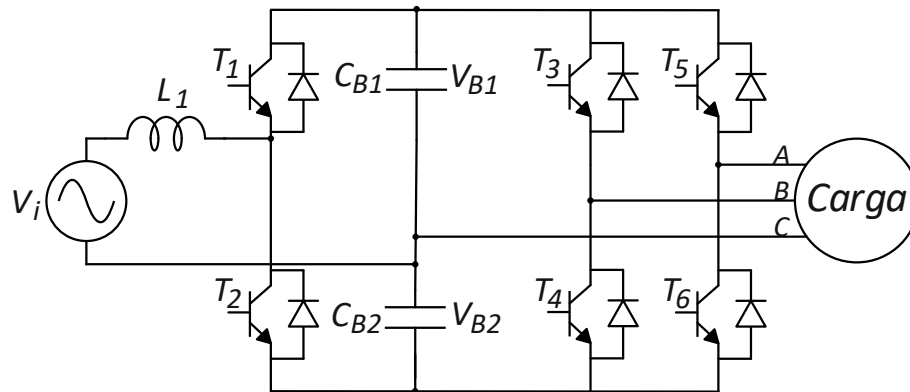
Os braços de potência A e B drenam potência ativa da rede para manter o barramento cc no nível desejado. O indutor $L1$, o capacitor $C1$ e a indutância magnetizante do autotransformador formam um filtro indutor-capacitor-indutor (LCL) que mitiga a ondulação de corrente injetado na rede elétrica. Um filtro indutor-capacitor (LC) é adicionado no braço de potência C para filtrar a tensão com modulação PWM. Possui alto fator de potência de entrada e bidirecionalidade devido ao controle da corrente de entrada, porém, com alto volume devido ao autotransformador de entrada.

1.2.9 Topologia de Enjeti e Rahman

Na Figura 13 é apresentada a topologia proposta por (Enjeti; Rahman, 1993), a estrutura responsável pela produção da conexão em tensão contínua, é um retificador meia ponte ativo composto por $T1$ e $T2$, com possibilidade de correção do fator de potência próximo ao unitário com corrente de entrada senoidal e bidirecionalidade para frenagem regenerativa de cargas como motores trifásicos.

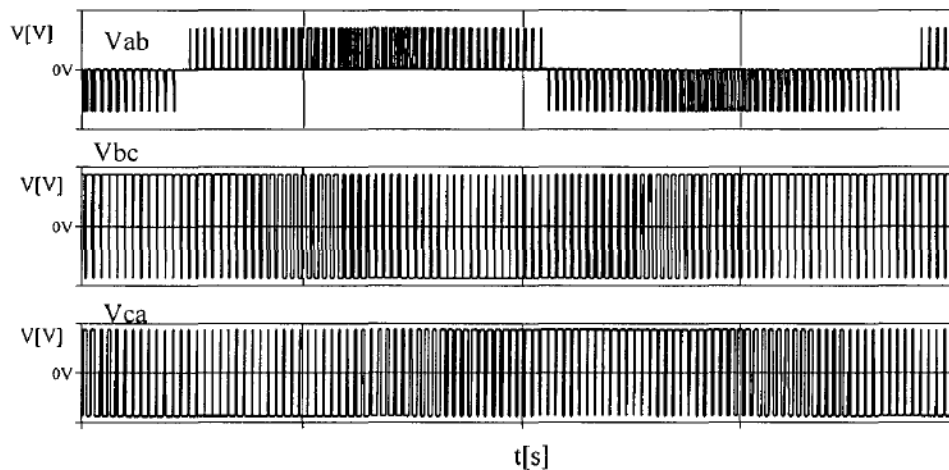
A partir de uma estrutura de dois braços controlados $T3 - T6$, são geradas as tensões de linha trifásica de saída, que geram duas fases de saída sendo a terceira conectada no ponto médio dos capacitores do barramento cc. O retorno pelo terra da alimentação é usado como uma das três fases de saída, portanto, é aplicável à linhas monofilar com retorno pelo terra (MRT). Diferentemente das topologias das Figuras 8, 9, 10, 11 e 12, por ter duas fase independentes, há a vantagem de regulação da amplitude e fase das tensões de linha da saída, possibilitando operação em frequência variável.

Figura 13 – Topologia de Enjeti e Rahman



Fonte: Adaptado de (Enjeti; Rahman, 1993)

Figura 14 – Tensões PWM Enjeti e Rahman



Fonte: (Guedes, 2000)

Apresenta reduzido número de componentes, apenas seis interruptores, consequentemente baixo custo e volume, tensão e frequência de saída variável, corrente de entrada bidirecional e correção do fator de potência, portanto, essa topologia tem se mostrado uma boa alternativa para aplicações com propósito de acionamento de máquinas elétricas trifásicas a partir de redes monofásicas. Porém, as tensões de linha presentes na saída do conversor apresentam uma modulação assimétrica em amplitude e número de níveis, sendo V_{ab} três níveis e as tensões V_{bc} e V_{ca} dois níveis.

1.2.10 Topologia de Douglas e Malengret

Uma pequena modificação na topologia anterior foi proposta por (Douglas; Malengret, 1998), alterar o terminal do ponto médio entre os capacitores do barramento cc para o ponto entre os dois interruptores T_1 e T_2 do retificador como ilustrado na Figura 15. Dessa forma o

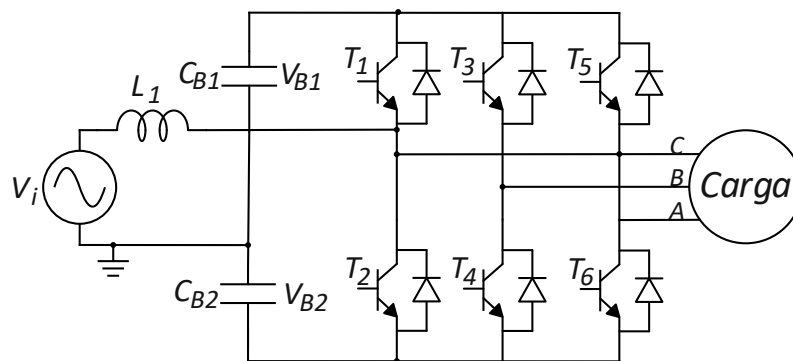
primeiro braço do inversor é o retificador de entrada, capaz de regular a primeira fase de saída do conversor.

Há um atraso em relação a tensão da primeira fase e a tensão de entrada, ao aumentar esse ângulo de atraso tem-se um aumento na tensão do barramento cc e aumento da tensão de fase.

O valor do barramento cc é praticamente o valor de pico da tensão sobre os interruptores, dessa forma pode-se controlar a amplitude da tensão da primeira fase variando o barramento cc.

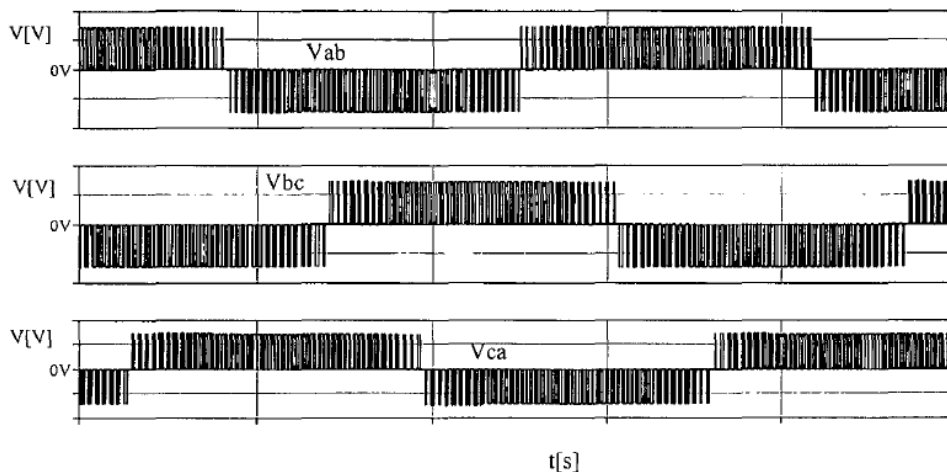
Essa topologia possibilita controle ativo da forma de onda da corrente de entrada e bidirecionalidade, por consequência, fator de potência próximo do unitário e o uso de frenagem regenerativa para cargas como motor.

Figura 15 – Topologia de Douglas e Malengret



Fonte: Adaptado de (Douglas; Malengret, 1998)

Figura 16 – Tensões PWM Douglas e Malengret



Fonte: (Guedes, 2000)

Comparada a estrutura anterior, a assimetria das tensões de linha foram corrigidas, com o controle das três tensões de saída, o conversor fornece tensões com modulação PWM simétricas, o que reduz as sub-harmônicas das tensões de saída.

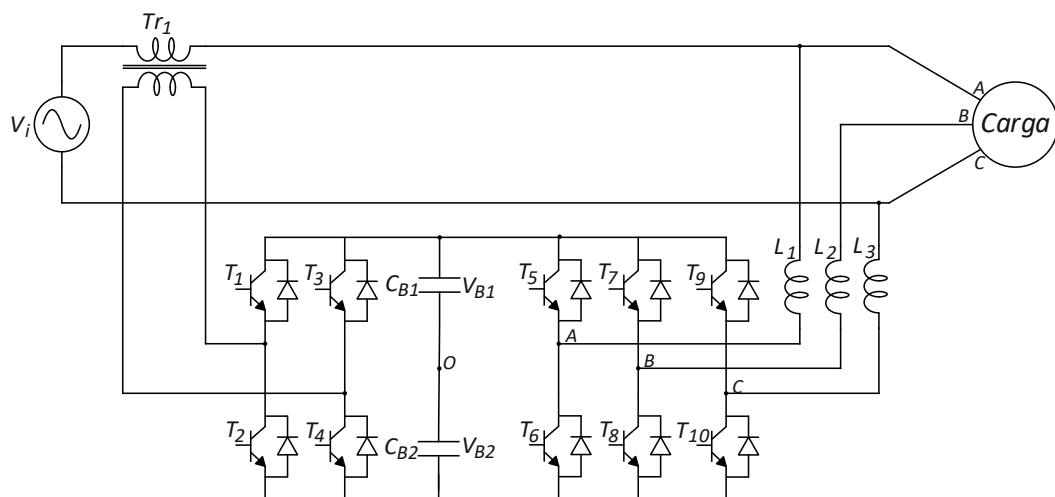
1.2.11 Topologia filtro ativo universal

O filtro ativo universal, Figura 17, consiste na combinação de duas estruturas, o filtro ativo série e o filtro ativo paralelo. O filtro ativo série tem como sua principal vantagem, a capacidade de compensar distorções harmônicas e distúrbios das tensões da rede elétrica, enquanto o filtro ativo paralelo, tem capacidade para compensar harmônicas de corrente da carga e potência reativa. Ainda possibilita o controle de harmônicas e do fator de potência próximo do unitário, sincronizando a corrente com a tensão da rede elétrica.

Essa topologia tem por conceito a compensação de harmônicas e potência reativa de sistemas monofásicos para trifásicos, solucionando um típico problema das aplicações em áreas rurais.

A energia fornecida para a carga não é totalmente processada pelo conversor, sendo que a potência ativa pode ser transferida para a carga através da linha conectada diretamente na rede elétrica como também pelo filtro ativo. Dessa forma, tem-se menos perdas por comutação.

Figura 17 – Topologia filtro ativo universal



Fonte: Adaptado de (Jacobina et al., 2011)

Em comparação com o conversor monofásico para trifásico convencional, o filtro ativo universal apresenta menor perda por comutação e menores valores nominais, devido a não processar toda a energia fornecida para a carga. Porém, tem maior complexidade devido ao elevado número de interruptores e ainda possui um transformador que aumenta o volume.

1.2.12 Topologia multifuncional

A proposta consiste em uma estrutura multifuncional para provimento de rede elétrica trifásica a partir de uma rede de distribuição monofásica, compensação de reativos no acoplamento com a rede e conexão de fonte alternativa solar. A seguir é apresentada a topologia com o controle proposto por (Scapini, 2017), a Figura 18 mostra o circuito equivalente da rede elétrica

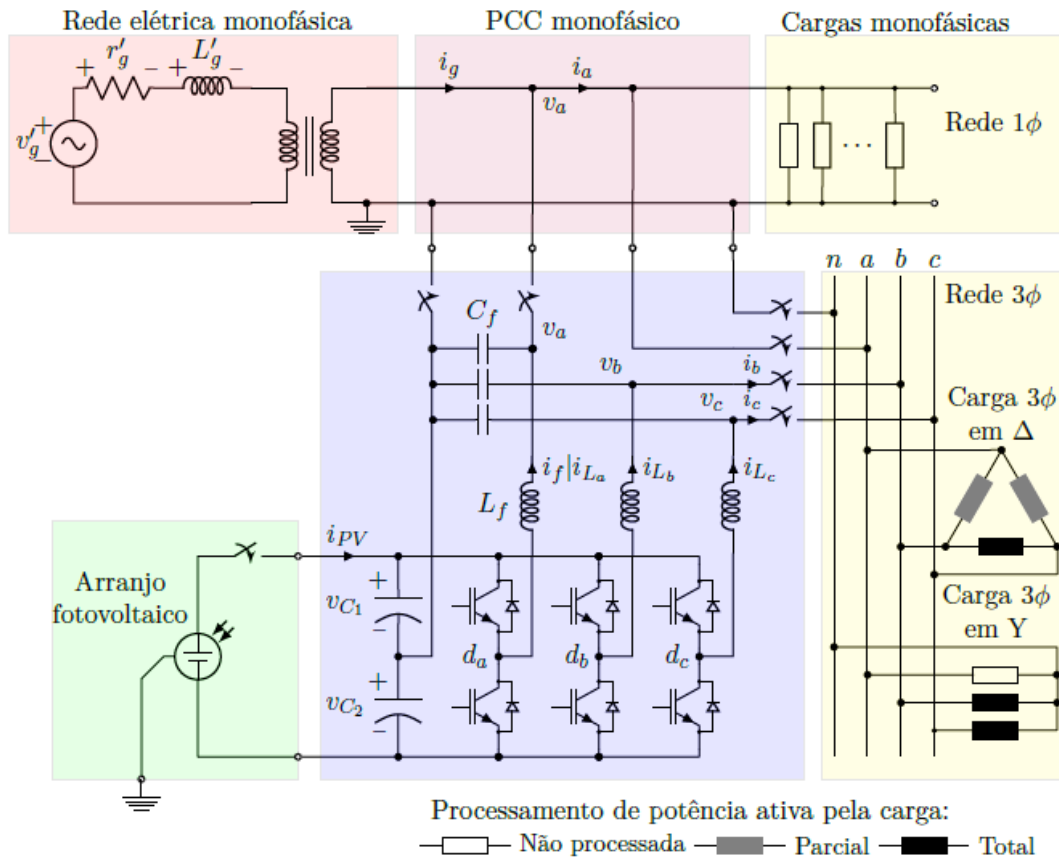
de distribuição monofásica, o Ponto de Conexão Comum (PCC) com a rede e o conjunto de cargas monofásicas, que são componentes já existentes de um sistema de distribuição e não tem suas estruturas alteradas pela conexão do conversor multifuncional. Também são apresentadas as duas estruturas adicionais, a rede elétrica trifásica e a geração solar fotovoltaica, além do próprio conversor. É uma topologia semelhante a mostrada na Figura 15, porém, com a diferença que a fase da rede está conectada diretamente na carga, sem o indutor em série entre a rede e a carga.

O conversor é conectado no PCC no lado de baixa tensão da rede monofásica, denominada por fase **A**, este ponto é constituído pelo nó que interliga os fluxos de corrente da rede, da carga, do capacitor de filtro e do conversor. O conversor eletrônico de potência é do tipo dois níveis alimentado em tensão, do inglês, *two-levels voltage source inverter* (2L-VSI), possui reduzido número de semicondutores e é uma estrutura bem difundida pela indústria, sua operação é simplificada e bem conhecida. As três fases compartilham o mesmo barramento cc, que é dividido e tem o ponto central conectado ao neutro da rede monofásica. Cada fase é constituída por um braço ativo, formado por dois semicondutores bidirecionais e um filtro LC composto pelo capacitor (C_f) e indutor (L_f).

O filtro LC da fase **B** e fase **C** garantem a operação no modo de tensão, atenuando as harmônicas da modulação PWM do conversor. Enquanto que a fase **A** opera em modo de corrente, e o capacitor tem a função de fornecer caminho para as componentes de corrente em alta frequência e também como compensador passivo de reativos para cargas típicas indutivas.

Analisando as cargas monofásicas conectadas diretamente na rede elétrica, percebe-se que sua potência ativa é fornecida pela rede e não é processada pelo conversor, da mesma forma a fase **A** da rede trifásica não tem sua potência processada pelo conversor, sendo assim, apenas 2/3 da potência ativa fornecidas a carga trifásica é processada pelo conversor.

Figura 18 – Topologia multifuncional



Fonte: (Scapini, 2017)

Há ainda a possibilidade da geração solar fotovoltaica, onde o arranjo de painéis é conectado diretamente no barramento cc sem nenhum equipamento adicional. Com essa configuração, o rastreamento do Ponto de Máxima Potência (PMP) é realizado a partir do controle da tensão total dos capacitores do barramento cc.

As principais vantagens advindas da estrutura do conversor multifuncional, são descritas como o fornecimento de energia similar as redes convencionais sem a necessidade de alteração na estrutura já existente, pois a conexão do conversor ocorre em paralelo com a rede. Podendo obter uma rede trifásica a quatro fios com parâmetros de atendimento ao consumidor estabelecidos em normas. Como uma fase é conectada diretamente na rede elétrica, a potência ativa absorvida da rede é direcionada para a fase A reduzindo a necessidade de processamento de energia pelo conversor. Essa mesma fase faz a compensação de reativos regulando a amplitude da tensão eficaz da rede elétrica monofásica. A possibilidade da conexão de fonte de geração solar fotovoltaica sem equipamento adicional se torna uma importante aliada no suporte da tensão com a geração de potência ativa e aumento da capacidade de instalação de cargas.

Dentre os modos de operação implementados no controle por (Scapini, 2017), estão o modo desligado, o modo compensador de reativos, o modo gerador distribuído fotovoltaico, o modo conversor de rede monofásica para trifásica e o modo híbrido.

O modo de controle desligado, consiste apenas na rede elétrica alimentando as carga monofásicas sem a intervenção do conversor, com o uso da estrutura monofásica já existente. Isso gera maior nível de confiabilidade em casos de falha, desconexão ou manutenção do conversor.

O modo compensador de reativos consiste na capacidade de processamento de potência reativa, obtida pela injeção de uma componente de corrente senoidal sincronizada e de quadratura com a tensão no PCC. A inserção de potência reativa na rede pode ter duas funções compensatórias distintas, correção do fator de potência e compensação da amplitude da tensão eficaz da rede.

O modo gerador distribuído fotovoltaico proporciona incorporação de produção de potência ativa local, eliminando a limitação da capacidade de transporte energético da rede, principalmente para redes com características de impedância elevada, tendo como vantagem o aumento da capacidade de instalação de cargas e auxílio na regulação da tensão eficaz da rede.

O modo conversão de rede monofásica para trifásica se dá através da inclusão de dois braços inversores adicionais conectados ao mesmo barramento cc, que possibilita o processo de formação da rede trifásica em conjunto com a fase *A* conectada diretamente na rede monofásica. A potência ativa fornecida para as cargas conectadas na fase *A* é obtida diretamente do ramal monofásico, enquanto as cargas conectadas nas fases *B* e *C* são supridas pelo conversor através dos braços adicionais a partir da fase *A*. Assim, o conversor realiza o processamento parcial de potência ativa.

O modo híbrido considera que os modos de operação apresentados individualmente possam operar simultaneamente, fornecendo solução completa e agrupando as vantagens de cada modo de operação. Portanto o conversor possui alto fator de potência e bidirecionalidade devido ao retificador controlado e baixo número de interruptores.

1.3 TOPOLOGIA UTILIZADA

Designa-se MONOTRI a uma estrutura de conversor eletrônico, que sintetiza tensões trifásicas equilibradas a partir de uma rede monofásica. Estes conversores podem ser estrategicamente usados em sistemas de eletrificação rural monofásica, para possibilitar a aplicação de motores de indução trifásicos, e ainda possui vantagens como a melhoria do fator de potência e regulação da tensão de saída, que proporciona imunidade para distúrbios de curta duração (Aredes et al., 2004).

A conexão com a rede é realizada pelo retificador, que efetua a conversão de tensão alternada em tensão contínua para alimentar o barramento do MONOTRI. O fator de potência dos retificadores convencionais não controlados é considerado abaixo dos limites estabelecidos por normas internacionais e a taxa de distorção harmônica de corrente (THDi) apresenta valores acima dos exigidos, dentre vários outros problemas causados por essa topologia, como incremento nas perdas por efeito joule nas redes de distribuição e interferências eletromagnéticas. A inserção de dispositivos passivos de filtragem pode proporcionar alguma melhora nesses

questos, porém a alta THDi e falta de regulação da tensão de saída inviabilizam a aplicação desta topologia.

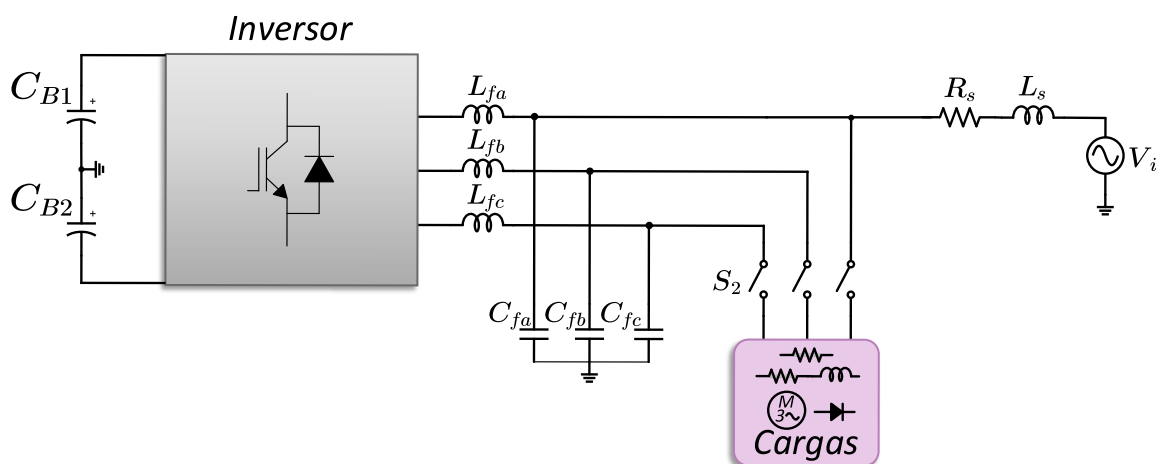
Já os retificadores controlados possuem uma série de vantagens, como a regulação da tensão fornecida ao barramento cc do estágio seguinte, assim como redução da taxa de distorção harmônica e aprimoramento do fator de potência e qualidade da energia absorvida da rede (Bezerra, 2018).

A partir do barramento cc, o inversor desempenha o papel de conversão em tensão ca, mais comumente usados, os inversores do tipo fonte de tensão Voltage Source Inverter (VSI). A topologia de inversor VSI possibilita o fornecimento de tensão para cargas ca proveniente de uma fonte cc, que pode ser um barramento, uma fonte renovável ou até um banco de baterias. Sua estrutura clássica pode ser a meia ponte ou ponte completa, e a aplicação de um filtro composto por indutor e capacitor em sua saída atenua as componentes de alta frequência permitindo fornecer uma tensão ca senoidal com baixa distorção (Correa, 2018).

A topologia ponte completa tem maior uso quando o intuito é a sintetização de uma tensão trifásica proveniente de fontes cc, como geração fotovoltaica, fontes de energia ininterrupta, etc. Onde cada um dos três braços de potência atua em uma das fases de saída. O modulador PWM possui três sinais de referência defasados entre si em 120° , que em conjunto com as malhas de controle fornecem os pulsos para os interruptores de cada fase (Miranda, 2007).

Por todos esses motivos, este trabalho emprega as técnicas de controle por inclinação e técnica da resistência virtual não linear utilizando a topologia de conversor para conversão monofásica para trifásica, Figura 19, similar ao descrito por (Scapini, 2017), porém, somente para cargas trifásicas.

Figura 19 – Topologia utilizada



Fonte: Próprio autor (2024)

- O conversor proposto é conectado no PCC, tendo o mesmo ponto de conexão para o retificador de entrada, uma das fases das cargas e a rede monofásica.

- O conversor opera como um monotri para possibilitar o fornecimento de tensões adequadas para cargas trifásicas.
- O conversor também opera como compensador para a fase conectada diretamente na rede elétrica.
- Como contribuição, o presente trabalho implementa a técnica de controle por inclinação, conhecida como *Droop Control*, comumente usada no paralelismo entre unidades geradoras em uma mesma rede. Neste trabalho possibilita o controle dos fluxos de potência ativa e reativa entre a rede e o conversor e entre o conversor e as cargas, dessa forma as três fases do conversor operam em modo de fonte de tensão.
- Também é usada a técnica de Resistência Virtual Não Linear (RVNL), que é empregada com a função de proteção do conversor em casos de sobrecorrente e *inrush*.

Essas duas técnicas tem como principal objetivo neste trabalho, proporcionar melhor controle em momentos de sobrecorrente sem o conversor vir a falhar, permitindo assim a partida de cargas pesadas trifásicas, como no caso de motores elétricos.

2 MÉTODOS DE CONTROLE

2.1 TÉCNICA DE CONTROLE POR INCLINAÇÃO (DROOP CONTROL)

Em algumas topologias de sistemas de geração distribuída com várias fontes conectadas na mesma rede, é necessário o controle de vários conversores em paralelo à rede elétrica. O requisito essencial para a operação de inversores em paralelo é o gerenciamento da corrente que passará por cada unidade. Quando se trata de inversores que funcionam no modo de controle de tensão, é necessário assegurar que a corrente seja distribuída de maneira equitativa. Se o controle for feito no modo de corrente, é possível definir a quantidade de potência que cada unidade deve processar (Filho, 2010).

A ligação de fontes de tensão ideais em paralelo só é viável se estas fontes tiverem a mesma frequência, fase e amplitude. Mesmo que os inversores sejam fontes de tensão não ideais, esses princípios ainda precisam ser seguidos para garantir o funcionamento adequado do sistema. Se inversores com frequências, fases ou amplitudes diferentes são conectados em paralelo, isso causará a circulação de correntes indesejadas no circuito, limitadas apenas pelas impedâncias internas das fontes não ideais. Como os inversores com controle instantâneo são projetados para ter baixa impedância de saída, essa configuração pode favorecer a circulação de correntes ou gerar desequilíbrios entre os inversores conectados em paralelo. As consequências incluem o desequilíbrio da potência processada, a absorção de potência ativa e reativa por um dos inversores (que passa a atuar como retificador e se torna carga para os outros), instabilidade no sistema, ativação de proteções e até a destruição dos equipamentos (Lazzarin, 2010).

Em relação aos métodos de controle utilizados, existem duas abordagens para o paralelismo entre inversores. A mais comum envolve a interconexão dos controladores dos inversores por barramentos de comunicação, podendo ter uma unidade de gerenciamento de potência ou um conversor sendo o mestre e os outros escravos. De maneira simplificada, isso pode ser visto como se os controles individuais de cada inversor trocassem informações de uma central. A outra abordagem permite o paralelismo sem a interconexão dos controles. Nesse caso, os inversores funcionam de maneira independente, como máquinas síncronas primárias, respondendo às variações de carga sem comprometer a estabilidade do sistema.

No caso de controles com a interconexão dos controladores, as desvantagens incluem a necessidade vital da unidade mestre ou a dependência de uma central de processamento de potência para gerar as correntes de referência. Outro fator agravante dessa estrutura é que, ao se levar em conta uma potência reduzida exigida pela carga, os conversores começam a operar em faixas de baixo desempenho, o que afeta de forma significativa a eficiência total (Filho, 2010).

Para controles sem interconexão dos controladores, utiliza-se o controle local de frequência e amplitude dos inversores, controlados através de curvas específicas relacionando a potência ativa e frequência e a potência reativa e amplitude da tensão, conhecido como controle por inclinação, do inglês, *droop control*. Com esse método de operação, cada unidade funciona de maneira independente, mas sincronizada com as outras. Isso aumenta a eficiência do sistema,

pois permite que a potência de cada unidade seja ajustada de forma individual. Além disso, uma grande vantagem desses sistemas é a confiabilidade, já que, sem a necessidade de comunicação entre as unidades, a remoção de uma ou mais delas não interrompe o fornecimento de energia às cargas. As unidades restantes assumem automaticamente a parte de potência da unidade removida do barramento de carga (Filho, 2010).

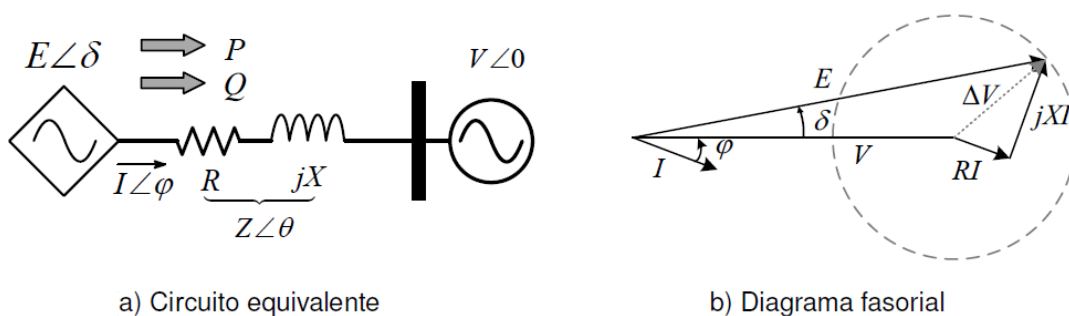
As técnicas de controle por inclinação são aplicadas em conversores de potência que suportam a rede, controlados por tensão, para ajustar o fluxo de potência ativa e reativa, garantindo que a frequência e a amplitude da tensão da rede permaneçam controladas. Esse tipo de controle se baseia no princípio de equilíbrio de potência dos geradores síncronos em sistemas elétricos. Quando há um desequilíbrio entre a potência mecânica de entrada de um gerador e a potência elétrica de saída, a velocidade do rotor muda, causando uma variação na frequência elétrica. Da mesma forma, alterações na potência reativa de saída resultam em variações na magnitude da tensão. O método busca imitar a autorregulação dos geradores síncronos conectados à rede, aplicando essa dinâmica nos inversores que conectam as fontes ao barramento da microrrede (Cardoso, 2017).

2.1.1 Controle por inclinação em redes indutivas

Para compreensão dos aspectos do controle por inclinação, é apresentado na Figura 20 o circuito com duas barras, onde $E\angle\delta$ corresponde a tensão de saída do conversor e $V\angle 0^\circ$ a tensão da rede ca, $Z\angle\theta$ é a impedância dos condutores entre as barras e $I\angle\phi$ é a corrente que flui entre as mesmas.

Figura 20 – Fluxo de potência entre duas barras.

a) Circuito equivalente, b) Diagrama fasorial



Fonte: (Correa, 2018)

Analisando o circuito, a equação (1) mostra o cálculo da potência que flui entre as barras, transmitida do inversor para a rede elétrica.

$$S = P + jQ = E\angle\delta \cdot I\angle\phi \quad (1)$$

A potência ativa P e potência reativa Q , segundo (Guerrero et al., 2009), são dadas por.

$$P = \left(\frac{E.V}{Z} \cdot \cos\delta - \frac{V^2}{Z} \right) \cdot \cos\Theta + \frac{E.V}{Z} \cdot \sin\delta \cdot \sin\Theta \quad (2)$$

$$Q = \left(\frac{E.V}{Z} \cdot \cos\delta - \frac{V^2}{Z} \right) \cdot \sin\Theta + \frac{E.V}{Z} \cdot \sin\delta \cdot \cos\Theta \quad (3)$$

Percebe-se uma dependência das características da rede no comportamento do fluxo de potência entre as barras. Considerando linhas de transmissão de alta tensão, onde a linha é predominantemente indutiva, ou seja, a indutância é muito maior que a resistência ($X \gg R$), adota-se que $Z \approx X \angle 90^\circ$. Dessa forma, as equações (2) e (3) podem ser simplificadas (Azevedo, 2011).

$$P = \frac{E.V}{X} \cdot \sin\delta \quad (4)$$

$$Q = \frac{V \cdot (E \cdot \cos\delta - V)}{X} \quad (5)$$

Levando em conta que o ângulo δ representa valores pequenos, são utilizadas as aproximações $\sin\delta \approx \delta$ e $\cos\delta \approx 1$, tem-se.

$$P \approx \frac{E.V}{X} \cdot \delta \quad (6)$$

$$Q \approx \frac{V \cdot (E - V)}{X} \quad (7)$$

Analisando as equações (6) e (7), percebe-se uma relação direta entre a potência ativa P e o ângulo de potência δ , da mesma forma há relação direta entre a potência reativa Q e a diferença das tensões $E - V$.

Como não há comunicação entre as fontes de tensão, suas fases e amplitudes são desconhecidas, portanto, é necessário estabelecer pontos de operação iniciais. Na prática, o método de controle por inclinação emprega a frequência ω para determinar o ângulo de potência δ , por conseguinte o fluxo de potência ativa. Portanto, são E_o e ω_o a amplitude e a frequência inicial do controle por inclinação com o conversor sem carga, resultando nas seguintes equações (Correa, 2018).

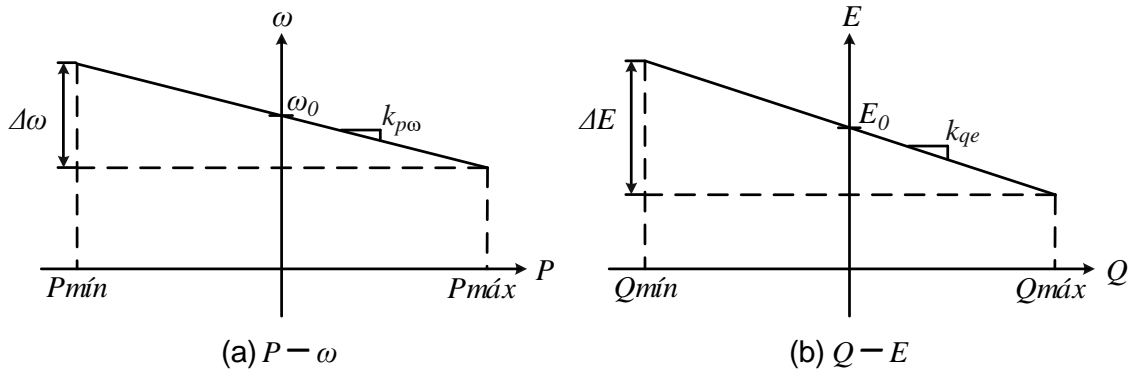
$$\omega = \omega_o - k_{p\omega} \cdot (P - P_o) \quad (8)$$

$$E = E_o - k_{qe} \cdot (Q - Q_o) \quad (9)$$

As inclinações das curvas são dadas pelos coeficientes k_{pw} e k_{qe} , os valores de potência para o ponto de operação inicial são P_o e Q_o , e as variações de frequência e tensão são $\Delta\omega$ e ΔE . De forma gráfica, as equações (8) e (9) podem ser retratadas como mostra a Figura 21.

Figura 21 – Curvas de controle por inclinação em redes indutivas

a) Curva $P - \omega$, b) Curva $Q - E$



Fonte: Adaptado de (Correa, 2018)

As curvas de inclinação de um conversor com controle por inclinação são apresentadas na Figura 21, representando os pontos de operação em regime permanente do conversor. A curva de inclinação da Figura 21(a) ilustra um caso geral em que o conversor pode atuar como retificador ou inversor. Um exemplo comum de aplicação seria em sistemas de armazenamento de energia, como baterias ou supercapacitores. Para aplicações como energia eólica, fotovoltaica, microturbinas e similares, a característica $P - \omega$ é definida apenas para valores positivos de P . No entanto, em qualquer aplicação, o conversor é capaz de operar fornecendo ou absorvendo potência reativa (Cardoso, 2017).

2.1.2 Controle por inclinação em redes resistivas

O controle por inclinação convencional, é adequado apenas para sistemas de transmissão de alta tensão, nos quais as linhas de conexão apresentam impedâncias majoritariamente indutivas, com $X \gg R$. Em contrapartida, em sistemas de distribuição em baixa tensão, as linhas possuem impedâncias predominantemente resistivas, onde $R \gg X$. Partindo desse princípio, ao adaptar as equações (4) e (5) para sistemas de distribuição e baixa tensão, as potências transmitidas entre os barramentos podem ser expressas por (Correa, 2018):

$$P = \frac{V \cdot (E \cdot \cos\delta - V)}{R} \quad (10)$$

$$Q = -\frac{E \cdot V \cdot \sin\delta}{R} \quad (11)$$

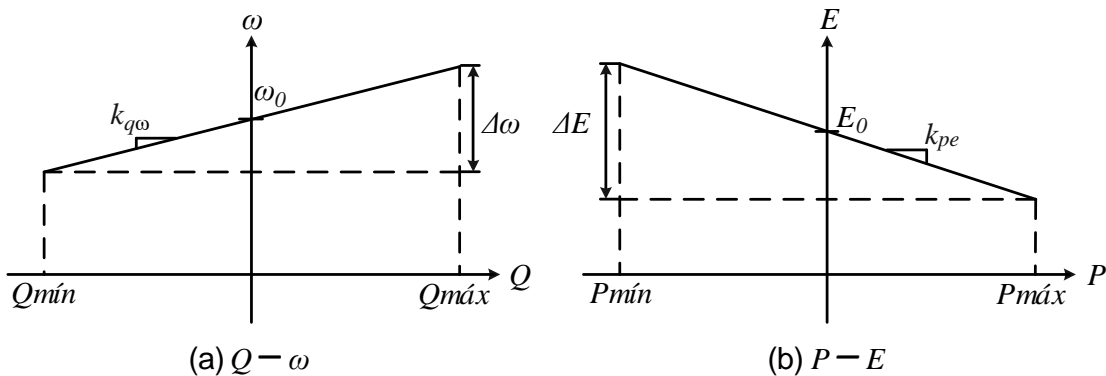
Observando as equações (10) e (11), percebe-se que a potência ativa tem influência predominante da diferença de tensão entre as barras ($E - V$) caracterizando uma relação $P - E$, como mostra a Figura 22. E a potência reativa possui dependência do negativo do ângulo de potência o que caracteriza a relação $Q - \omega$. Dessa forma, é essencial a alteração do equacionamento do controle por inclinação, tendo as seguintes equações para determinar o ponto de operação do conversor (Azevedo, 2011).

$$\omega = \omega_o + k_{q\omega} \cdot (Q - Q_o) \quad (12)$$

$$E = E_o - k_{pe} \cdot (P - P_o) \quad (13)$$

Devido ao sinal negativo na equação (11), a curva $Q - \omega$ mostra o crescimento de ω simultâneo a Q , o que representa o fluxo de potência reativa no sentido de um barramento defasado para um barramento mais adiantado em sistemas de baixa tensão predominantemente resistivos.

Figura 22 – Curvas de controle por inclinação em redes resistivas
a) Curva $Q - \omega$, b) Curva $P - E$



Fonte: Adaptado de (Correa, 2018)

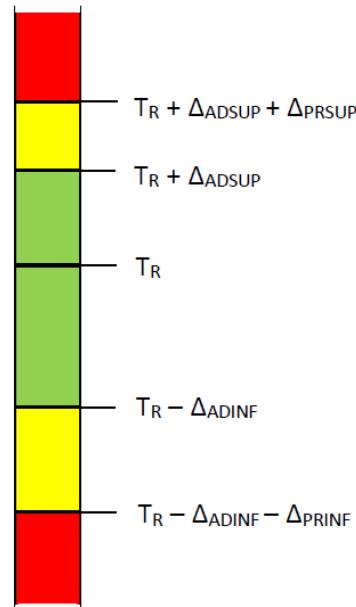
Devido ao número de variáveis consideradas no sistema, como impedâncias dos cabos de conexão, impedância equivalente dos conversores e a dinâmica do processo de cálculo, uma simplificação na equação que determina os coeficientes de inclinação, sugerida pelo *Institute of Electric and Electronic Engineers* (IEEE), propõe o uso das máximas variações de frequência e tensão e as máximas potências processadas pelo conversor (Correa, 2018).

$$k_{q\omega} = \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{Q_{max}} \quad (14)$$

$$k_{pe} = \frac{E_{max} - E_{min}}{P_{max}} \quad (15)$$

De acordo com o Módulo 8 do Prodist, existem três tipos de classificação para a tensão de atendimento ao cliente. Essas faixas são relacionadas em torno da tensão de referência (T_R), que é o valor nominal contratado, como mostra a Figura 23.

Figura 23 – Faixas de tensão em relação à referência



Fonte: (Prodist, 2021)

- Faixa Adequada de Tensão: intervalo entre $(T_R - \Delta ADINF)$ e $(T_R + \Delta ADSUP)$;
- Faixas Precárias de Tensão: intervalo entre $(T_R + \Delta ADSUP)$ e $(T_R + \Delta ADSUP + \Delta PRSUP)$ ou intervalo entre $(T_R - \Delta ADINF - \Delta PRINF)$ e $(T_R - \Delta ADINF)$;
- Faixas Críticas de Tensão: valores acima de $(T_R + \Delta ADSUP + \Delta PRSUP)$ ou abaixo de $(T_R - \Delta ADINF - \Delta PRINF)$.

A Tabela 1 apresenta os valores de tensão lidos no ponto de conexão, para uma rede ser considerada adequada, precária ou crítica, em um sistema com tensão de 380/220 V. Em relação a frequência, o sistema de distribuição e as instalações de geração conectadas devem, em condições normais de operação e em regime permanente, operar dentro dos limites de frequência situados entre 59,9 Hz e 60,1 Hz (Prodist, 2021).

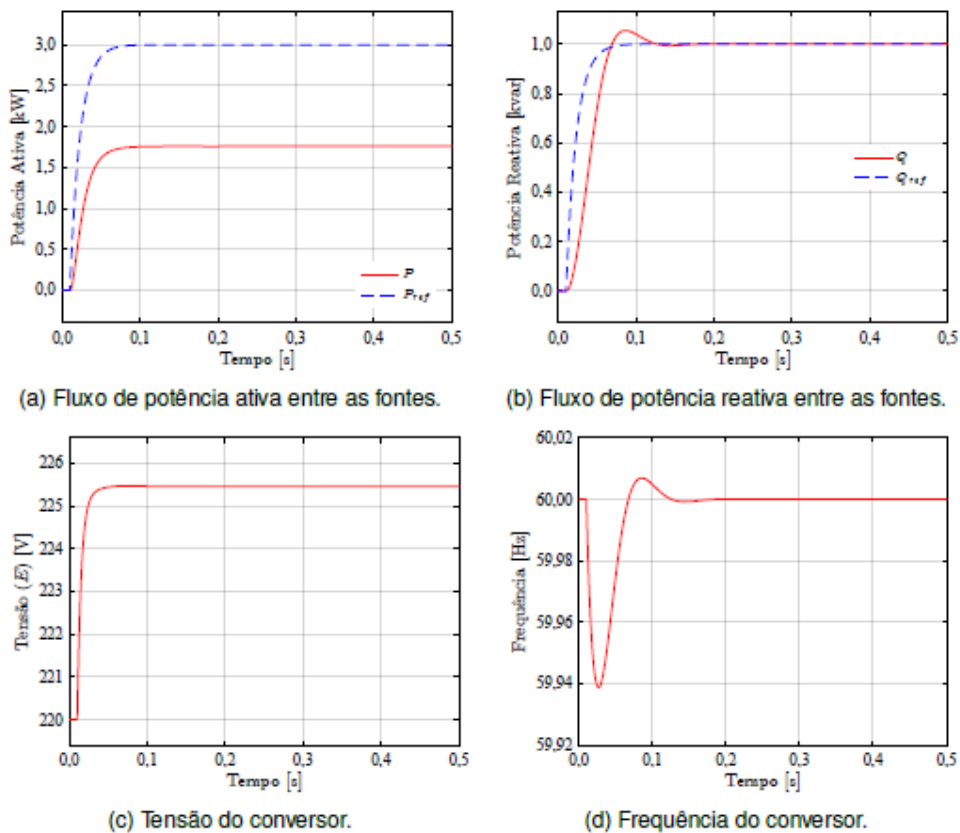
Tabela 1 – Pontos de conexão em Tensão Nominal inferior a 2,3 kV (380/220)

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

Fonte: PRODIST, 2021

A Figura 24 apresenta um conversor, operando conectado e sincronizado ao barramento infinito por uma linha majoritariamente resistiva, seguindo o exemplo da Figura 20, porém trifásico e com as três fases equilibradas. Ao inserir as referências de potência, percebe-se que a frequência se altera e depois retorna ao valor anterior, isso ocorre para gerar a diferença de fase δ entre as barras e injetar potência reativa, e após retornar à frequência anterior o ângulo de defasagem é mantido em regime permanente. Percebe-se que a potência ativa apresenta erro em relação à referência, pois a mesma é controlada pela tensão do conversor, tendo esta exibido um novo ponto de operação para injeção de potência ativa.

Figura 24 – Operação conversor conectado ao barramento infinito rede resistiva



Fonte: (Correa, 2018)

A aplicação do controle por inclinação dessa forma torna-se um método amplamente viável para controlar o paralelismo entre conversores. Com essa abordagem, é possível controlar o fluxo de potência de cada unidade gerenciando localmente a frequência e a amplitude da tensão de saída do conversor, sem necessidade de comunicação entre as unidades. Assim, cada conversor ajusta sua potência fornecida por meio da manipulação da frequência e da amplitude da tensão de saída, assegurando o fornecimento de energia às cargas locais e distribuindo de maneira adequada a potência total do sistema entre os conversores participantes (Cardoso, 2017).

Destaca-se que neste trabalho há apenas um conversor operando conectado na rede elétrica, a explicação sobre o paralelismo de várias unidades apenas tem objetivo de demonstrar o funcionamento e uso mais comum para a técnica de controle por inclinação, salientando a

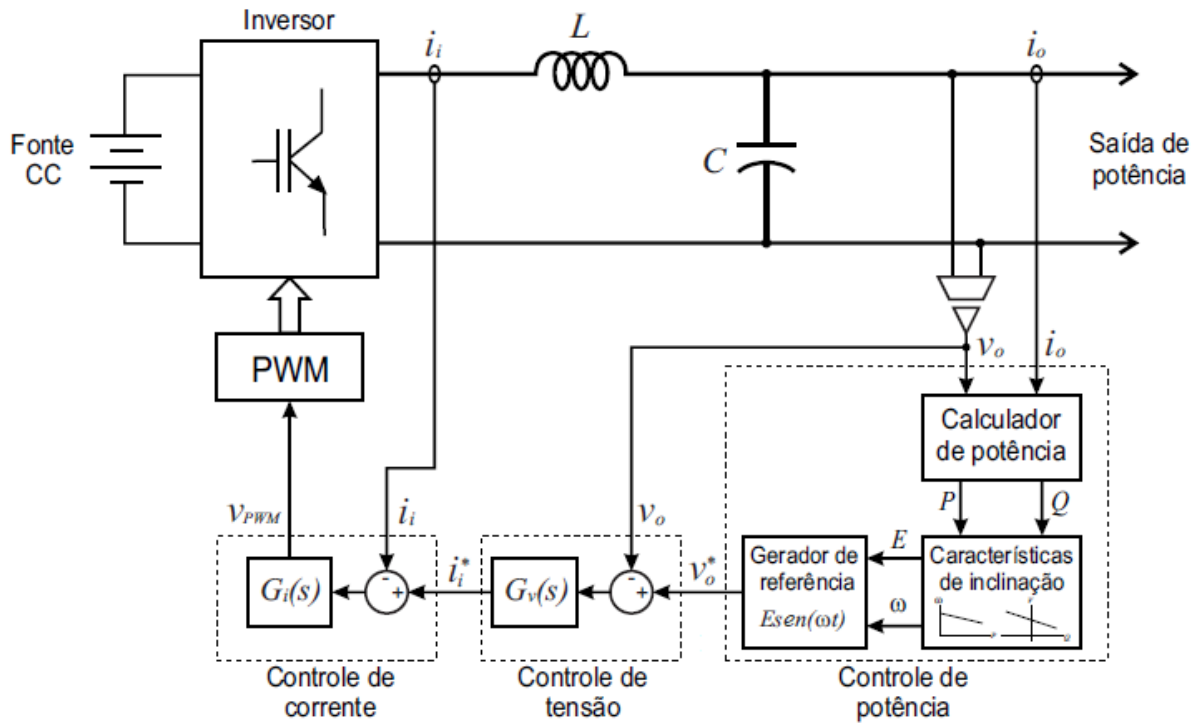
capacidade que essa técnica tem de ajuste do fluxo de potências localmente.

2.1.3 Calculador de potência

Um conversor com controle por inclinação possui três malhas de controle, Figura 25, a malha mais interna controla a corrente do indutor do filtro de saída do conversor, essa malha não é usada em algumas aplicações. A segunda malha controla a tensão do capacitor de filtro, que é a tensão de saída do conversor, e a malha externa é a malha de controle de potência, que fornece o sinal referência para o controle de tensão. O controle de potência pode ser dividido em três etapas, o calculador de potência, o controle por inclinação e a geração do sinal referência, os blocos de controle podem ser vistos na Figura 25 representando um conversor monofásico.

As malhas internas de corrente e tensão apresentam dinâmicas muito rápidas, com uma banda passante na ordem de kilohertz e centenas de hertz, respectivamente. No entanto, a malha de potência é significativamente mais lenta. Isso ocorre porque a potência monofásica instantânea oscila no tempo, sendo necessário o uso de filtros passa-baixas com frequência de corte de poucos hertz para se obter o valor médio da potência ativa e reativa. Dessa forma, a dinâmica das malhas internas pode ser desconsiderada, e o comportamento dos fluxos de potência na microrrede é predominantemente governado pela malha de controle de potência dos conversores (Azevedo, 2011).

Figura 25 – Diagrama de blocos malhas de controle



Fonte: Adaptado de (Azevedo, 2011)

Analisando o circuito da Figura 25, tem-se como tensão e corrente de saída instantânea

v_o e i_o . Sendo V e I a tensão e corrente eficaz e ϕ o ângulo entre a tensão e a corrente. Dessa forma pode-se obter o seguinte equacionamento.

$$v_o = \sqrt{2}.V.\cos(\omega.t) \quad (16)$$

$$i_o = \sqrt{2}.I.\cos(\omega.t - \phi) \quad (17)$$

A potência ativa instantânea entregue pelo conversor é obtida multiplicando a tensão de saída pela corrente de saída

$$p = v_o.i_o = V.I.\cos\phi + V.I.\cos(2\omega.t - \phi) \quad (18)$$

A potência reativa instantânea pode ser obtida de forma simples multiplicando-se a corrente de saída pela tensão em quadratura de saída. Essa tensão em quadratura $V_{o\perp}$ é um sinal fictício usado apenas no controle e é defasada em 90° da tensão de saída real.

$$q = V_{o\perp}.i_o = V.I.\sen\phi + V.I.\sen(2\omega.t - \phi) \quad (19)$$

Ao analisar as equações (18) e (19), é possível notar que a potência instantânea em sistemas monofásicos possuem duas componentes, que corresponde à soma do seu valor médio com um termo oscilante, cuja frequência é o dobro da frequência fundamental. De forma análoga à definição tradicional de potência em sistemas senoidais em regime permanente, as componentes médias de potência são determinadas por (Cardoso, 2017).

$$P = V.I.\cos\phi \quad (20)$$

$$Q = V.I.\sen\phi \quad (21)$$

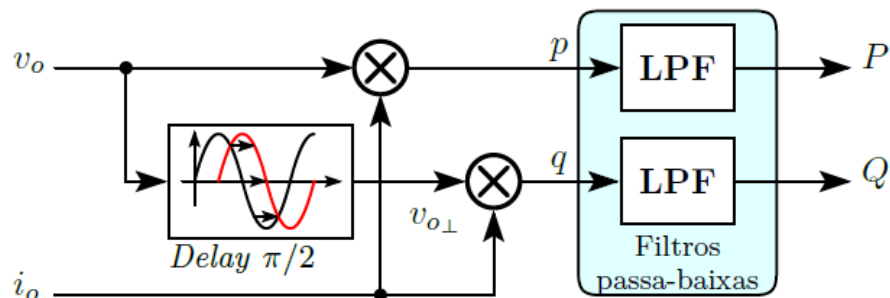
As malhas de controle de potência do conversor operam sobre as componentes médias, P e Q . Portanto, é necessário um método para isolar essas componentes de potência, denominado Calculador de Potência Média (CPM).

O CPM é composto por filtros passa-baixa de primeira ordem com frequência de corte uma década abaixo da frequência fundamental ou menor, essa frequência de corte deve ser bastante baixa para reduzir as componentes oscilantes da potência. Como a forma de onda de potência possui o dobro da frequência fundamental, e o controle de potência é uma malha mais lenta que a de tensão, são necessários filtros para se obter apenas o valor médio das potências

na execução do controle por inclinação, o que, no entanto, leva a uma resposta dinâmica lenta. O CPM mais simples, efetua basicamente a multiplicação da corrente instantânea pela tensão instantânea para obter a potência ativa, e multiplica a corrente instantânea pela tensão em quadratura para obter a potência reativa e depois filtra esses sinais para obter os valores médios (Cardoso, 2017).

Para calcular a potência reativa média, é necessário obter o valor da tensão em quadratura. Um dos métodos mais simples consiste em aplicar um atraso na medição da tensão. Embora o método seja simples, obter $V_{o\perp}$ por meio de um atraso (*Transport-Delay*) apresenta algumas limitações na implementação prática, especialmente quando realizada com um microcontrolador ou Processador Digital de Sinais (DSP). Uma dessas limitações é a necessidade de armazenar os valores de v_o em um buffer circular na memória do dispositivo para obter o sinal atrasado por um número de amostras correspondente a um atraso fasorial de $\pi/2$. No entanto, com o avanço tecnológico e o aumento da capacidade de memória dos dispositivos, esse custo de implementação torna-se desprezível na maioria dos DSPs disponíveis atualmente. A Figura 26 mostra o esquema completo desse CPM com os filtros.

Figura 26 – CPM baseado em *transport delay*

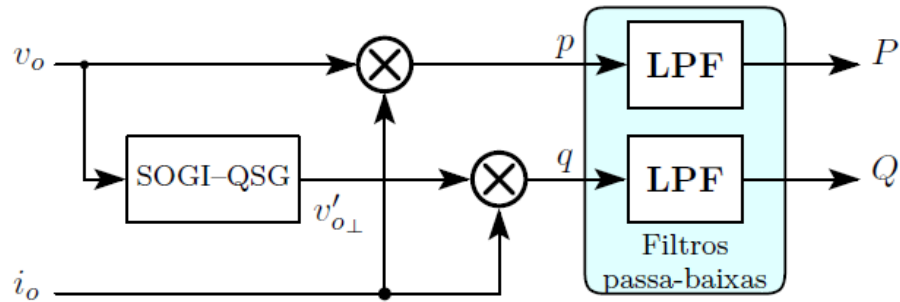


Fonte: (Cardoso, 2017)

Outra desvantagem deste método que requer atenção é que, no controle por inclinação, como a frequência se ajusta conforme a demanda de potência ativa da carga, o número de amostras de atraso necessário para obter a componente em quadratura precisa ser dinâmico e atualizado constantemente no loop principal de controle para reduzir o erro na obtenção de $V_{o\perp}$.

Outra maneira mais eficiente de obter a componente da tensão de saída em quadratura é utilizando um Gerador de Sinal em Quadratura, do inglês *Quadrature Signal Generator* (QSG), Figura 27, baseado em um Integrador Generalizado de Segunda Ordem, *Second Order Generalized Integrator* (SOGI), conhecido como SOGI-QSG (Azevedo, 2011).

Figura 27 – CPM com SOGI-QSG



Fonte: (Cardoso, 2017)

A estrutura interna detalhada do bloco SOGI-QSG, é mostrada na Figura 28, possui dois sinais de saída, v_o e $v_{o\perp}$, que são as componentes filtradas da tensão de entrada e o sinal em quadratura da mesma, respectivamente.

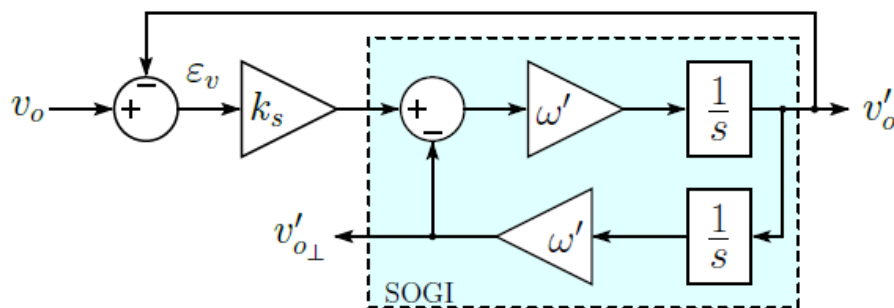
Segundo (Cardoso, 2017), as duas funções transferência das duas saídas desse sistema podem ser descritas como:

$$D(s) = \frac{V'_o(s)}{V_o(s)} = \frac{k_s \omega' s}{s^2 + k_s \omega' s + \omega'^2} \quad (22)$$

$$Q(s) = \frac{V'_{o\perp}(s)}{V(s)} = \frac{k_s \omega'^2}{s^2 + k_s \omega' s + \omega'^2} \quad (23)$$

Em que ω' representa a frequência de ressonância e k_s é o fator de amortecimento.

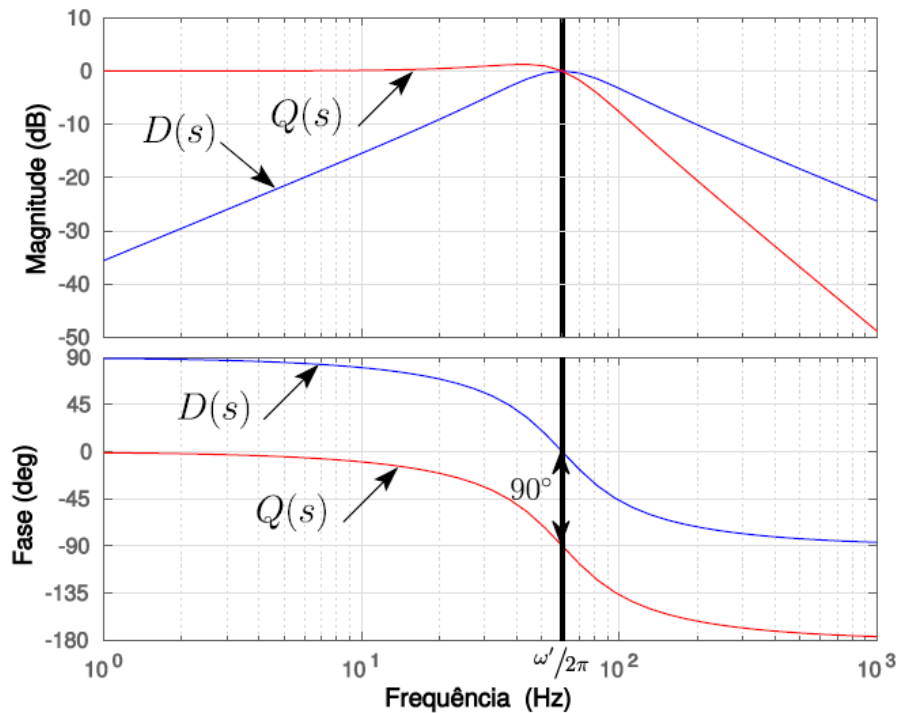
Figura 28 – SOGI-QSG



Fonte: (Cardoso, 2017)

O diagrama de Bode dessas funções de transferência é apresentado na Figura 29, com $\omega' = 2\pi 60$ rad/s e $k_s = 1$. Observa-se que a saída $D(s)$ funciona como um filtro passa-faixa com largura de banda determinada exclusivamente por k_s (independente da frequência do sinal de entrada), enquanto $Q(s)$ atua como um filtro passa-baixas. Também é notável que a diferença de fase entre $D(s)$ e $Q(s)$ é sempre de 90° , independentemente da frequência do sinal de entrada (Azevedo, 2011).

Figura 29 – Diagrama de Bode do bloco SOGI-QSG



Fonte: (Cardoso, 2017)

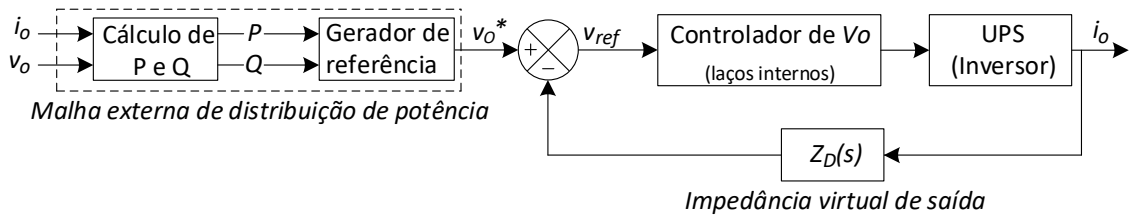
Quando a frequência do sinal de entrada corresponde à frequência de ressonância, ω' , a amplitude dos sinais de saída coincide com a amplitude da entrada. Essas características fazem do SOGI uma solução eficiente para a geração de sinais em quadratura e para o cálculo da potência instantânea (Azevedo, 2011).

2.2 RESISTÊNCIA VIRTUAL NÃO LINEAR (RVNL)

O desempenho do controle por inclinação depende fortemente das características da linha à qual o inversor está conectado, sendo que a relação X/R influencia diretamente o controle da potência ativa e reativa. Em alguns casos, onde se deseja evitar a dependência das características da linha, a solução é implementar uma impedância entre o inversor e a carga para garantir um comportamento indutivo, o que pode ser feito fisicamente ou por meio de uma solução virtual. No entanto, ao optar pela implementação física, o componente pode se tornar pesado e volumoso, aumentando o custo do sistema e as perdas no inversor. Com a impedância virtual, esses problemas são evitados (Correa, 2018).

A impedância virtual pode ser considerada como uma malha de controle externa, Figura 30, com o sinal de saída subtraindo o sinal de referência de tensão proveniente do controle por inclinação, o resultado dessa subtração é enviado ao modulador PWM.

Figura 30 – Diagrama de blocos da impedância virtual



Fonte: Adaptado de (Lazzarin, 2010)

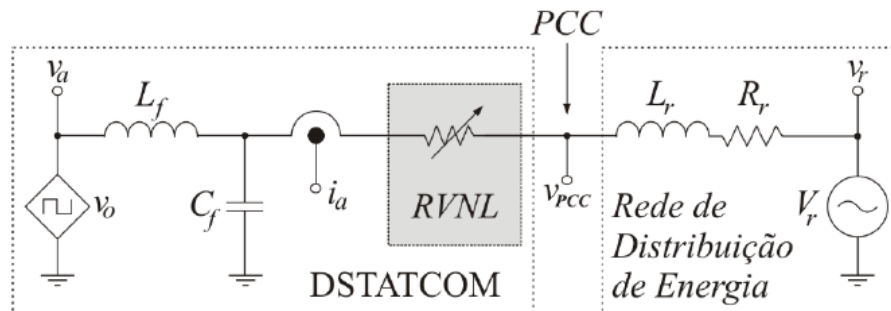
O efeito causado na tensão de referência que atua no controlador do conversor, é mostrado na equação (24).

$$v_{ref} = v_o * -Z_D(s).i_o \quad (24)$$

Um dos problemas associados ao uso de valores altos de impedância virtual, é o aumento da instabilidade, além de questões de qualidade de energia. Para solucionar esses problemas, os autores propõem o uso de pequenos valores de impedância virtual adaptativa, o que melhora a precisão no compartilhamento de potência (Galdino et al., 2022).

Além de impor um comportamento indutivo na saída do conversor, é possível impor um comportamento resistivo. A resistência virtual é um artifício utilizado para fazer com que o conversor apresente um comportamento de uma resistência em série com a fonte de tensão. Porém, sem inserir o componente físico na saída do conversor, apenas utilizando o controle para alterar a referência de tensão do modulador PWM. Pode-se emular uma resistência com valor fixo na saída do conversor ou uma resistência não linear, chamada de técnica de Resistência Virtual Não Linear (RVNL) (MAFFEZZOLLI, 2019). A Figura 31 mostra o circuito equivalente de um conversor conectado ao PCC da rede elétrica, com a representação do efeito que a RVNL causa no circuito.

Figura 31 – Circuito equivalente com RVNL



Fonte: (MAFFEZZOLLI, 2019)

As impedâncias virtuais podem, além disso, ser aplicadas para limitar a corrente de falha em situações de falha na rede ou sobrecarga, bem como para reduzir a corrente de partida em

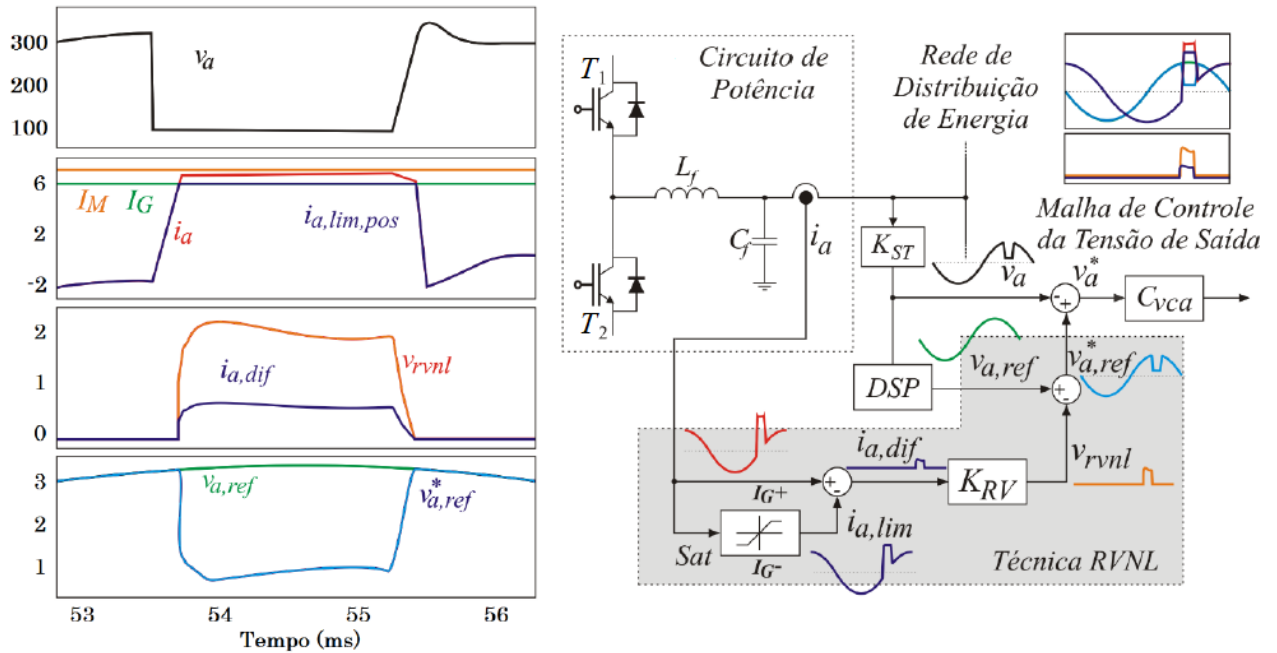
transformadores elevadores ou abaixadores de conversores conectados à rede. Essa limitação de corrente é especialmente importante para manter o funcionamento durante falhas e sobrecargas na rede. Normalmente, a limitação de corrente é realizada por um limitador da referência de corrente; no entanto, isso pode resultar em perda de controle de tensão e em problemas de instabilidade para conversores que utilizam controle de tensão em múltiplos laços. Para evitar uma referência de corrente excessiva gerada pelo controlador de tensão, a impedância virtual é empregada para reduzir a referência de tensão. Além de limitar a corrente de falha para o próprio conversor, as impedâncias virtuais permitem que os conversores funcionem como limitadores de corrente de falha (Wang et al., 2015).

A RVNL proposta por (MAFFEZZOLLI, 2019), tem o objetivo de atuar como uma proteção, uma técnica de limitação da corrente de saída do conversor. O efeito da resistência virtual tem o intuito de atenuar a tensão na saída do conversor em condições desfavoráveis, limitando a corrente do conversor. Em condições normais de operação, quando os valores máximos de corrente não são atingidos, a técnica RVNL não interfere nos sinais da malha de controle de tensão. Ao ultrapassar o limite pré-definido, o valor da resistência virtual é gradualmente aumentado, causando uma redução progressiva na tensão de saída do conversor.

A Figura 32 mostra o esquema de controle para um braço de potência. A leitura de corrente instantânea do sensor de corrente de saída do braço, entra no bloco saturador e no subtrator, os valores I_{G+} e I_{G-} são os limites positivo e negativo de corrente e I_M é o valor máximo de corrente permitido. Enquanto a corrente estiver dentro dos limites, o resultado da subtração é sempre zero e a RVNL não tem nenhuma interferência no controle de tensão. A partir do momento que a corrente ultrapassar o limite estipulado, o resultado do subtrator é o quanto a corrente excedeu esse limite com nome de $i_{a,dif}$.

O valor excedente é a sobrecorrente que se deseja evitar, portanto, esse valor é multiplicado por uma constante K_{RV} que emula uma resistência. Da mesma forma que uma resistência que conduz uma determinada corrente gera uma queda de tensão, ao multiplicar a constante pelo excedente de corrente resultará em um valor de queda de tensão V_{rvnl} que é subtraído da senoide referência vinda do controle por inclinação $v_{a,ref}$. O novo valor referência $v_{a,ref}^*$ é o sinal que é comparado com o sensor de tensão, para gerar o erro aplicado ao compensador do modulador PWM e gera a queda de tensão real na saída do conversor.

Figura 32 – Exemplo RVNL



Fonte: Adaptado de (MAFFEZZOLLI, 2019)

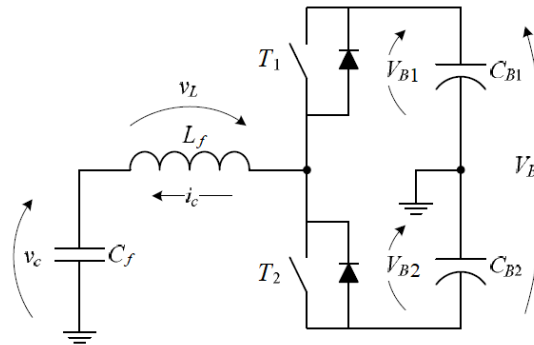
O projeto desta malha de controle utiliza o sistema de representação por unidade (pu), amplamente empregado na análise de sistemas de potência. Considerando que os valores de base são a potência S e a tensão eficaz de fase V_{fase} , de acordo com (Arbugeri et al., 2018), a equação que define o valor da constante da resistência virtual K_{RV} é descrita na equação (25).

$$K_{RV} = \frac{V_{fase}^2}{S} \quad (25)$$

2.3 ESTRUTURA DE POTÊNCIA

Para o projeto dos dispositivos de potência do conversor, devido à conexão com o neutro através do ponto médio do barramento cc é possível analisar o circuito do conversor apenas para uma única fase, conforme a Figura 33.

Figura 33 – Circuito equivalente com ponto médio



Fonte: Adaptado de (Santos, 2012)

A equação (26) demonstrada por (Santos, 2012), determina a capacitância mínima necessária no barramento cc:

$$C_B \geq \frac{P_o}{\Delta V_B \cdot \omega_{rd} \cdot V_B} \quad (26)$$

Tendo P_o como a potência de saída, ΔV_B como a oscilação máxima de tensão do barramento cc, e ω_{rd} a frequência angular da rede ($2 \cdot \pi \cdot f_{rd}$).

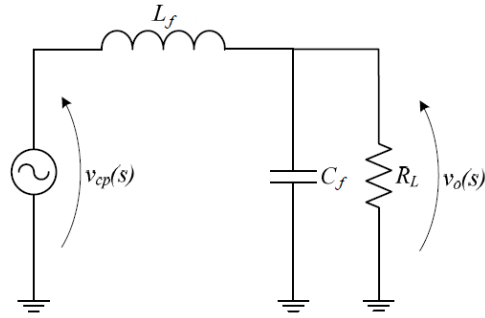
Como o barramento cc é composto por dois bancos de capacitores em série para formar o ponto médio, e capacitores em série diminuem o valor da capacitância equivalente, é preciso que C_{b1} e C_{b2} tenham o dobro do valor de C_b .

$$C_{B1} = C_{B2} = 2 \cdot C_B \quad (27)$$

Inversores estáticos de tensão modulados em alta frequência, especialmente os que utilizam modulação por largura de pulso, são amplamente empregados para sintetizar tensões senoidais em diversas aplicações. Como esses inversores apresentam elevada distorção harmônica nas tensões de saída devido às componentes harmônicas de alta frequência introduzidas pela modulação, é comum a inclusão de filtros LC passa-baixa entre o inversor e a carga (Michels et al., 2004).

Os filtros passivos que compõem os braços de potência, Figura 34, são compostos por indutores e capacitores responsáveis por filtrar as componentes de alta frequência, principalmente a frequência de comutação do conversor.

Figura 34 – Filtro de alta frequência



Fonte: Adaptado de (Santos, 2012)

Para o indutor do filtro, o valor mínimo é dependente da sua oscilação máxima de corrente Δi_L e da frequência de chaveamento f_s .

$$L_f \geq \frac{V_B}{4 \cdot \Delta i_L \cdot f_s} \quad (28)$$

O filtro de alta frequência é projetado através da escolha da frequência de corte do sistema.

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_f \cdot C_f}} \quad (29)$$

Após manipulação algébrica da equação (29), obtém-se a equação (30), com o valor do indutor e a frequência de corte já definida pode-se calcular o capacitor de filtro que atende a melhor relação entre L/C, sendo consequência da indutância e da frequência de corte.

$$C_f = \frac{1}{L_f} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c} \right)^2 \quad (30)$$

2.4 MODELAGEM E CONTROLE

Um sistema de controle de conversores tradicional compreende três malhas de controle de tensão (uma para cada fase), uma malha de controle da tensão do barramento cc e uma malha de controle para o desequilíbrio de tensão no barramento cc.

A malha de controle de desequilíbrio é necessária devido ao uso de um barramento cc com ponto médio. A malha é responsável por manter tensões iguais em ambos os capacitores que compõem o barramento cc, evitando o desequilíbrio de tensão entre os mesmos. Essa malha é a mais lenta do sistema, pois opera apenas com níveis de tensão contínuos. Em comparação,

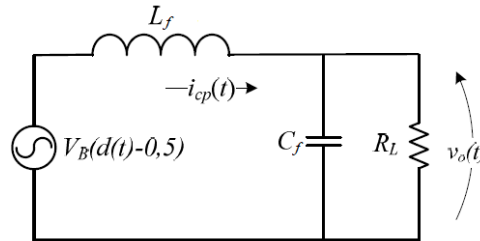
a malha de controle de tensão do barramento cc possui uma dinâmica mais rápida, mas ainda é mais lenta do que a malha de controle de corrente. A malha de controle de tensão opera em frequências na faixa de dezenas de hertz, enquanto a malha de controle de corrente trabalha com frequências na faixa de kilohertz.

Para manter a tensão do barramento cc no valor desejado, a malha de controle de tensão total define a amplitude da referência, fazendo com que o conversor extraia da rede uma corrente maior ou menor, ajustando a quantidade de energia fornecida ao barramento cc. Como a estrutura de potência utilizada é bidirecional, quando a tensão no barramento cc excede a referência, o controlador de tensão pode definir uma referência de corrente negativa, permitindo que o conversor devolva energia à entrada.

2.4.1 Modelo da tensão de saída

Analisado de maneira independente, fazendo com que na saída do inversor exista apenas um indutor L_f , um capacitor C_f e a carga R_L . O circuito equivalente da estrutura de potência pode ser representado como na Figura 35.

Figura 35 – Circuito equivalente malha tensão de saída



Fonte: Adaptado de (Santos, 2012)

O modelo dinâmico a ser utilizado é obtido ao substituir o valor da tensão de saída por seu valor médio em um período de comutação T_s .

$$V_B \cdot (d(t) - \frac{1}{2}) = L_f \cdot C_f \cdot \frac{d^2 \langle V_o(t) \rangle}{dt} + \frac{L_f}{R_L} \cdot \frac{d \langle V_o(t) \rangle}{dt} + \langle V_o(t) \rangle \quad (31)$$

Aplicando pequenos valores de perturbação na razão cíclica e na tensão de saída, e desprezando os componentes cc.

$$V_B \cdot \hat{d}(t) = L_f \cdot C_f \cdot \frac{d^2 \hat{v}_o(t)}{dt} + \frac{L_f}{R_L} \cdot \frac{d \hat{v}_o(t)}{dt} + \hat{v}_o(t) \quad (32)$$

Chega-se na equação da função transferência da tensão de saída pela razão cíclica após aplicada a transformada de Laplace, conforme descrito por (Santos, 2012).

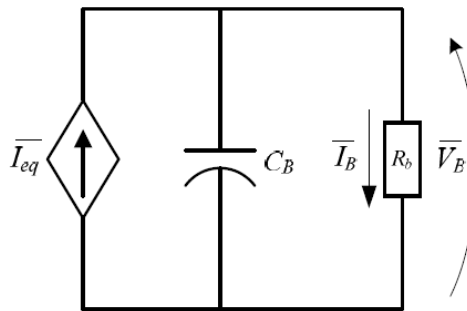
$$G_{fp}(s) = \frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{V_B}{L_f \cdot C_f} \cdot \frac{1}{s^2 + s \cdot \left(\frac{1}{C_f \cdot R_L} \right) + \frac{1}{L_f \cdot C_f}} \quad (33)$$

2.4.2 Modelo de tensão barramento cc

O modelo da planta de tensão é obtido por meio da análise do balanço de potência. A malha equivalente do barramento CC, do inversor trifásico com ponto médio, pode ser representada pelo circuito da Figura 36, que é composto por uma fonte de corrente equivalente à corrente média de carga do barramento, em paralelo com a impedância que forma o barramento CC da estrutura.

A carga R_b representada no circuito é fictícia, pois o conversor, não possui essa impedância conectada ao barramento cc.

Figura 36 – Circuito equivalente malha barramento total



Fonte: (Santos, 2012)

Fazendo a potência de entrada P_{cp} para alimentação do barramento em função do pico de tensão da rede V_{rd_pk} e do pico da fundamental da corrente I_{cs_pk} , obtém-se a equação (34).

$$P_{cp} = \frac{V_{rd_pk}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{cs_pk}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{rd_pk} \cdot I_{cs_pk}}{2} \quad (34)$$

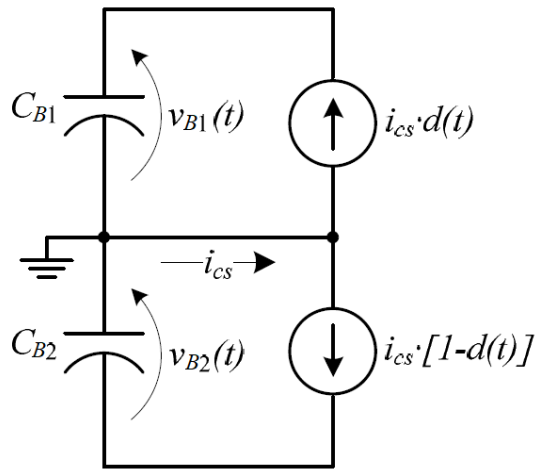
Considerando que a corrente média é igual a corrente eficaz que circula através da impedância do circuito equivalente da malha, chega-se a função transferência que relaciona a tensão de pico da rede pela tensão de barramento.

$$G_{vfp}(s) = \frac{V_B(s)}{I_{cs_pk}(s)} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{rd_pk}}{V_B} \cdot \frac{1}{sC_B} \quad (35)$$

2.4.3 Modelo de desequilíbrio da tensão barramento cc

O modelo utilizado na malha de controle de desequilíbrio deve relacionar a tensão diferencial entre as tensões dos capacitores do barramento cc e a corrente de entrada do conversor. Para obter esse modelo matemático, é utilizado o circuito simplificado apresentado na Figura 37. Como a malha de tensão de desequilíbrio é significativamente mais lenta que a malha de controle da tensão de entrada, podem-se considerar duas fontes de corrente distintas que representam as correntes nos interruptores.

Figura 37 – Circuito equivalente malha desequilíbrio barramento



Fonte: (Santos, 2012)

$$Gd_{fp} = \frac{V_{B1}(s) - V_{B2}(s)}{I_{cs}(s)} \quad (36)$$

Utilizando a equação (27), chega-se a função de transferência da planta de desequilíbrio para uma fase do conversor.

$$Gd_{fp} = \frac{1}{2 \cdot s \cdot C_B} \quad (37)$$

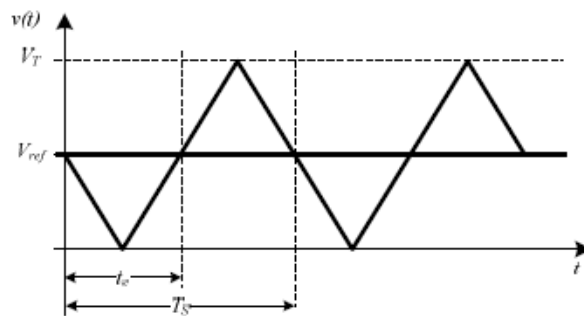
Considerando todas as três fases do conversor trifásico, o modelo da malha de tensão de desequilíbrio, pode ser expresso pela equação (38).

$$Gd_{fp} = \frac{3}{2 \cdot s \cdot C_B} \quad (38)$$

2.4.4 Modelo PWM

A função de transferência do modulador PWM é obtida analisando a Figura 38. No entanto, emprega-se uma onda triangular como portadora, com valores mínimo e máximo de 0 e V_T , respectivamente. A razão cíclica desejada é alcançada comparando o sinal de saída do controlador com a portadora.

Figura 38 – Modulador PWM



Fonte: (Santos, 2012)

Com D sendo a razão cíclica, chega-se a uma relação entre a razão cíclica pela tensão de referência.

$$Vm_{fp} = \frac{D}{V_{ref}} = \frac{1}{V_T} \quad (39)$$

2.4.5 Malhas de Controle

A metodologia de projeto utilizada é baseada na metodologia de resposta em frequência, onde o ganho e a fase do sistema são analisados em função da frequência

De acordo com a metodologia de projeto para resposta transitória e estabilidade por (BARBI, 2001), são apresentados os requisitos de projeto

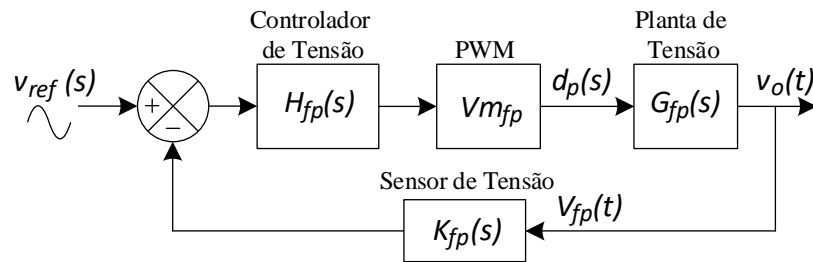
- Margem de fase entre 45° e 90° ;
- Na frequência de cruzamento, a inclinação da curva de ganho para o sistema em laço aberto deve ser de -20 dB/década;
- Erro estático nulo;
- A frequência de cruzamento da curva de ganho para o sistema em laço aberto deve ser pelo menos quatro vezes menor do que a frequência de comutação do modulador PWM;

2.4.5.1 Malha de Controle de Tensão de Saída

O controlador da tensão de saída tem a função de entregar uma tensão senoidal equilibrada com baixa distorção harmônica e amplitude desejada.

O diagrama de blocos da Figura 39 representa a malha de controle da tensão de saída de uma fase do conversor.

Figura 39 – Diagrama de blocos do controle de tensão de saída



Fonte: Adaptado de (Santos, 2012)

A equação (40) mostra a função transferência extraída do diagrama de blocos, sendo $G_{fp}(s)$ a planta de tensão de saída, K_{fp} o sensor de tensão de saída, Vm_{fp} a atenuação do modulador PWM e $H_{fp}(s)$ o controlador da tensão de saída.

$$FT_{fp}(s) = G_{fp}(s) \cdot K_{fp} \cdot Vm_{fp} \cdot H_{fp}(s) \quad (40)$$

A frequência de corte adotada, está condizente com a metodologia de projeto de (BARBI, 2001) e corresponde a um quinto da frequência de comutação

$$F_{c_{fp}} = \frac{f_s}{5} \quad (41)$$

O controlador selecionado para a malha de controle de tensão é do tipo proporcional-integral-derivativo (PID), contendo dois pólos e dois zeros. O primeiro pólo está localizado na origem, o que diminui o erro de regime e melhora a rejeição de ruídos. O segundo pólo é posicionado em frequências mais altas para atenuar distúrbios de alta frequência. Os dois zeros são ajustados para a mesma frequência dos pólos da planta, o que reduz ou até anula seus efeitos. A função de transferência do controlador é apresentada na Equação (42).

$$H_{fp}(s) = K_{pid_{fp}} \cdot \frac{(s + Z_{fp1}) \cdot (s + Z_{fp2})}{s(s + P_{fp})} \quad (42)$$

De forma simplificada, os zeros do controlador podem ser definidos pela frequência de ressonância do filtro de alta frequência na saída do conversor, de forma a atenuar os pólos da planta. O pólo do controlador pode ser definido como dez vezes maior que o zero.

$$kpid_{fp} = \frac{L_p \cdot C_p \cdot \omega c_{fp} \cdot \sqrt{\omega c_{fp}^2 + P_{fp}^2} \cdot \sqrt{\omega c_{fp}^2 + P_{pl1}^2} \cdot \sqrt{\omega c_{vs}^2 + P_{pl2}^2}}{V_{m_{fp}} \cdot K_{fp} \cdot V_B \cdot \sqrt{\omega c_{fp}^2 + Z_{fp1}^2} \cdot \sqrt{\omega c_{fp}^2 + Z_{fp2}^2}} \quad (43)$$

2.4.5.2 Malha de controle de tensão barramento cc

A equação (44) mostra a função transferência do barramento total, sendo $Gv_{fp}(s)$ a planta de tensão do barramento total, Kv_{fp} o sensor de tensão total, Km_{fp} o ganho do multiplicador e $Hv_{fp}(s)$ o controlador da tensão de barramento total.

$$FT_{fp}(s) = \frac{1}{K_{fp}} Gv_{fp}(s) \cdot Kv_{fp} \cdot Km_{fp} \cdot Hv_{fp}(s) \quad (44)$$

Sem interesse em controlar a ondulação natural da retificação, que para operação monofásica ocorre a 120 Hz, a frequência de cruzamento da malha de tensão deve ser definida, no máximo, uma década abaixo da frequência fundamental.

$$fcv_{fp}(s) \leq \frac{f_{rd}}{10} \quad (45)$$

Para ajustar a frequência de cruzamento em 0 dB ao valor desejado, pode-se empregar apenas um controlador proporcional, dado que o sistema apresenta uma boa margem de fase. No entanto, um controlador proporcional-integral (PI) oferece uma resposta mais satisfatória, pois, além de reduzir o erro em regime permanente, também melhora a rejeição de distúrbios, embora seja mais lento que o controlador proporcional. A ação integrativa introduz uma inclinação negativa de 20 dB/década, elevando o ganho em laço aberto em baixas frequências e aprimorando a rejeição de distúrbios. Para atenuar ruídos de alta frequência, um pólo adicional é incluído no controlador, de modo que o controlador resulte em um PI com um pólo adicional em alta frequência. A função de transferência do controlador é apresentada na equação (46) (Santos, 2012).

$$Hv_{fp}(s) = Kv_{pi_{fp}} \cdot \frac{s + Zv_{fp}}{s(s + Pv_{fp})} \quad (46)$$

Para reduzir pela metade a margem de fase, mantendo-a dentro da faixa desejada e acelerando a dinâmica do sistema, o zero do controlador de tensão, é posicionado na frequência de cruzamento, e o pólo adicional é posicionado em uma frequência quarenta vezes acima.

$$k_{v_{fp}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{K_{fp} \cdot 2 \cdot V_b \cdot C_B}{V_{rd_{pk}} \cdot K_{m_{fp}} \cdot K_{v_{fp}} \cdot K_{v_{dr}}} \cdot \frac{(2\pi \cdot f_{cv_{fp}})^2 \cdot \sqrt{(2\pi \cdot f_{cv_{fp}})^2 + P_{v_{fp}}^2}}{\sqrt{(2\pi \cdot f_{cv_{fp}})^2 + Z_{v_{fp}}^2}} \quad (47)$$

2.4.5.3 Malha de controle de desequilíbrio tensão barramento cc

A equação (48) apresenta a função transferência de desequilíbrio do barramento, com Gd_{fp} sendo a planta de desequilíbrio de tensão do barramento, Kd_{fp} o sensor de tensão diferencial e $Hd_{fp}(s)$ o controlador do desequilíbrio de tensão do barramento cc.

$$FHd_{fp}(s) = Gd_{fp}(s) \cdot \frac{Kd_{fp}}{K_{fp}} \cdot Hd_{fp}(s) \quad (48)$$

Devido à lentidão da dinâmica da malha de controle de desequilíbrio da tensão do barramento cc, por se tratar de uma compensação do nível de tensão cc nos capacitores do barramento, a frequência de cruzamento é expressa pela equação (49), (Santos, 2012):

$$Fcd_{fp}(s) = \frac{f_{rd}}{60} \quad (49)$$

Pelos mesmos motivos mencionados anteriormente, o controlador (PI) é empregado para o controle do desequilíbrio da tensão do barramento cc.

$$Hd_{fp}(s) = Kd_{pi_{fp}} \cdot \frac{s + Zd_{fp}}{s(s + Pd_{fp})} \quad (50)$$

Novamente o zero do controlador é posicionado na mesma frequência de cruzamento e o pólo adicional é posicionado em uma frequência cento e vinte vezes acima.

$$k_{d_{fp}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{K_{fp} \cdot C_B}{Kd_{fp}} \cdot \frac{(2\pi \cdot f_{cd_{fp}})^2 \cdot \sqrt{(2\pi \cdot f_{cd_{fp}})^2 + Pd_{fp}^2}}{\sqrt{(2\pi \cdot f_{cd_{fp}})^2 + Zd_{fp}^2}} \quad (51)$$

3 ESPECIFICAÇÃO DO CONVERSOR

Na Figura 40, é apresentada a topologia utilizada, contendo todos os componentes do sistema, desde a rede elétrica, o conversor e o controle.

O modelo da rede monofásica é composto da fonte de tensão senoidal com Z_S sendo a impedância da linha de distribuição, em maior parte resistiva, exemplificando uma rede rural.

O conversor é composto de um ponto de conexão acoplado à rede elétrica por um sistema de pré-carga e bypass. Um filtro e um braço de potência retificando e controlando a tensão do barramento cc, ao mesmo tempo que efetua regulação da tensão na carga da Fase A proveniente da rede, e outros dois braços fornecendo tensão senoidal para as cargas da fase B e C, possibilitando assim o uso de cargas trifásicas, que podem ser acopladas a saída do conversor.

A Figura 40 também mostra os sensores de tensão e sensores de corrente envolvidos, como os sensores de tensão cc do barramento, os sensores de tensão de saída e tensão da rede elétrica e os sensores de corrente.

O controlador, contendo a lógica de controle individual para cada fase, como também o controle geral de tensão total do barramento e tensão diferencial do barramento.

O conversor proposto deve atender as seguintes características que foram definidas e que são apresentadas na Tabela 2, sendo $\Delta V_{B\%}$ a variação de tensão do barramento CC e $\Delta I_{L\%}$ a variação de corrente no indutor.

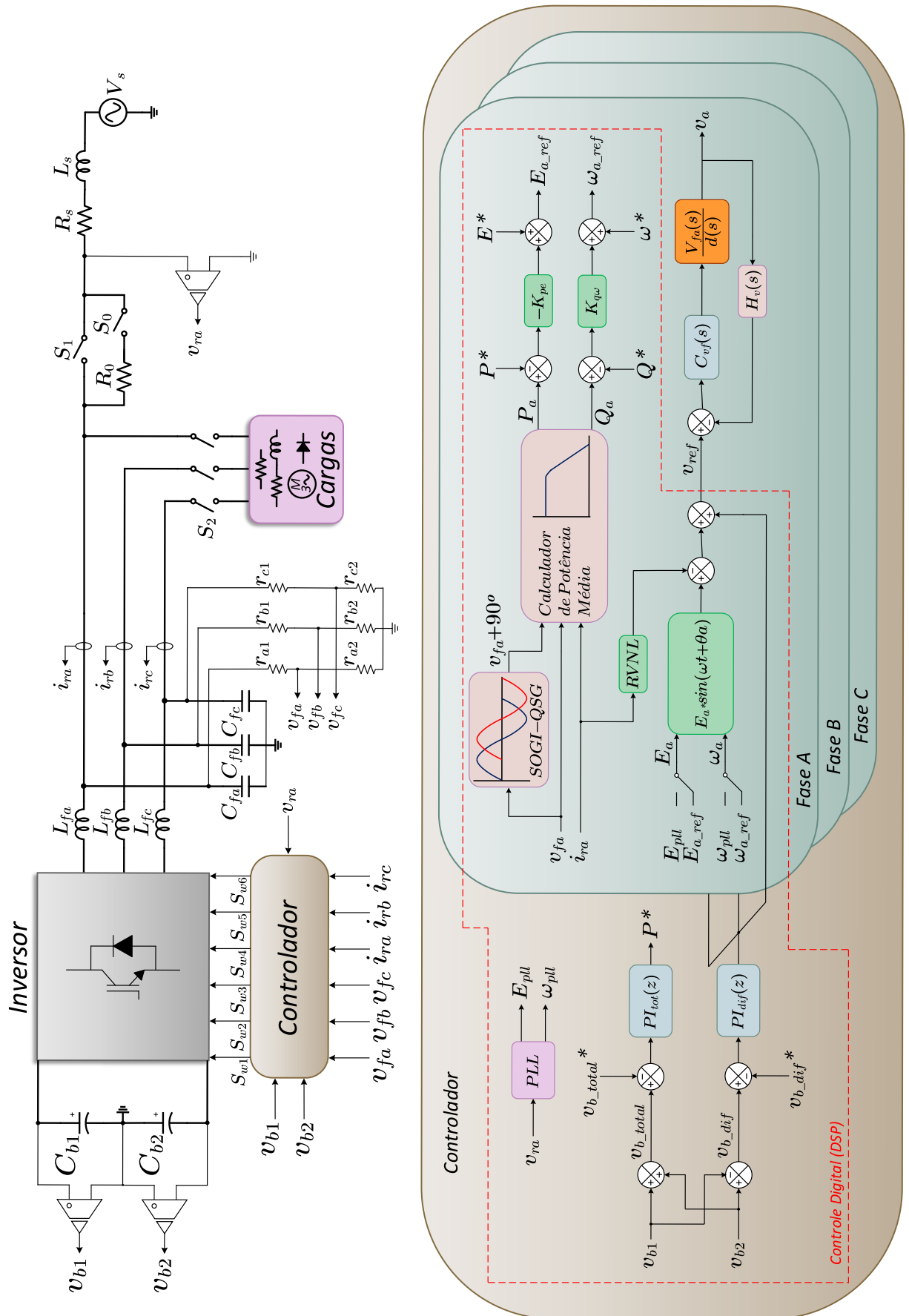
Tabela 2 – Parâmetros da linha e carga

Parâmetro	Valor
S_{carga}	6 kVA
FP_{carga}	0,85
V_{fase}	220 V
f	60 Hz
f_s	20 kHz
V_B	720 V
$\Delta V_{B\%}$	3 %
$\Delta I_{L\%}$	20 %
L_S	607 μ H
R_S	0,704 Ω

Fonte: Próprio autor (2024)

A partir desta seção, são mostrados os cálculos executados para o projeto dos componentes do conversor, controle de tensão de saída, controle de tensão total do barramento e controle de tensão diferencial do barramento, controle por inclinação, técnica RVNL e cargas.

Figura 40 – Diagrama completo do circuito de potência e controle



3.1 CÁLCULO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR

Nesta seção serão demonstrados os cálculos dos componentes de potência do conversor. Considerando 3% de oscilação da tensão total de barramento.

$$\Delta V_B = \frac{\Delta V_{B\%}}{100} \cdot V_B = \frac{3}{100} \cdot 720 = 21,6 \text{ V} \quad (52)$$

$$C_b = \frac{S_{carga}}{\Delta V_B \cdot \omega \cdot V_B} = \frac{6k}{21,6 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 720} = 1,02 \text{ mF} \quad (53)$$

A capacitância C_B , corresponde ao valor total do barramento, como há um ponto médio na topologia, é necessário o uso de dois capacitores em série. No cálculo de duas capacitâncias iguais em série, a capacitância equivalente é reduzida à metade, portanto é necessário o dobro do valor desejado para cada capacitor.

$$C_{B1} = C_{B2} = 2 \cdot C_B = 2 \cdot 1,02 \text{ m} = 2,04 \text{ mF} \quad (54)$$

A corrente de saída de cada fase do conversor é dada por I_o .

$$I_o = \frac{\frac{S_{carga}}{3}}{V_{fase}} = \frac{\frac{6k}{3}}{220} = 9,09 \text{ A} \quad (55)$$

Utilizado um fator de crista para cargas não lineares com valor de 3 vezes a corrente de pico nominal.

$$I_{o_{pk}} = I_o \cdot \sqrt{2} \cdot f_{crista} = 9,09 \cdot \sqrt{2} \cdot 3 = 38,56 \text{ A} \quad (56)$$

Para calcular o valor mínimo do indutor do filtro LC passa-baixa, é necessário atribuir um valor permitido de oscilação de corrente $\Delta I_{L\%}$.

$$\Delta I_{L_f} = \frac{\Delta I_{L\%}}{100} \cdot I_{o_{pk}} = \frac{20}{100} \cdot 38,56 = 7,71 \text{ A} \quad (57)$$

$$L_{f_{min}} = \frac{V_B}{4 \cdot \Delta I_{L_f A} \cdot f_s} = \frac{720}{4 \cdot 7,71 \cdot 20k} = 1,16 \text{ mH} \quad (58)$$

Utilizado o valor de 1,25 mH para o indutor L_f . Para o cálculo do capacitor de filtro C_f foi considerado a frequência de corte de 1,5 kHz.

$$C_f = \frac{1}{L_f} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c} \right)^2 = \frac{1}{1,25 \text{ m}} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1,5 \text{ k}} \right)^2 = 9 \mu\text{F} \quad (59)$$

3.2 CÁLCULO DO CONTROLE

A seguir são apresentados os cálculos dos controladores envolvidos. A metodologia de projeto adotada é baseada na análise de resposta em frequência, onde o ganho e a fase do sistema são avaliados em relação à frequência.

3.2.1 Cálculo do controle de tensão de saída do inversor

O controlador de tensão de saída do inversor fornece um sinal para o modulador que possui uma portadora triangular na frequência de chaveamento com 5 V de pico-pico, por isso o ganho do modulador é k_{pwm} de 0,2. O sensor de tensão de saída possui o ganho k_{sVs} de 0,01.

A função transferência em malha aberta é.

$$FTMA_{vs}(s) = \frac{V_B}{L_f \cdot C_f} \cdot \frac{1}{s^2 + s \cdot \left(\frac{1}{C_f \cdot R_o}\right) + \frac{1}{L_f \cdot C_f}} \cdot K_{sVs} \cdot K_{pwm} \quad (60)$$

A frequência de cruzamento do controlador de tensão deve ser um quinto da frequência de chaveamento, conforme a equação (41), por isso a frequência de cruzamento é definida em 4k Hz (BARBI, 2001).

$$\omega_{c_{vs}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{c_{vs}} = 2 \cdot \pi \cdot 4k = 25,133 \text{ krad/s} \quad (61)$$

Os dois zeros do controlador são posicionados em 1,5 kHz, na mesma frequência de ressonância do filtro, para atenuar os pólos da planta P_{pl1} e P_{pl2} .

$$Z_{c_{vs1}} = Z_{c_{vs2}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{vs_{zero}} = 2 \cdot \pi \cdot 1,5k = 9,425 \text{ krad/s} \quad (62)$$

E o pólo do controlador é inserido em uma frequência mais alta para eliminar ruídos, dez vezes a frequência do zero, em 15 kHz.

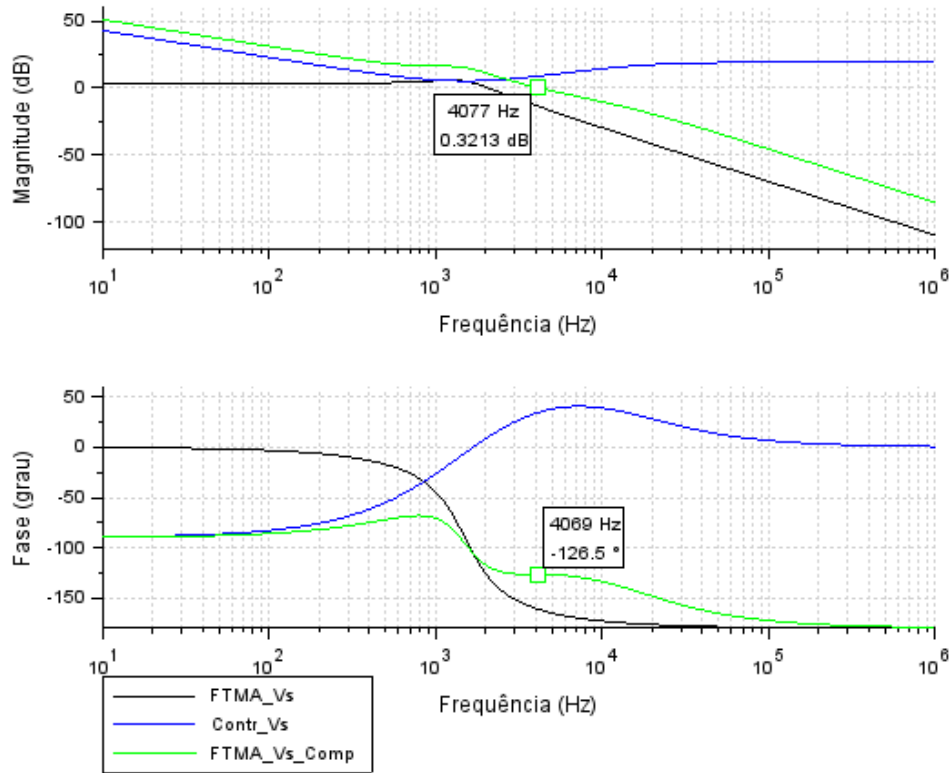
$$P_{c_{vs}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{vs_{polo}} = 2 \cdot \pi \cdot 15k = 94,248 \text{ krad/s} \quad (63)$$

O ganho do controlador é dado por.

$$k_{c_{vs}} = \frac{L_f \cdot C_f \cdot \omega_{c_{vs}} \cdot \sqrt{\omega_{c_{vs}}^2 + P_{c_{vs}}^2} \cdot \sqrt{\omega_{c_{vs}}^2 + P_{pl1}^2} \cdot \sqrt{\omega_{c_{vs}}^2 + P_{pl2}^2}}{K_{pwm} \cdot K_{sVs} \cdot V_B \cdot \sqrt{\omega_{c_{vs}}^2 + Z_{c_{vs1}}^2} \cdot \sqrt{\omega_{c_{vs}}^2 + Z_{c_{vs2}}^2}} = 19.163 \quad (64)$$

Utilizando o software Scilab, foi plotado as curvas da função transferência em malha aberta, do compensador e da malha compensada. A margem de fase ficou em 53,2°, conforme a Figura 41.

Figura 41 – Diagrama de Bode do controlador de tensão de saída



Fonte: Próprio autor (2024)

3.2.2 Cálculo do controle de tensão total do barramento

O controlador de tensão total do barramento fornece uma referência para o *droop control*, que reajusta a amplitude do sinal de acordo com a necessidade de suprir o barramento. O sensor de tensão do barramento também terá o ganho k_{SVB} de 0,01 e o multiplicador ganho k_{mult} de 1.

A função transferência em malha aberta é.

$$FTMA_{vt}(s) = \left(\frac{3}{2} \cdot \frac{V_{fase} \cdot \sqrt{2}}{V_B} \cdot \frac{1}{s \cdot C_B} \right) \cdot \frac{k_{SVB}}{k_{SVs}} \cdot k_{mult} \quad (65)$$

O controlador da tensão total do barramento tem uma dinâmica lenta, por isso a frequência de corte é definida em 6 Hz, conforme a equação 45. O zero é posicionado na mesma frequência de cruzamento e o pólo quarenta vezes acima.

$$\omega_{c_{vt}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{c_{vt}} = 2 \cdot \pi \cdot 6 = 37,699 \text{ rad/s} \quad (66)$$

$$Z_{c_{vt}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{vt_{zero}} = 2 \cdot \pi \cdot 6 = 37,699 \text{ rad/s} \quad (67)$$

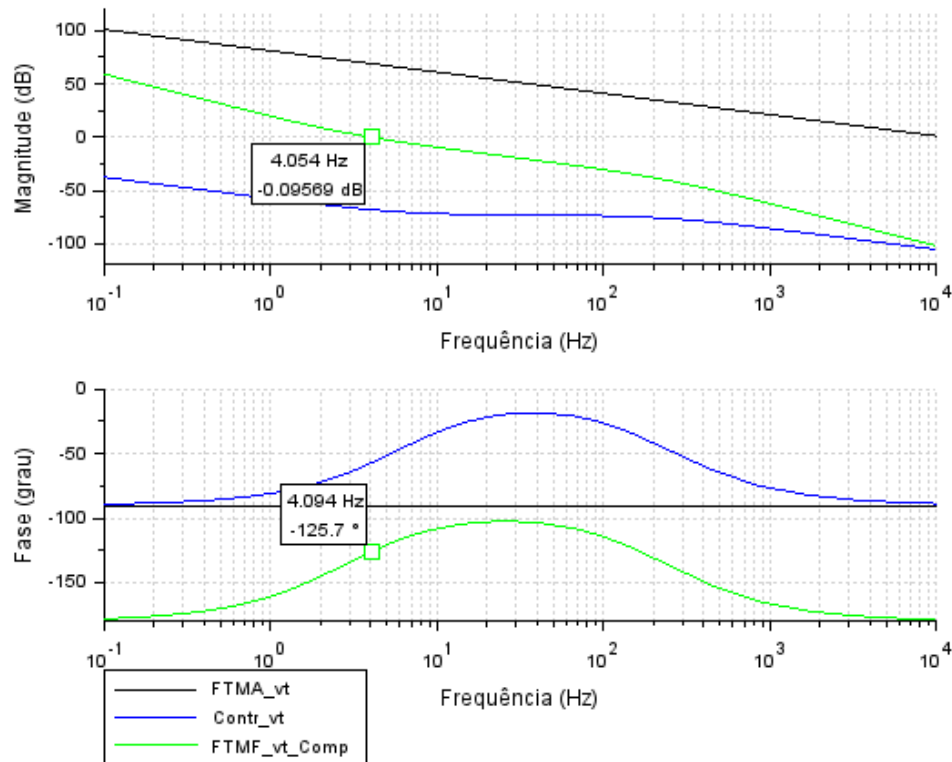
$$P_{c_{vt}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{vt_{polo}} = 2 \cdot \pi \cdot 240 = 1,508 \text{ krad/s} \quad (68)$$

O ganho do controlador é dado por.

$$k_{C_{vt}} = \frac{k_{S_{VS}} \cdot 2 \cdot V_B \cdot C_B}{3 \cdot V_{fase} \cdot \sqrt{2} \cdot k_{S_{VB}} \cdot K_{mult}} \cdot \frac{\omega_{vt}^2 \cdot \sqrt{\omega_{vt}^2 + P_{vt}^2}}{\sqrt{\omega_{vt}^2 + P_{vt}^2}} = 2,933 \quad (69)$$

A margem de fase ficou em 55°, conforme a Figura 42.

Figura 42 – Diagrama de Bode do controlador de tensão total do barramento



Fonte: Próprio autor (2024)

3.2.3 Cálculo do controle de tensão diferencial do barramento

O controlador de tensão diferencial do barramento atua no valor de nível cc do sinal de entrada do modulador, ajustando a amplitude do semiciclo positivo ou negativo para equilibrar a tensão nas duas capacitâncias do barramento.

A função transferência em malha aberta é.

$$FTMA_{vd}(s) = \left(\frac{3}{2 \cdot s \cdot C_B} \right) \frac{k_{S_{VB}}}{k_{S_{VS}}} \quad (70)$$

O controlador da tensão diferencial do barramento tem uma dinâmica ainda mais lenta que o controlador total, por isso a frequência de corte é definida em 1 Hz, conforme a equação 49. O zero é posicionado na mesma frequência e o pólo cento e vinte vezes acima.

$$\omega_{c_{vd}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{c_{vd}} = 2 \cdot \pi \cdot 1 = 6,283 \text{ rad/s} \quad (71)$$

$$Z_{c_{vd}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{vd_{zero}} = 2 \cdot \pi \cdot 1 = 6,283 \text{ rad/s} \quad (72)$$

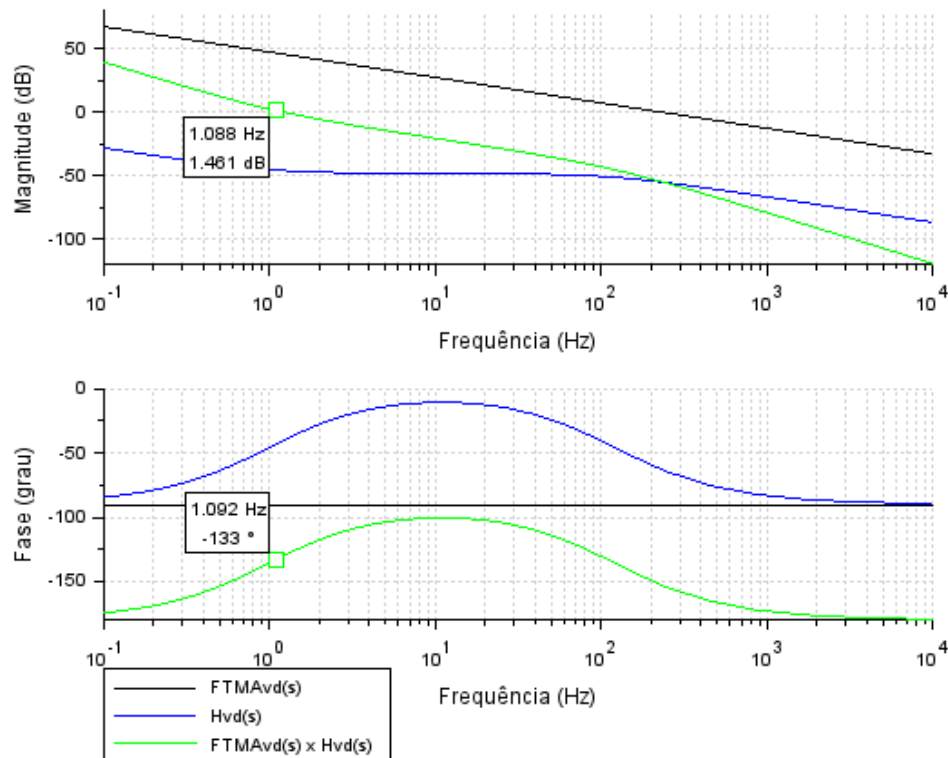
$$P_{c_{vd}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{vd_{polo}} = 2 \cdot \pi \cdot 120 = 753,982 \text{ rad/s} \quad (73)$$

O ganho do controlador é dado por.

$$k_{c_{vd}} = \frac{k_{s_i} \cdot 2 \cdot C_B}{3 \cdot k_{SVB}} \cdot \frac{\omega_{vd}^2 \cdot \sqrt{\omega_{vd}^2 + P_{vd}^2}}{\sqrt{\omega_{vd}^2 + P_{vd}^2}} = 2,987 \quad (74)$$

A margem de fase ficou em 47°, conforme a Figura 43.

Figura 43 – Diagrama de Bode do controlador de tensão diferencial do barramento



Fonte: Próprio autor (2024)

3.2.4 Cálculo do controle por inclinação

Para utilizar o controle por inclinação é preciso estabelecer as curvas $P - E$ e $Q - \omega$ para casos de rede resistiva. Para isso são apresentados os cálculos dos coeficientes de inclinação k_{pe} e $k_{q\omega}$. Cada fase tem um controle independente, é estabelecido um valor máximo de frequência

f_{max} de 60,1 Hz e mínimo f_{min} de 59,9 Hz e os valores máximos de tensão eficaz em 231 V e mínimo de 202 V exigido pelo módulo 8 do PRODIST conforme a Tabela1.

Os valores de tensão de pico são.

$$E_{max} = \sqrt{2}.231 = 326,68 \text{ V} \quad (75)$$

$$E_{min} = \sqrt{2}.202 = 285,67 \text{ V} \quad (76)$$

$$\phi = \cos^{-1}FP_{carga} = \cos^{-1}0,85 = 31,78^\circ \quad (77)$$

A potência a ativa e reativa máxima de cada fase.

$$Q_{max} = \frac{S_{carga}}{3} \cdot \sin\phi = \frac{6k}{3} \cdot \sin 31,78^\circ = 1,05 \text{ kvar} \quad (78)$$

$$P_{max} = \frac{S_{carga}}{3} \cdot \cos\phi = \frac{6k}{3} \cdot \cos 31,78^\circ = 1,7 \text{ kW} \quad (79)$$

Conforme as equações 14 e 15, os coeficientes de inclinação das curvas são dados por.

$$k_{q\omega} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_{max} - f_{min}}{Q_{max}} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{60,1 - 59,9}{1,05k} = 1,19 \text{ mHz/var} \quad (80)$$

$$k_{pe} = \frac{E_{max} - E_{min}}{P_{max}} = \frac{326,68 - 285,67}{1,7k} = 24,12 \text{ m V/W} \quad (81)$$

3.2.5 Cálculo da RVNL

A resistência virtual não linear é projetada para atuar como proteção em casos de falhas ou sobrecargas, como limitador de corrente. Com o intuito de proteger o conversor, porém, deve permitir a partida de cargas pesadas sem bloquear o funcionamento do mesmo, portanto, há duas parcelas compostas pelas constantes definidas como K_{RV1} e K_{RV2} , que são somadas formando o sinal a ser subtraído da referência de tensão.

A primeira constante K_{RV1} atua dentro da faixa entre IG e IM limitando as correntes de sobrecargas ou de partida, também tem o sinal resultante passando por um filtro passa-baixa antes de subtrair o sinal da tensão referência, para amortecer seu efeito na tensão de saída do conversor e evitar oscilações e instabilidades.

Já a segunda constante K_{RV2} , atua apenas quando as correntes ultrapassarem o valor de IM , essa parcela tem objetivo de agir instantaneamente e de forma mais intensa caso as correntes ultrapassem o maior valor permitido, por isso, essa parcela não possui filtro e a constante tem um valor maior que a outra.

A constante K_{RV1} , que irá operar com um filtro, é calculada conforme a equação 25.

$$K_{RV1} = \frac{V_{LN}^2}{S} = \frac{220^2}{6k} = 8,067 \Omega \quad (82)$$

A constante K_{RV2} , que tem ação direta, sem filtro, é mostrada abaixo.

$$K_{RV2} = K_{RV1} \cdot 1,5 = 12,1 \Omega \quad (83)$$

Os sinais resultantes da multiplicação do excedente da corrente pelas duas constantes, são somados e posteriormente alteram o valor da referência de tensão do modulador.

3.3 CÁLCULOS DAS CARGAS

A seguir são apresentados os cálculo das cargas utilizadas na simulação. Sendo uma carga resistiva, um motor de indução com FP 0,85 e um retificador não controlado com filtro capacitivo.

3.3.1 Cálculo da carga resistiva

Para a carga resistiva é implementada apenas um resistor para cada fase com interligação em ponto estrela.

$$P_{R1} = \frac{S_{carga}}{3} = \frac{6k}{3} = 2 kW \quad (84)$$

$$R1 = \frac{V_{fase}^2}{P_R} = \frac{220^2}{2k} = 24,2 \Omega \quad (85)$$

3.3.2 Cálculo da Carga Motor

Considerando um motor que represente 50% da carga total do conversor, o cálculo abaixo é feito para uma fase.

$$S_{motor} = \frac{S_{carga} \cdot 0,5}{3} = \frac{6k \cdot 0,5}{3} = 1 kVA \quad (86)$$

$$I_{motor} = \frac{S_{motor}}{V_{fase}} = \frac{1k}{220} = 4,54 A \quad (87)$$

$$I_{pk_{motor}} = I_{motor} \cdot \sqrt{2} = 4,54 \cdot \sqrt{2} = 6,42 A \quad (88)$$

A corrente de partida de um motor, atinge um valor elevado para tirar a carga mecânica acoplada ao eixo de sua inércia, chamado de I_p/I_n , esse valor expõe quantas vezes o valor da corrente nominal pode alcançar a corrente de partida e pode ser encontrado nos dados de placa dos motores de indução. Um valor comum de I_p/I_n é 5.

$$I_{partida} = Ip k_{motor} \cdot I_p / I_n = 6,42.5 = 32,1 \text{ A} \quad (89)$$

3.3.3 Cálculo da carga retificador não controlado com filtro capacitivo

Cálculo da tensão média na saída do retificador não controlado.

$$V_{C_{max}} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_{fase} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot 220 = 538,88 \text{ V} \quad (90)$$

$$V_{C_{min}} = V_{C_{max}} \cdot 0,95 = 538,88 \cdot 0,95 = 511,94 \text{ V} \quad (91)$$

$$V_{med} = \frac{V_{C_{max}} + V_{C_{min}}}{2} = \frac{538,88 + 511,94}{2} = 525,41 \text{ V} \quad (92)$$

Potência fornecida ao retificador.

$$S3 = S_{carga} = 6 \text{ kVA} \quad (93)$$

$$P3 = S3 \cdot FP = 6k \cdot 0,85 = 5,1 \text{ kW} \quad (94)$$

O valor da resistência e capacitância na saída do retificador.

$$R3 = \frac{V_{med}^2}{P3} = \frac{525,42^2}{5,1k} = 54,12 \text{ } \Omega \quad (95)$$

$$C3 = \frac{P3}{6 \cdot f \cdot (V_{C_{max}}^2 - V_{C_{min}}^2)} = \frac{5,1k}{6 \cdot 60 \cdot (538,88^2 - 511,94^2)} = 500,4 \text{ } \mu F \quad (96)$$

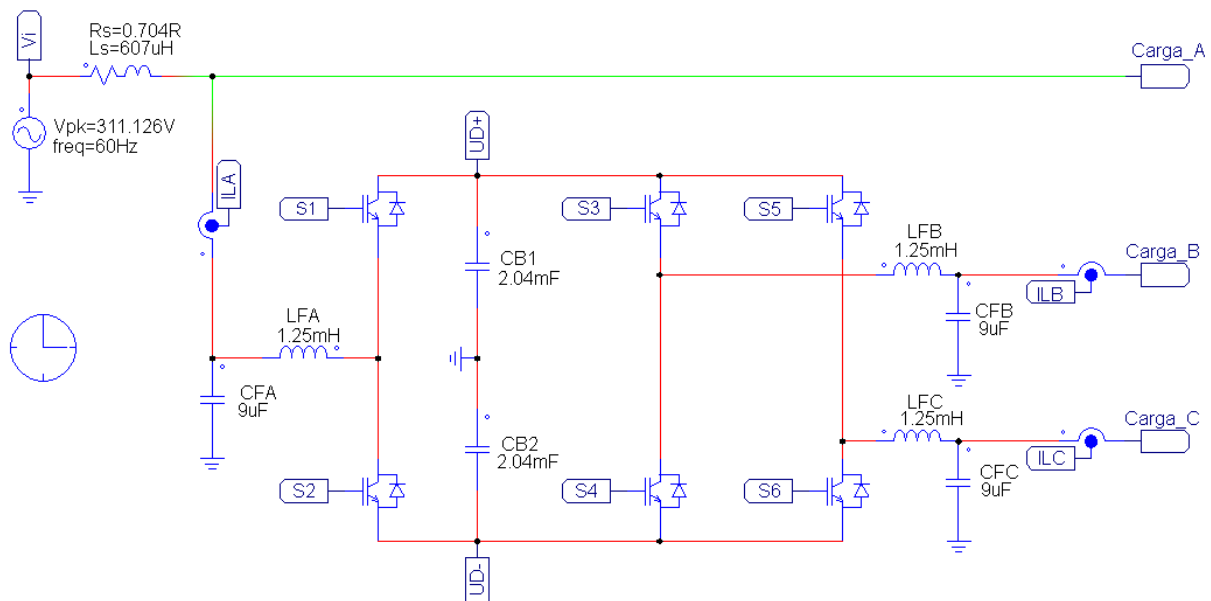
4 SIMULAÇÕES

As simulações de validação foram executadas no software PSIM, efetuando manobras de inserção e remoção de cargas para análise de comportamento. Este capítulo destaca em alguns pontos, apenas o circuito simulado de uma fase para exemplificação, o circuito simulado completo está no Apêndice A.

4.1 CIRCUITOS SIMULADOS

A Figura 44 apresenta o circuito de potência, com uma fonte senoidal e impedância R_sL_s representando uma linha de distribuição monofásica. O braço de potência da esquerda se trata do retificador de entrada, que irá fornecer energia para o barramento cc e também regular o fornecimento de tensão para a carga conectada na fase A. Ao centro duas capacitâncias compõem o barramento total com ponto médio e os dois braços de potência da direita atuam como inversores, sintetizando tensões senoidais para as duas novas fases **B** e **C** também conectadas às cargas.

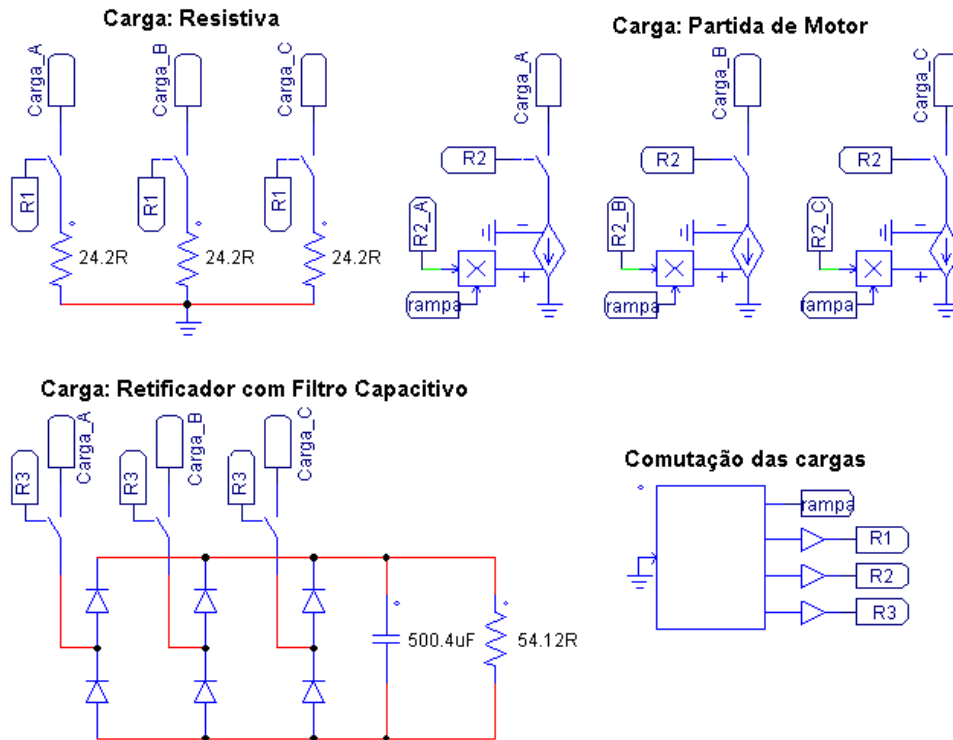
Figura 44 – Circuito de potência simulado



Fonte: Próprio autor (2024)

A Figura 45 apresenta as cargas simuladas, carga resistiva, motor e retificador, possuem chaves respectivamente $R1$, $R2$ e $R3$, para que possam ser acopladas e desacopladas na saída do conversor, afim de verificar o comportamento do mesmo em transitórios de inserção de cada tipo de carga.

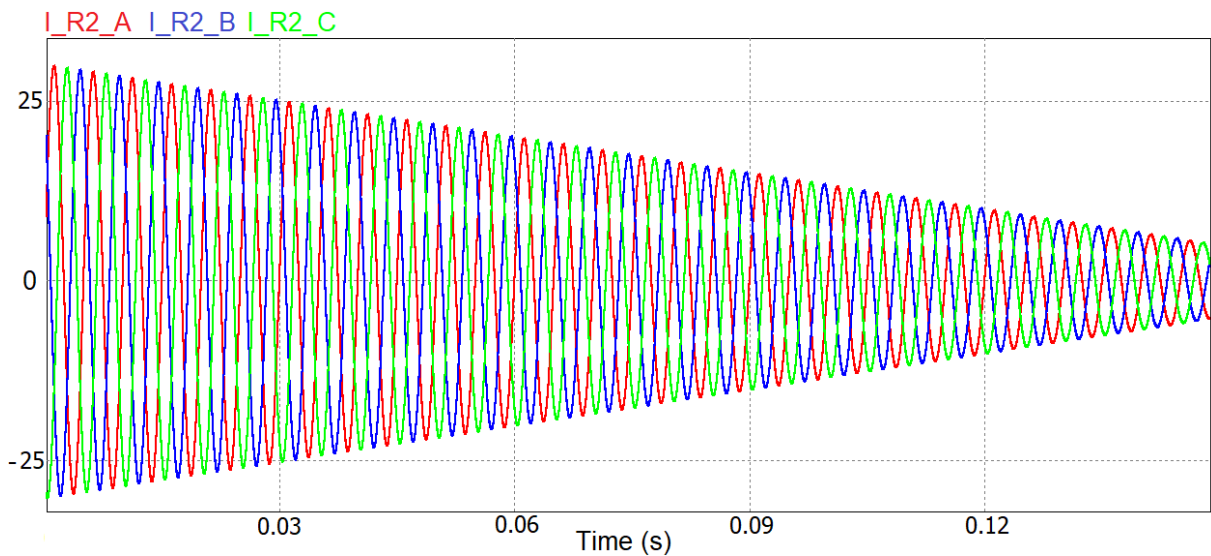
Figura 45 – Cargas simuladas



Fonte: Próprio autor (2024)

Ao acionar a chave R2, é inserida no circuito a carga que simula a partida de um motor, com uma fonte de corrente controlada em tensão, uma rampa de descida decresce a corrente continuamente, simulando a corrente de partida cinco vezes maior que a corrente nominal, como mostra o exemplo da Figura 46.

Figura 46 – Exemplo corrente de partida do motor



Fonte: Próprio autor (2024)

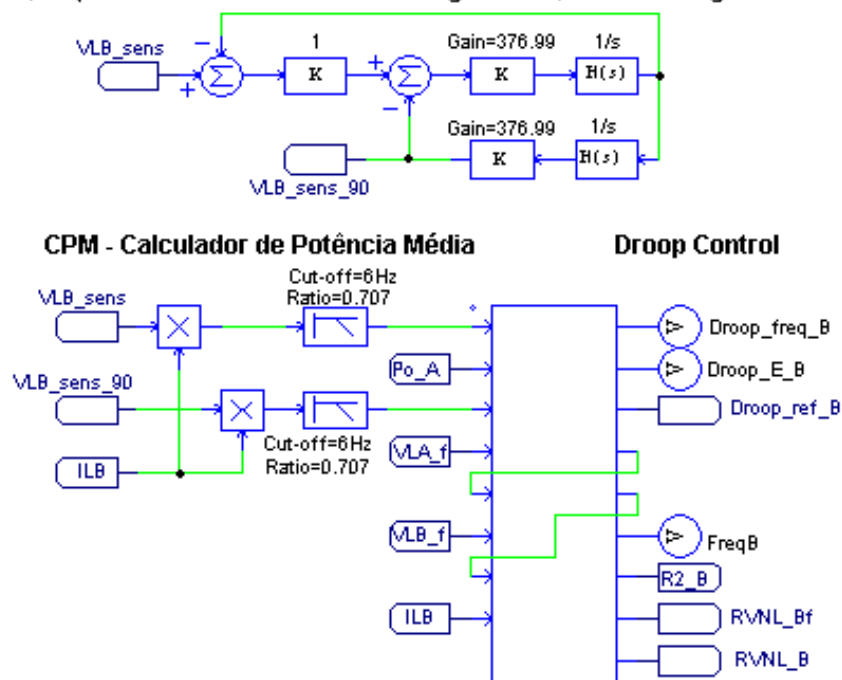
Como mostrado nas Equações (12) e (13), o controle por inclinação necessita dos valores

médios de potência ativa e reativa para o cálculo da amplitude e frequência de referência. O cálculo da potência ativa é feito através da multiplicação da tensão instantânea pela corrente instantânea, já a potência reativa pode ser calculada de uma forma simples multiplicando a corrente instantânea pela tensão em quadratura, posteriormente deve-se obter o valor médio das potências para aplicação no controle por inclinação. A Figura 47 mostra o gerador de sinal em quadratura utilizando o método SOGI (*Second Order Generalized Integrator*) para criar um sinal defasado em 90° proveniente do sensor de tensão. O fator de amortecimento $k1$ foi definido em 1 e a frequência de ressonância representada por $k2$ e $k3$ foi definida em $2.\pi.60$ rad/s. Cada bloco $H(s)$ representa uma função transferência de um integrador puro.

O circuito CPM (Calculador de Potência Média) executa os cálculos das potências, multiplicando a tensão pela corrente, para obter a potência ativa e multiplicando a tensão em quadratura pela corrente, para obter a potência reativa. Após passar por filtros para eliminar a frequência de oscilação característica da potência, que é o dobro da frequência fundamental, seu valor médio tem entrada no bloco C, onde é efetuado os cálculos do controle por inclinação gerando um valor de amplitude e frequência sincronizado com a tensão da rede. No Apêndice B está disposto o código processado pelo bloco C com a equação do controle por inclinação.

Figura 47 – SOGI gerador de sinal em quadratura e CPM calculador de potência média

SOGI-QSG (Second Order Generalized Integrator - Quadrature Signal Generator)

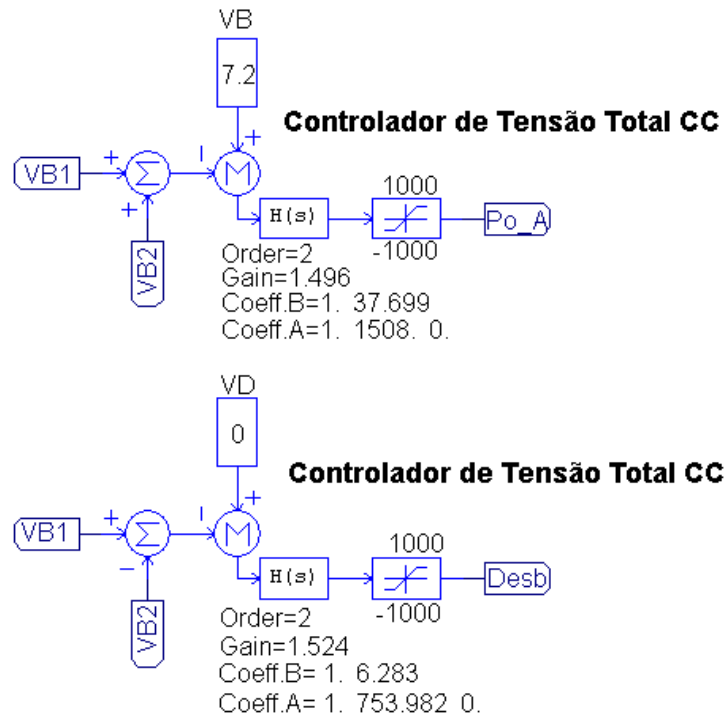


Fonte: Próprio autor (2024)

O controlador de tensão total do barramento, Figura 48, compara o valor de referência desejado, com a soma dos valores de tensão positiva e negativa do mesmo, gerando um sinal de erro que após compensado, internamente no bloco C, atua diretamente na equação do controle por inclinação, alterando a amplitude da referência.

O controlador de tensão diferencial é similar, comparando o referêcia desejado, no caso zero para não haver desequilíbrio, com a diferença entre os valores de tensão positiva e negativa do barramento. A saída do controlador gera um sinal de nível cc para o modulador corrigir as tensões nos capacitores de barramento.

Figura 48 – Controle de tensão total e diferencial do barramento



Fonte: Próprio autor (2024)

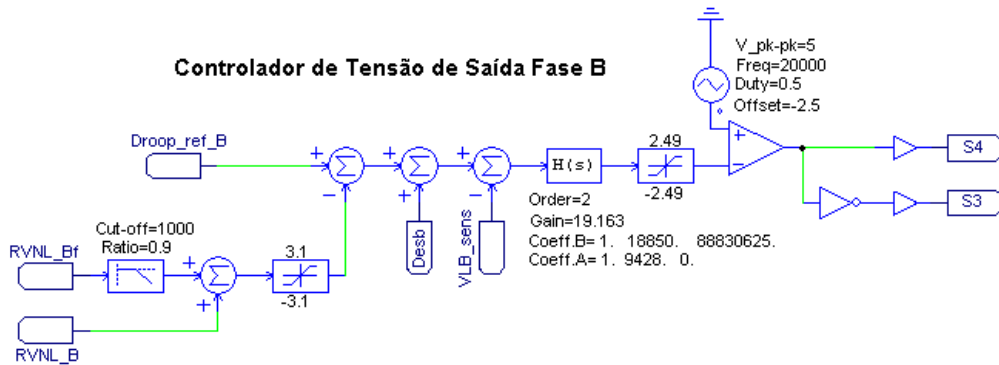
Por fim, o controle de tensão, Figura 49, recebe o sinal fornecido pelo controle por inclinação, quando a carga não está conectada, a potência calculada pelo CPM é zero, por isso o sinal referência que o controlador segue é um sinal senoidal com amplitude E_o e frequência ω_o que é o ponto de operação inicial do conversor e são os mesmos valores de amplitude e frequência nominais da rede, somente depois de conectada alguma carga, é que esse sinal referência do controlador tem modulação da amplitude e frequência conforme as curvas dependentes das potências.

Em casos de sobrecorrente, a RVNL subtrai o sinal proveniente do controle por inclinação, com uma parcela filtrada e outra não filtrada, para reduzir a amplitude da tensão e reduzir a corrente instantaneamente.

Há ainda o sinal do controlador de tensão diferencial do barramento, que soma o resultado anterior, inserindo um nível cc positivo ou negativo para compensação do desequilíbrio entre os capacitores do barramento.

Por fim, o erro da referência comparada com o sensor de tensão passa pelo compensador e atua no modulador em conjunto com a portadora triangular.

Figura 49 – Controlador de tensão de saída e modulador PWM

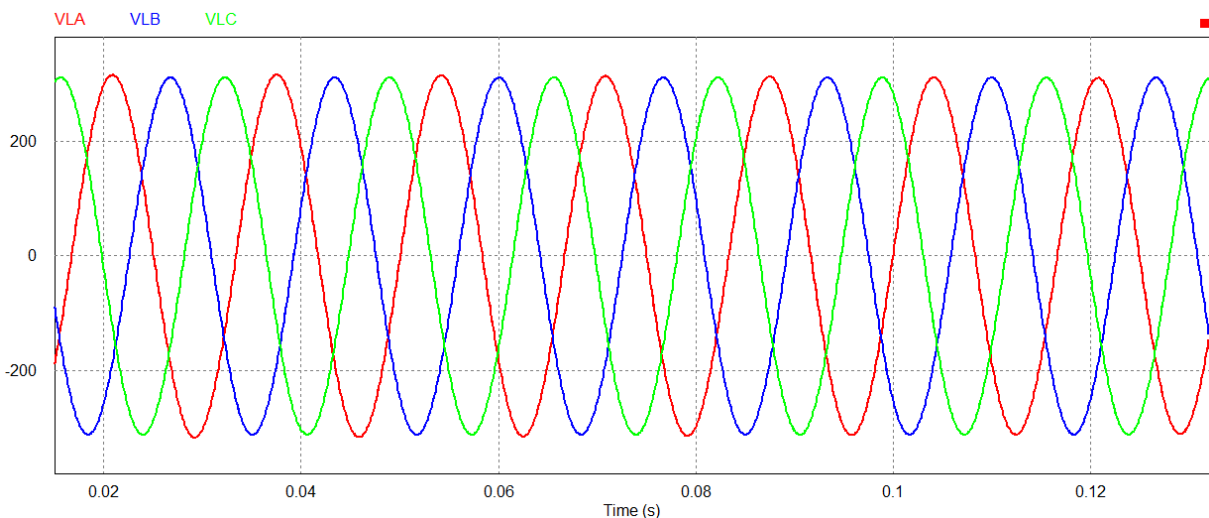


Fonte: Próprio autor (2024)

4.2 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

As simulações no PSIM iniciaram com o conversor operando a vazio, gerando as duas fases adicionais, depois é inserido as cargas na saída. A primeira carga a ser inserida é a carga resistiva, depois é simulado a partida do motor com a rampa descendente de corrente e por fim, é inserido o retificador. A Figura 50 mostra as formas de onda das três fases de saída, onde VLA, VLB e VLC são as tensões de saída de cada fase respectivamente, sem nenhuma carga acoplada, sendo assim sem corrente na saída do conversor. Os valores eficazes ficam em torno de 220 V.

Figura 50 – Tensões de saída sem carga



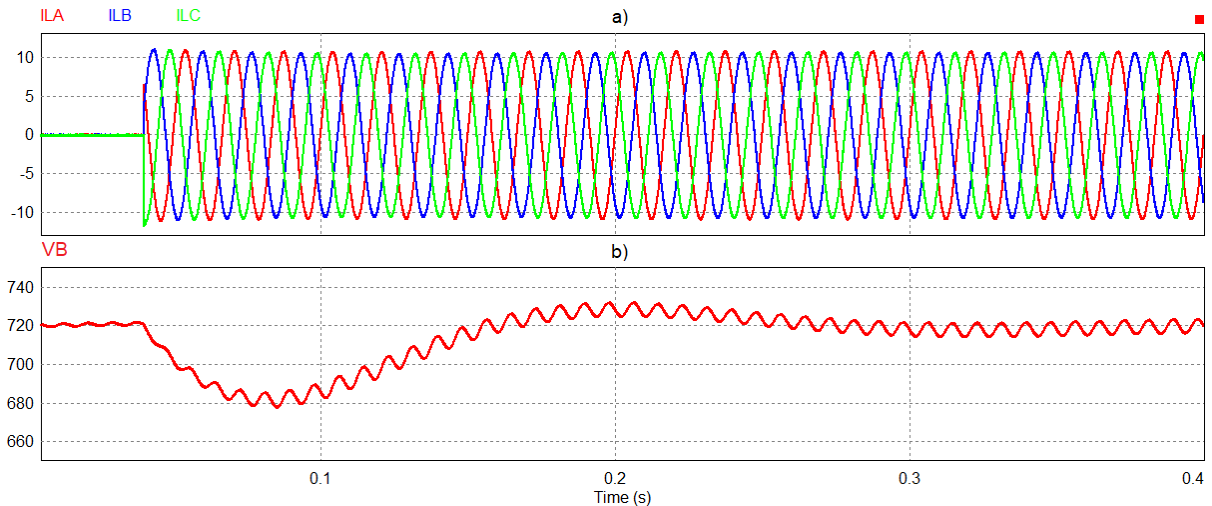
Fonte: Próprio autor (2024)

4.2.1 Simulação carga - resistor

Na Figura 51 são apresentadas as formas de onda de corrente de saída em cada fase ILA, ILB e ILC e tensão do barramento VB no momento da inserção da carga. As correntes com valores eficazes de 7,6 A, seguem o formato da tensão sem defasagem por se tratar de carga

resistiva. A tensão total do barramento tem uma pequena queda e rapidamente volta ao valor de referência de 720 V, com a atuação do controlador de barramento total.

Figura 51 – Correntes de saída e tensão barramento (carga resistiva)
a) correntes de saída, b) tensão do barramento



Fonte: Próprio autor (2024)

A Figura 52 apresenta as tensões de saída em um período maior para melhor visualização, ao inserir a carga resistiva na saída com o conversor em operação, pode ser visto um afundamento na amplitude das tensões, essa amplitude é calculada pelo *Droop Control* que estabelece um novo ponto de operação, com valores eficazes próximos de 212 V.

Figura 52 – Tensões de saída (carga resistiva)



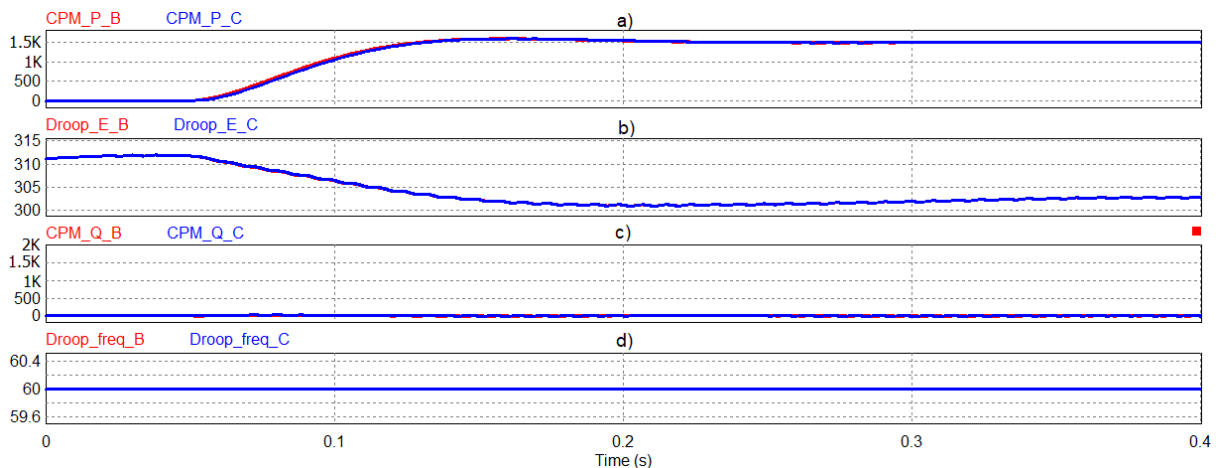
Fonte: Próprio autor (2024)

As formas de onda da Figura 53 indicadas na legenda com CPM_P_X e CPM_Q_X são os resultados do calculador de potência média ativa e reativa e as formas de onda indicadas com Droop_E_X e Droop_freq_X são os resultados das equações de amplitude e frequência do *droop control*, onde X é a fase **A**, **B** ou **C** do conversor.

Ao inserir a carga resistiva, a medição de potência ativa P aumenta o valor, e conforme a curva $P - E$ é decrescente, o valor de referência E após ser calculado pelo *droop control* reduz a amplitude da fase B e C . Como a carga é totalmente resistiva, percebe-se que o controle não atua na frequência, como pode ser visto na Figura 53d.

Figura 53 – Potências, amplitude e frequência com carga resistiva - fases B e C

a) potência ativa média, b) amplitude, c) potência reativa média, d) frequência



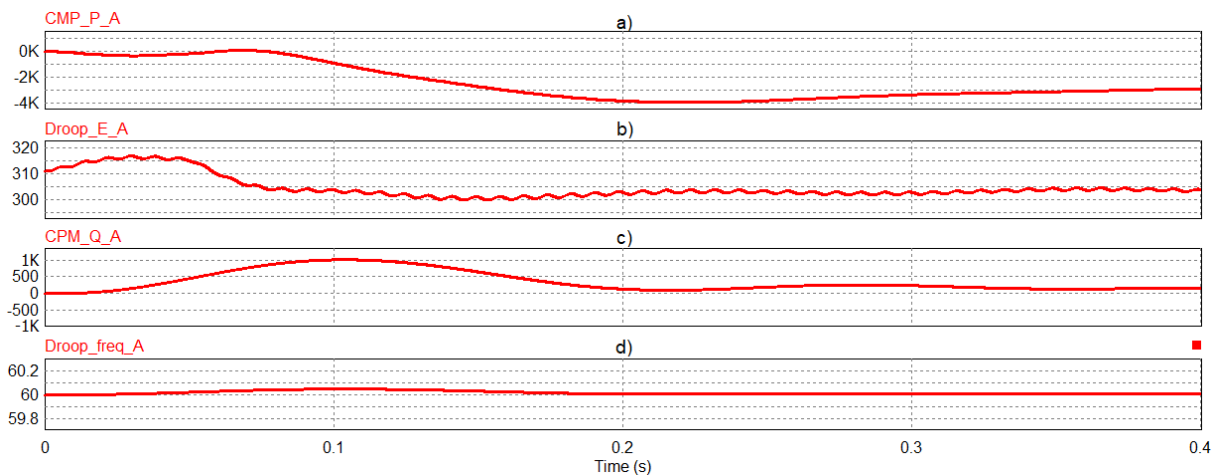
Fonte: Próprio autor (2024)

O mesmo acontece na fase A , porém, apresenta sinal negativo pois a corrente está entrando no conversor, e o fluxo de potência está direcionado de modo a suprir o barramento cc com energia suficiente para as outras duas fases. A oscilação na referência de amplitude E ocorre por causa do controle de tensão total do barramento cc, que age diretamente na amplitude da tensão da fase A , posteriormente na simulação da partida do motor esse ponto ficará mais claro.

Percebe-se na Figura 54c que há uma potência reativa Q , no início, devido a queda da tensão do barramento que rapidamente se estabiliza.

Figura 54 – Potências, amplitude e frequência com carga Resistiva - fase A

a) potência ativa média, b) amplitude, c) potência reativa média, d) frequência



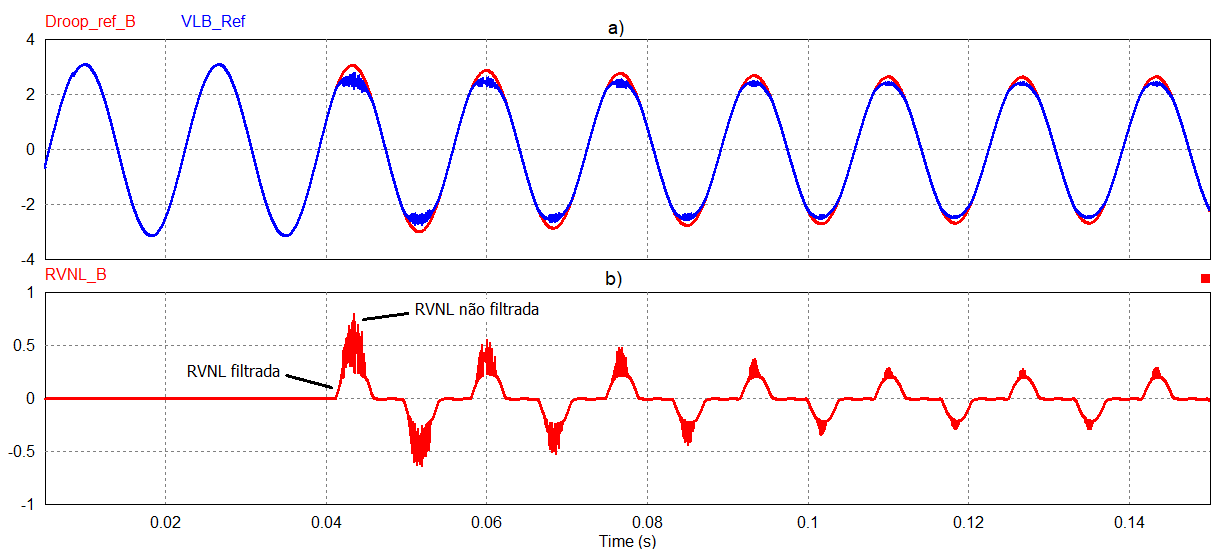
Fonte: Próprio autor (2024)

4.2.2 Simulação carga - resistor com RVNL

Para comparação, é refeita a simulação, agora com a RVNL habilitada. A Figura 55a mostra a referência gerada pela curva *Droop* para a fase **B** indicada na legenda por *Droop_ref_B* e a referência após subtraída a RVNL, que vai efetivamente para o controlador de tensão indicada por *VLB_Ref*. Na Figura 55b, na forma de onda *RVNL_B* está o resultado da multiplicação da corrente excedente com a constante da resistência, inicialmente quando a corrente ultrapassa o primeiro limite de 9 A de pico, a parcela filtrada começa atuar, e conforme não for suficiente e a corrente ultrapassar o segundo limite de 11 A de pico, entra a parcela não filtrada, conforme explicado no capítulo 3.2.5, para reduzir rapidamente a corrente e proteger o conversor.

Figura 55 – Atuação da RVNL na fase B (carga resistiva)

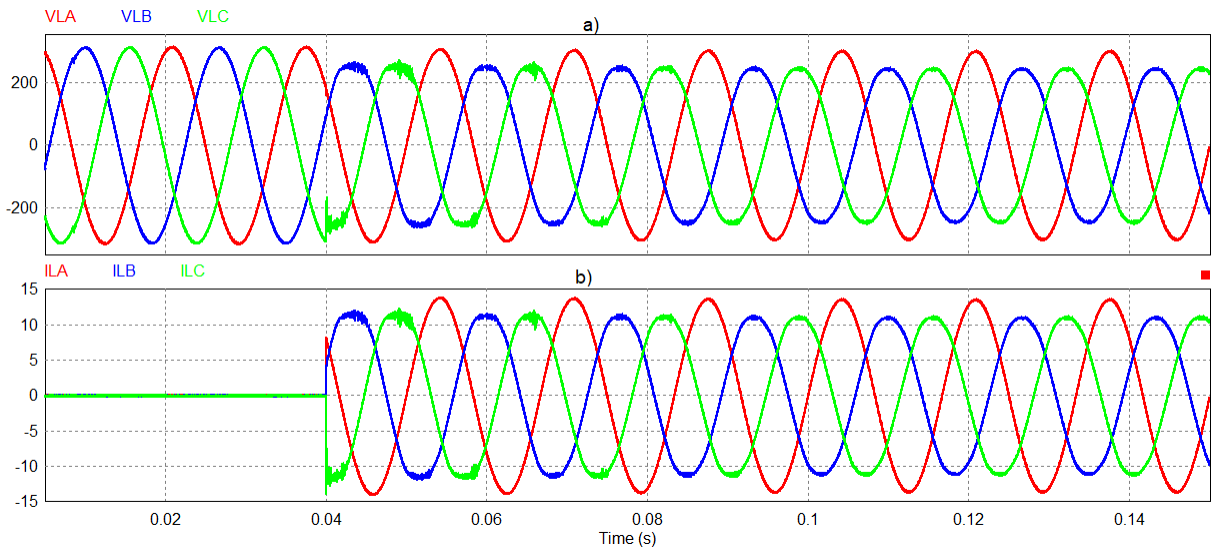
a) referência droop e referência moduladora, b) resistência virtual



Fonte: Próprio autor (2024)

Na Figura 56a está o efeito causado na forma de onda de tensão e consequentemente na forma de onda de corrente, Figura 56b. Conforme a corrente aumenta a RVNL atua e a tensão é reduzida, fazendo com que a corrente também seja reduzida e a RVNL pare de atuar, aumentando a tensão novamente e a corrente também, repetido esse processo. Essa repetição causa a oscilação no topo das formas de ondas em torno dos valores limites definidos, porém, sendo efetivo em proteger o conversor de sobrecorrentes.

Figura 56 – Tensões e correntes de saída com RVNL (carga resistiva)
a) tensões de saída, b) correntes de saída



Fonte: Próprio autor (2024)

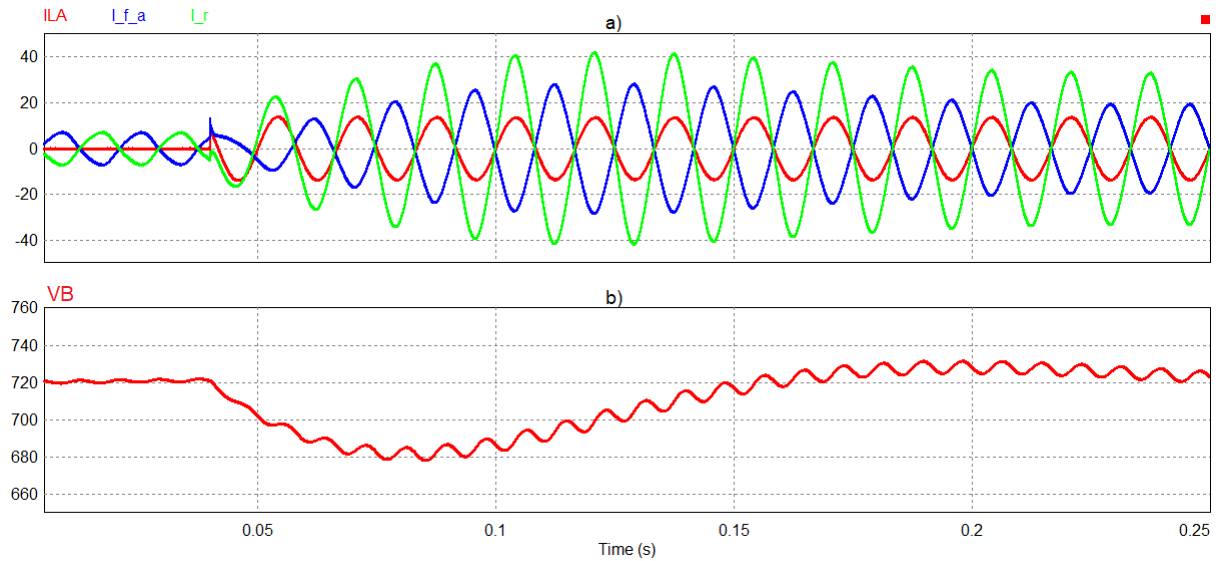
A imagem anterior deixa claro que a corrente da fase **A** não foi ceifada como as outras duas fases, isso porque não está habilitada a RVNL da fase **A** como nas outras duas fases, ao habilitá-la, com o aumento da corrente e a redução brusca da tensão, gera-se uma diferença grande entre a tensão da rede e a tensão do conversor, essa diferença de potencial faz com que haja um fluxo de corrente da rede para o conversor carregando os capacitores do barramento acima da tensão máxima.

Na Figura 57a, foi avaliado as correntes do PCC, nos três ramos da fase **A**, no ramo que vai para a carga, no ramo que vem da rede elétrica e no ramo do conversor. Pode ser visto que antes de inserir a carga, a corrente no filtro do conversor I_{f_a} é inversa a corrente da rede I_r , pois a corrente está entrando no conversor para carregar o barramento. Após inserir a carga, percebe-se que a corrente da carga I_{LA} é totalmente fornecida pela rede elétrica, e a corrente do conversor continua fluindo para o barramento. Ou seja, a sobrecorrente gerada pela carga da fase **A** não causa sobrecorrente no conversor, sendo assim, a falta da RVNL não é prejudicial nesse caso.

Outro ponto importante a ser observado, é que pela topologia do conversor processar apenas dois terços da potência total, sendo um terço fornecido diretamente pela rede elétrica, a corrente na fase **A** é proporcional e dependente das outras duas fases **B** e **C**, sendo assim, a RVNL aplicada nas fases adicionais **B** e **C**, já garante também a limitação na fase **A**.

Porém, com a queda da tensão do barramento, Figura 57b, o controlador de tensão total atua e aumenta o fluxo de corrente para sua recuperação, nesse momento há elevação de corrente na fase **A** que depois se acomoda em um valor que é a soma das outras duas fases. Ou seja, o interruptor da fase **A** precisa ser dimensionado acima do dobro de uma das suas fases adicionais.

Figura 57 – Correntes no PCC com RVNL (carga resistiva)
a) corrente na carga fase A, conversor fase A e rede, b) tensão do barramento

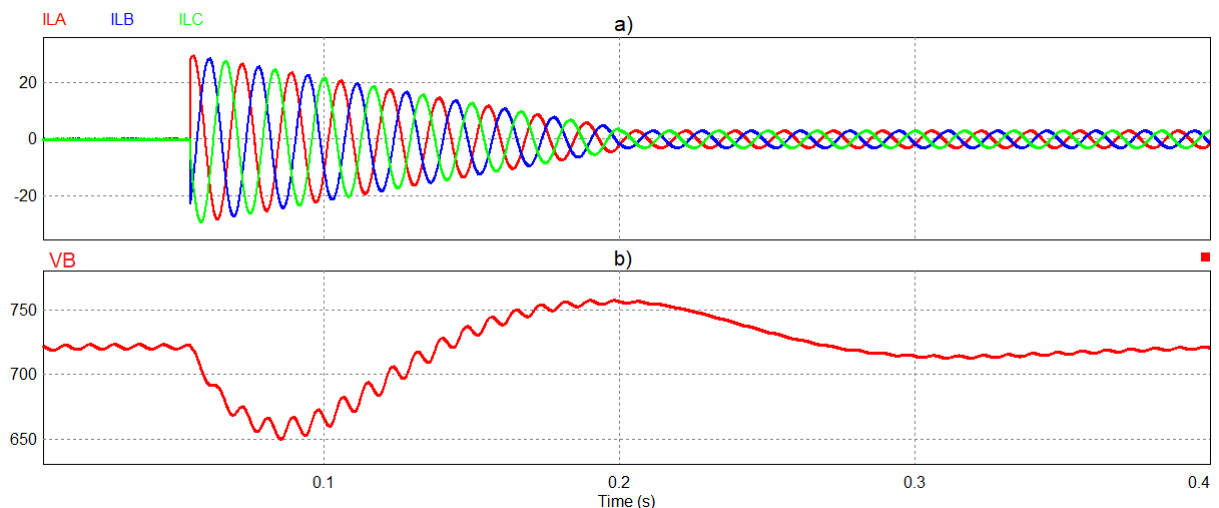


Fonte: Próprio autor (2024)

4.2.3 Simulação carga - motor

A seguir, é feita a simulação da partida do motor, Figura 58, com uma corrente elevada no início e reduzindo a corrente conforme o eixo do motor sai da inércia. Na partida a corrente atinge valor de 30 A de pico. Após estabelecida a corrente nominal do motor no ponto 0,2 segundos do gráfico, o valor permanece em 2,1 A eficaz, 3 A de pico.

Figura 58 – Correntes e tensão do barramento com partida do motor
a) correntes de saída b) tensão do barramento

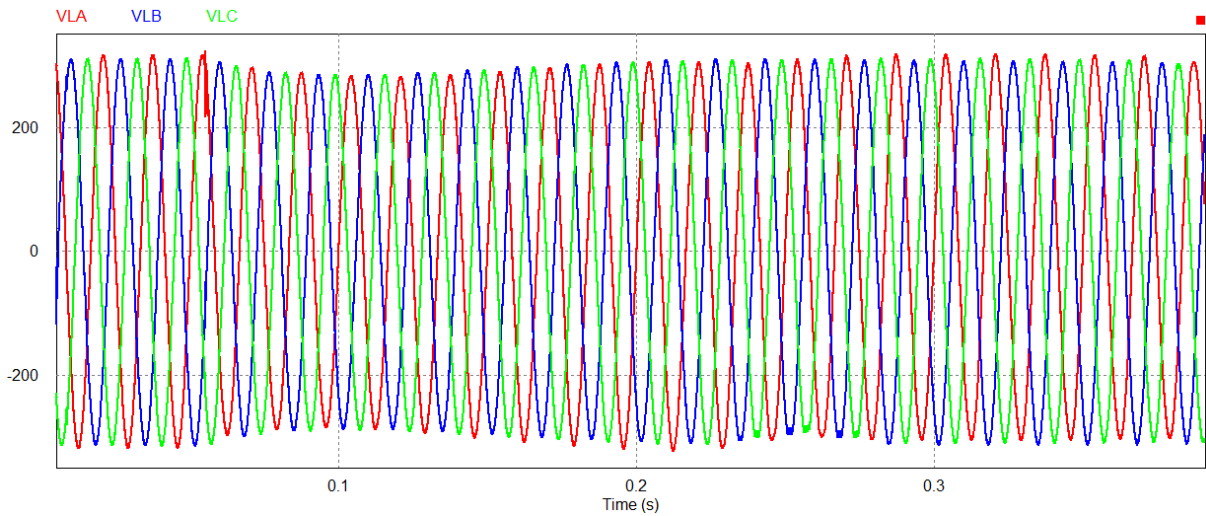


Fonte: Próprio autor (2024)

É possível ver na Figura 59 uma atuação mais forte do controle nesta etapa, as tensões tem as amplitudes reduzidas devido o aumento da potência, e conforme a corrente diminui a tensão volta a subir pois a potência diminui, essa redução ocorre na própria referência senoidal

de entrada do controlador de tensão, seguindo as características da curva $P - E$.

Figura 59 – Tensões com partida do motor

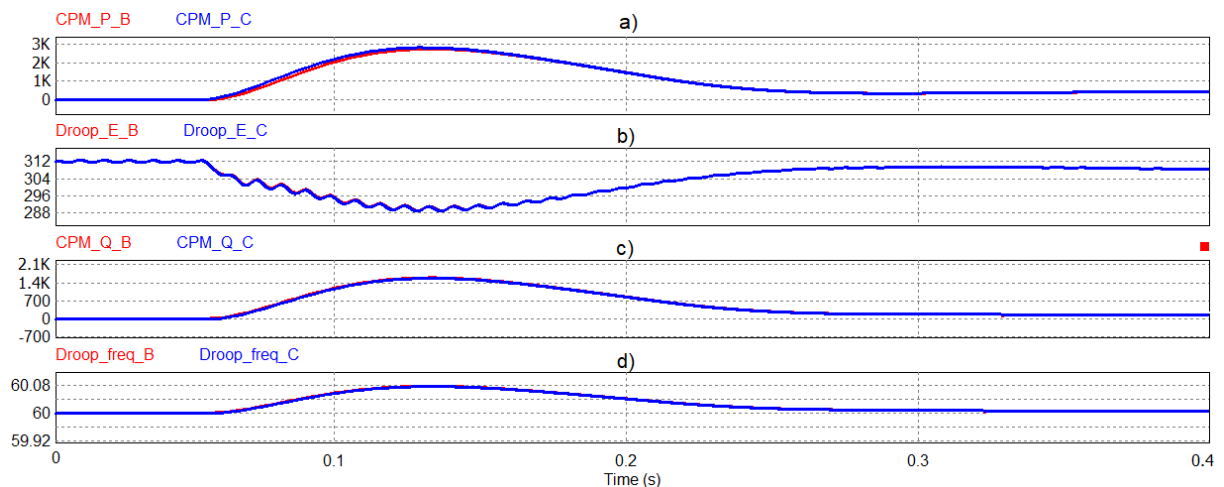


Fonte: Próprio autor (2024)

A Figura 60 apresenta a potência ativa P subindo com a partida do motor e a referência de amplitude E diminuindo até atingir 290 V de pico, 205 V eficaz, conforme a potência diminui, a referência E aumenta e após terminar a partida o valor se fixa em 308 V de pico, 217 V eficaz. Como o motor é uma carga indutiva, o valor da potência reativa Q sai de zero e aumenta na partida, depois que a corrente volta ao valor nominal, a potência reativa também reduz e a variação na frequência é a responsável pelo fornecimento dessa energia reativa para a carga visto no gráfico conforme a característica da curva $Q - \omega$. Essa alteração na frequência cria uma defasagem δ na tensão de saída do conversor mostrada na Figura 20.

Figura 60 – Potências, amplitude e frequência com partida do motor - Fase **B** e **C**

a) potência ativa média, b) amplitude, c) potência reativa média, d) frequência



Fonte: Próprio autor (2024)

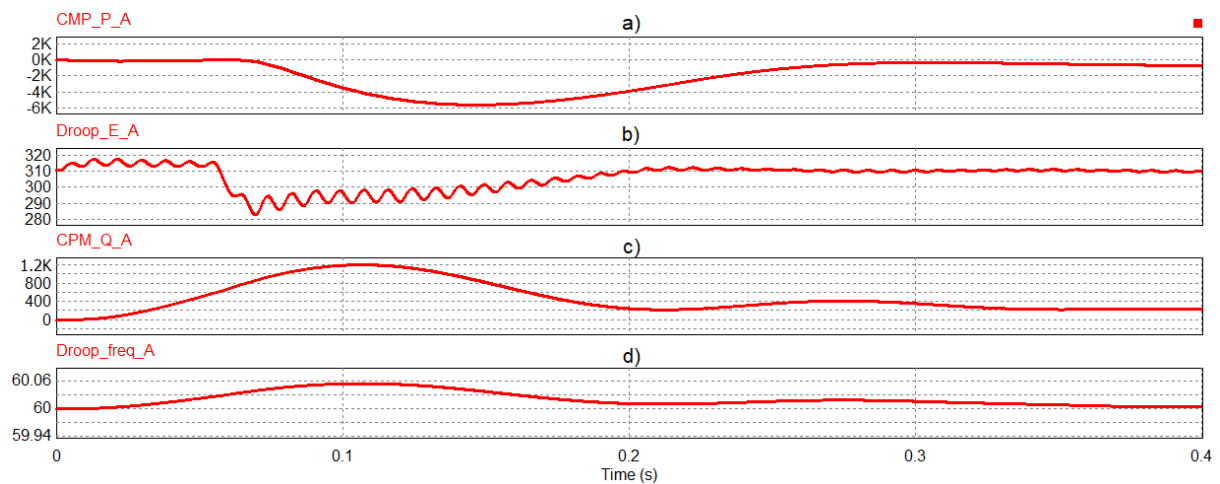
O mesmo acontece com a fase **A**, com a potência ativa aumentando ainda mais com sentido negativo, a referência de amplitude E tem o valor reduzido para criar uma diferença entre

a tensão da rede e criar um fluxo de corrente para os capacitores do barramento. Percebe-se na Figura 61b que na fase A a redução da amplitude é mais brusca que as outras duas fases, afim de corrigir o barramento cc.

Neste gráfico fica claro que, a fase A processa 2/3 da potência do conversor, 6 kW que é a soma da potência processada pelas outras duas fases de 3 kW visto na Figura 60. Percebe-se também que a variação da frequência cria a defasagem δ entre as tensões das duas barras, e depois retorna ao valor fixado mantendo a defasagem.

Figura 61 – Potências, amplitude e frequência com partida do motor - fase A

a) potência ativa média, b) amplitude, c) potência reativa média, d) frequência



Fonte: Próprio autor (2024)

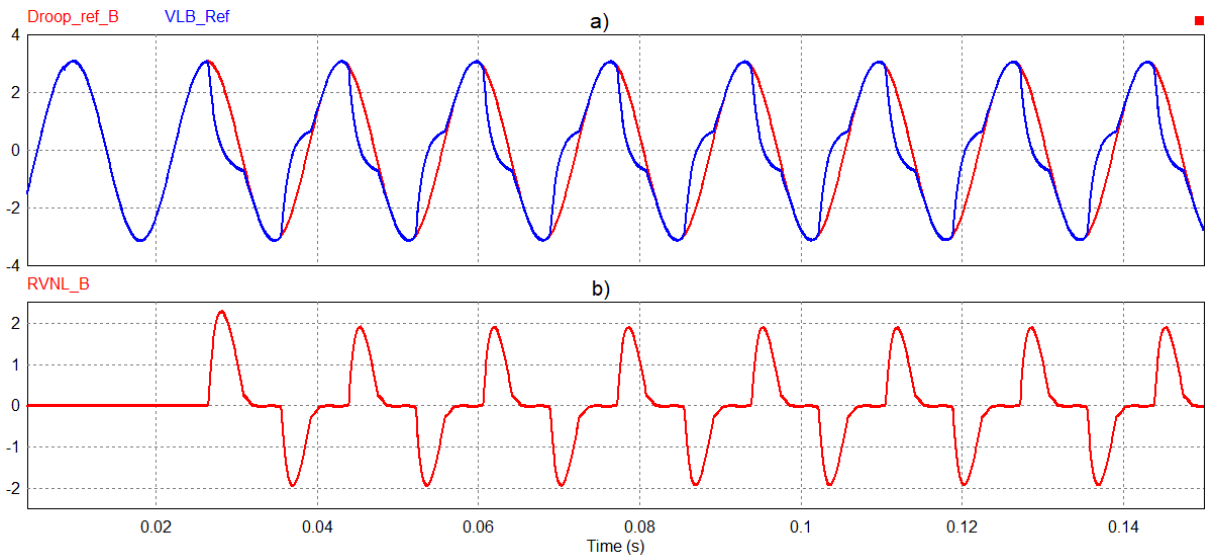
4.2.4 Simulação Carga - Indutiva com RVNL

Como a simulação da partida do motor anteriormente foi feita com fontes de corrente, não é possível simular a RVNL com esse mesmo conceito, pois as fontes de corrente não respondem a variação da tensão na saída do conversor. Por isso foi feita a simulação usando indutores como carga, para avaliar o funcionamento da técnica RVNL com esse tipo de carga. Segue abaixo as formas de onda.

Como é característico das cargas indutivas, devido a defasagem entre a tensão e a corrente, o pico da forma de onda de corrente ocorre depois do pico da forma de onda de tensão, dessa forma a RVNL atua na segunda metade do semiciclo positivo e negativo, como pode ser visto na Figura 62.

Figura 62 – Atuação da RVNL na fase B (carga indutiva)

a) referência droop e referência moduladora, b) resistência virtual

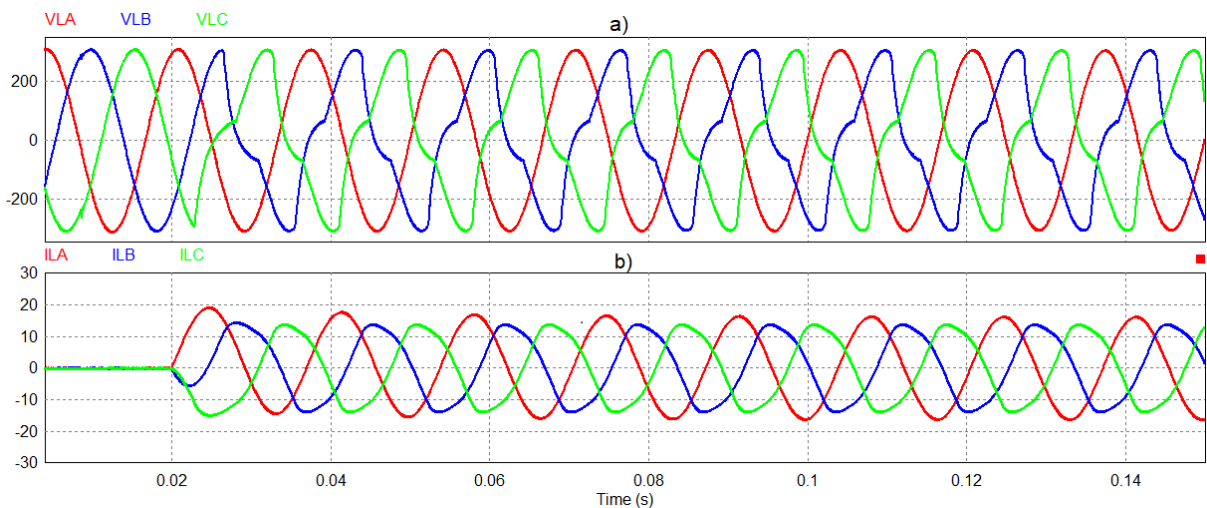


Fonte: Próprio autor (2024)

A Figura 63 abaixo mostra as formas de onda das três fases, como explicado anteriormente a RVNL da fase **A** não está habilitada, porém a fase **B** e **C** tem o topo da forma de onda de corrente limitada pela RVNL. As tensões seguem o sinal do controle mostrado na figura anterior, distorcendo o segundo semiciclo positivo e negativo devido a defasagem da corrente em relação a tensão. A corrente de pico da fase **A** atinge 17,7 A e nas fases **B** e **C** o valor de 13,8 A de pico.

Figura 63 – Tensões e correntes de saída com RVNL (carga indutiva)

a) tensões de saída, b) correntes de saída

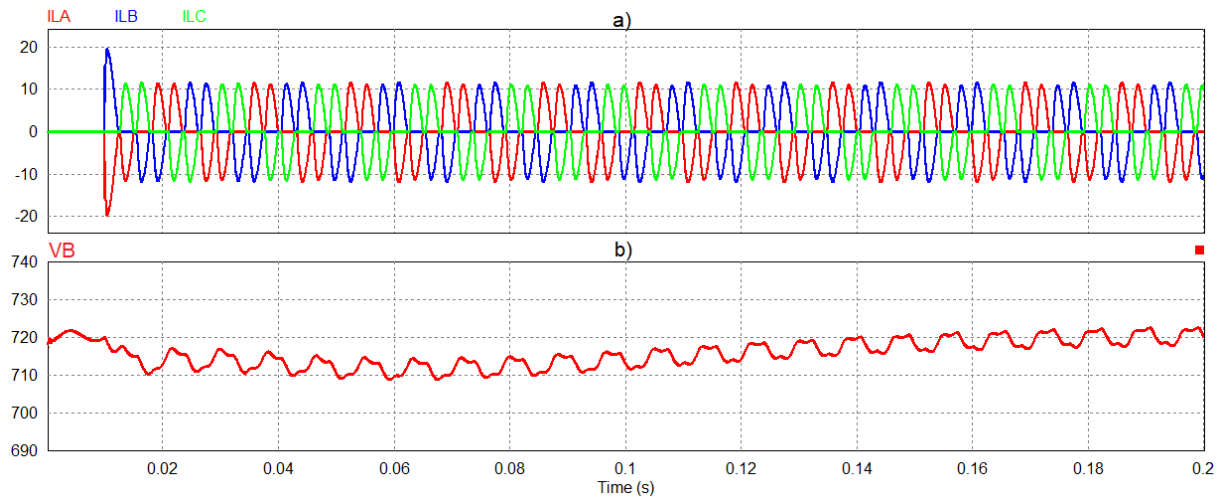


Fonte: Próprio autor (2024)

4.2.5 Simulação carga - retificador

Com a inserção do retificador não controlado como carga na saída do conversor, Figura 64, percebe-se que a corrente tem o formato característico da polarização dos diodos quando entram em condução. A tensão do barramento não tem queda muito acentuada, porém devido aos picos de corrente, gera um pouco de oscilação.

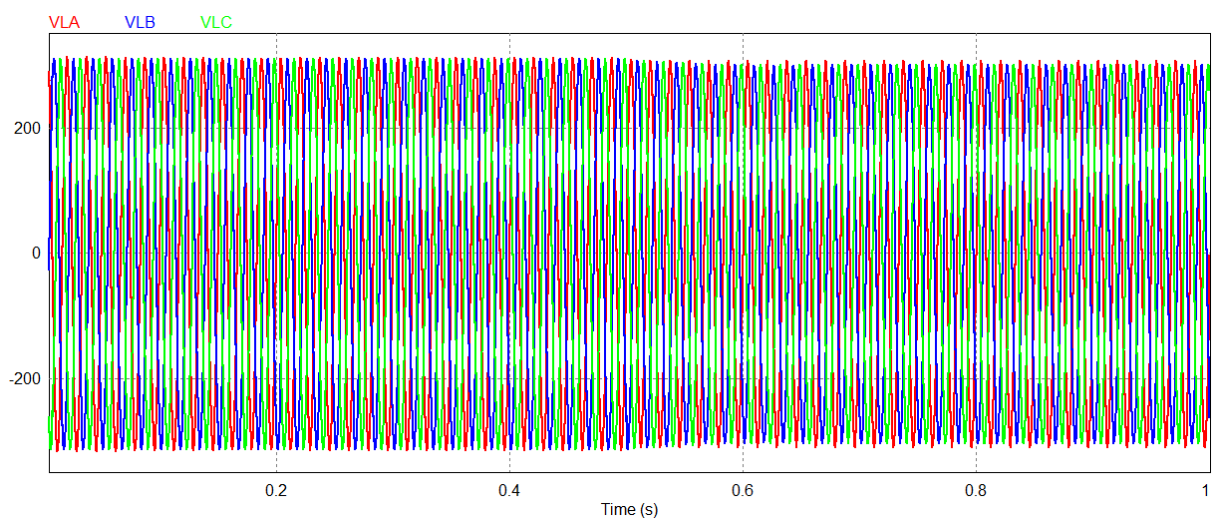
Figura 64 – Correntes de saída e tensão barramento (carga retificador)
a) correntes de saída, b) tensão do barramento



Fonte: Próprio autor (2024)

As tensões trifásicas se ajustam conforme a curva *droop* e estabilizam com valor eficaz de 216 V na fase *A* e 215 V na fase *B* e *C* mostradas na Figura 65.

Figura 65 – Tensões de saída (carga retificador)



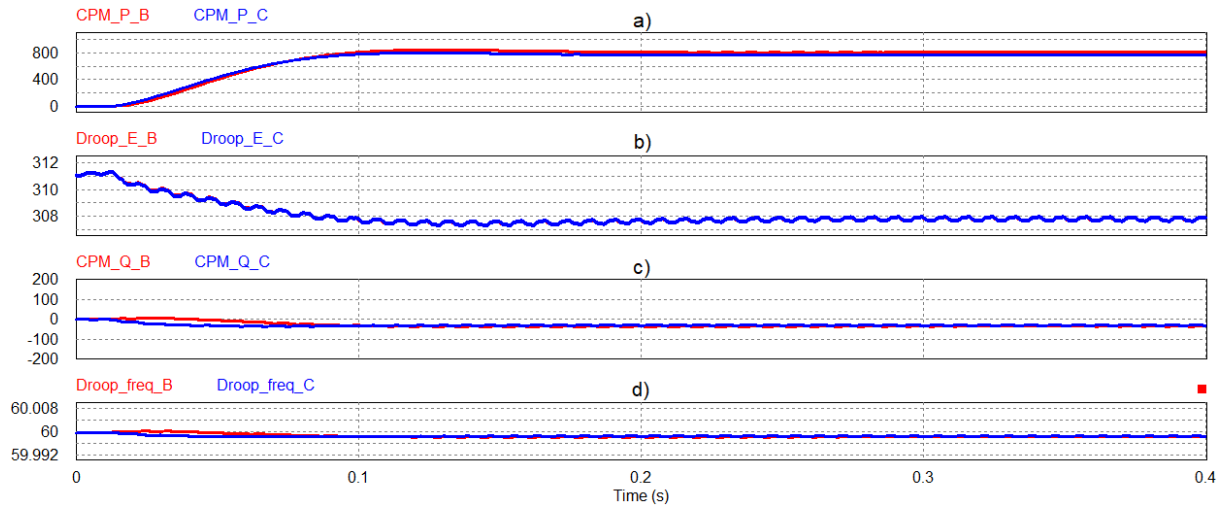
Fonte: Próprio autor (2024)

Conforme a Figura 66, a potência ativa P aumenta com a entrada do retificador e como esperado, a referência E diminui. A potência ativa da fase *B* e *C* somadas igualam a potência

ativa da fase *A* com sinal contrário, pois o fluxo de corrente da mesma segue da rede para o conversor. A potência reativa após oscilação, tem convergência entre as fases.

Figura 66 – Potências, amplitude e frequência com retificador - fase *B* e *C*

a) potência ativa média, b) amplitude, c) potência reativa média, d) frequência

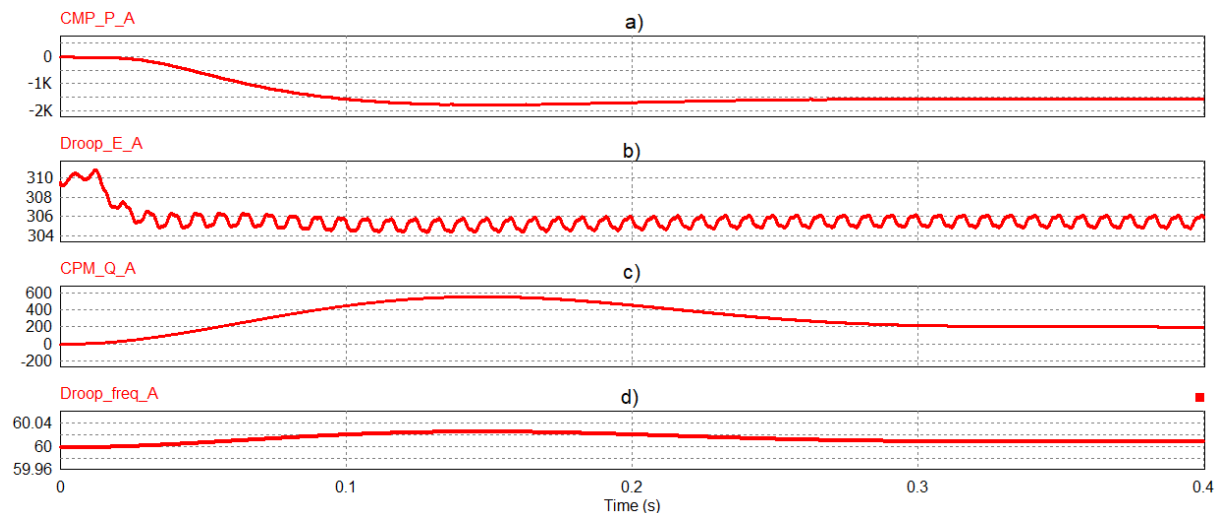


Fonte: Próprio autor (2024)

Novamente, como mostra a Figura 67, o comportamento da potência ativa da fase *A*, é de aumento do valor com sinal negativo, e redução da referência de amplitude *E* para recuperar o barramento cc. A referência de frequência oscila junto com a potência reativa.

Figura 67 – Potências, amplitude e frequência com retificador - fase *A*

a) potência ativa média, b) amplitude, c) potência reativa média, d) frequência



Fonte: Próprio autor (2024)

4.2.6 Simulação carga - retificador com RVNL

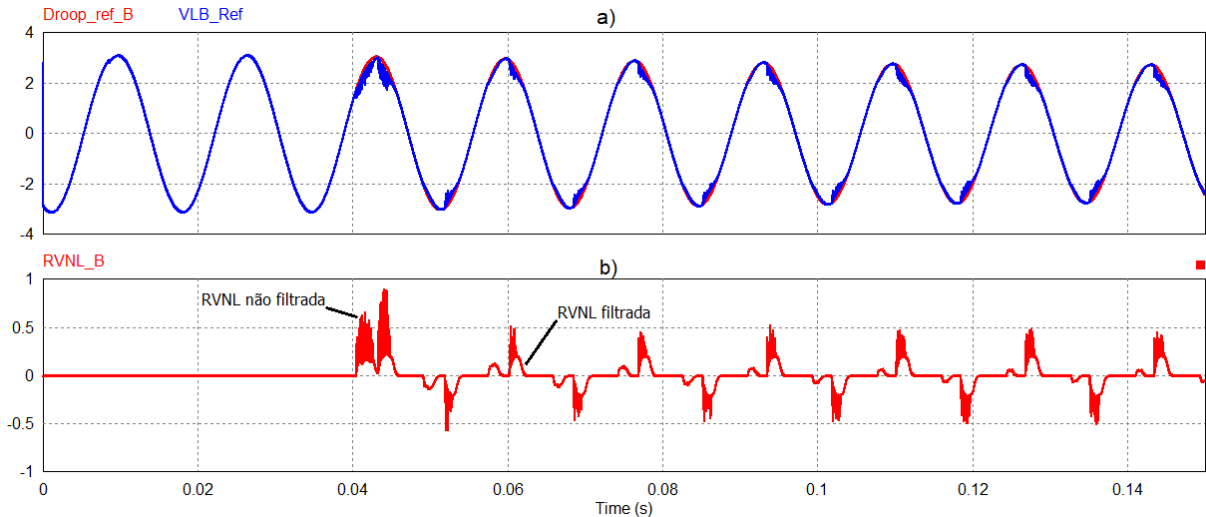
A simulação da carga retificador com RVNL, Figura 68, mostra a referência gerada pelo droop da fase *B* e a referência após subtraída pela RVNL que será utilizada pelo controlador de

tensão.

Novamente, quando a corrente ultrapassa os limites de 9 A e 11 A, ocorre a atuação das parcelas filtrada e não filtrada da RVNL.

Figura 68 – Atuação da RVNL na fase B (carga retificador)

a) referência droop e referência moduladora, b) resistência virtual

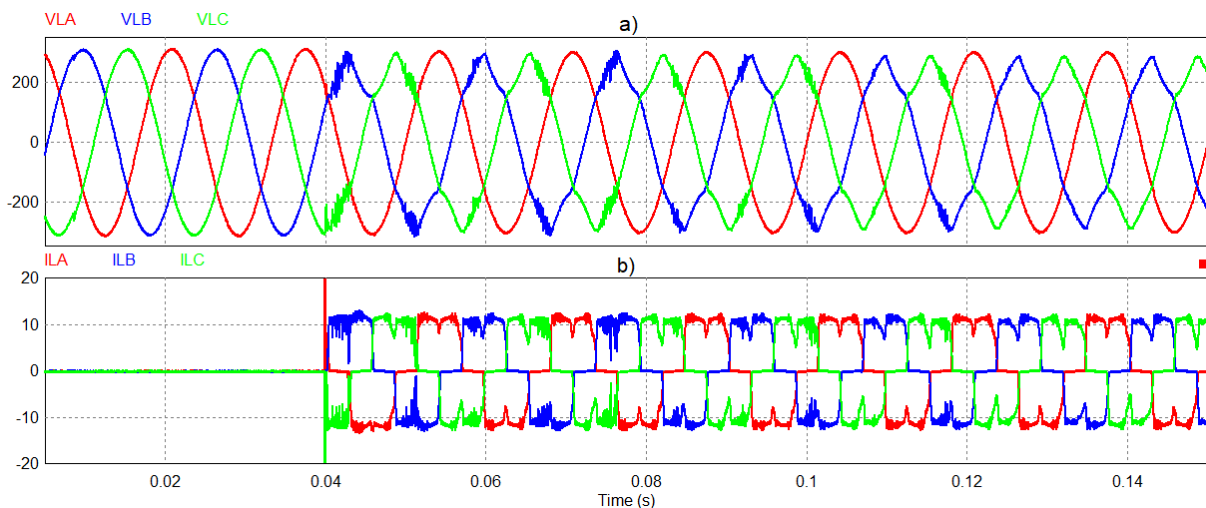


Fonte: Próprio autor (2024)

Com a redução da referência de tensão do controlador, o topo da forma de onda de corrente é ceifado para eliminar os excessos de corrente, como visto na Figura 69.

Figura 69 – Tensões e correntes de saída com RVNL (carga retificador)

a) tensões de saída, b) correntes de saída



Fonte: Próprio autor (2024)

Percebe-se um *spike* de corrente em 0,04 segundos, ao inserir a carga, essa corrente é fornecida pelo capacitor do filtro e não passa pelo indutor do filtro, de modo que a corrente não é conduzida pelos interruptores, mas somente pela energia armazenada nos capacitores do filtro de alta frequência de saída.

A seguir, na Tabela 3, são apresentadas algumas medidas dos esforços máximos de tensão e corrente nos elementos do conversor, afim de auxiliar no projeto dos componentes do protótipo.

Tabela 3 – Tabela de esforços

Medidas	Valor
I máx LFA	65 A
I máx LFB e LFC	31 A
V máx CF	312 V
I máx IGBT A	65 A
I máx IGBT B e C	31 A
V máx IGBTs	737 V
V máx Cb	369 V

Fonte: Próprio autor (2024)

Os valores da tabela foram obtidos com a simulação da carga do motor trifásico, que é a carga que causa maior estresse na partida e os maiores valores de esforços.

5 PROTÓTIPO

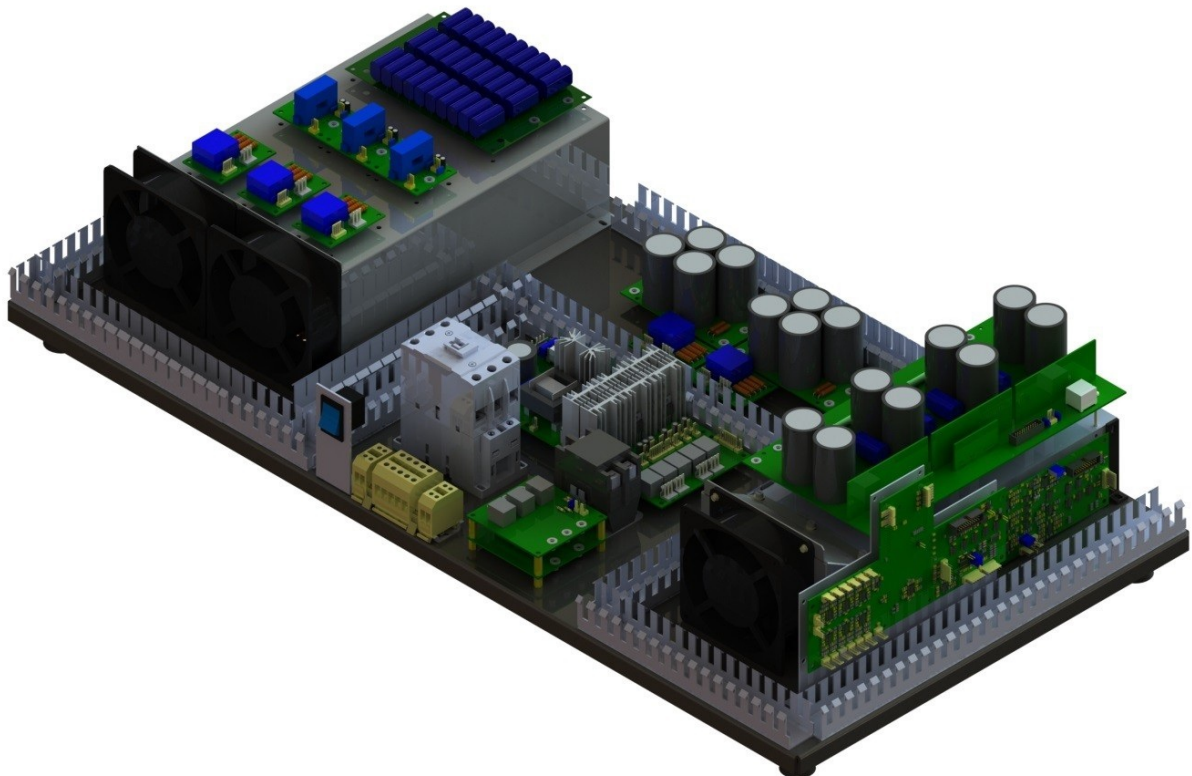
Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais para validação do conversor, conectado na rede monofásica, alimentando diferentes cargas. São mostradas as características principais do conversor e a sua construção. Posteriormente são apresentados os resultados do conversor em operação executando as técnicas de controle descritas anteriormente.

5.1 DESCRIÇÃO GERAL DO CONVERSOR

O conversor utilizado é uma Montagem de Conjunto Inversor Trifásico Especial, fabricado pela empresa SUPPLIER, seguindo as especificações obtidas no capítulo 3. Conta com sistema de pré-carga, sensores de tensão e corrente, filtro LC, controle analógico, interface para controle digital, fonte auxiliar chaveada e um módulo inversor trifásico de três braços com IGBTs em topologia de meia ponte. Cada braço é equipado com *gate drivers* DRO100D25A, que oferecem: isolamento óptico, proteção contra curto-circuito por meio do monitoramento de VCE, intertravamento (*interlock*) com ajuste de tempo morto e proteção contra subtensão na alimentação secundária dos *gate drivers*.

A Figura 70 mostra o modelo 3D do conversor.

Figura 70 – SPMIT 1000-80-20 ESPECIAL



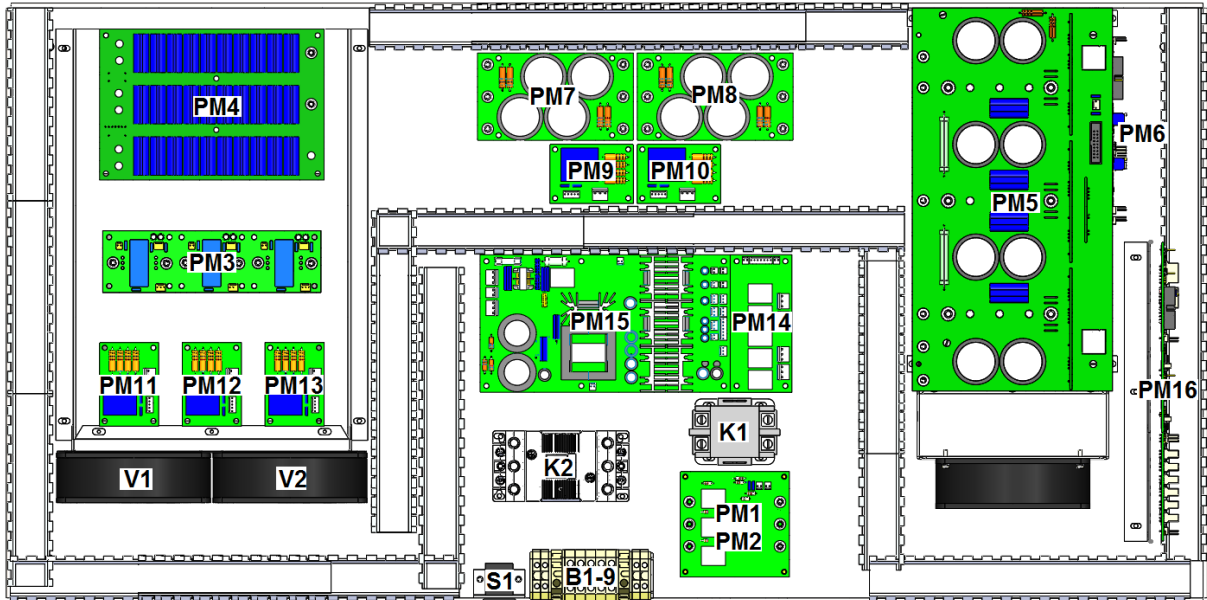
Fonte: (Supplier, 2024)

Sua tensão eficaz de entrada é de 220 V (F-N) e tensão eficaz de saída até 380 V (F-F).

Tensão máxima de barramento de 800 V e frequência de chaveamento máxima de 20 kHz, sua potência máxima é de 6,1 kVA e corrente máxima de 9,3 A para a frequência de chaveamento máxima.

Na Figura 71 e 72 podem ser vistos os elementos construtivos do conversor.

Figura 71 – Visão Geral do Conversor



Fonte: (Supplier, 2024)

Figura 72 – Identificação dos elementos de Montagem

PM 1-2 : Circuito de pré-carga;	PM 14 : Relé auxiliar;
PM 3 : Sensores de corrente;	PM 15 : Fonte auxiliar chaveada;
PM 4 : Filtro capacitivo;	PM 16 : Placa De Interface Para Controle Digital
PM 5 : Conjunto inversor trifásico;	K1 : Contatora de entrada
PM 6 : Placa de comando	K2 : Contatora Saída
PM 7 : Capacitores de barramento 470uF	S1 : Botão ON/OFF;
PM 8 : Capacitores de barramento 680uF	B1-9 : Barra de conectores SAK;
PM 9-10 : Medição de barramento	V1-V2 : Ventiladores.
PM 11-13 : Medição das tensões de saída;	

Fonte: (Supplier, 2024)

A Tabela 4 apresenta os principais componentes do protótipo, que estão descritos com mais detalhes nas próximas páginas.

Tabela 4 – Tabela dos principais componentes

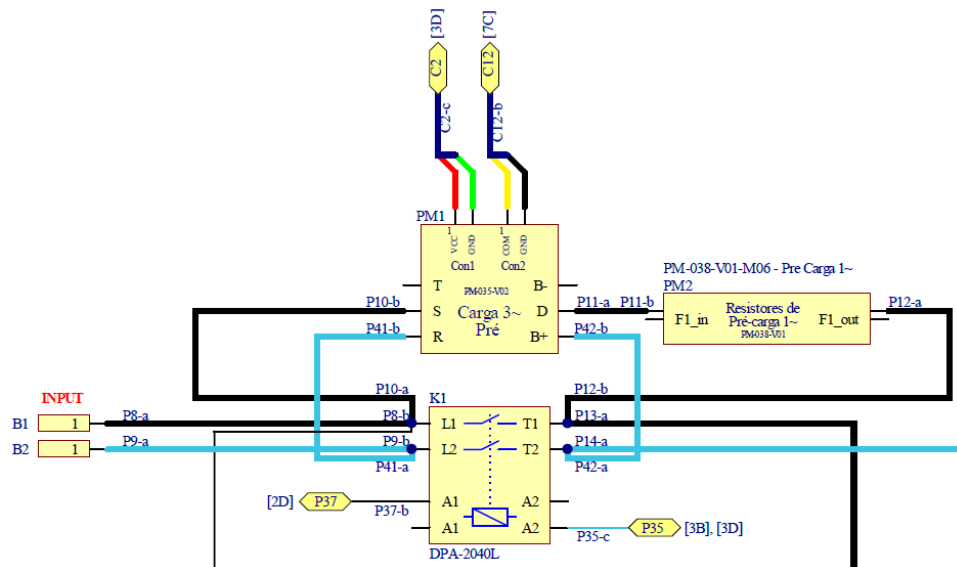
Componente	Valor
Capacitor filtro	9 μ F por fase
Indutor filtro	1,25m H por fase
Capacitor barramento	2,51m F
Interruptor	Infineon FF100R12RT4
Sensor de tensão saída	LEM LV-20P
Sensor de tensão barramento	LEM LV-20P
Sensor de corrente	LEM LA-100P

Fonte: Próprio autor (2024)

5.2 PM 1-2: CIRCUITO DE PRÉ-CARGA E *BYPASS*

A entrada de tensão da rede elétrica é feita pela conexão em B1 e B2, que é ligada no sistema de pré-carga do conversor, Figura 73. O conjunto de relés PM1 conecta o neutro da rede diretamente com o neutro do conversor, e com intuito de reduzir a corrente de carga inicial, também conecta o banco de resistores PM2 em série com a fase da rede e do conversor. Após feita a pré-carga dos capacitores de barramento, o contator K1 é fechado e em seguida o conjunto de relé PM1 é aberto, executando o *bypass* e conectando o conversor diretamente na rede elétrica sem a interferência dos resistores.

Figura 73 – Pré-carga e *bypass*



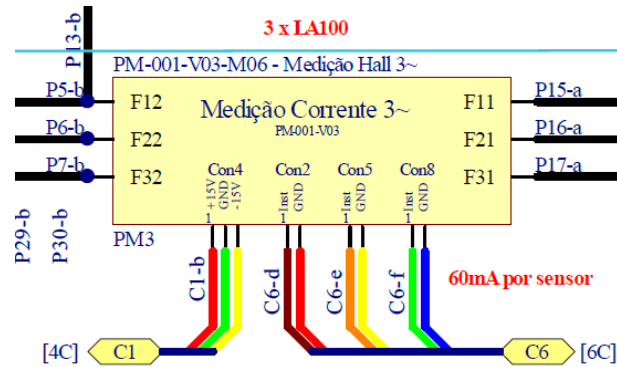
Fonte: (Supplier, 2024)

O contator K1 é acionado por um relé na placa PM14 que faz a interface entre a tensão da eletrônica em 12 Vcc e a tensão da bobina 220 Vac. Ambos, o conjunto de relés PM1 e o contator K1, são acionados via saída digital da placa de controle digital PM16, o que possibilita automação do nível de tensão do barramento e tempo para a pré-carga.

5.3 PM3: SENSORES DE CORRENTE

O protótipo possui uma placa de medição de corrente com três transdutores de corrente LA 100-P fabricados pela empresa LEM, Figura 74. Os transdutores de corrente estão instalados após o filtro de alta frequência de saída do conversor, dessa forma, toda a corrente processada pelo conversor é medida pelos transdutores.

Figura 74 – Medição de corrente



Fonte: (Supplier, 2024)

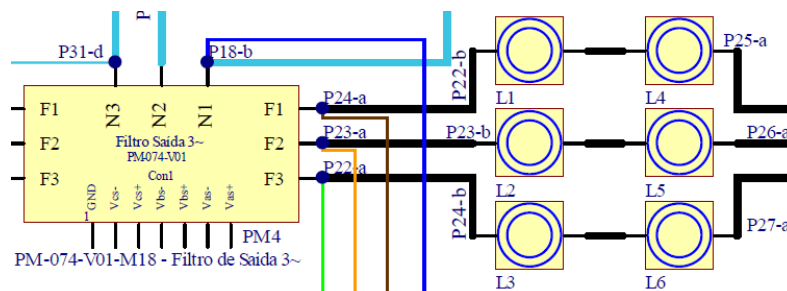
Os sinais de saída da placa de medição PM3, são entregues à placa PM16 que faz o condicionamento dos sinais antes da leitura pelo DSP.

5.4 PM4 E L1-6: FILTRO DE SAÍDA

O filtro de alta frequência de saída, Figura 75 é composto por um conjunto LC para cada fase, formando um filtro passa-baixa de segunda ordem. Na placa PM4 estão soldados os capacitores, com 9 capacitores de filme de polipropileno metalizado de $1 \mu\text{F}$ em paralelo para cada fase, com tensão de 630 V, totalizando $9 \mu\text{F}$ por fase.

Cada fase também possui dois indutores toroidais em série (L1-L6), com indutância de $625 \mu\text{H}$ cada, totalizando $1250 \mu\text{H}$ por braço.

Figura 75 – Filtro de saída



Fonte: (Supplier, 2024)

Os indutores estão instalados embaixo da placa PM4, envoltos pela estrutura mecânica com dois ventiladores, formando um duto para ventilação forçada.

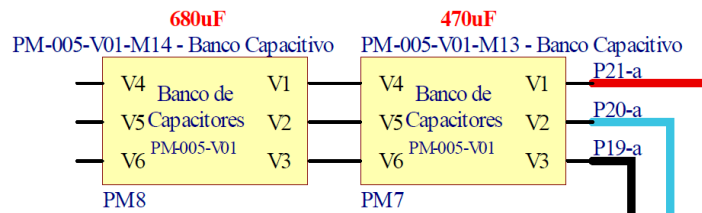
5.5 PM7-8: CAPACITORES DE BARRAMENTO

As placas PM7 e PM8, Figura 76, são parte do banco de capacitores do barramento, que somam aos capacitores instalados no conjunto de potência PM5 formando o conjunto completo de capacitores do barramento. A placa PM7 é composta por quatro capacitores eletrolíticos de $470\ \mu\text{F}$ - 450 V, dois em paralelo, que estão em série com mais dois em paralelo.

A placa PM8 possui a mesma disposição dos capacitores eletrolíticos, dois em paralelo, que estão em série com mais dois em paralelo, porém com valor de $680\ \mu\text{F}$ - 400 V.

A capacitância equivalente é de 1,15 mF, e somado aos capacitores instalados no conjunto de potência, a capacitância total do barramento tem valor de 2,51 mF.

Figura 76 – Capacitores do barramento



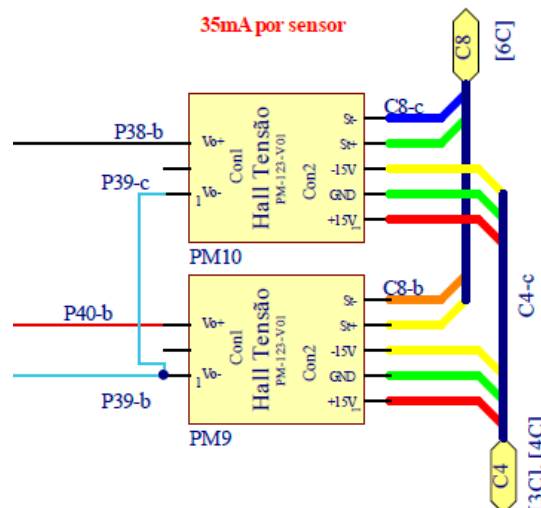
Fonte: (Supplier, 2024)

5.6 PM9-13/R8-13: SENSORES DE TENSÃO

O protótipo possui duas placas de medição isolada da tensão do barramento PM9 para medir a tensão do meio barramento positivo e PM10 para medir a tensão do meio barramento negativo, cada placa contém um sensor LV 20-P fabricado pela empresa LEM, Figura 77.

Os sinais de saída dos sensores são entregues para a placa PM16, para o tratamento do sinal antes da leitura pelo DSP.

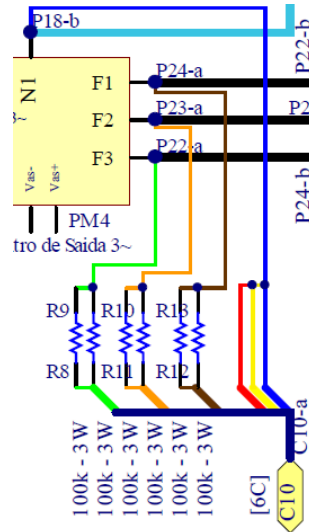
Figura 77 – Sensores de tensão do barramento



Fonte: (Supplier, 2024)

Para a medição da tensão de saída do conversor, cada fase possui um divisor resistivo entre a fase e o neutro, instalados sobre o filtro capacitivo. A Figura 78 mostra os resistores superiores do divisor resistivo R8-R13, os resistores inferiores estão instalados na placa PM16 onde é feito o tratamento do sinal antes da leitura pelo DSP.

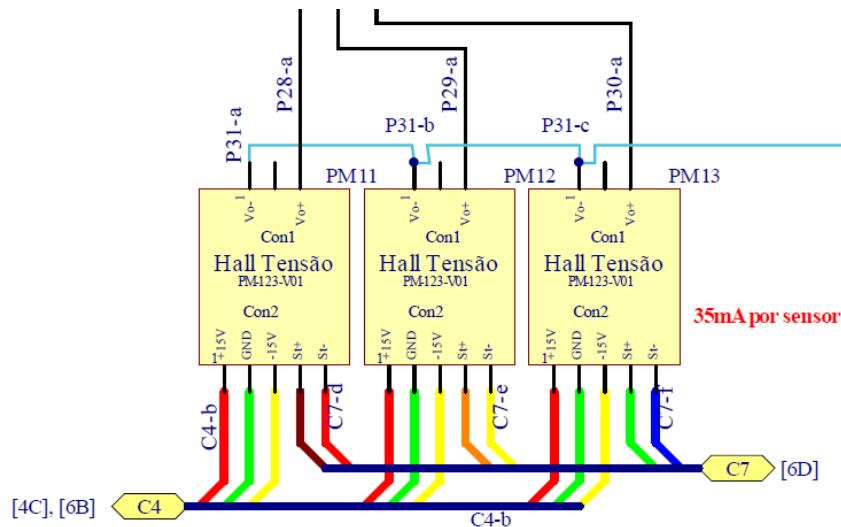
Figura 78 – Sensores de tensão do filtro



Fonte: (Supplier, 2024)

O protótipo possui ainda mais três sensores de tensão de saída LV 20-P, Figura 79 com mesmo funcionamento descrito dos sensores de tensão do barramento. Porém, como a fase A é conectada diretamente na rede elétrica, o sinal desse sensor é usado para o cálculo do PLL que faz o sincronismo do conversor com a rede antes de executar a pré-carga e o bypass, evitando sobrecorrentes caso os dois não estejam com a mesma amplitude, frequência e fase.

Figura 79 – Sensores de tensão de saída

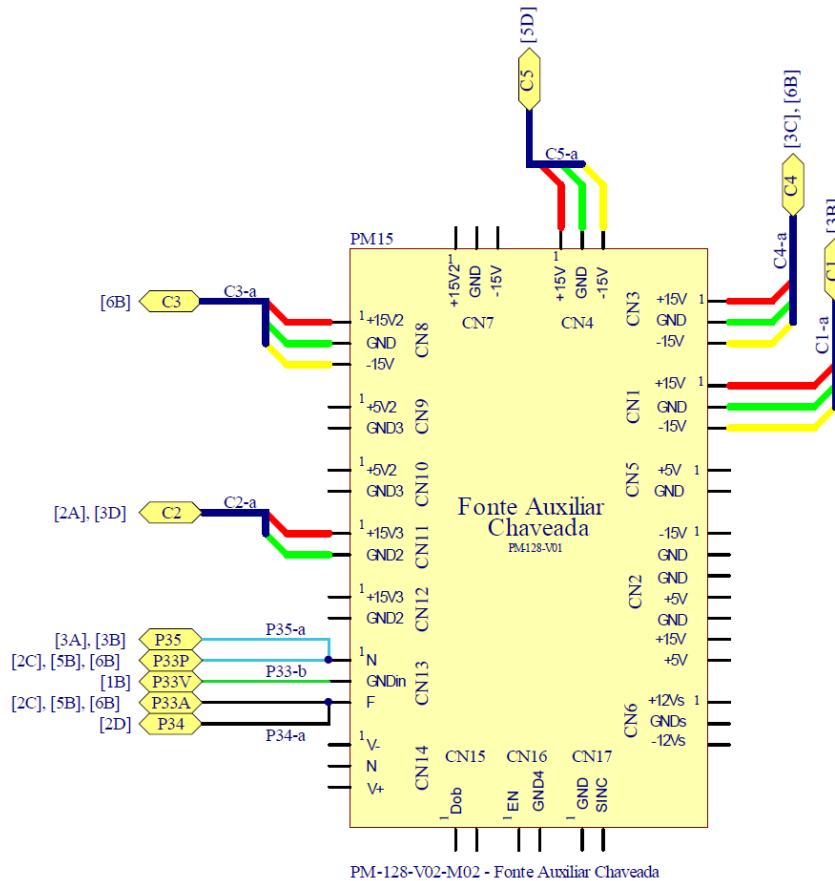


Fonte: (Supplier, 2024)

5.7 PM15: FONTE AUXILIAR CHAVEADA

O protótipo inclui uma fonte auxiliar chaveada isolada, Figura 80 identificada como item PM15, destinada à alimentação de circuitos CC de baixa tensão, como sensores de tensão, sensores de corrente, circuitos de comando do módulo de potência e circuitos de condicionamento de sinais.

Figura 80 – Fonte auxiliar chaveada



Fonte: (Supplier, 2024)

A Tabela 5 mostra as especificações da fonte auxiliar chaveada de multiplas saídas.

Tabela 5 – Especificações da fonte auxiliar chaveada

Descrição	Especificação
Range de tensão e corrente por saída	3x +15 V / 1 A
	1x -15 V / 1 A
	2x +5 V / 1 A
	1x +12 V / 0,1 A
	1x -12 V / 0,1 A
Tensão de alimentação	90-240 V ± 10%

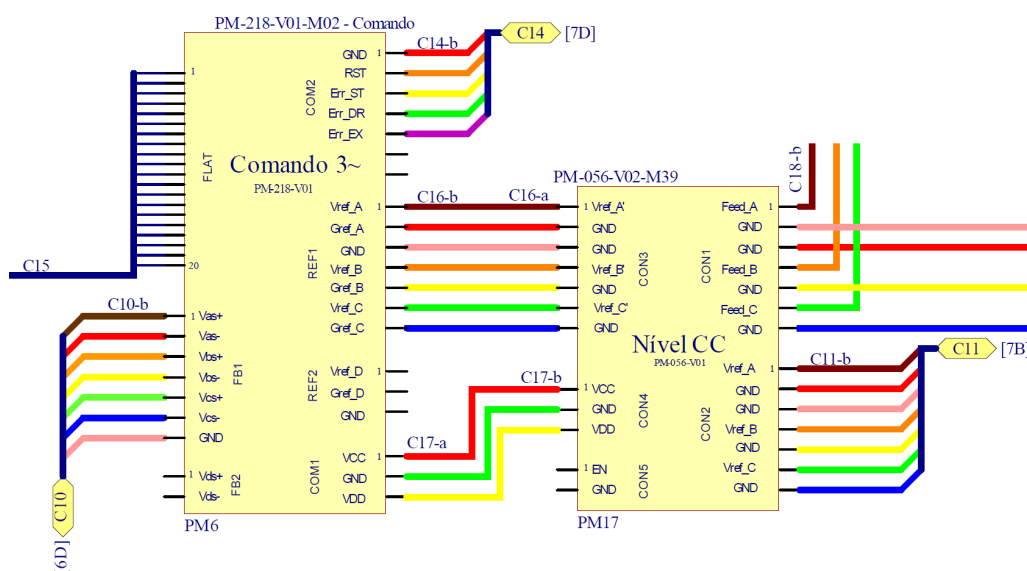
Fonte: (Supplier, 2024)

5.8 PM6 E PM17: CONTROLE ANALÓGICO

O controle analógico do conversor é feito pelas placas PM6, Figura 81, que recebe os sinais de referência de tensão da placa PM17 no conector REF1 e compara com os sinais dos sensores de tensão recebidos no conector FB1, gerando o erro que passa pelo compensador. Os pulsos de comando de chaveamento em 20 kHz são enviados para os *gate drivers* pelo conector FLAT.

A placa PM17 faz a correção do nível cc do sinal de referência, a placa recebe os comandos do DSP no conector CON1 e soma um valor de nível cc positivo ou negativo no sinal de referência que vem pelo conector CON2. Dessa forma, mantém o equilíbrio do semiciclo positivo e negativo fazendo o controle do desequilíbrio da tensão de barramento.

Figura 81 – Controle analógico



Fonte: (Supplier, 2024)

A placa PM6 ainda possui sinais de entrada e saída de erro, como erro de sobretemperatura, erro do *gate driver*, erro externo e *reset*.

Caso algum erro seja identificado pelo *gate driver* ou pelo controle, a geração de sinal PWM é bloqueada no conector FLAT. É necessário um comando de *reset* pelo DSP para eliminar os erros e o conversor voltar a operar.

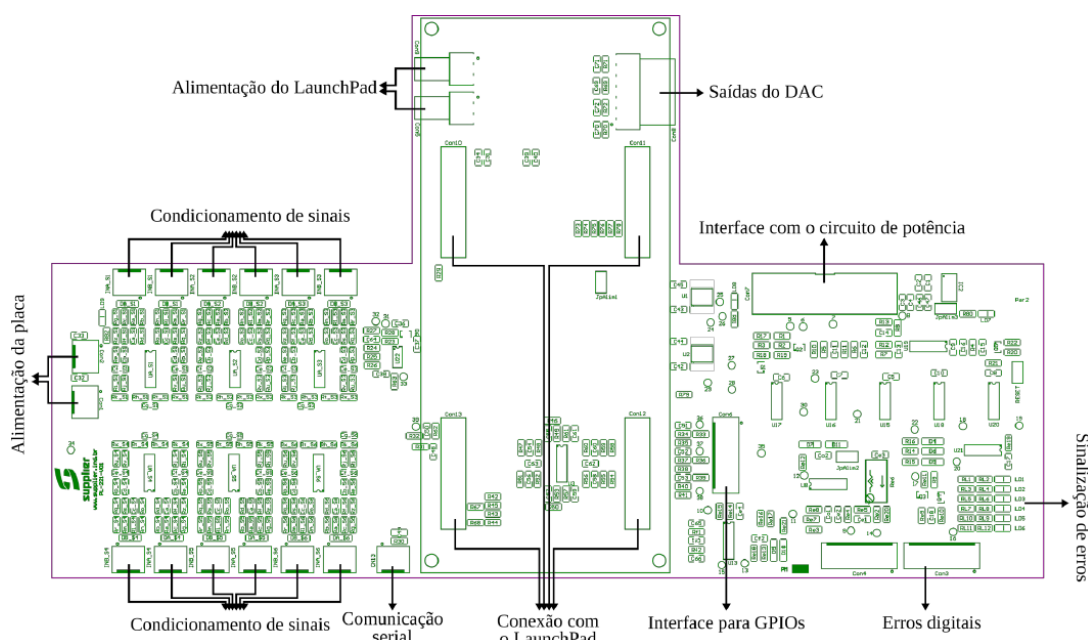
5.9 PM16: PLACA DE INTERFACE PARA CONTROLE DIGITAL

Trata-se de uma placa de interface entre o DSP e os demais circuitos, compatível com o modelo LAUNCHXL-F28379D. A PM16 apresentada na Figura 82 com seu esquemático na Figura 83, fornece doze circuitos de condicionamento de sinais para leitura de tensões e correntes, que são enviados diretamente aos pinos dos ADCs do DSP. Além disso, disponibiliza dois canais

para leitura da tensão do barramento cc e um canal para leitura do nível cc do condicionamento de sinais.

A placa também possui ajuste de amplitude dos sinais PWM do DSP de 3,3 V para 15 V, além de realizar o tratamento de erros dos *gate drivers*. Além disso, a placa permite a leitura da tensão no barramento CC, proteção contra sobretensão e possui a função de bloqueio dos sinais PWM. Possui quatro canais DACs para conversão de PWMs em sinais analógicos, sete canais de saída PWM e três saídas GPIO.

Figura 82 – Identificação da placa PM16



Fonte: (Supplier, 2024)

A Tabela 6 mostra a equivalência dos sensores e dos ADCs utilizados para a conversão do sinal analógico em digital, sendo as tensões e correntes trifásicas, as tensões de meio barramento positivo e negativo, e o nível cc. A leitura do sinal de nível cc é o monitoramento do valor de 1,5 V da fonte que produz a alimentação dos circuitos de condicionamento de sinais, caso haja alguma variação na tensão entregue pela fonte, é possível identificar através da leitura desse canal e fazer as correções necessárias nas medições.

A função de cada saída PWM é apresentada na Tabela 7, os sinais de saída PWM são filtrados na placa PM16 formando um DAC e entregues para a placa de controle analógico efetuar a modulação.

O canal EPWM8A é configurado para operar como uma saída digital, com a função de *reset* da placa de comando analógica, deve ser operado com ciclo de trabalho de 100% ou 0%, sendo o estado de "*reset*" e "*operação*", respectivamente.

Os acionamentos dos comandos externos se dá através dos pinos GPIOs do DSP, que comandam o conjunto de relés PM1 para execução da pré-carga, o contator K1 que efetua um bypass após o carregamento do barramento CC e o contator K2 que conecta as cargas ao

Tabela 6 – Conexões do ADC

Sensor	ADC
Tensão v_a	ADCIN15
Tensão v_b	ADCINB5
Tensão v_c	ADCINC4
Corrente i_a	ADCINB2
Corrente i_b	ADCINC2
Corrente i_c	ADCINB1
Tensão v_{b1}	ADCINA3
Tensão v_{b2}	ADCINA4
Nível cc	ADCINA0

Fonte: (Supplier, 2024)

Tabela 7 – Funções dos PWMs

PWM	função
EPWM1A	Nível cc fase A
EPWM2A	Nível cc fase B
EPWM3A	Nível cc fase C
EPWM6A	Referência fase A
EPWM5A	Referência fase B
EPWM4B	Referência fase C
EPWM8A	Reset

Fonte: (Supplier, 2024)

conversor. Ainda há a possibilidade de acionar um led azul interno ao DSP, que foi configurado para piscar quando o DSP estiver em modo "RUN".

Tabela 8 – Funções dos GPIOs

GPIO	função
GPIO25	Contator K2 - saída
GPIO64	Contator K1 - bypass
GPIO63	Relés PM1 - pré-carga
GPIO31	Led azul em RUN

Fonte: (Supplier, 2024)

Os estados de erro tem como estado padrão o nível de 15 V. A sinalização de erro é feita através dos leds 1 ao 6, tendo a identificação das seguintes falha.

LED1 - Erro do *gate driver* 1

LED2 - Erro do *gate driver* 2

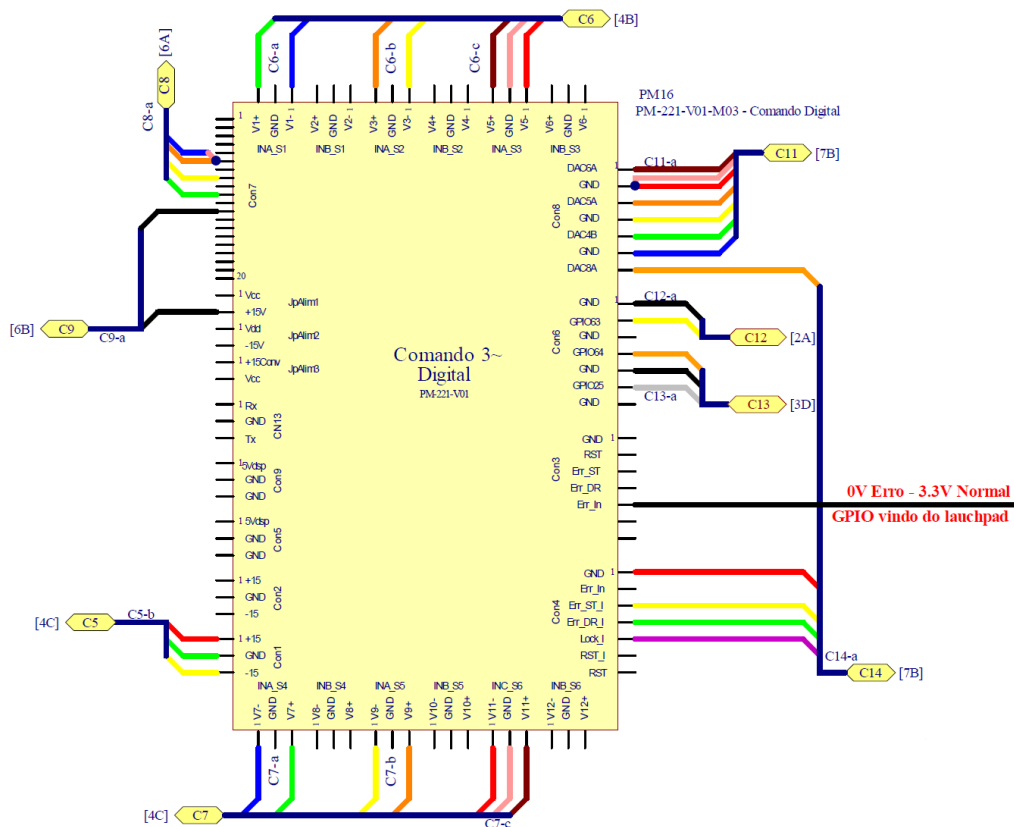
LED3 - Erro do *gate driver* 3

LED4 - Erro do *gate driver* 4

LED5 - Erro de sobretensão no barramento

LED6 - Aceso em qualquer condição de erro ou através do Lock

Figura 83 – Controle digital



Fonte: (Supplier, 2024)

A conexão do *launchpad* com a placa de controle digital é feita através dos conectores Con10, Con11, Con12 e Con13, onde o *launchpad* é encaixado e a sua alimentação se dá pelos próprios pinos do encaixe.

A placa PM16 é alimentada com ± 15 V e o *LaunchPad* é alimentado com +5 V, possui um comando de erro que deve ser alimentado com 3,3 V pelo DSP para iniciar a operação.

5.10 PM5: MÓDULO DE POTÊNCIA

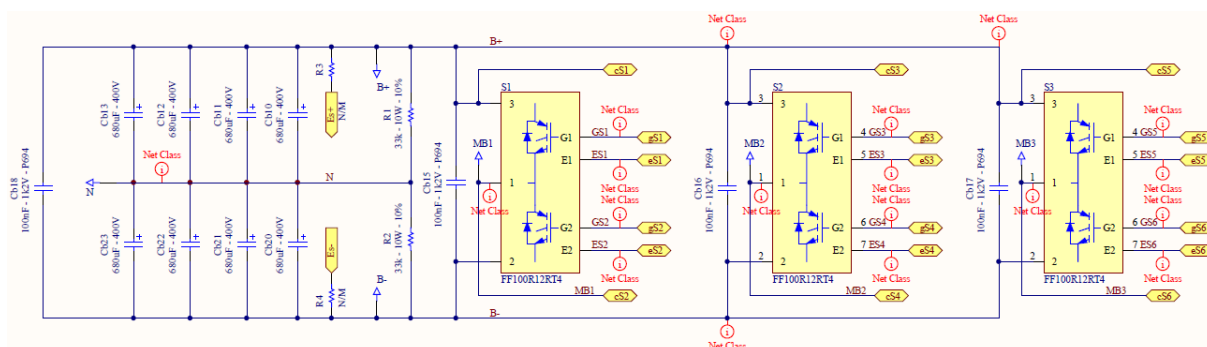
O módulo de potência mostrado na Figura 84 é constituído de três braços de IGBTs meia ponte, Capacitores do barramento, *gate drivers*, transformadores de pulso, ventilador e o termostato.

Os IGBTs são do modelo FF100R12RT4 fabricados pela empresa Infineon, que é um módulo com dois IGBTs internos dispostos em meia ponte e é capaz de operar com uma tensão entre coletor e emissor de até 1200 V.

Possui oito capacitores de barramento de $680 \mu\text{F} - 400$ V, dispostos com dois em série por quatro em paralelo, que são somados aos descritos anteriormente na placa PM7 e PM8.

Cada módulo IGBT possui um *gate driver* do modelo DRO100D25A fabricado pela empresa Supplier, operam com frequência de comutação de até 100 kHz e comandam IGBTs de até 1200 V. Possui dois canais independentes e isolados por optoacoplador. Possui proteção de baixa tensão de alimentação, curto-circuito dos transistores e permite intertravamento entre os dois canais com tempo morto. Os três *gate drivers* são alimentados por uma fonte chaveada modelo DS320-08A, juntamente com dois transformadores de pulso modelo TRM480D20B.

Figura 84 – Módulo de potência



Fonte: (Supplier, 2024)

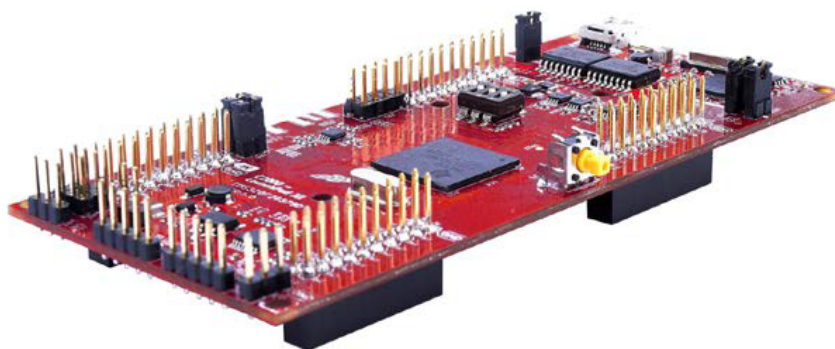
O conjunto também conta com um ventilador e um termostato, um contato normalmente fechado que abre quando a temperatura ultrapassa 70 °C e possui uma histerese de retorno de cerca de 15 °C.

5.11 DSP

O DSP utilizado para o controle digital é o LAUNCHXL-F28379D LaunchPad da Texas Instrument, visto na Figura 85 é uma placa de desenvolvimento completa e de baixo custo, possui arquitetura com dois núcleos de processamento 32-bit em 200 MHz (TI, 2024).

O DSP é conectado na placa PM16 que possui os circuitos de condicionamento de sinais próprios para as funções de leitura ADC, saídas PWM e pinos IO.

Figura 85 – LAUNCHXL-F28379D LaunchPad



Fonte: (TI, 2018)

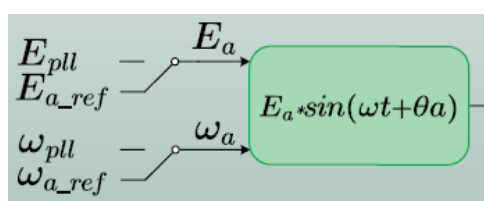
Com o Software CODE COMPOSER STUDIO foi possível desenvolver todo o código do firmware do conversor na linguagem de programação C, que se encontra no Apêndice B.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A seguir são apresentados os resultados obtidos do protótipo, utilizando o osciloscópio Tektronix MSO46.

A Figura 87 mostra a partida do conversor, inicialmente fechando os relés de pré-carga PM1 e PM2. Após os capacitores do barramento estarem carregados, é fechado o contator de bypass K1 conectando o conversor diretamente na rede elétrica, a partir desse momento são ignoradas as referências provenientes do PLL e utilizadas as referências de amplitude e frequência do *Droop Control*, conforme o esquema apresentado na Figura 86.

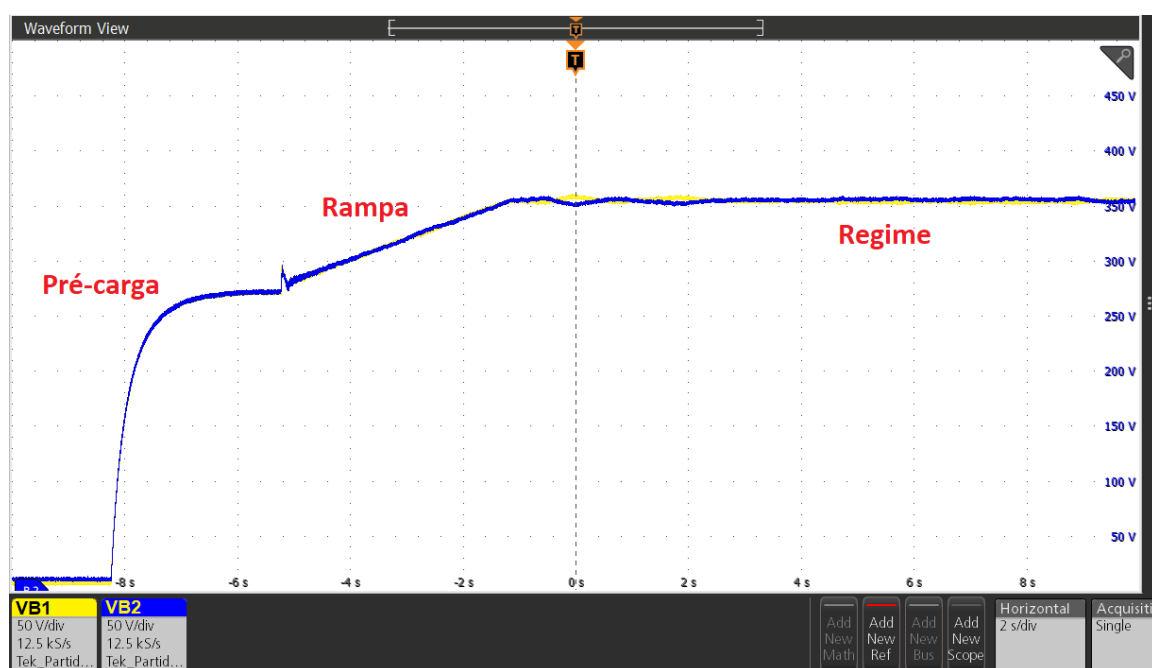
Figura 86 – Troca de referências PLL/Droop para fase A



Fonte: Próprio autor (2024)

Uma rampa é executada nesse momento elevando a referência da tensão do controle de barramento total, até atingir o valor de operação de 720 V que é mantido em regime permanente. A Figura 87 mostra as duas tensões de meio barramento positivo VB1 e negativo VB2 (com sinal invertido).

Figura 87 – Tensão do barramento na partida do conversor

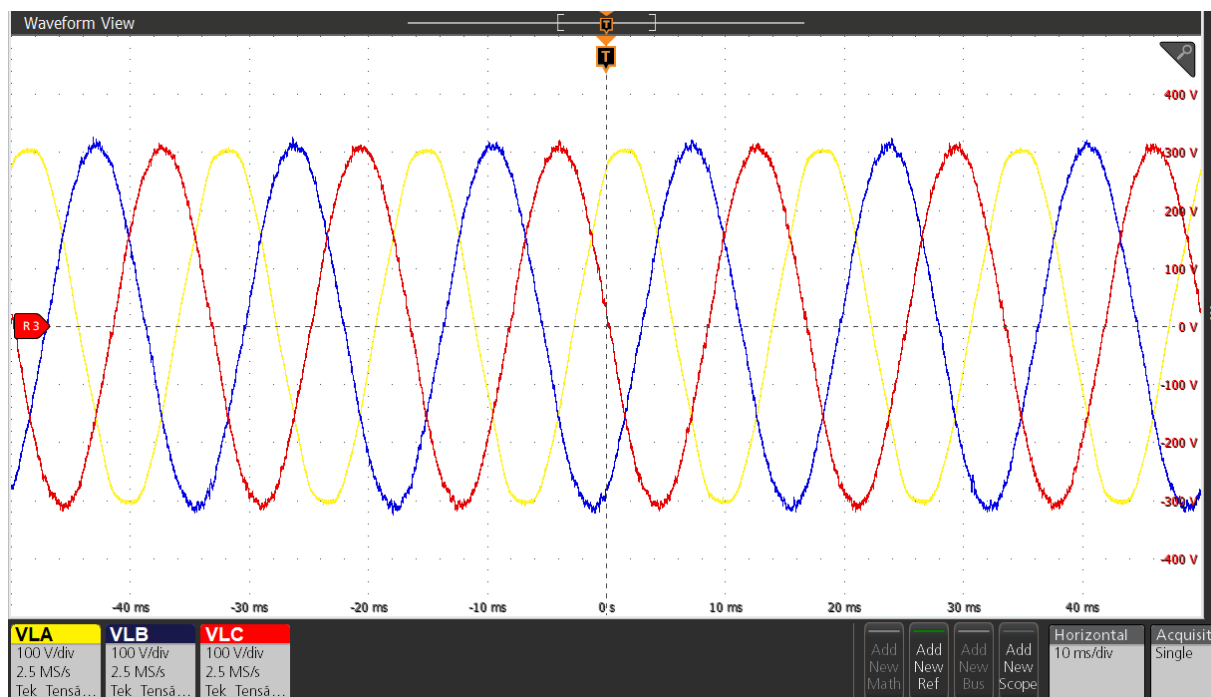


Fonte: Próprio autor (2024)

Após o conversor estar operando em regime permanente, a Figura 88 mostra as tensões de

saída sem carga, sendo a forma de onda amarela VLA a tensão da fase **A** proveniente diretamente da rede para o conector de saída e as formas de onda azul VLB e vermelha VLC as tensões das fases **B** e **C**, geradas pelo conversor, com seus valores eficazes respectivos de 219,9 V, 220,8 V e 219,1 V.

Figura 88 – Tensão de saída sem carga

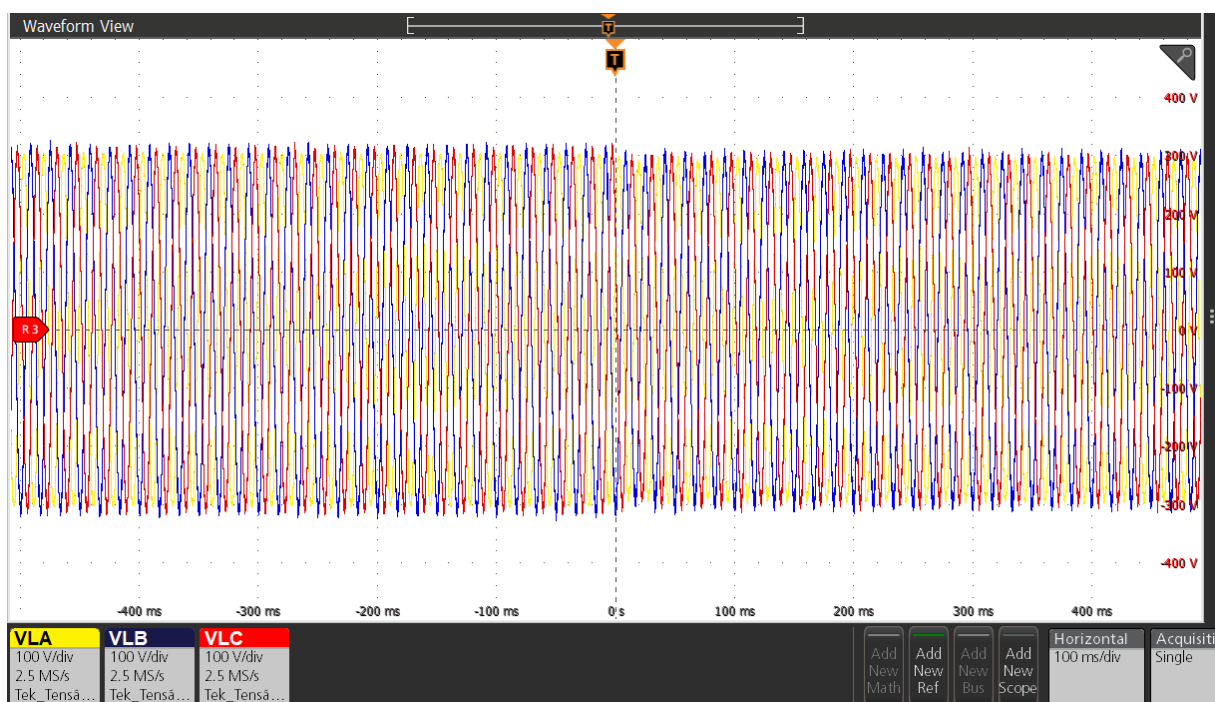


Fonte: Próprio autor (2024)

6.1 CARGA - RESISTIVA

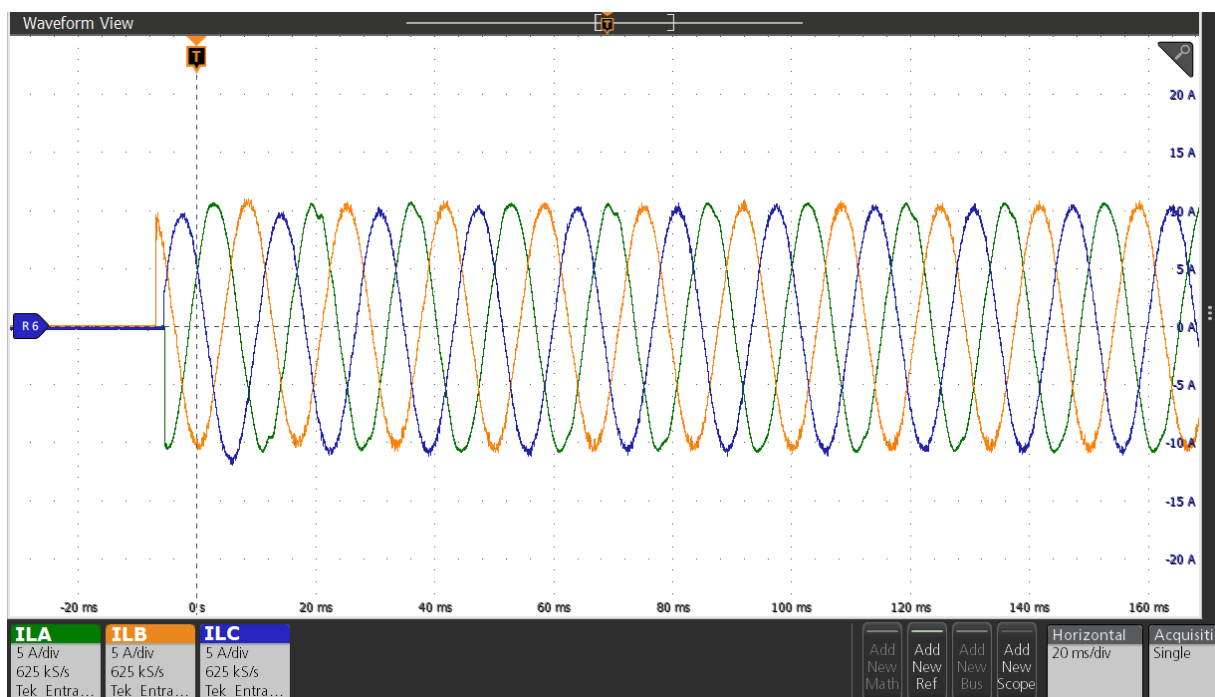
Inicialmente são realizados testes com carga resistiva. Nesse momento a RVNL está desabilitada, afim de comparação com as formas de onda posteriores onde a técnica RVNL estará habilitada.

Ao conectar uma carga resistiva no conversor, 3 resistores de 30Ω conectados em estrela, inicia o fluxo de corrente na saída do conversor, a potência calculada pelo controle digital aumenta e atua na curva do *Droop Control* alterando as referências. Com a Figura 89 em escala de tempo maior, é possível ver a redução da amplitude das tensões nas três fases após a conexão da carga em 0 segundos. A tensão eficaz da fase **A** é de 212,0 V, a fase **B** é de 211,8 V e da fase **C** é de 210,3 V.

Figura 89 – Tensão de saída sem RVNL, resistor (3x30 Ω)

Fonte: Próprio autor (2024)

Por ser uma carga resistiva, as correntes da Figura 90 seguem o formato das tensões. A Figura 90 mostra as correntes de saída com zoom, sendo ILA, ILB e ILC as correntes de saídas de cada fase. Em regime, seus valores eficazes são, fase **A** 7,5 A, fase **B** 7,3 A e fase **C** 7,4 A.

Figura 90 – Corrente de saída sem RVNL, resistor (3x30 Ω)

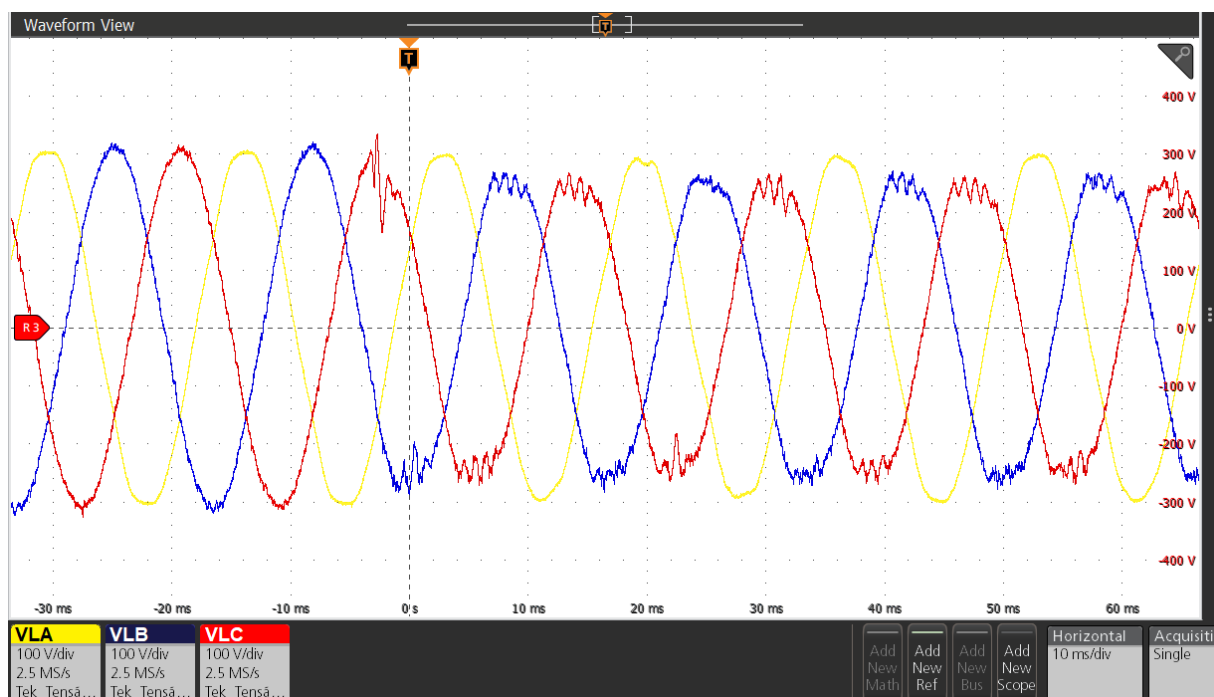
Fonte: Próprio autor (2024)

Posteriormente, é repetido o processo de conexão dos resistores na saída do conversor, com o conversor já operando, porém dessa vez, com a RVNL habilitada.

Pode-se ver na Figura 91 que, com a inserção da carga, a corrente aumenta e ultrapassa o valor limite estabelecido para proteção, atuando a RVNL que reduz a amplitude da referência de tensão, ceifando o topo da forma de onda de tensão. Em regime, os valores eficazes são, fase *A* 214,6 V, fase *B* 192,8 V e fase *C* 189,1 V.

Com a redução brusca das tensões da fase *B* e *C* pela RVNL, há também redução das correntes. Após o valor da corrente ser reduzido, o cálculo da RVNL diminui, aumentando a tensão novamente, e conseqüentemente aumentando a corrente, fazendo a RVNL aumentar novamente, o que gera essa oscilação no pico da forma de onda. Esse efeito é mitigado com a parcela filtrada da RVNL (acima de 9 A), porém como a carga exige uma corrente maior, ao ultrapassar o valor limite (acima de 11 A) entra em ação a parcela não filtrada da RVNL que atua bruscamente, dessa forma ceifando o pico da forma de onda da tensão e conseqüentemente da corrente para proteção do conversor.

Figura 91 – Tensão de saída com RVNL, resistor (3x30 Ω)



Fonte: Próprio autor (2024)

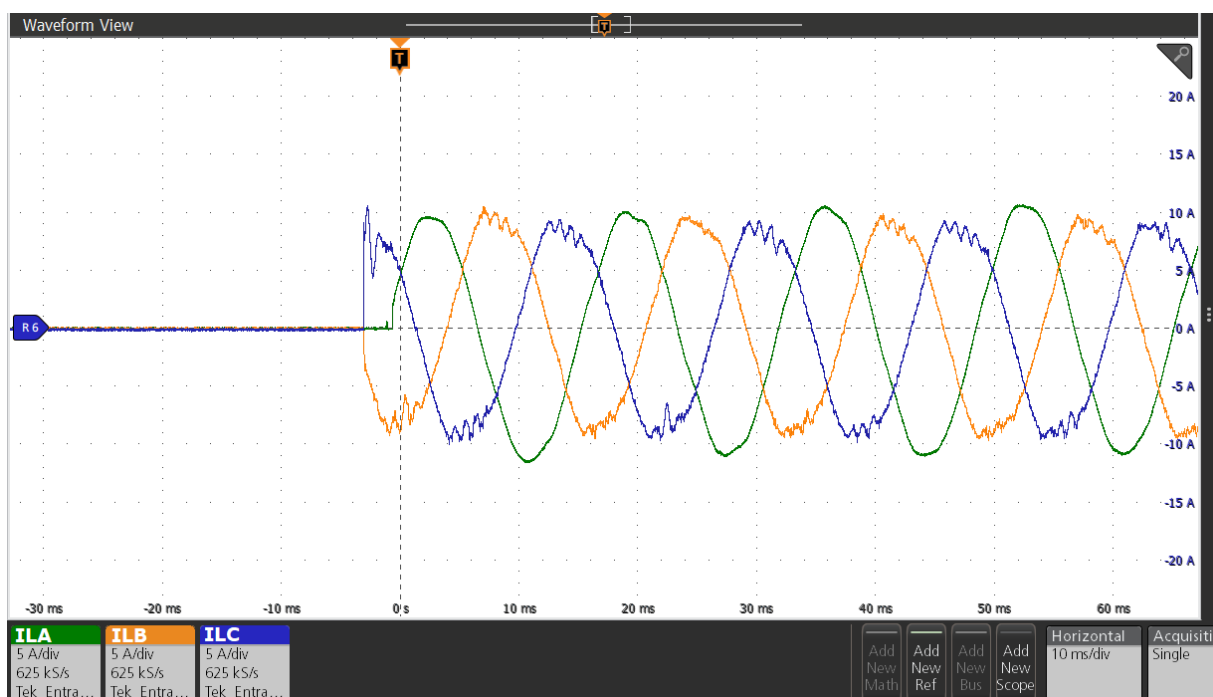
Nessa imagem fica claro como a carga da fase *A* não possui limitação pela técnica da RVNL como as fases *B* e *C*. Não foi possível habilitar a RVNL na fase *A* da mesma forma que as fases *B* e *C*, pois com o aumento da corrente da fase *A* e conseqüentemente a redução da amplitude da tensão, cria-se uma diferença muito grande entre a amplitude da tensão da rede e a amplitude da tensão dessa fase no conversor. Essa diferença gera um fluxo de corrente da rede para o conversor muito acima do necessário para carga do barramento, fazendo com que a tensão do barramento aumente acima do valor máximo atuando a proteção de hardware e desarmando o

conversor instantaneamente.

Por este motivo, a RVNL da fase *A* foi desabilitada, sua interferência é avaliada na seção seguinte com um motor com carga, onde fica mais evidente devido aos valores maiores de corrente na Figura 97. Também pode-se notar o desbalanço entre as fase, porém, isso ocorre apenas nos momentos de sobrecorrente, após a partida da carga e a redução da corrente as fases voltam a ficar equilibradas, pois a RVNL deixa de atuar.

Na Figura 92 podem ser vistas as formas de onda da corrente de saída com a técnica RVNL, seguindo o mesmo formato das tensões devido ao tipo da carga ser resistiva. Em regime, seus valores eficazes são, fase *A* 7,6 A, fase *B* 6,6 A e fase *C* 6,6 A.

Figura 92 – Corrente de saída com RVNL, resistor (3x30 Ω)

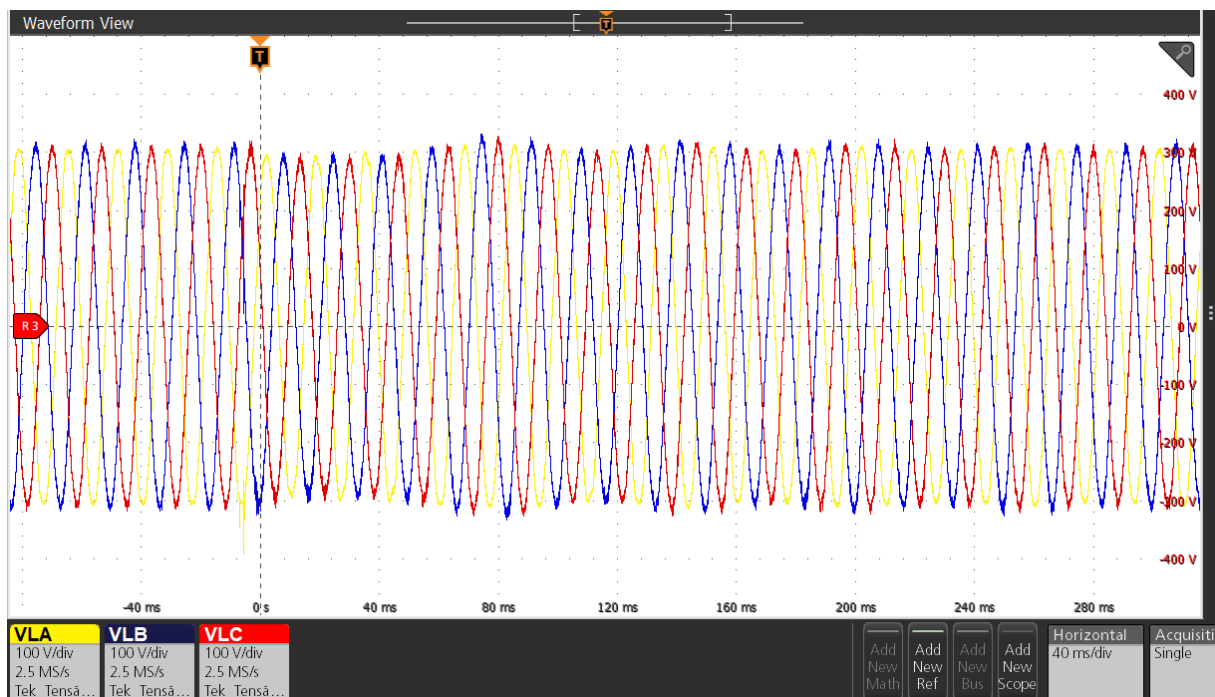


Fonte: Próprio autor (2024)

6.2 CARGA - MOTOR

A Figura 93 mostra a forma de onda da tensão de saída na partida do motor sem RVNL. No momento da conexão do motor trifásico na saída do conversor, a corrente de partida faz com que o cálculo da potência aumente e a curva do *Droop Control* reduz a amplitude da tensão, após a inércia de partida do motor a corrente atinge o valor de regime que é menor e a potência diminui, aumentando a amplitude da tensão de acordo com a curva P - E.

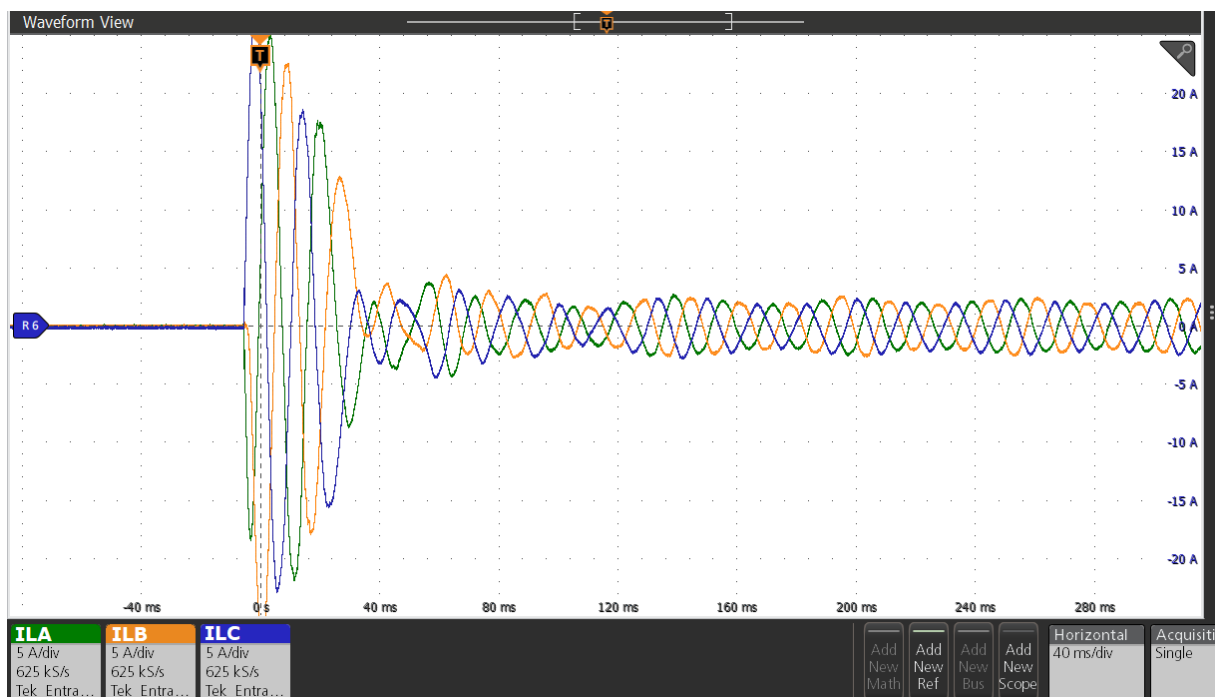
Figura 93 – Tensão de saída sem RVNL, motor



Fonte: Próprio autor (2024)

A Figura 94 mostra a forma de onda da corrente de saída na partida do motor sem RVNL. A corrente atinge o valor de 30 A de pico na partida do motor e após atingir a rotação nominal, 40 ms depois, reduz para aproximadamente 2,3 A de pico, com valores eficazes de 1,6 A.

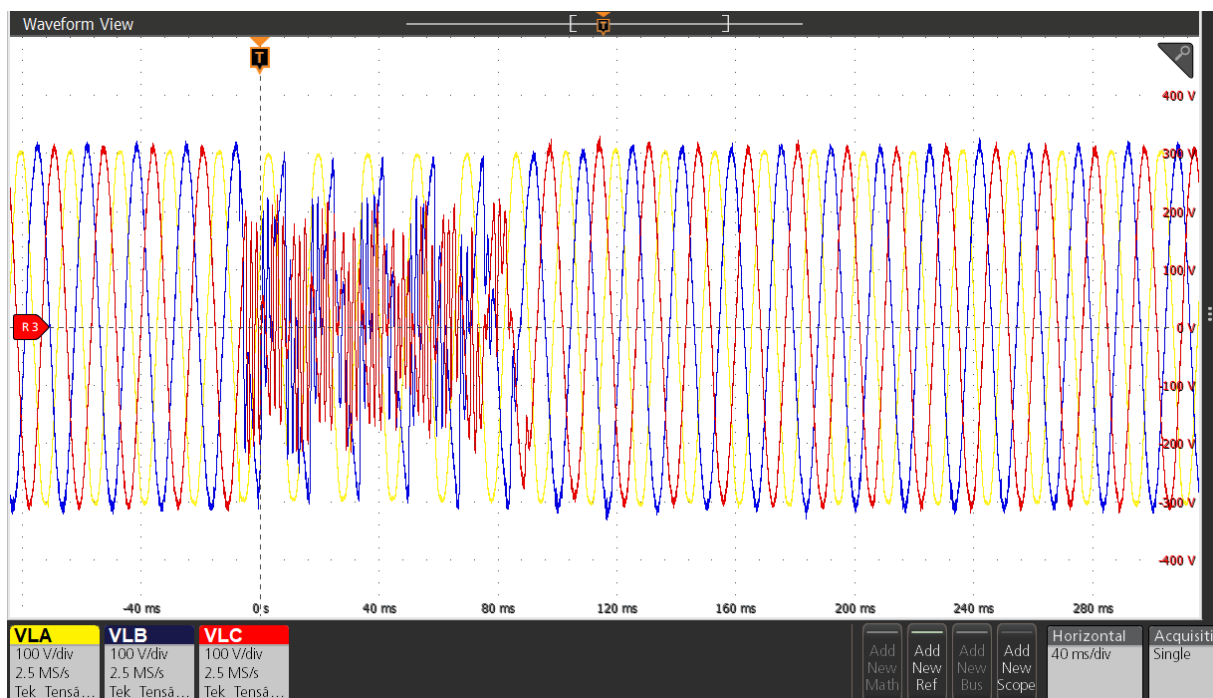
Figura 94 – Corrente de saída sem RVNL, motor



Fonte: Próprio autor (2024)

A Figura 95 mostra a forma de onda da tensão de saída na partida do motor com RVNL. Ocorre o mesmo fenômeno do aumento da corrente na partida devido a inércia do motor, porém, com a RVNL habilitada, e tendo esta uma ação instantânea, reduz bruscamente a tensão das fases **B** e **C** reduzindo assim as correntes para proteger o conversor. A curva *Droop* também tem ação, porém mais lenta devido aos ciclos necessários para efetuar o cálculo da potência média, e como a corrente está menor devido a RVNL já ter atuado, a ação do *Droop* é mais suave.

Figura 95 – Tensão de saída com RVNL, motor

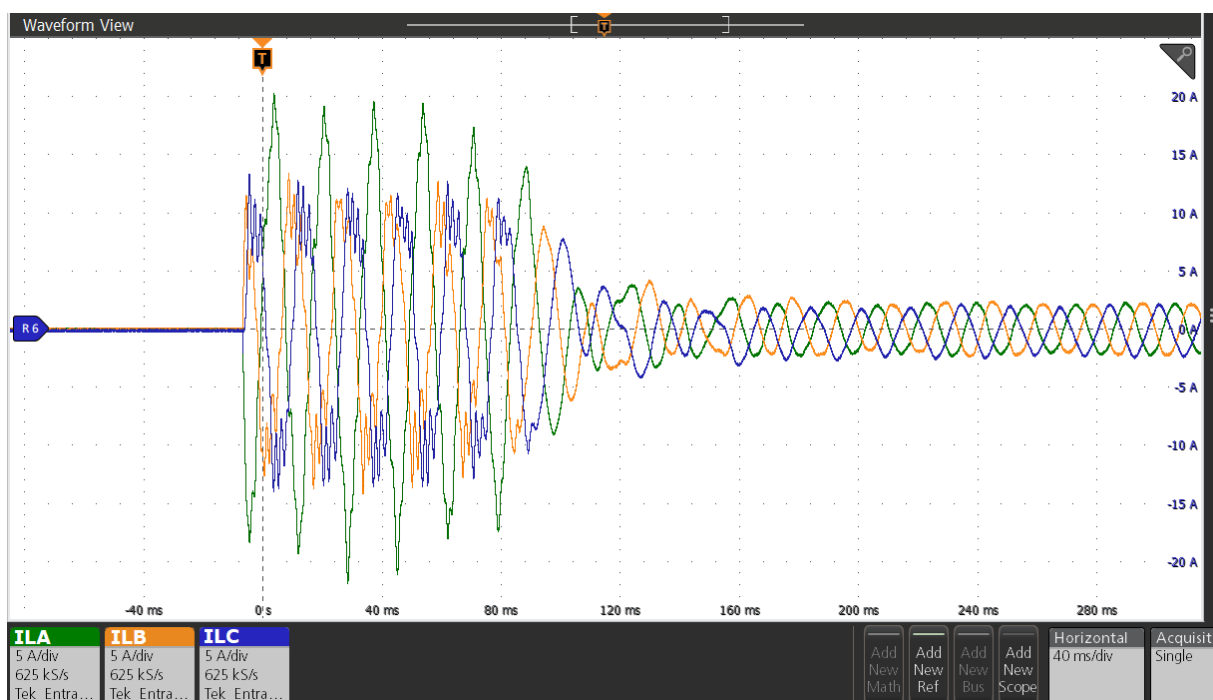


Fonte: Próprio autor (2024)

A Figura 96 mostra a forma de onda da corrente de saída na partida do motor com RVNL. As correntes das fases **B** e **C** são ceifadas pela RVNL protegendo o conversor da sobrecorrente. O motor levou mais tempo para partir e atingir a rotação nominal, cerca de 120 ms, que também pode ser percebido na redução do impacto mecânico fazendo uma partida mais suave.

Nesse caso fica mais evidente a falta da RVNL na fase **A**, que apesar disso, teve a corrente reduzida pelas outras duas fases, reduzindo o valor de pico de 30 A para 22 A.

Figura 96 – Corrente de saída com RVNL, motor



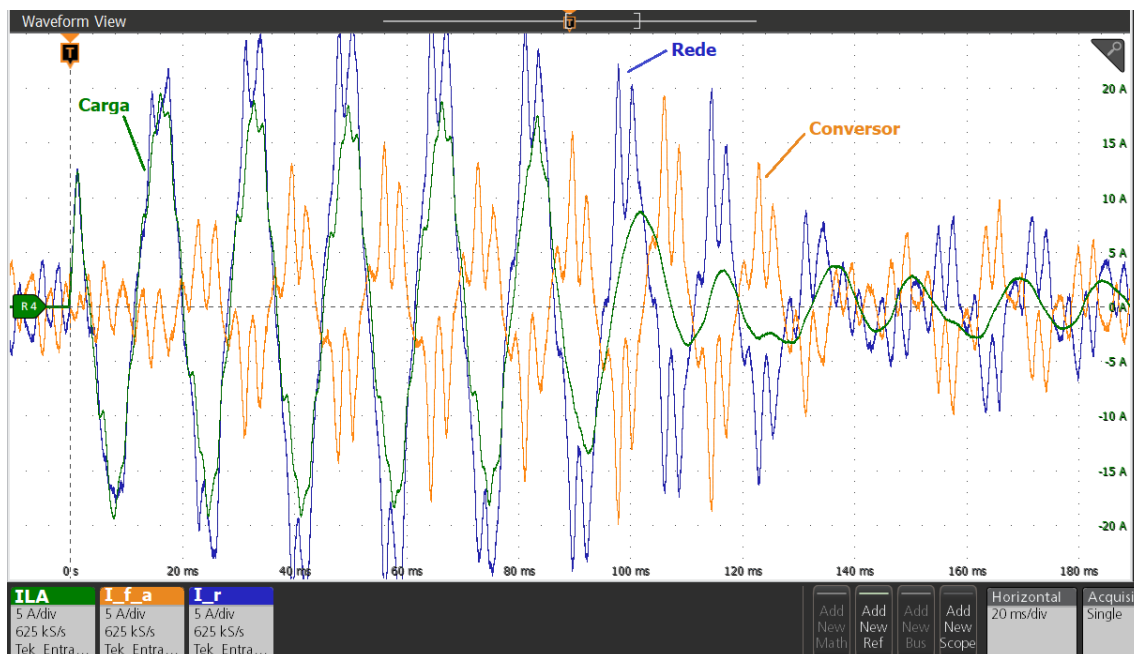
Fonte: Próprio autor (2024)

Para avaliar a falta da RVNL na fase **A**, foram posicionada as ponteiras para medir a corrente na entrada da rede elétrica, no filtro do conversor e na própria carga. As formas de onda da Figura 97 mostram que a corrente de carga da fase **A** ILA (verde) durante a partida do motor provém quase em totalidade da rede elétrica I_r (azul), a corrente do filtro do conversor na mesma fase I_{f_a} (laranja) está no sentido contrário, ou seja, entrando no conversor para manter o barramento cc. Isso demonstra que mesmo com a falta da técnica RVNL na fase **A** durante a partida da carga, não ocorre sobrecorrente no conversor.

Outra observação importante, já descrita nas simulações, é o fato de a corrente da fase **A** ser o caminho de origem das correntes das fases **B** e **C**, portanto o uso da técnica de RVNL nas fases **B** e **C** já garantem a limitação de sobrecorrentes na fase **A** em falhas e partidas de cargas.

Após um pequeno instante, a corrente do filtro aumenta para elevar a tensão do barramento cc, suprir a queda na partida do motor e reestabelecer o valor da referência de tensão. Com isso, pode-se perceber que os picos de corrente anterior, na Figura 96 não representam excesso de corrente no conversor, pois a corrente fornecida para a carga na fase **A** não provém do conversor e sim da rede elétrica.

Figura 97 – Corrente da carga A, filtro A e rede com RVNL, motor

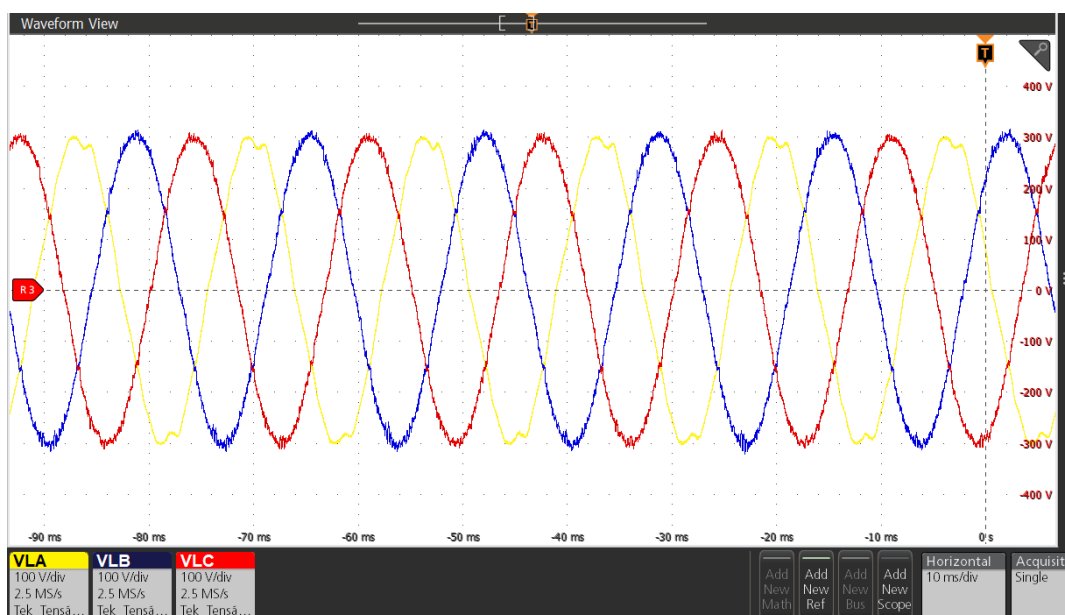


Fonte: Próprio autor (2024)

6.3 CARGA - RETIFICADOR

Um retificador é usado como carga para avaliação dos resultados, composto de uma ponte retificadora trifásica não controlada, um banco de capacitores e uma resistência de 40Ω . Como esperado, com o aumento da potência processada, a curva *Droop* altera a referência de tensão e reduz a amplitude das tensões, que ficam com os seguintes valores eficazes em regime mostrado na Figura 98, fase *A* 213,1 V, fase *B* 214,6 V e fase *C* 213,6 V.

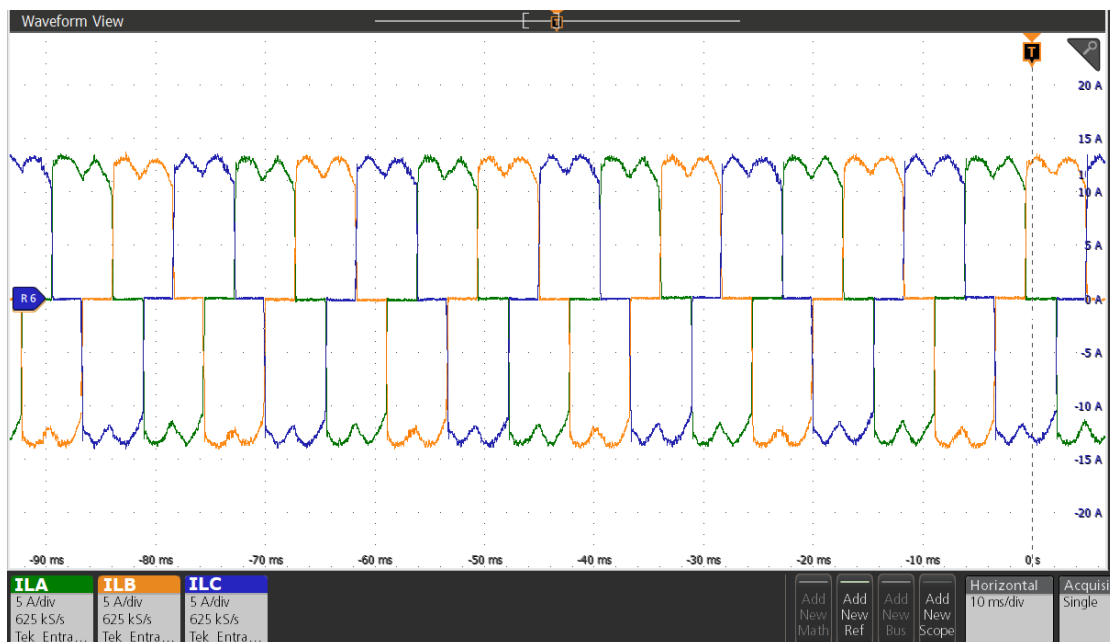
Figura 98 – Tensão de saída sem RVNL, retificador



Fonte: Próprio autor (2024)

As correntes mostradas na Figura 99 tem o comportamento característico de um retificador trifásico, conduzindo apenas dois diodos simultaneamente, com valores eficazes em regime, fase *A* 9,6 A, fase *B* 9,6 A e fase *C* 9,5 A.

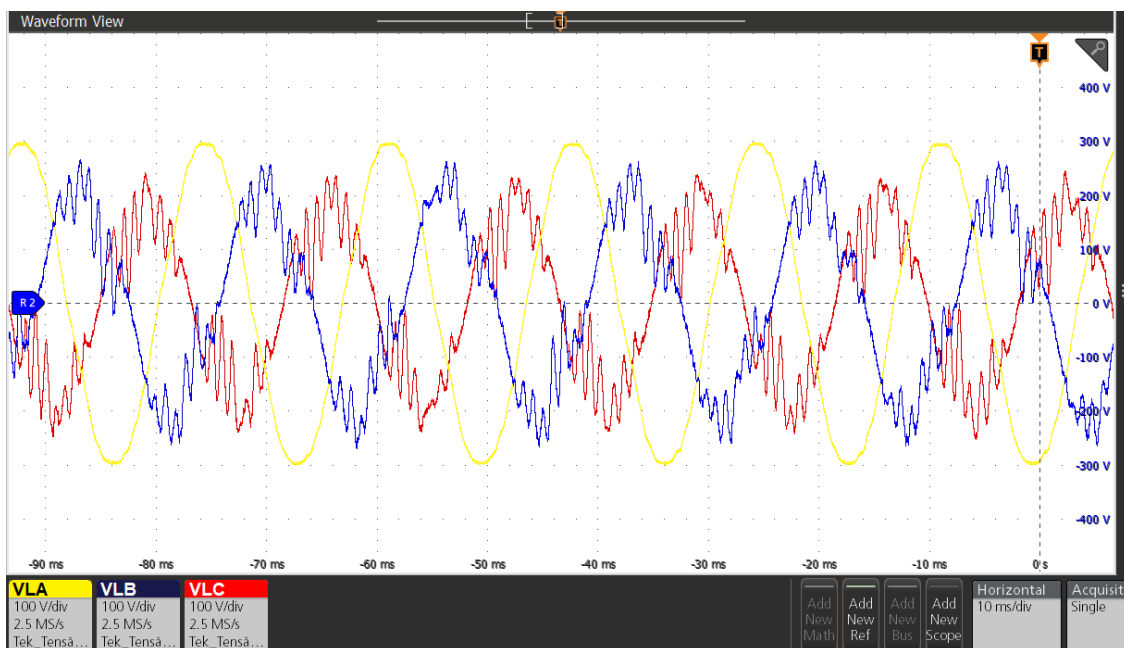
Figura 99 – Corrente de saída sem RVNL, retificador



Fonte: Próprio autor (2024)

Após habilitado a RVNL, percebe-se na Figura 100 a sua atuação nas fases *B* e *C*, com a oscilação já descrita anteriormente no pico da forma de onda. Os valores de tensão eficaz em regime são, fase *A* 213,5 V, fase *B* 146,7 V e fase *C* 132,8 V.

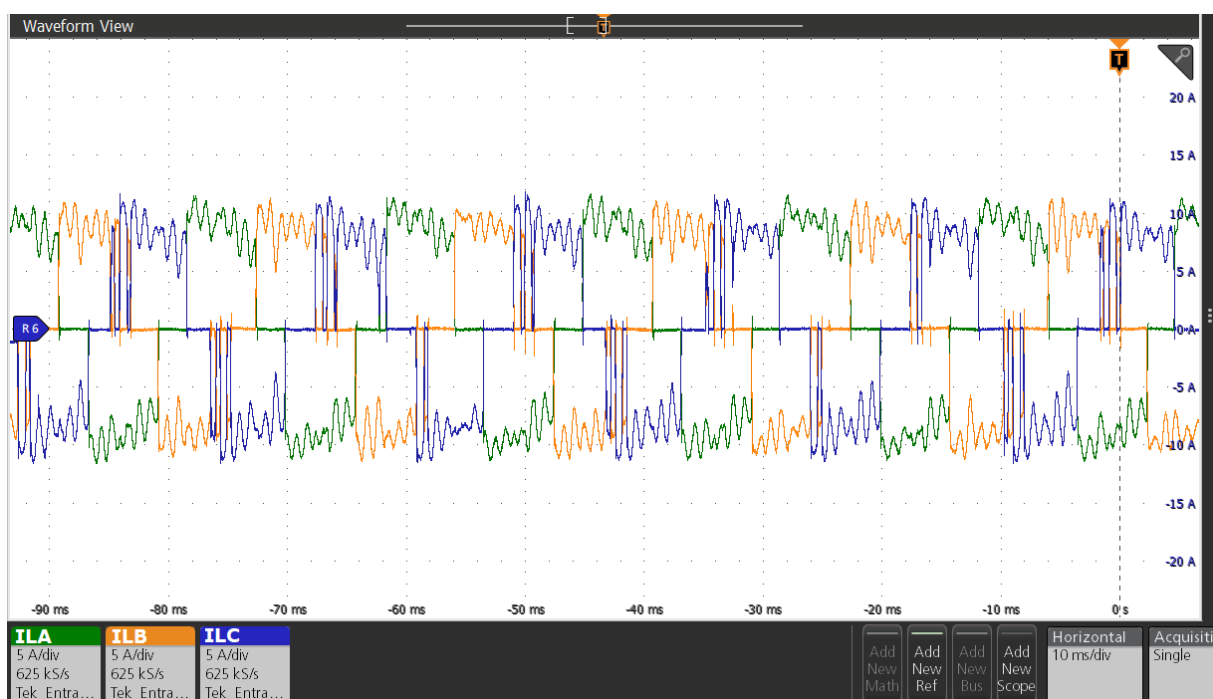
Figura 100 – Tensão de saída com RVNL, retificador



Fonte: Próprio autor (2024)

As correntes do retificador com RVNL são ceifadas no pico da forma de onda, até mesmo a corrente da fase *A* foi ceifada. Isso porque nesse tipo de carga, como o retificador conduz apenas duas fases simultaneamente, a corrente nessas duas fases é a mesma, apenas com sentido contrário. Dessa forma a fase *A* sempre vai conduzir junto com a fase *B* ou fase *C*, e ao limitar a corrente através da RVNL nas fases *B* ou *C*, estará limitando também na fase *A*. Como pode ser visto na Figura 101 em regime, os valores eficazes das correntes são, fase *A* 7,6 A, fase *B* 7,1 A e fase *C* 6,9 A.

Figura 101 – Corrente de saída com RVNL, retificador



Fonte: Próprio autor (2024)

As correntes se mantiveram abaixo do limite imposto pela técnica da resistência virtual não linear.

7 CONCLUSÃO

Devido ao baixo custo em comparação com redes trifásicas, as redes monofásicas são muito utilizadas em locais de baixa densidade demográfica, em áreas afastadas dos grandes centros geradores, como é o caso de áreas rurais. A rede monofásica monofilar com retorno por terra se destaca nesse ambiente por ter o menor custo, apresenta porém, várias limitações técnicas como baixa tensão, alta impedância, afundamentos de tensão, variação de fornecimento e baixa capacidade de fornecimento de potência. Essas características limitam o uso de maquinários agrícolas mais potentes, prejudicando o desenvolvimento social dessas áreas e contribuindo para o êxodo rural.

Muitas das atuais redes rurais monofásicas de alta impedância são incapazes de operar cargas pesadas devido a limitação de potência que causa afundamentos de tensão durante a partida de motores, esses tem grande uso no meio rural em aplicações como bombas de irrigação, em poços, ventilação, produção de ração animal, etc. Com as modernizações, os processos produtivos agrícolas exigem redes elétricas de boa qualidade, que possam atender o uso de motores elétricos trifásicos, que comparados aos motores monofásicos, são mais eficientes, mais baratos e de baixa manutenção. Para atender essa demanda, são usados conversores que transformam a alimentação monofásica em trifásica.

Após análise de várias soluções para acionamento de cargas trifásicas a partir de redes monofásicas, a topologia proposta possui uma das fases da carga conectada diretamente na rede elétrica monofásica, enquanto as outras duas fases adicionais são geradas pelos braços inversores a partir do barramento cc com ponto médio. Essa topologia tem maior eficiência, pois o conversor não processa toda a potência fornecida para a carga, já que um terço da potência é fornecida diretamente pela rede elétrica e apenas dois terços são processados pelo conversor.

Uma avaliação do controle por inclinação foi feita, afim de entender os efeitos das características elétricas da rede no comportamento do conversor, em sistemas de alta tensão, as linhas são predominantemente indutivas, o que simplifica as equações para relacionar potência ativa ao ângulo de potência e potência reativa à diferença de tensões entre barras. Já em sistemas de baixa tensão, onde as linhas são resistivas, a relação entre P e Q inverte-se, exigindo ajustes no controle.

Por fim, uma revisão sobre a impedância virtual mostra as vantagens dessa técnica, possibilitando a implementação de uma impedância ou resistência na saída do conversor, evitando a dependência das características da linha de distribuição sem adicionar peso, volume, custo ou perdas com componentes físicos. Possibilita também o uso da técnica para limitação da corrente de saída do conversor, protegendo os componentes e evitando falhas em momentos de sobrecorrente de partida.

Este trabalho apresenta o estudo de um tipo de conversor capaz de converter uma rede monofásica rural em rede trifásica para alimentar diferentes tipos de cargas, utilizando a técnica de controle do fluxo de potência, o controle por inclinação para rede com característica resistiva

e uma técnica para limitação da corrente do conversor, a técnica de resistência virtual não linear.

Após executados todos os passos descritos neste trabalho, obtendo-se resultados por meio de simulação e resultados práticos por meio de um protótipo, comprovou-se que o conversor é capaz de alimentar cargas trifásicas com características distintas, através de uma rede monofásica predominantemente resistiva. O conversor e as duas fases adicionais funcionam em sincronia e equilíbrio com a tensão do ramal monofásico, utilizando uma das fases em comum. Sua estrutura é desenvolvida para permitir o acionamento de motores de indução por meio de métodos tradicionais, como partidas diretas. Além disso, é possível conectar outros tipos de carga, como as cargas validadas neste trabalho, cargas resistivas e cargas não lineares, como um retificador não controlado.

O controle por inclinação foi eficiente em tornar o conversor mais robusto, permitindo partir cargas pesadas e não-lineares, apenas controlando o fluxo de potência entre o conversor e a carga, e entre o conversor e a rede. As referências geradas pelo controle por inclinação mantiveram o sistema trifásico balanceado, com amplitudes e defasagem iguais na três fases das cargas

Apesar de possuir filtros para eliminar a dupla frequência das potências, o Calculador de Potência Média demonstrou ser uma ferramenta de simples implementação e confiável, com resultados em poucos ciclos de rede. Em conjunto com o Gerador de Sinal em Quadratura efetuou os cálculos das potências reativas com a simples técnica de defasar o sinal da leitura de tensão.

Por fim, os controladores empregados nas simulações, tiveram sucesso em manter as tensões trifásicas em formato senoidal, e mesmo nos momentos de inserção de carga, teve resposta rápida, se estabilizando em menos de meio ciclo de rede.

Na técnica de limitação de corrente, houve necessidade da implementação de uma parcela da RVNL com filtragem, devido a oscilação gerada pela atuação abrupta somente com a parcela sem filtro. Dessa forma a RVNL foi eficaz na manutenção das correntes no conversor dentro dos limites especificados, protegendo o equipamento. Porém, como demonstrado, nas cargas ocorrem picos de sobrecorrente na partida das cargas, devido a descarga da energia armazenada no capacitor do filtro LC de saída, o que não prejudica o conversor.

O ajuste da constante multiplicada pela corrente e do filtro usado é muito importante, pois se forem muito suaves, podem não proporcionar o resultado desejado, e se forem muito agressivos, podem gerar oscilações nos momentos críticos que são os transitórios de cargas.

O uso da RVNL com o controle por inclinação se complementaram, com a RVNL respondendo diretamente ao valor instantâneo da corrente e o controle por inclinação respondendo diretamente ao valor médio da potência. Ambos agem no sinal de referência inserido no controlador, que provém a modulação para os interruptores do conversor. A operação dessas duas técnicas em conjunto reduziu as sobrecorrentes de partida, o que possibilitou a partida de cargas pesadas sem a falha do conversor.

REFERÊNCIAS

- ADAPA, Anil K.; JOHN, Vinod. Active-phase converter for operation of three-phase induction motors on single-phase grid. p. 1–8, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 33.
- ARBUGERI, Cesar A. et al. Estratégia de paralelismo baseado no conceito de impedância virtual para inversores trifásicos á quatro fios. p. 235–243, 2018. Citado na página 56.
- AREDES, M. et al. Desenvolvimento de conversores estáticos monofásicos para trifásicos aplicados em acionamento e eletrificação rural. **XVI Seminário Nacional De Distribuição De Energia Elétrica**, p. 1–8, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 39.
- AZEVEDO, Gustavo Medeiros de Souza. **Controle e Operação de Conversores em Microredes**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Brasil, 2011. Citado 6 vezes nas páginas 44, 46, 49, 51, 52 e 53.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas**. Florianópolis: Edição do autor, 2001. Citado 3 vezes nas páginas 62, 63 e 69.
- BEZERRA, Luiz Daniel Santos. **Controle de Conversores CA-CC de Estágio Único com Cargas Simultâneas**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Ceará, Ceará, Brasil, 2018. Citado na página 40.
- CARDOSO, Tiago Domingos. **Avaliação do Paralelismo de Conversores com Controle por Inclinação em Microredes Monofásicas**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Brasil, 2017. Citado 7 vezes nas páginas 43, 45, 48, 50, 51, 52 e 53.
- CHEN, Chingchi; DIVAN, Deepakraj M.; NOVOTNY, D.W. A single phase to three phase power converter for motor drive applications. p. 1–8, 1993. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.
- CORREA, Everton Peres. **Estudo de um Modelo de Ordem Reduzida para a Análise da Estabilidade de Microredes CA**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Santa Catarina, Joinville, Brasil, 2018. Citado 7 vezes nas páginas 40, 43, 44, 45, 46, 48 e 53.
- DOUGLAS, Hugh; MALENGRET, Michel. Symmetrical pwm with a split-capacitor single-phase to three-phase converter for rural electrification. p. 1–8, 1998. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 35.
- ENJETI, Prasad N.; RAHMAN, Ashek. A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives. p. 1–8, 1993. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.
- ENJETI, Prasad N.; RAHMAN, Ashek; JAKKLI, Ranjit. Economic single-phase topologies for fixed and variable frequency output. p. 1–8, 1993. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.
- FANDI, Juliane Cristina de Oliveira. **Sistema de Distribuição de Energia Elétrica a Dois Condutores para Atendimento a Cargas Rurais Trifásicas**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, Brasil, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.
- FILHO, Júlio Mesquita. **Paralelismo de Inversores Monofásicos Isolados ou em Conexão com a Rede**. Tese (Doutorado) — FEIS/UNESP, Ilha Solteira, Brasil, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 43.

GALDINO, Chrystiano Alves et al. Emulação de impedância virtual através de um simulador de rede para estudos de conexão de um saeb à rede elétrica. p. 1–8, 2022. Citado na página 54.

GUEDES, José Augusto da Matta. **Conversor de Tensão Alternada Com Entrada Monofásica e Saída Trifásica Para Aplicações Rurais**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2000. Citado 7 vezes nas páginas 23, 27, 28, 30, 31, 34 e 35.

GUERRERO, Josep M. et al. Control strategy for flexible microgrid based on parallel line-interactive ups systems. p. 1–12, 2009. Citado na página 43.

JACOBINA, Cursino Brandão; JR., Euzeli Cipriano dos Santos; DIAS, José Artur Alves. A low investment single-phase to three-phase converter operating with reduced losses. p. 1–6, 2010. Citado na página 25.

JACOBINA, Cursino Brandão et al. Single-phase to three-phase universal active power filter. p. 1–11, 2011. Citado na página 36.

LAZZARIN, Telles Brunelli. **Paralelismo de Inversores de Tensão**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 54.

MAFFEZZOLLI, Allan Diego. **Técnica de Limitação de Corrente por Meio de Resistência Virtual Não Linear Aplicada a um DSTATCOM Controlado em tensão**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, Brasil, 2019. Citado 3 vezes nas páginas 54, 55 e 56.

MICHELS, Leandro et al. Metodologia de projeto de filtros de segunda ordem para inversores de tensão com modulação pwm digital. p. 1–22, 2004. Citado na página 57.

MIRANDA, Ulisses de Araújo. **Análise e Implementação de Conversores Monofásico-Trifásico**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 40.

MONTEIRO, Luís Fernando Corrêa; FREITAS, Cleiton Magalhães; BELLAR, Maria Dias. Improvements on the incremental conductance mppt method applied to a pv string with single-phase to three-phase converter for rural grid applications. p. 1–8, 2019. Citado na página 25.

OHNUMA, Yoshiya; ITOH, Jun ichi. Space vector modulation for a single phase to three phase converter using an active buffer. p. 1–8, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.

PRODIST, Módulo 8. Anexo viii da resolução normativa nº 956, de 7 de dezembro 2021 procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional – prodist módulo 8 – qualidade do fornecimento de energia elétrica. p. 1–69, 2021. Citado na página 47.

SANTOS, Raphael Jorge Millnitz dos. **Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Dual com Controle Simplificado**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Santa Catarina, Joinville, Brasil, 2012. Citado 9 vezes nas páginas 57, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 64 e 65.

SCAPINI, Rafael Zanatta. **Conversor Multifuncional para Inserção de Geração Fotovoltaica e Provimento de Rede Trifásica a Partir de redes Monofásicas**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2017. Citado 7 vezes nas páginas 23, 25, 26, 27, 36, 38 e 40.

SILVA, Márcio Severino da. **Análise de desempenho de redes de distribuição monofilares com retorno pela terra (mrt) frente a descargas atmosféricas**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Brasil, 2015. Citado na página 23.

SUPPLIER, Supplier Indústria e Comércio de Eletroeletrônicos LTDA. Montagem inversor trifásico spmit 1000-80-20 especial. Joinville, p. 1–51, 2024. Disponível em: <http://www.supplier.ind.br>. Citado 12 vezes nas páginas 93, 94, 95, 96, 97, 98, 99, 100, 101, 102, 103 e 104.

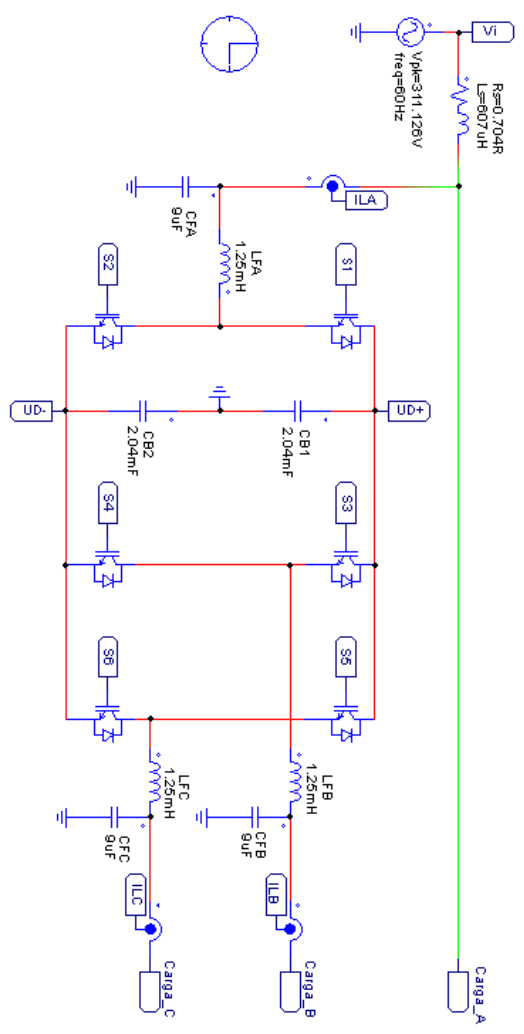
TI, Texas Instruments Incorporated. Tms320f2837xd microcontroller workshop: Workshop guide and lab manual. p. 1–324, 2018. Disponível em: https://e2echina.ti.com/cfs-file/__key/communityserver-discussions-components-files/56/F2837xD_5F00_Microcontroller_5F00_MDW_5F00_2_2D00_0.pdf. Citado na página 104.

TI, Texas Instruments Incorporated. Tms320f2837xd dual-core microcontrollers: Sprs880p. p. 1–227, 2024. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/sprs880p/sprs880p.pdf?ts=1731557390136>. Citado na página 104.

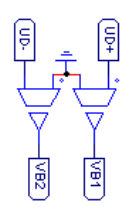
WANG, Xiongfei et al. Virtual-impedance-based control for voltage-source and current-source converters. p. 7019–7037, 2015. Citado na página 55.

WOLFS, Peter J. Capacity improvements for rural single wire earth return systems. p. 1–8, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 24.

APÊNDICE A - CIRCUITO - PSIM

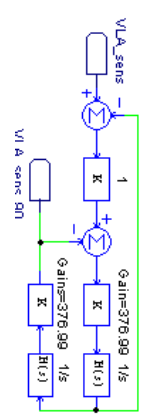


Medição das Tensões de Barramento



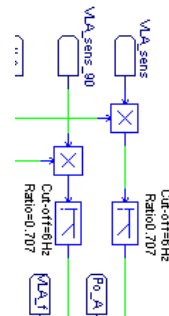
Medição da Tensão de entrada

SOGI-OSG (Second Order Generalized Integrator - Quadrature Signal Generator)

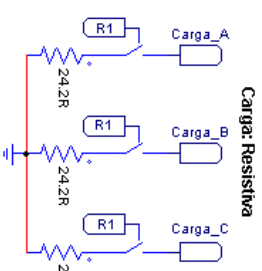
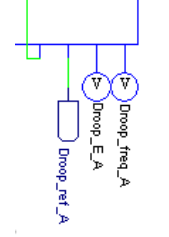


Control Inversor Fase A

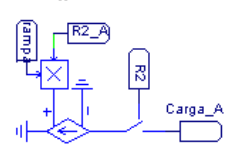
CPM - Calculador de Potência Média



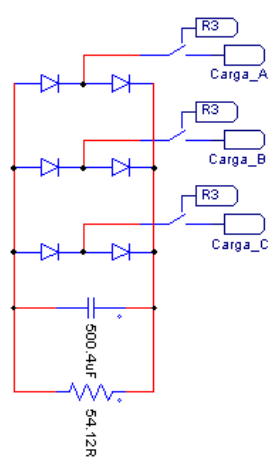
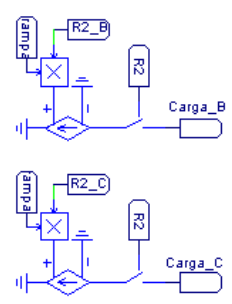
Droop Control



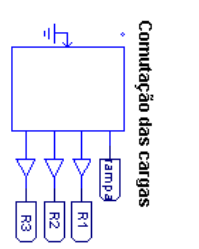
Carga: Retificador com Filtro Capacitivo



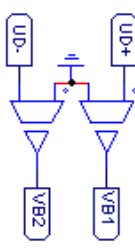
Carga: Partida de Motor



Comutação das cargas



Medição das Tensões de Barramento



Medição da Tensão de entrada



Medição da Tensão de saída Fase A



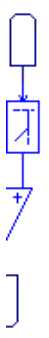
Medição da Tensão de saída Fase B



Medição da Tensão de saída Fase C

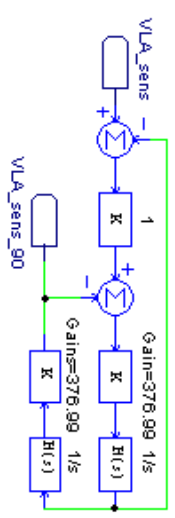


Filtro da Tensão Fase A

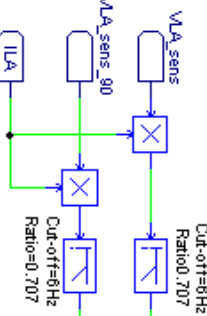


Controle Inversor Fase A

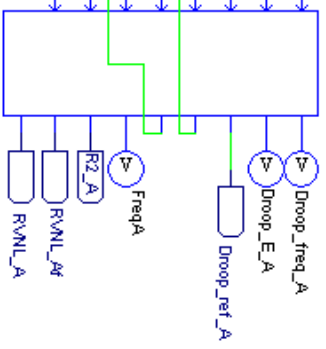
SOGL-QSG (Second Order Generalized Integrator - Quadrature Signal Generator)



CPM - Calculador de Potência Média

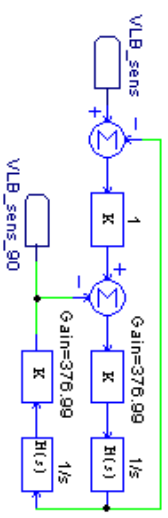


Droop Control

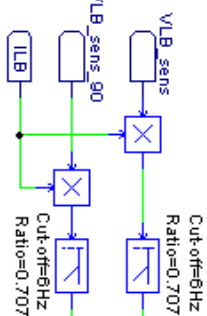


Controle Inversor Fase B

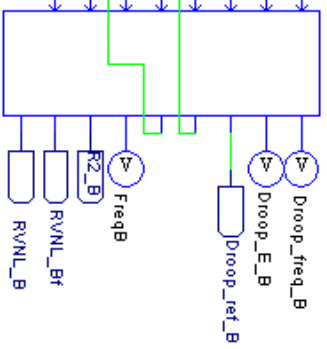
SOGL-QSG (Second Order Generalized Integrator - Quadrature Signal Generator)



CPM - Calculador de Potência Média



Droop Control



Controle Inversor Fase C

SOGL-QSG (Second Order Generalized Integrator - Quadrature Signal Generator)

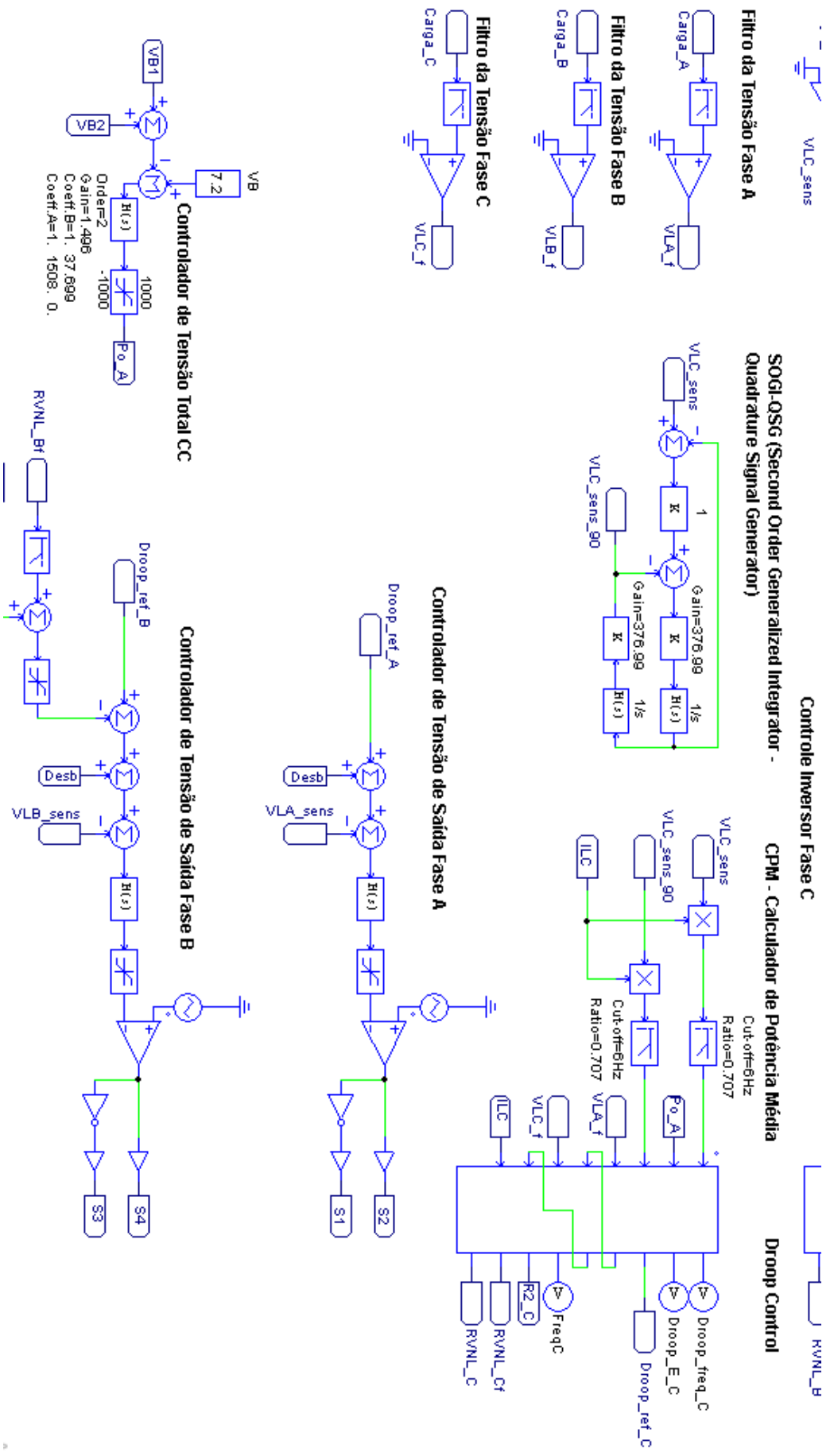


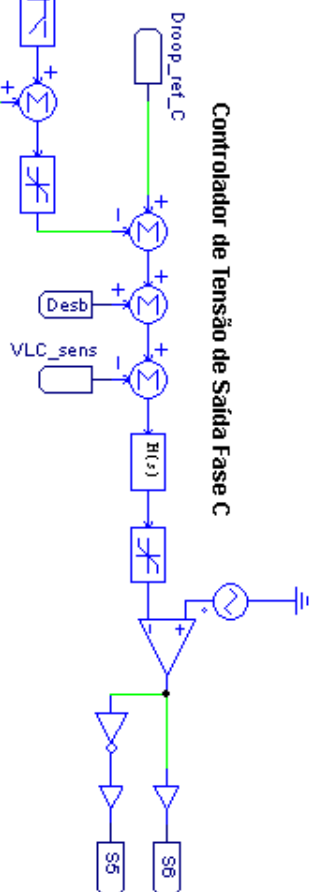
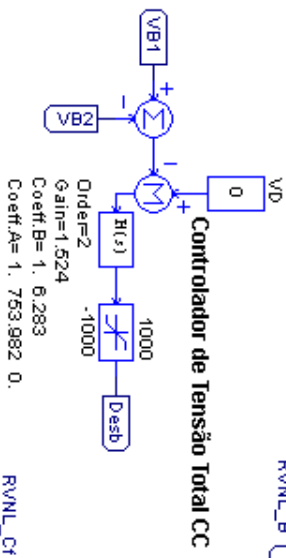
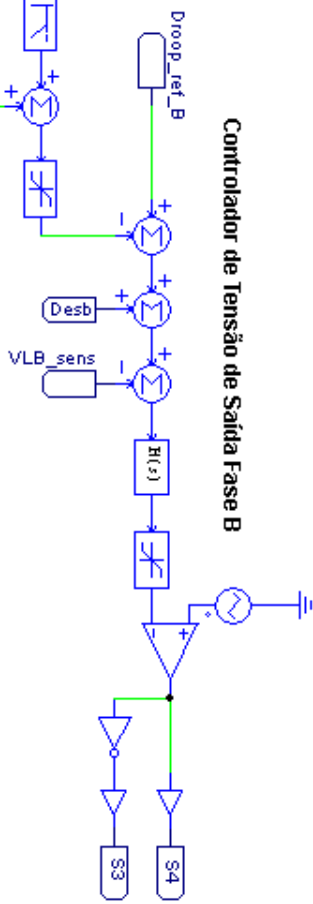
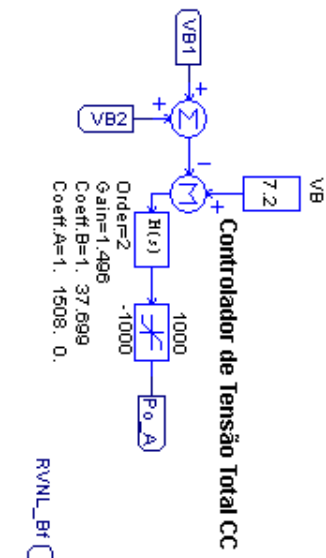
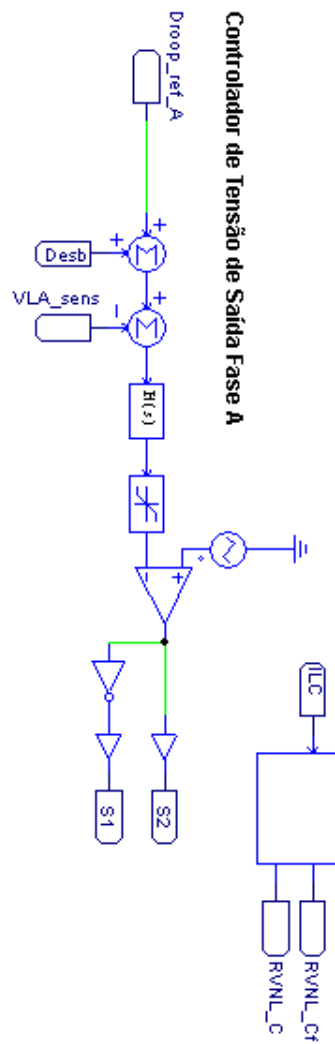
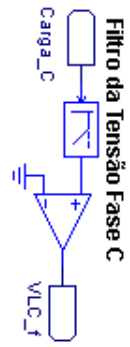
CPM - Calculador de Potência Média



Droop Control







APÊNDICE B – CÓDIGO BLOCO C - PSIM

```

// _____
//
//  Declaração de variáveis
// _____

static double ciclo = 0;
static double time = 0;
y4=x4;
static double ciclo_freq = 0;
static double time_freq = 0.01;
y5=x6;

static double W = 0;
static double E = 0;
static float Ref = 0;
static float R2 = 0;

float P = x1*10000;           // multiplicar por dez mil para eliminar os ganhos
float Q = x3*10000;           // dos sensores de tensão e corrente e trabalhar
float Po = x2*10000;          // com os valores reais em kW e kvar
float Qo = 0;

static double Wo = 376.99;
static double Eo = 311.126;
static double kqw = 0.00119;
static double kpe = 0.02412;

// _____
//
//  Sincronismo, zero crossing, cada passagem por zero reseta o tempo do ciclo
// _____

if (x4==x5)
{
}
else
{
ciclo = t;
}
time = t - ciclo;
y7 = time;

// _____
//
//  Cálculo da frequência e amplitude do sinal
//  Gera um sinal referência para o controle de tensão dos inversores
// _____

W = Wo + kqw*(Q - Qo);
E = Eo - kpe*(P - Po);

//  2.0943951   = 120 graus de defasagem entre fases
//  0.554805262 = 31,788 graus referente ao FP 0,85 da carga R2

if(x4>0)
{
Ref = E*sin(W*time-(2.0));
R2 = 1*sin(W*time-(2.0943951)-(0.554805262));
}
else
{
Ref = -E*sin(W*time-(2.0));
R2 = -1*sin(W*time-(2.0943951)-(0.554805262));
}

// _____
//
//  Cálculo da frequência da tensão na carga a cada passagem por zero
// _____

if (x6==x7)
{
}
else

```



```
{
time_freq = t - ciclo_freq;
ciclo_freq = t;
}

// _____
//
// Resistência Virtual Não Linear
// _____

if ( x8 > 0.11 )
{
y9 = (x8-0.11)*0.121;
y8 = (x8-0.09)*0.0806;
}
else if ( x8 > 0.09 )
{
y8 = (x8-0.09)*0.0806;
}
else if ( x8 < -0.11 )
{
y9 = (x8+0.11)*0.121;
y8 = (x8+0.09)*0.0806;
}
else if ( x8 < -0.09 )
{
y8 = (x8+0.09)*0.0806;
}
else
{
y8 = 0;
}

// _____
//
// Transfere valores pra saída
// _____

y1 = W/(2*3.141592654);
y2 = E;
y3 = Ref/100;
y6 =1/(2*time_freq);
y7 = R2;
```

APÊNDICE C – CÓDIGO DSP F28379D

```

#include "Peripheral_Setup.h"
#include "math.h"
#include "sogi.h"
#include "CNTL_PI_F.h"
#include "CNTL_PI_F_TOTAL.h"

/**
 * main.c
 */
// _____ Software Mono-Tri Converter _____
// # # # # Author: Josê Depin Version: 0.18 18/11/2024 # # # #
// _____

// ===== INTERRUPTIONS =====
__interrupt void isr_cpu_timer0(void);
__interrupt void isr_adc(void);

// ===== VARIABLES DECLARATION =====
// Variáveis Sairas GPIO
uint16_t PM1_Pre_carga = 0, K1_By_pass = 0, K2_Saida = 0, Pre_Carga_ok = 0, Vdc_ok = 0;

// Variáveis proteção
uint16_t PWM_Enable = 1, Over_voltage = 0, Reset = 0, Resetar = 0;
float Vdc_limit = 800, Vdc_dif_limit = 60;

// Variáveis leitura ADC
float Va, Vb, Vc; // Tensão das fases
float iLa, iLb, iLc, iLa_x, alfa_x = 0.3; // Corrente das fases
float VBpos, VBneg, Vdc_total, Vdc_dif, Vdc_dif_y, alfa_y = 0.3; // Tensão link CC
float offset_ext; // Offset externo
float Gia = 0.0977, Gib = 0.0164, Gic = 0.0164;
float Gvp = 0.242, Gvn = 0.228, offset_p, offset_n;
uint16_t n_sample = 0; // auxiliary variable to reset offset
float amplitude, max_Va;

// Variáveis das potências
float Pa_i, Qa_i, Pb_i, Qb_i, Pc_i, Qc_i; // Potências instantâneas
float Pa, Qa, Pb, Qb, Pc, Qc; // Potências médias
float Pa_x, Qa_x, alfa_Pa = 0.3, alfa_Qa = 0.3;
int32_t amostras_Pa[1334], amostras_Qa[1334];
int32_t amostras_Pb[1334], amostras_Qb[1334]; // Buffer p/ armazenar as últimas N amostras
int32_t amostras_Pc[1334], amostras_Qc[1334];
uint16_t indice_pot = 0, i = 0; // Índice p/ o buffer
int32_t N = 1334, soma[] = {0, 0, 0, 0, 0}; // Variável auxiliar p/ cálculo das potências médias

// Variáveis PLL
SPLL_SOGI v_pll;
float vrede = 0, vsync = 0; // Tensão da rede
float fator_k = 0.7, Ts = 25E-6; // Ts, atraso entre amostragens

// Variáveis Controle Desequilíbrio Barramento
CNTL_PI_F pi_des;
float Ctrl_des = 0, Ctrl_des_Ki;
uint16_t amostra_pi_des = 0;

// Variáveis Controle Barramento Total
float Vdc_total_Ref = 720, Vdc_total_Shdw = 560;
CNTL_PI_F_TOTAL pi_total;
uint16_t amostra_pi_total = 0;

// Variáveis SOGI-QSG
float e_Va, Va1, q_Va, in_Va;
float e_Vb, Vb1, q_Vb, in_Vb;
float e_Vc, Vc1, q_Vc, in_Vc;
float ks = 1;

// Variáveis Droop Control
float Wo = 376.991118, Eo = 311.12, kqw = 0.00802, kpe = 0.0006, kpe_a = 0.009459;
float E_a, E_b, E_c, W_a, W_b, W_c, Po, Qo = 0, Pi = 3.14159265;
float E_max = 379;

// Variáveis Resistência Virtual Não Linear
float il_limit_1 = 9, il_limit_2 = 11; // Limites de corrente para atuar a RVNL

```

```

float alfa = 0.5, Krva = 0.01, Krv1 = 0.3, Krv2 = 0.5; // Valor das constantes RVNL
float Rvnl_a1, Rvnl_a2, Rvnl_a1_f, Rvnl_a;
float Rvnl_b1, Rvnl_b2, Rvnl_b1_f, Rvnl_b; // Resistências instantâneas, filtrada e somadas
float Rvnl_c1, Rvnl_c2, Rvnl_c1_f, Rvnl_c;
uint16_t RVNL_enable = 1;

// Variáveis PWM
float phase_A = 0.0; // 0°
float phase_B = 2.0943951; // 120°
float phase_C = 4.1887902; // 240°
float ampl_a, ampl_b, ampl_c;
float dutya = 0, dutyb = 0, dutyc = 0, theta, a = 0, b = 0, c = 0;
uint32_t index = 0;

// ===== MAIN =====
int main(void){

    InitSysCtrl(); // Initialize System Control:
    InitGpio(); // Initialize all pins to GPIO in input mode
    DINT; // Disable CPU interrupts
    InitPieCtrl(); // Initialize the PIE control registers to their default state
    IER = 0x0000; // Disable CPU interrupts
    IFR = 0x0000; // Clear all CPU interrupt flags:
    InitPieVectTable(); // Initialize the PIE vector table

    EALLOW;
    CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.CPUTIMER0 = 1; // Enable timer clock
    PieVectTable.TIMER0_INT = &isr_cpu_timer0; // Redirect function to interruption
    PieVectTable.ADCA1_INT = &isr_adc; // Redirect function to interruption
    EDIS;

    // pg. 102 PIE Channel Mapping spruhm8i.pdf - Technical reference
    PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1; // Enable PieVector to Timer 0 interrupt
    PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1; // Enable PieVector to ADCA1 interrupt
    IER |= (M_INT1); // Enable lines of interrupt

    InitCpuTimers(); // Initialize cpu timer
    ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 200, 3000000); // Cpu timer0 with 200MHz and 15s (Tempo de Pré-Carga)
    CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4000; // Enable timer 0

    Setup_GPIO(); // Configure GPIOs
    Setup_ePWM(); // Configure ePWM
    Setup_ADC_A(); // Configure ADC A (12bits)
    Setup_ADC_B(); // Configure ADC B (12bits)
    Setup_ADC_C(); // Configure ADC C (12bits)

    SOGI_init(60, Ts, &v_pll); // Configura parâmetros do SOGI-PLL
    SOGI_coeff_update(Ts, Wo, fator_k, &v_pll); // Configura parâmetros do SOGI-PLL
    CNTL_PI_F_init(&pi_des); // Configura parâmetros do controlador PI Desequilíbrio
    CNTL_PI_F_TOTAL_init(&pi_total); // Configura parâmetros do controlador PI Total

    EINT; // Enable Global interrupt INTM
    ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM

    // ===== SAÍDAS GPIO =====
    while (1){
        // Se a proteção do barramento não atuar
        if (Over_voltage == 0) {
            if (PM1_Pre_carga == 1 & K1_By_pass == 0) {
                Vdc_total_Shdw = 560;
                GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO63 = 1; // Liga PM1-Pré-Carga (J6-55)
                CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS = 0; // Start no temporizador

                if (Pre_Carga_ok == 1 && K1_By_pass == 0 && Vdc_ok == 1) { // Aguarda tempo de pré-carga
                    GpioDataRegs.GPCSET.bit.GPIO64 = 1; // Liga K1 By-Pass (J6-54)
                    PM1_Pre_carga = 0;
                    K1_By_pass = 1;
                    CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS = 0; // Start no temporizador
                }
            }
            if (PM1_Pre_carga == 0 & K1_By_pass == 0) {
                Vdc_total_Shdw = 560;
                GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO63 = 1; // Desliga PM1 Pré-Carga
            }
        }
    }
}

```

```

        GpioDataRegs.GPCLEAR.bit.GPIO64 = 1;    // Desliga K1 By-Pass
        Pre_Carga_ok = 0;
    }
    if(K2_Saida == 1){
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO25 = 1;    // Liga K2 Saida    (J6-51)
    }
    else{
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO25 = 1;  // Desliga K2 Saida
    }
}
else{
    // Se a proteção do barramento atuar
    GpioDataRegs.GPBCLR.bit.GPIO63 = 1;      // Desliga PM1 Pré-Carga
    GpioDataRegs.GPCLEAR.bit.GPIO64 = 1;      // Desliga K1 By-Pass
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO25 = 1;      // Desliga K2 Saida
    Pre_Carga_ok = 0;
    PM1_Pre_carga = 0;
    K1_By_pass = 0;
    K2_Saida = 0;
}
}

return 0;
}

// ===== TIMER INTERRUPTION ROUTINE =====
__interrupt void isr_cpu_timer0(void){
    Pre_Carga_ok = 1;                          // Confirma que já passou o tempo de pré-carga
    CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS = 1;             // Stop no temporizador

    if (K1_By_pass == 1){
        GpioDataRegs.GPBCLR.bit.GPIO63 = 1;    // Desliga PM1-Pré-Carga    (J6-55)
    }
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}

// ===== ADC INTERRUPTION ROUTINE =====
__interrupt void isr_adc(void){

    static float avg[] = {0, 0, 0, 0, 0, 0, 0}; // auxiliary variable to reset offset
    static float offset[] = {0, 0, 0, 0, 0, 0, 0}; // auxiliary variable to reset offset

// ===== LEITURA DAS TENSÕES E CORRENTES =====
// Leituras dos sensores através dos ADCs
Va = (0.3590*((int)AdcaResultRegs.ADCRESULT1 - offset_ext)) - offset[0]; // Tensão Va _____(J7-63)
Vb = (0.3240*((int)AdcbResultRegs.ADCRESULT0 - offset_ext) - offset[1]; // Tensão Vb _____(J7-65)
Vc = (0.3260*((int)AdccResultRegs.ADCRESULT1 - offset_ext) - offset[2]; // Tensão Vc _____(J7-67)
ila_x = (Gia*((int)AdcbResultRegs.ADCRESULT2 - offset_ext) - offset[3]; // Corrente ILa_x _____(J1-08)
ilb = (Gib*((int)AdccResultRegs.ADCRESULT0 - offset_ext) - offset[4]; // Corrente ILb _____(J3-27)
ilc = (Gic*((int)AdcbResultRegs.ADCRESULT1 - offset_ext) - offset[5]; // Corrente ILc _____(J3-25)
VBpos = (Gvp*((int)AdcaResultRegs.ADCRESULT3) - offset[6]; // Tensão VBpos + _____(J7-70)
VBneg = (Gvn*((int)AdcaResultRegs.ADCRESULT4) - offset[7]; // Tensão VBneg - _____(J7-69)
offset_ext = (int)AdcaResultRegs.ADCRESULT2; // Offset externo _____(J3-30)

Vdc_total = (VBpos+VBneg); // Tensão total do barramento CC
Vdc_dif_y = (VBpos-VBneg); // Tensão diferencial do barramento CC
vrede = Va/E_max; // Sinal unitário usado para o PLL (-1 a +1)

if (Vdc_total > 500) {Vdc_ok = 1;}
else {Vdc_ok = 0;} // Vdc_ok indica que a pré-carga foi executada

// Corrente ila filtrada
ila = alfa_x * ila_x + (1.0 - alfa_x) * ila; // Redução do ruído e spikes da corrente
Vdc_dif = alfa_y * Vdc_dif_y + (1.0 - alfa_y) * Vdc_dif; // Redução do ruído e spikes da tensão
diferencial

// ===== REMOVE OFFSET =====
if(Reset >= 4000 && n_sample < 0xFFFF){
    n_sample++;
    avg[0] += Va;
    avg[1] += Vb;
    avg[2] += Vc;
    avg[3] += ila;
    avg[4] += ilb;
}

```

```

avg[5] += iLc;
avg[6] += VBpos;
avg[7] += VBneg;
offset[0] = offset[1] = offset[2] = offset[3] = offset[4] = offset[5] = offset[6] = offset[7] = 0.0;
if(n_sample == 0xFFFF){
    offset[0] = avg[0]*0.0000152587890625;
    offset[1] = avg[1]*0.0000152587890625;
    offset[2] = avg[2]*0.0000152587890625;
    offset[3] = avg[3]*0.0000152587890625;
    offset[4] = avg[4]*0.0000152587890625;
    offset[5] = avg[5]*0.0000152587890625;
    offset[6] = avg[6]*0.0000152587890625;
    offset[7] = avg[7]*0.0000152587890625;
    avg[0] = avg[1] = avg[2] = avg[3] = avg[4] = avg[5] = avg[6] = avg[7] = 0;
}
}

// Proteção de sobretensão do barramento
if(Vdc_total > Vdc_limit | Vdc_dif > Vdc_dif_limit | Vdc_dif < (-Vdc_dif_limit)){
    PWM_Enable = 0;
    Over_voltage = 1;
}

// ===== PLL =====
// Chama rotina de cálculo do SOGI-PLL
v_pll.u[0] = vrede;
SPLL_SOGI_CALC(&v_pll);
vsync = v_pll.sin;

// ===== AMPLITUDE DA TENSÃO =====
// Cálculo do valor de pico da tensão de entrada
if (Va > max_Va) {max_Va = Va;} // Leitura do valor máximo do ciclo atual

if (v_pll.theta[0] > 6.0) {amplitude = max_Va;} // Ao final do ciclo, atualiza o valor da amplitude

if (v_pll.theta[0] < 0.1) {max_Va = 0;} // Ao iniciar outro ciclo, reseta a variável

// ===== CONTROLE DESEQUILIBRIO BARRAMENTO =====
if (PM1_Pre_carga == 1 | K1_By_pass == 1) { // Executa rotina quando em pré-carga ou em bypass

    amostra_pi_des += 1;
    if (amostra_pi_des == 1){ // Altera frequência de amostragem
        pi_des.Fbk = Vdc_dif; // Sinal de feedback do controlador
        CNTL_PI_F_FUNC(&pi_des);
        Ctrl_des = 1 + pi_des.Out; // Sinal de saída do controlador (0.99 - 1.01)
        amostra_pi_des = 0;
    }
    EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = (uint16_t)(Ctrl_des*0.5*2500); // (J4-40)
    EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = (uint16_t)(Ctrl_des*0.5*2500); // (J4-38)
    EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = (uint16_t)(Ctrl_des*0.5*2500); // (J4-36)
}
else {
    pi_des.up = 0;
    pi_des.ui = 0;
    pi_des.i1 = 0;
    pi_des.v1 = 0;
    pi_des.Out = 0;
}

// ===== CONTROLE BARRAMENTO TOTAL =====
if (K1_By_pass == 1) {

    if (Vdc_total_Shdw < Vdc_total_Ref) {
        Vdc_total_Shdw += 0.001; // Rampa de incremento da referência do barramento
    }
    else if (Vdc_total_Shdw > Vdc_total_Ref){
        Vdc_total_Shdw -= 0.001; // Rampa de decremento da referência do barramento
    }

    amostra_pi_total += 1;
    if (amostra_pi_total == 1){ // Altera frequência de amostragem
        pi_total.Fbk = Vdc_total; // Sinal de feedback do controlador
        pi_total.Ref = Vdc_total_Shdw;
        CNTL_PI_F_TOTAL_FUNC(&pi_total); // Chama rotina controle pi_total
    }
}

```

```

        amostra_pi_total = 0;
    }
}
else {
    pi_total.up = 0;
    pi_total.ui = 0;
    pi_total.i1 = 0;
    pi_total.v1 = 0;
    pi_total.Out = 0;
}
Po = pi_total.Out; // Sinal de saída do controlador (0 - 1)

// ===== SOGI-QSG =====
// Gera sinal em quadratura da tensão p/ cálculo da potência reativa

// "q_Va" é a quadratura da tensão "Va"
e_Va = Va - Va1; // Erro
in_Va = e_Va * ks; // Entrada
Va1 += (in_Va - q_Va) * Wo * Ts; // Saída filtrada
q_Va += Va1 * Wo * Ts; // Saída defasada 90°

// "q_Vb" é a quadratura da tensão "Vb"
e_Vb = Vb - Vb1; // Erro
in_Vb = e_Vb * ks; // Entrada
Vb1 += (in_Vb - q_Vb) * Wo * Ts; // Saída filtrada
q_Vb += Vb1 * Wo * Ts; // Saída defasada 90°

// "q_Vc" é a quadratura da tensão "Vc"
e_Vc = Vc - Vc1; // Erro
in_Vc = e_Vc * ks; // Entrada
Vc1 += (in_Vc - q_Vc) * Wo * Ts; // Saída filtrada
q_Vc += Vc1 * Wo * Ts; // Saída defasada 90°

// ===== POTÊNCIAS =====
// Cálculos das potências "INSTANTÂNEAS"
Pa_i = Va * iLa;
Qa_i = q_Va * iLa;
Pb_i = Vb * iLb;
Qb_i = q_Vb * iLb;
Pc_i = Vc * iLc;
Qc_i = q_Vc * iLc;

// Cálculos das potências "MÉDIAS"
// Média móvel (soma as últimas N amostras e divide pelo nº de amostras)

// Apaga última amostra do somatório para incluir a nova amostra
soma[0] -= amostras_Pa[i];
soma[1] -= amostras_Qa[i];
soma[2] -= amostras_Pb[i];
soma[3] -= amostras_Qb[i];
soma[4] -= amostras_Pc[i];
soma[5] -= amostras_Qc[i];

// Aquisição da amostra atual
amostras_Pa[i] = Pa_i;
amostras_Qa[i] = Qa_i;
amostras_Pb[i] = Pb_i;
amostras_Qb[i] = Qb_i;
amostras_Pc[i] = Pc_i;
amostras_Qc[i] = Qc_i;

// Soma a amostra atual com as anteriores
soma[0] += amostras_Pa[i];
soma[1] += amostras_Qa[i];
soma[2] += amostras_Pb[i];
soma[3] += amostras_Qb[i];
soma[4] += amostras_Pc[i];
soma[5] += amostras_Qc[i];

// Potências médias
Pa_x = soma[0] / N;
Qa_x = soma[1] / N;
Pb = soma[2] / N;
Qb = soma[3] / N;

```

```

Pc = soma[4] / N;
Qc = soma[5] / N;

if(i < N-1){i += 1;}
else{i = 0;}

Pa = alfa_Pa * Pa_x + (1.0 - alfa_Pa) * Pa;
Qa = alfa_Qa * Qa_x + (1.0 - alfa_Qa) * Qa;

// ===== DROOP CONTROL =====
// Equação curva característica Fase A
E_a = Eo - kpe_a * (Pa - Po);
W_a = Wo + kqw * (Qa - Qo);

// Equação curva característica Fase B
E_b = Eo - kpe * (Pb - Po);
W_b = Wo + kqw * (Qb - Qo);

// Equação curva característica Fase C
E_c = Eo - kpe * (Pc - Po);
W_c = Wo + kqw * (Qc - Qo);

// ===== RVNL =====
if (RVNL_enable == 1){ // Se estiver habilitado, executa cálculos da RVNL

    //===== RVNL fase A =====
    if (ila > il_limit_2){ // Excedeu limite de segurança positivo
        Rvn1_a1 = (ila - il_limit_1)*Krv1;
        Rvn1_a2 = (ila - il_limit_2)*Krv2;
    }
    else if (ila > il_limit_1){ // Excedeu limite positivo
        Rvn1_a1 = (ila - il_limit_1)*Krv1;
    }
    else if (ila < -il_limit_2){ // Excedeu limite de segurança negativo
        Rvn1_a1 = (ila + il_limit_1)*Krv1;
        Rvn1_a2 = (ila + il_limit_2)*Krv2;
    }
    else if (ila < -il_limit_1){ // Excedeu limite negativo
        Rvn1_a1 = (ila + il_limit_1)*Krv1;
    }
    else{Rvn1_a1 = 0; // Se não excedeu os limites
        Rvn1_a2 = 0;
    }

    //===== RVNL fase B =====
    if (ilb > il_limit_2){ // Excedeu limite de segurança positivo
        Rvn1_b1 = (ilb - il_limit_1)*Krv1;
        Rvn1_b2 = (ilb - il_limit_2)*Krv2;
    }
    else if (ilb > il_limit_1){ // Excedeu limite positivo
        Rvn1_b1 = (ilb - il_limit_1)*Krv1;
    }
    else if (ilb < -il_limit_2){ // Excedeu limite de segurança negativo
        Rvn1_b1 = (ilb + il_limit_1)*Krv1;
        Rvn1_b2 = (ilb + il_limit_2)*Krv2;
    }
    else if (ilb < -il_limit_1){ // Excedeu limite negativo
        Rvn1_b1 = (ilb + il_limit_1)*Krv1;
    }
    else{Rvn1_b1 = 0; // Se não excedeu os limites
        Rvn1_b2 = 0;
    }

    //===== RVNL fase C =====
    if (ilc > il_limit_2){ // Excedeu limite de segurança positivo
        Rvn1_c1 = (ilc - il_limit_1)*Krv1;
        Rvn1_c2 = (ilc - il_limit_2)*Krv2;
    }
    else if (ilc > il_limit_1){ // Excedeu limite positivo
        Rvn1_c1 = (ilc - il_limit_1)*Krv1;
    }
    else if (ilc < -il_limit_2){ // Excedeu limite de segurança negativo
        Rvn1_c1 = (ilc + il_limit_1)*Krv1;
        Rvn1_c2 = (ilc + il_limit_2)*Krv2;
    }
}

```

```

    }
    else if (ilc < -il_limit_1){           // Excedeu limite negativo
        Rvnl_c1 = (ilc + il_limit_1)*Krv1;
    }
    else{Rvnl_c1 = 0;                     // Se não excedeu os limites
        Rvnl_c2 = 0;
    }

    // Exponential Moving Average Filter (alfa = 1, minimal filtering / alfa = 0, maximum filtering)
    Rvnl_a1_f = alfa * Rvnl_a1 + (1.0 - alfa) * Rvnl_a1_f;
    Rvnl_b1_f = alfa * Rvnl_b1 + (1.0 - alfa) * Rvnl_b1_f;
    Rvnl_c1_f = alfa * Rvnl_c1 + (1.0 - alfa) * Rvnl_c1_f;

    Rvnl_a = ila_x*Krva;                 // Soma resistências fase A
    Rvnl_b = Rvnl_b1_f + Rvnl_b2;        // Soma resistências fase B
    Rvnl_c = Rvnl_c1_f + Rvnl_c2;        // Soma resistências fase C
}
else{
    Rvnl_a = ila_x*Krva;
    Rvnl_b = 0;                          // Se não estiver habilitado, zera resistências
    Rvnl_c = 0;
}
}

// ===== ADEQUAÇÃO DO THETA E AMPLITUDE =====
if (K1_By_pass == 0) {
    theta = v_pll.theta[0];              // Durante pré-carga, theta vem do PLL
    ampl_a = amplitude / E_max;
    ampl_b = amplitude / E_max;          // Amplitude da rede unitária p/ aplicação no PWM
    ampl_c = amplitude / E_max;
}
else if (K1_By_pass == 1) {
    theta = theta + Ts * W_a;            // Após By-Pass, theta vem do Droop Control
    ampl_a = E_a / E_max;
    ampl_b = E_b / E_max;                // Amplitude do Droop unitário p/ aplicação no PWM
    ampl_c = E_c / E_max;
    if (theta > 2*Pi) theta = 0;
}
}

//===== normalize duty cycle =====
if(ampl_a > 0.99) ampl_a = 0.99;
else if(ampl_a < -0.99) ampl_a = -0.99;
if(ampl_b > 0.99) ampl_b = 0.99;
else if(ampl_b < -0.99) ampl_b = -0.99;
if(ampl_c > 0.99) ampl_c = 0.99;
else if(ampl_c < -0.99) ampl_c = -0.99;

// ===== SAÍDAS PWM =====
duty_a = (ampl_a*_sin(theta - phase_A)) - Rvnl_a;
duty_b = (ampl_b*_sin(theta - phase_B)) - Rvnl_b;
duty_c = (ampl_c*_sin(theta - phase_C)) - Rvnl_c;

//===== normalize duty cycle =====
if(duty_a > 0.99) duty_a = 0.99;
else if(duty_a < -0.99) duty_a = -0.99;
if(duty_b > 0.99) duty_b = 0.99;
else if(duty_b < -0.99) duty_b = -0.99;
if(duty_c > 0.99) duty_c = 0.99;
else if(duty_c < -0.99) duty_c = -0.99;

// Formação do PWM
if(PwM_Enable == 1){
    EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = (uint16_t)((duty_a+1.0)*0.5*((float)EPwm6Regs.TBPRD)); // (J8-76)
    EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = (uint16_t)((duty_b+1.0)*0.5*((float)EPwm5Regs.TBPRD)); // (J8-78)
    EPwm4Regs.CMPB.bit.CMPB = (uint16_t)((duty_c+1.0)*0.5*((float)EPwm4Regs.TBPRD)); // (J8-79)
}else{
    EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = (uint16_t) 0.5*(float)EPwm6Regs.TBPRD;
    EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = (uint16_t) 0.5*(float)EPwm5Regs.TBPRD;
    EPwm4Regs.CMPB.bit.CMPB = (uint16_t) 0.5*(float)EPwm4Regs.TBPRD;
}
}

// ===== RESET =====
// Só permite o reset quando os contadores de pré-carga e bypass estiverem desligados
if(PM1_Pre_carga == 0 & K1_By_pass == 0){

```



```
// Função de RESET da placa de comando analógico (100% reset / 0% operação)
// Pulso de 100ms ao iniciar o DSP
if(Reset < 4000){
    Reset++;
    EPwm8Regs.CMPA.bit.CMPA = (uint16_t)(1.0*(float)EPwm6Regs.TBPRD);    // (J8-74)
}
else{
    EPwm8Regs.CMPA.bit.CMPA = (uint16_t) 0;
}

if(Resetar == 1){    // Comando para resetar após falhas
    Vdc_total_Shdw = 560;
    Reset = 0;
    PWM_Enable = 1;
    Over_voltage = 0;
    Resetar = 0;
}
}
```