

João Paulo Ramos Agra Mélo

**Análise Comparativa de Sistemas de
Acionamento para Máquina de Indução
Hexafásica com a Rede Configurada em
*Open-End***

Campina Grande, Brasil

2 de maio de 2014

João Paulo Ramos Agra Mélo

**Análise Comparativa de Sistemas de Acionamento para
Máquina de Indução Hexafásica com a Rede Configurada
em *Open-End***

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Coordenação de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus de Campina Grande - como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Graduado em Engenharia Elétrica.

Universidade Federal de Campina Grande - UFCG

Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica

Orientador: Cursino Brandão Jacobina

Campina Grande, Brasil

2 de maio de 2014

João Paulo Ramos Agra Mélo

**Análise Comparativa de Sistemas de Acionamento para
Máquina de Indução Hexafásica com a Rede Configurada
em *Open-End***

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Coordenação de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus de Campina Grande - como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Graduado em Engenharia Elétrica.

Trabalho aprovado. Campina Grande, Brasil, 2 de maio de 2014:

Cursino Brandão Jacobina
Orientador

Professor
Convidado

Campina Grande, Brasil
2 de maio de 2014

*Dedico este trabalho à minha família,
sem a qual não poderia realizar meu sonho,
ou sequer sonhar.*

Agradecimentos

Agradeço a Deus, por ter me permitido chegar até aqui e pelas oportunidades que tive ao longo da vida.

Agradeço também à minha família por ter me dado todo o apoio de que precisei e que preciso na minha caminhada. À minha mãe Ednalva, por todo amor e paciência transmitidos, pelas orientações. Ao meu pai Manassés, pelo eterno suporte às minhas decisões, pelos conselhos e senso de dignidade e justiça nos quais me espelho. Aos meus irmãos Amon e Gabriel, por sempre estarem comigo e contribuírem na minha formação pessoal, me permitindo ser quem sou hoje.

Agradeço ao professor Cursino pela excelente orientação e pela compreensão no árduo caminho percorrido ao longo do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da UFCG.

Finalmente, agradeço aos amigos e colegas de curso, em especial aos amigos com quem convivo no dia-a-dia e que me ajudaram de algum modo na elaboração deste trabalho e na conclusão de outras atividades que me permitiram chegar até este ponto. Os principais vão para Breno Henrique, Eduardo Pereira, Phelipe Leal e Reuben Palmer.

"Sapere aude!"
(Quintus Horatius Flaccus)

Resumo

Neste trabalho são apresentados e discutidos dois sistemas de acionamento de máquinas elétricas a conversores estáticos. Cada um deles tem a função de interligar uma MIH (máquina de indução hexafásica) à rede elétrica trifásica por meio de conversores AC/DC/AC. De modo geral, estes conversores funcionam com chaves de potência controladas, i.e., transistores IGBT.

No primeiro sistema, a rede elétrica está configurada com o neutro em aberto, i.e., em *open-end*. À cada lado da rede está conectados um conversor AC/DC/AC trifásicos, cujos braços ligados à rede são completos, i.e., compostos apenas por pares de chaves. Cada conversor AC/DC/AC também está ligado a um conjunto trifásico da máquina hexafásica, conectando-a à rede. Os braços ligados à máquina também são completos. O segundo sistema é similar ao primeiro, com a diferença de que os braços ligados à rede são todos mistos, i.e., são compostos por um diodo de potência na parte superior e uma chave (transistor IGBT) na parte inferior. As vantagens e desvantagens das configurações propostas serão discutidas ao longo do trabalho.

Assim, serão discutidos e explicados os modelos dos sistemas, as técnicas PWM escalar e por nível utilizadas no chaveamento dos conversores, as estratégias e os diagramas de controle de cada caso, e por fim será feito o comparativo entre os dois sistemas do ponto de vista de custo e de qualidade a partir de resultados de simulação.

Palavras-chave: sistema de acionamento, conversores estáticos, open-end, máquina de indução hexafásica, conversor AC/DC/AC, transistor IGBT, PWM escalar, PWM por nível, controle.

Abstract

In this work, two drive systems based on static converters for six-phase induction machines are presented and discussed. Each one of them has the finality of interconnecting one MIH (six-phase induction machine) to the electrical grid by means of AC/DC/AC converters. In general, these converters work with controlled power switches, i.e., IGBT transistors.

In the first system, the electrical grid is set up in open-end. To each side of the grid one AC/DC/AC converter is connected, and the legs linked to the grid are complete, i.e., they are composed only by pairs of switches. Each AC/DC/AC converter is also linked to one of the three-phase sets of the six-phase machine, interconnecting it to the grid. The legs linked to the machine are also complete. The second system is similar to the first, with the difference that the legs connected to the grid are all mixed, i.e., they are composed by a power diode on the upper part and by a switch (IGBT transistor) on the bottom part. The advantages and disadvantages of the proposed configurations will be discussed throughout this work.

Therefore, it will be discussed and explained the systems models, the scalar and per level PWM techniques applied on the converters switching, the control strategies and diagrams for each case, and finally it will be done the comparative analysis of the two systems in terms of cost and quality, taking the simulation results as basis.

Keywords: drive system, static converter, open-end, six-phase induction machine, AC/DC/AC converter, IGBT transistor, scalar PWM, per level PWM, control.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Sistema de conversão 1, com os três braços completos em cada conversor da rede.	5
Figura 2 – Sistema de conversão 2, com os três braços mistos em cada conversor da rede.	5
Figura 3 – Lado da rede, circuito equivalente.	7
Figura 4 – Lado da rede, circuito equivalente modificado.	7
Figura 5 – Representação da máquina de indução hexafásica.	9
Figura 6 – Ilustração da transformação $dq0$	12
Figura 7 – Lado da máquina, circuito equivalente do lado A.	15
Figura 8 – Lado da máquina, circuito equivalente do lado B.	15
Figura 9 – Esquema de chaveamento escalar por comparação com portadoras triangulares.	20
Figura 10 – Constelação de vetores no espaço vetorial da topologia 1.	22
Figura 11 – Circuito representativo de cada fase para o PWM por nível, válido para as duas topologias.	23
Figura 12 – Espaço do PWM por nível para cada fase da topologia 1.	23
Figura 13 – Esquema de chaveamento do PWM por nível por comparação com portadoras triangulares separadas por nível.	24
Figura 14 – Esquema de resolução de ambiguidade do chaveamento do PWM por nível por comparação com portadora triangular.	25
Figura 15 – Espaço do PWM por nível para cada fase da topologia 2.	28
Figura 16 – Diagrama de controle da topologia 1.	32
Figura 17 – Diagrama de controle da topologia 2.	35
Figura 18 – Tensões nos barramentos capacitivos na topologia 1, PWM escalar. Cargas diferentes nos barramentos. Visão geral.	52
Figura 19 – Variável auxiliar de controle μ_{gx} na topologia 1, PWM escalar. Cargas diferentes nos barramentos. Visão geral.	52
Figura 20 – Tensões nos barramentos capacitivos na topologia 1, PWM por nível. Cargas diferentes nos barramentos. Visão geral.	53
Figura 21 – Variável auxiliar de controle μ_{gx} na topologia 1, PWM por nível. Cargas diferentes nos barramentos. Visão geral.	53
Figura 22 – Tensões nos barramentos capacitivos na topologia 2, PWM escalar. Cargas diferentes nos barramentos. Visão geral.	54
Figura 23 – Variável auxiliar de controle μ_{0b0a} na topologia 2, PWM escalar. Cargas diferentes nos barramentos. Visão geral.	54

Figura 24 – Tensões nos barramentos capacitivos na topologia 2, PWM por nível. Cargas diferentes nos barramentos. Visão geral.	55
Figura 25 – Variável auxiliar de controle μ_{0b0a} na topologia 2, PWM por nível. Car- gas diferentes nos barramentos. Visão geral.	55
Figura 26 – Tensões nos barramentos capacitivos na topologia 1, PWM escalar. Foco no regime permanente.	56
Figura 27 – Tensões nos barramentos capacitivos na topologia 1, PWM por nível. Foco no regime permanente.	56
Figura 28 – Tensões nos barramentos capacitivos na topologia 2, PWM escalar. Foco no regime permanente.	57
Figura 29 – Tensões nos barramentos capacitivos na topologia 2, PWM por nível. Foco no regime permanente.	57
Figura 30 – Tensão resultante na fase 1 da rede na topologia 1, PWM escalar. Foco no regime permanente.	58
Figura 31 – Tensão resultante na fase 1 da rede na topologia 1, PWM por nível. Foco no regime permanente.	58
Figura 32 – Tensão resultante na fase 1 da rede na topologia 2, PWM escalar. Foco no regime permanente.	59
Figura 33 – Tensão resultante na fase 1 da rede na topologia 2, PWM por nível. Foco no regime permanente.	59
Figura 34 – Correntes da rede na topologia 1, PWM escalar. Foco no regime per- manente.	60
Figura 35 – Correntes da rede na topologia 1, PWM por nível. Foco no regime permanente.	60
Figura 36 – Correntes da rede na topologia 2, PWM escalar. Foco no regime per- manente.	61
Figura 37 – Correntes da rede na topologia 2, PWM por nível. Foco no regime permanente.	61
Figura 38 – Correntes da rede na topologia 1, PWM escalar. Visão geral.	62
Figura 39 – Tensões resultantes médias da rede na topologia 1, PWM escalar. Foco no regime permanente.	62
Figura 40 – Tensões de polo médias na fase 1 da rede na topologia 1, PWM escalar. Cargas diferentes nos barramentos. Foco no regime permanente.	63
Figura 41 – Tensões de polo médias na fase 1 da rede na topologia 1, PWM por nível. Cargas diferentes nos barramentos. Foco no regime permanente.	63
Figura 42 – Tensões de polo médias na fase 1 da rede na topologia 2, PWM escalar. Cargas diferentes nos barramentos. Foco no regime permanente.	64
Figura 43 – Tensões de polo médias na fase 1 da rede na topologia 2, PWM por nível. Cargas diferentes nos barramentos. Foco no regime permanente.	64

Figura 44 – Tensões nos barramentos capacitivos e variável auxiliar de controle μ_{gx} na topologia 1, PWM escalar. Cargas iguais nos barramentos com transitório de carga em 0, 1s. Visão geral.	65
Figura 45 – Tensões nos barramentos capacitivos e variável auxiliar de controle μ_{gx} na topologia 1, PWM por nível. Cargas iguais nos barramentos com transitório de carga em 0, 1s. Visão geral.	65
Figura 46 – Tensões nos barramentos capacitivos e variável auxiliar de controle μ_{ob0a} na topologia 2, PWM escalar. Cargas iguais nos barramentos com transitório de carga em 0, 1s. Visão geral.	66
Figura 47 – Tensões nos barramentos capacitivos e variável auxiliar de controle μ_{ob0a} na topologia 2, PWM por nível. Cargas iguais nos barramentos com transitório de carga em 0, 1s. Visão geral.	66
Figura 48 – Tensões de polo médias na fase 1 da rede na topologia 1, PWM escalar. Cargas iguais nos barramentos. Foco no regime permanente.	67
Figura 49 – Tensões de polo médias na fase 1 da rede na topologia 1, PWM por nível. Cargas iguais nos barramentos. Foco no regime permanente.	67
Figura 50 – Tensões de polo médias na fase 1 da rede na topologia 2, PWM escalar. Cargas iguais nos barramentos. Foco no regime permanente.	68
Figura 51 – Tensões de polo médias na fase 1 da rede na topologia 2, PWM por nível. Cargas iguais nos barramentos. Foco no regime permanente.	68
Figura 52 – Tensão média aplicada na fase 1 do conjunto A do estator da MIH. Visão geral.	69
Figura 53 – Tensão instantânea aplicada na fase 1 do conjunto A do estator da MIH. Foco no regime permanente.	69
Figura 54 – Tensão de polo da fase 1 do conversor A_s . Foco no regime permanente.	70
Figura 55 – Correntes da MIH. Visão geral.	70
Figura 56 – Correntes da MIH. Foco no regime permanente.	71
Figura 57 – Conjugado eletromagnético da MIH. Visão geral.	71
Figura 58 – Velocidade da MIH. Visão geral.	72
Figura 59 – Potência média consumida pela MIH. Visão geral.	72
Figura 60 – Circuito montado no PSIM para simulação do lado da rede na topologia 1 com cargas diferentes.	79
Figura 61 – Circuito montado no PSIM para simulação do lado da rede na topologia 2 com cargas diferentes.	80
Figura 62 – Circuito montado no PSIM para simulação do lado da rede na topologia 1 com cargas iguais.	81
Figura 63 – Circuito montado no PSIM para simulação do lado da rede na topologia 2 com cargas iguais.	82
Figura 64 – Circuito montado no PSIM para simulação do lado da máquina.	83

Figura 65 – Subcircuito que representa a máquina de indução hexafásica, montado no PSIM para simulação do lado da máquina. 84

Lista de tabelas

Tabela 1 – THD das correntes da rede, topologia 1.	43
Tabela 2 – THD das correntes da rede, topologia 2.	43
Tabela 3 – THD das correntes estatóricas da máquina.	50

Lista de abreviaturas e siglas

IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
MIH	Máquina de Indução Hexafásica
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor (<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)

Lista de símbolos

Ω	Letra grega maiúscula omega
ω	Letra grega minúscula omega
λ	Letra grega minúscula lambda

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
2	MODELO DOS SISTEMAS	4
2.1	Lado da Rede	6
2.2	Lado da Máquina	8
2.2.1	Modelo da Máquina	8
2.2.2	Modelo dos Conversores	16
3	ESTRATÉGIAS PWM	17
3.1	Lado da Rede na Topologia 1 - Braços Completos	17
3.1.1	PWM Escalar	17
3.1.2	PWM por Nível	21
3.2	Lado da Rede na Topologia 2 - Braços Mistos	26
3.2.1	PWM Escalar	26
3.2.2	PWM por Nível	27
3.3	Lado da Máquina	29
4	ESTRATÉGIAS DE CONTROLE	31
4.1	Controle na Topologia 1 - Braços Completos	31
4.1.1	Método de Controle por PWM Escalar Usando μ_{gx1} , μ_{gx2} e μ_{gx3}	32
4.1.2	Método de Controle por PWM por Nível Resolvendo a Ambiguidade do Estado das Chaves	34
4.2	Controle na Topologia 2 - Braços Mistos	35
4.2.1	Método de Controle Usando μ_{0b0a}	36
5	RESUSTADOS E DISCUSSÕES	37
5.1	Análise dos Resultados do Lado da Rede com Cargas Resistivas Diferentes	38
5.2	Análise dos Resultados do Lado da Rede com Cargas Resistivas Iguais e Transitório de Carga	45
5.3	Análise dos Resultados do Lado da Máquina	48
5.4	Figuras	51
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	73
	Referências	76

1 Introdução

A Eletrônica de Potência é um ramo da Engenharia Elétrica relativamente novo, voltado para sistemas de processamento de energia elétrica e de sinais de potência. Efetivamente, sua evolução começou a partir do final da década de 1950, com a invenção do tiristor. Então, um grande desenvolvimento tecnológico ocorreu na área, levando à implantação em escala industrial, na década de 1970. Uma segunda grande evolução ocorreu a partir da década de 1980, quando surgiu a primeira geração de transistores de potência IGBT, que têm por característica aliar a alta capacidade de condução de corrente elétrica à alta impedância dos transistores MOSFET. Os IGBT passaram por sucessivas melhorias a cada geração, e hoje possuem grande robustez e alta velocidade de chaveamento, semelhante à dos MOSFET.

Atualmente, os conversores estáticos têm as mais diversas aplicações, tais como fontes chaveadas, inversores de frequência, retificadores, filtros ativos de potência, sistemas de acionamento de máquinas elétricas, etc. Há sempre o esforço de projetar estes sistemas de modo a condicionar bem a conexão entre a fonte e a carga, permitindo compatibilidade e controle, de modo a minimizar custos, perdas, e a geração de harmônicos, buscando sempre otimizar a relação custo-benefício para cada aplicação. Para isso são realizadas pesquisas constantemente, que buscam aprimorar as tecnologias existentes, ou propor novas.

Este trabalho está inserido neste contexto de estudo e pesquisa da Eletrônica de Potência. Nele são apresentados dois sistemas de acionamento de máquinas elétricas a conversores estáticos. Cada sistema tem a função de interligar uma MIH (máquina de indução hexafásica) à rede elétrica trifásica por meio de conversores AC/DC/AC. Estes conversores funcionam com chaves de potência controladas, i.e., transistores IGBT, que chaveiam tensões DC controladas de dois barramentos capacitivos, de modo a gerar, na média temporal de um período de chaveamento, determinados níveis de tensão predefinidos por referências.

As chaves são comandadas a partir de um sistema de controle que gera sinais de comando por PWM escalar ou por nível. Estes sinais são determinados em função de tensões de referência, que por sua vez são geradas diretamente a partir de controladores de corrente, e indiretamente por controladores de tensão dos barramentos DC.

O uso de uma máquina de indução hexafásica pode ser justificado de um modo geral pelas aplicações encontradas para as máquinas de indução multifase. Hoje em dia, estas máquinas vêm sendo usadas para aplicações de alta potência por causa de suas vantagens inerentes, como maior robustez, tolerância a faltas, menor potência por fase,

existência de mais graus de liberdade para o controle e maior redundância do sistema (1, 2, 3).

Por outro lado, os conversores AC/DC/AC são empregados em um grande número de aplicações de alta e média potência, como visto em (2, 4, 3, 5). Em aplicações de seis fases, o conversor AC/DC/AC *back-to-back* é composto de quatro conversores de três fases. Como a confiabilidade é um aspecto crucial para permitir a viabilidade dos sistemas de conversão (4), o uso de conversores multinível surge como uma alternativa interessante, como visto em (6, 7).

Configurações multinível são particularmente atrativas sobre as de dois níveis por causa de vantagens como a redução da emissão de harmônicos, menor nível de tensão, reduzindo o estresse das chaves ao longo do tempo, além de outras, como citado em (1, 8, 9, 10). Algumas desvantagens são percebidas também, e estão relacionadas com custo e alta quantidade de componentes (8, 9), mas são frequentemente superadas pelas vantagens citadas.

As configurações multinível em *open-end*, particularmente escolhidas para o lado da rede neste trabalho, são justificadas pelos benefícios sobre outras configurações, como alta tolerância a faltas e menor potência nos conversores individualmente, bem como a possibilidade de se escolher uma menor tensão nos barramentos capacitivos e de se reduzir a distorção harmônica devida ao chaveamento dos transistores (11, 12).

O primeiro sistema pode ser observado na Figura 1. Nele a rede elétrica está configurada com o neutro em aberto, i.e., em *open-end*. Nela estão interligados dois conversores AC/DC com três braços completos, i.e., compostos por pares de IGBTs. Cada conversor é conectado à uma extremidade da rede e eles possuem barramentos capacitivos diferentes e isolados, mas de mesma tensão. Estes barramentos também são chamados de *links* DC, e cada um interliga um conversor AC/DC a um conversor DC/AC de três braços completos. Ou seja, em cada lado da rede há um conversor AC/DC conectado com um conversor DC/AC através do *link* DC, formando dois conversores AC/DC/AC, um em cada lado da rede. Este tipo de ligação também é conhecida como *back-to-back*. Os conversores DC/AC são, por sua vez, conectados à MIH, sendo que cada um é ligado a um de seus conjuntos trifásicos. Esta topologia permite o acionamento da máquina tanto como motor quanto como gerador, muito embora neste trabalho seja abordada apenas o modo motor.

O segundo sistema é similar ao primeiro, com a diferença de que os conversores AC/DC ligados diretamente à rede possuem cada um três braços mistos, i.e., são compostos por um diodo de potência na parte superior e uma chave de potência na parte inferior. Ele pode ser observado na Figura 2. A vantagem desta topologia é que ela tem uma quantidade de chaves menor que a primeira, sendo portanto mais barata. O principal ponto negativo é que ela não permite fazer o acionamento da máquina operando como gerador, ou seja, a rede elétrica não pode receber potência. Então, cada barramento é

ligado em paralelo com uma chave, mais barata que as utilizadas para o chaveamento de tensão, em série com um resistor, de modo que na operação normal da máquina como motor as chaves permanecem abertas. Mas quando a máquina é desligada e passa a devolver a potência devida a energia cinética armazenada no sistema, as chaves são fechadas e essa potência é dissipada nos resistores.

Então, o desenvolvimento do trabalho é dividido em quatro capítulos. O primeiro trata do modelo dos subsistemas que compõe os dois sistemas principais, i.e., o modelo da rede elétrica, dos conversores ligados à rede, da máquina hexafásica e dos conversores ligados à máquina. O segundo capítulo trata das estratégias PWM utilizadas no chaveamento dos conversores, que podem ser escalar ou por nível. O terceiro trata das estratégias de controle adotadas para controlar os barramentos capacitivos dos conversores e compatibilizar a potência entregue pela rede com a potência consumida pela máquina operando como motor. No quarto e último são apresentados e analisados os resultados de simulação obtidos dos sistemas nas duas topologias propostas, empregando tanto o PWM escalar quanto o por nível nos conversores da rede.

2 Modelo dos Sistemas

Os dois sistemas discutidos neste trabalho podem ser divididos em duas partes, chamadas de "lado da rede" e de "lado da máquina". As partes correspondentes ao lado da rede são aquelas relacionadas diretamente à rede elétrica, cujo acoplamento ao sistema de distribuição é feito através de transformadores, os quais foram omitidos do modelo para efeito de simplificação. Desta forma, elas são as fontes de tensão trifásicas em *open-end*, denotadas por e_{gj} , $j = \{1, 2, 3\}$, as resistências e indutâncias ligadas em série a estas fontes, denotadas respectivamente por R_g e L_g , bem como os conversores AC/DC de três braços ligados à associação destes elementos, sendo um conectado de cada lado e denotados por conversor A_g e conversor B_g . Esta descrição é geral e pode ser referenciada às figuras 1 e 2.

As partes do lado da máquina são idênticas nos dois sistemas e correspondem aos elementos relacionados diretamente à MIH. Portanto, são a própria máquina, que é dividida em dois conjuntos trifásicos denotados por conjunto A_s e conjunto B_s , ligados em Y e com neutros isolados, e os conversores DC/AC de três braços ligados a estes conjuntos, denotados por conversor A_s e conversor B_s . Esta descrição também pode ser referenciada às figuras 1 e 2, fazendo apenas a ressalva de que a representação da máquina, destacada nas figuras por uma curva fechada pontilhada, é meramente ilustrativa e não corresponde ao modelo que será descrito.

O lado da rede e o lado da máquina são acoplados pelos barramentos capacitivos dos lados A e B , i.e., *links* DC A e B . As tensões nestes barramentos são denotadas respectivamente por v_{Ca} e v_{Cb} e devem ser iguais ou muito próximas, i.e., $v_{Ca} \approx v_{Cb} \approx v_{Cm}$. Portanto, os conversores A_g e A_s compartilham o *link* DC A , cuja tensão é v_{Ca} , e os conversores B_g e B_s compartilham o *link* DC B , cuja tensão é v_{Cb} . Assim, são formados dois conversores AC/DC/AC, um no lado A e outro no lado B . Na Figura 2 percebe-se que os barramentos estão ligados em paralelo a uma associação em série de uma chave com um resistor. No modo de operação normal da máquina como motor, as chaves q_{ca} e q_{cb} ficam abertas, de modo que estes elementos podem ser desconsiderados. No entanto, é necessário que eles existam, pois a topologia 2 (sistema de conversão 2) não permite que a rede elétrica receba potência. Então, quando a máquina é desligada, ela continua a girar por inércia e portanto devolve parte da sua energia cinética armazenada, transformando-a em energia elétrica. A potência decorrente deste fluxo deve então ser direcionada para algum lugar. Então, as chaves q_{ca} e q_{cb} são fechadas para proporcionar um caminho de dissipação.

Dessa forma, o detalhamento do modelo é feito em duas etapas, a primeira cor-

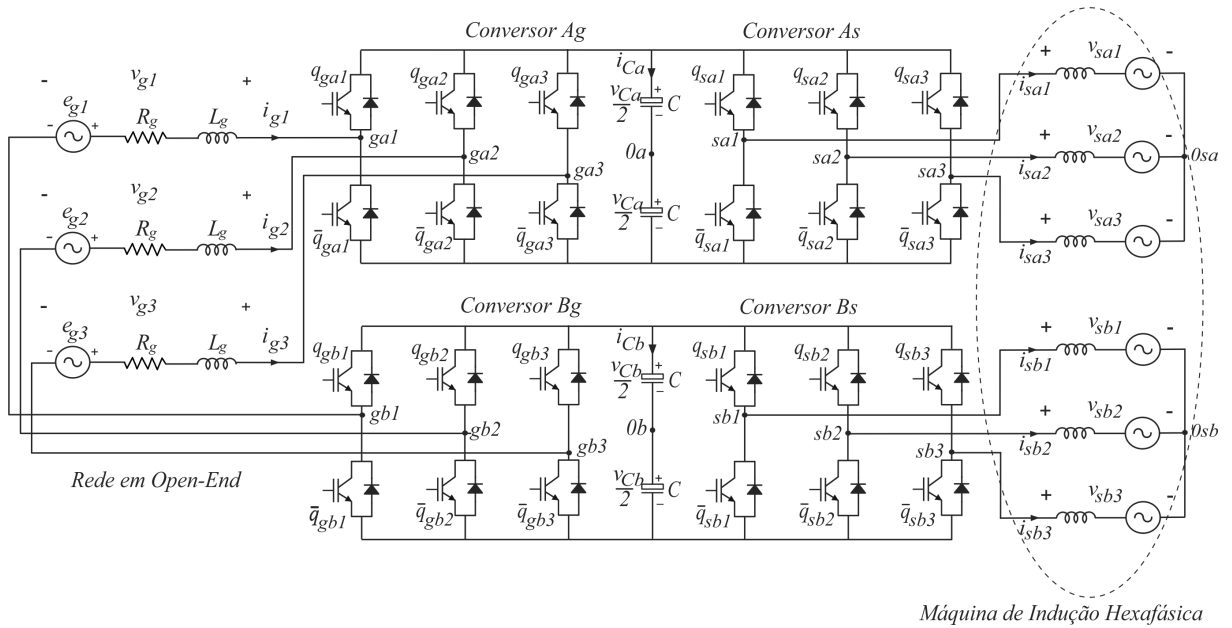


Figura 1 – Sistema de conversão 1, com os três braços completos em cada conversor da rede.

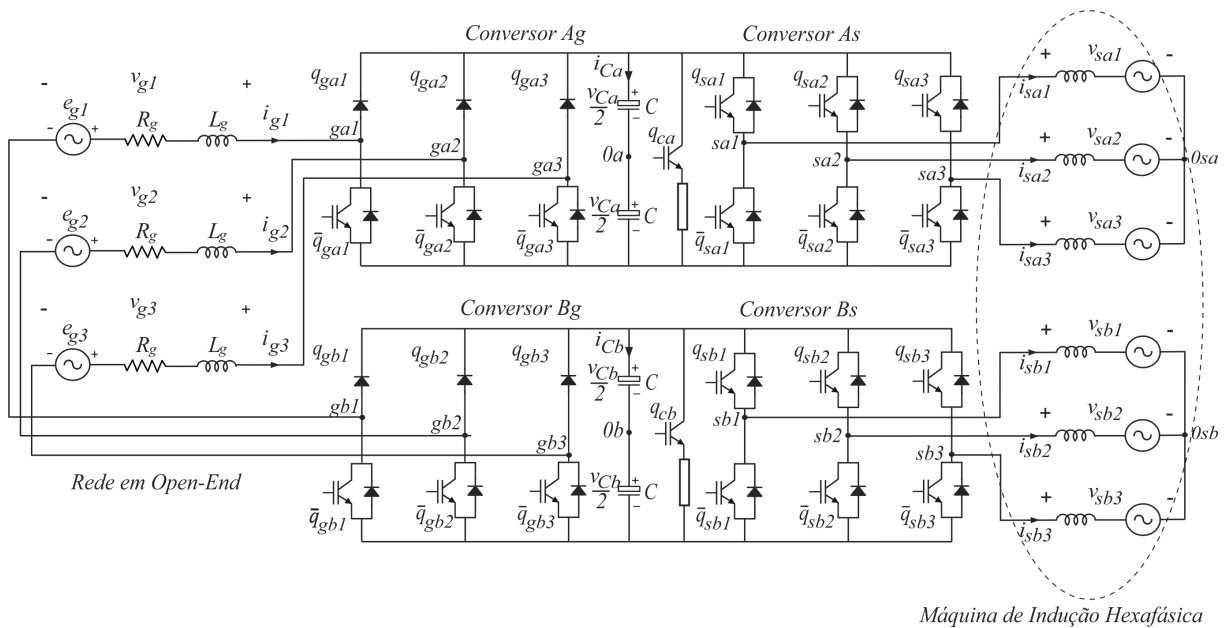


Figura 2 – Sistema de conversão 2, com os três braços mistos em cada conversor da rede.

respondente ao lado da rede, e a segunda correspondente ao lado da máquina. Não é necessário fazer um modelo separado para cada topologia apresentada devido às semelhanças entre elas. Portanto, o que for descrito neste capítulo pode ser generalizado para as duas topologias, a menos que seja explicitado o contrário.

2.1 Lado da Rede

Os dois subsistemas do lado da rede são descritos de modo conjunto nesta seção, e podem ser referenciados às figuras 1 e 2.

Os conversores A_g e B_g são responsáveis por gerar tensões de polo do lado da rede, i.e., as tensões no ponto médio de cada braço ($ga1$, $ga2$, $ga3$, $gb1$, $gb2$ ou $gb3$) em relação ao ponto médio do barramento capacitivo do respectivo conversor ($0a$ ou $0b$). Para efeito de notação, as tensões de polo do conversor A_g são as tensões v_{gaj0a} e as tensões de polo do conversor B_g são as tensões v_{gbj0b} . Daqui em diante, ao longo deste trabalho, sempre que o subscrito j for utilizado, assume-se que $j = \{1, 2, 3\}$, a menos que seja explicitado o contrário¹. As tensões v_{gj} são as tensões resultantes aplicadas à rede pelos conversores, enquanto a tensão v_{0b0a} é chamada de tensão de neutro e é a tensão no ponto $0b$ em relação ao ponto $0a$, i.e., tensão do ponto médio do *link* DC B em relação ao ponto médio do *link* DC A . As correntes i_{gj} são as correntes da rede.

Assim, realizando a inspeção dos subsistemas, podem ser construídos os circuitos equivalentes mostrados nas figuras 3 e 4, genéricos para as três topologias, dos quais derivam as equações (2.1) e (2.2):

$$v_{gj} = v_{gaj0a} - v_{gbj0b} - v_{0b0a} \quad (2.1)$$

$$v_{gj} = e_{gj} - L_g \frac{di_{gj}}{dt} - R_g i_{gj} \quad (2.2)$$

Assumindo um sistema balanceado, i.e., $v_{g1} + v_{g2} + v_{g3} = 0$ e $i_{g1} + i_{g2} + i_{g3} = 0$, pode ser derivada da Equação (2.1), a Equação (2.3) para v_{0b0a} :

$$v_{0b0a} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 (v_{gaj0a} - v_{gbj0b}) \quad (2.3)$$

Além disso, é possível obter a equação dinâmica (2.4) a partir de (2.2):

$$\frac{di_{gj}}{dt} = \frac{1}{L_g} (e_{gj} - v_{gj} - R_g i_{gj}) \quad (2.4)$$

Assim, o sistema pode ser resolvido, uma vez que sejam fixadas as tensões v_{gaj0a} e v_{gbj0b} . Por (2.3) determina-se v_{0b0a} , por (2.1) determina-se v_{gj} , e por (2.4) determina-se a dinâmica das correntes i_{gj} , uma vez que e_{gj} é conhecido.

O modelo é completado com as equações (2.5) e (2.6). As variáveis $q_{gaj} = \{0, 1\}$ e $q_{gbj} = \{0, 1\}$ representam o estado das chaves e/ou diodos dos conversores A_g e B_g , sendo

¹ De modo geral, o subscrito g denota uma variável do lado da rede, enquanto o subscrito s denota uma variável do lado da máquina. Os subscritos a e b denotam uma variável do lado A ou do lado B respectivamente. Já o subscrito j referencia genericamente variáveis das fases 1, 2 e 3 de um sistema trifásico, enquanto os subscritos 1, 2 e 3 referenciam especificamente uma variável da fase 1, 2 ou 3 de um sistema trifásico.

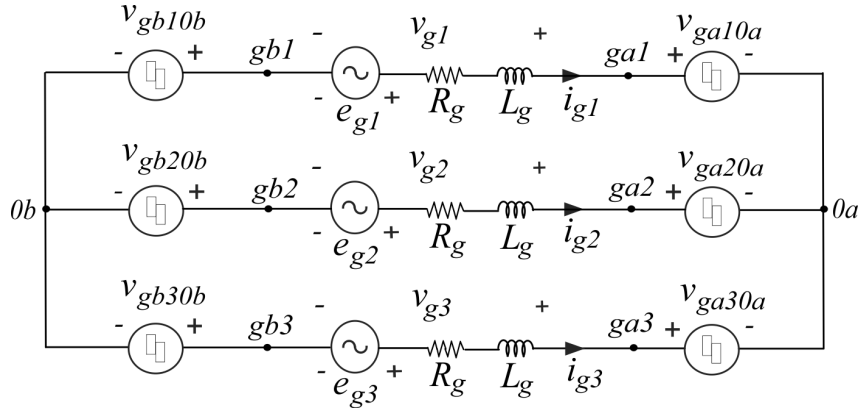


Figura 3 – Lado da rede, circuito equivalente.

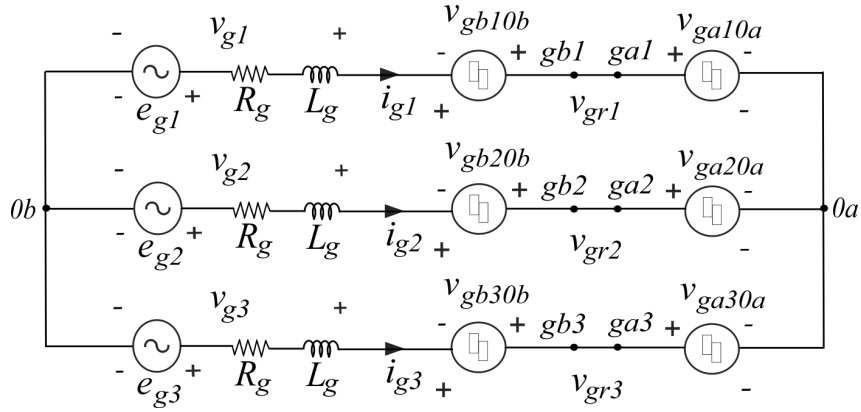


Figura 4 – Lado da rede, circuito equivalente modificado.

que num mesmo braço o estado dos componentes é necessariamente complementar, e.g., se no braço 1 do conversor A_g tem-se que $q_{ga1} = 1$, então a chave/diodo da parte superior do braço está conduzindo e a chave da parte inferior está em bloqueio. O estado de condução é modelado idealmente, i.e., representa um curto circuito, assim como também é o estado de bloqueio, que representa um circuito aberto.

$$v_{gaj0a} = (2q_{gaj} - 1) \frac{v_{Ca}}{2} \quad (2.5)$$

$$v_{gbj0b} = (2q_{gbj} - 1) \frac{v_{Cb}}{2} \quad (2.6)$$

As equações (2.5) e (2.6) são genéricas. Para o caso mais restritivo em que os braços de alguma fase $k = \{1, 2, 3\}$ são mistos, i.e., compostos por um diodo e uma chave, essas equações podem ser reescritas de forma mais específica considerando esta particularidade. Assim, para estes casos tem-se que:

- Se $i_{gk} \geq 0$, $q_{gak} = \{0, 1\}$ e $q_{gbk} = 0$, então:

$$v_{gak0a} = (2q_{gak} - 1) \frac{v_{Ca}}{2} \quad (2.7)$$

$$v_{gbk0b} = -\frac{v_{Cb}}{2} \quad (2.8)$$

- Se $i_{gk} < 0$, $q_{gak} = 0$ e $q_{gbk} = \{0, 1\}$, então:

$$v_{gak0a} = -\frac{v_{Ca}}{2} \quad (2.9)$$

$$v_{gbk0b} = (2q_{gbk} - 1) \frac{v_{Cb}}{2} \quad (2.10)$$

Fica assim completo o modelo do lado da rede.

2.2 Lado da Máquina

O modelo deste lado do sistema pode ser melhor descrito se for trabalhado em duas partes, o modelo da máquina e o modelo dos conversores. Então, na primeira parte desta seção o modelo da máquina é descrito de forma indiferente à fonte de tensão acoplada a ela. Na última parte, o modelo do subsistema do lado da máquina é finalizado com o modelo dos conversores assumindo a máquina como uma "caixa preta", completando a abordagem modular.

2.2.1 Modelo da Máquina

Na análise de máquinas multifase são feitas transformações cuja base teórica está na teoria das componentes simétricas e na teoria matricial. Para máquinas hexafásicas, normalmente são encontradas duas abordagens, a do duplo estator e a da decomposição vetorial. Além disso, a máquina pode ser tratada com deslocamento simétrico ou assimétrico entre os conjuntos trifásicos. Neste trabalho, é adotado para a modelagem o método da decomposição vetorial, considerando que o deslocamento entre os conjuntos é simétrico, i.e., o ângulo α entre eles é tal que $\alpha = 60^\circ$, tanto mecânica quanto eletricamente. A máquina é uma MIH (Máquina de Indução Hexafásica) e possui um estator hexafásico separado em dois conjuntos trifásicos, com um rotor trifásico ligado em gaiola de esquilo.

Na Figura 5 é mostrado como é feita a distribuição dos enrolamentos da máquina para um ângulo α genérico. Para efeito de simplificação do modelo, foi suposto que a máquina possui um entreferro ideal, que ela é linear e portanto são desprezadas as perdas no ferro, rotacionais e de saturação do núcleo, que os enrolamentos do estator e do rotor são distribuídos idealmente de forma senoidal ao longo do entreferro, e que os enrolamentos dos dois conjuntos trifásicos do estator são idênticos em todas as fases.

Considerando então que \mathbf{v}_s seja o vetor de tensões estatóricas da máquina, tal que $\mathbf{v}_s = [v_{sa1} \ v_{sa2} \ v_{sa3} \ v_{sb1} \ v_{sb2} \ v_{sb3}]^T$, e que \mathbf{v}_r seja o vetor de tensões rotóricas, tal que

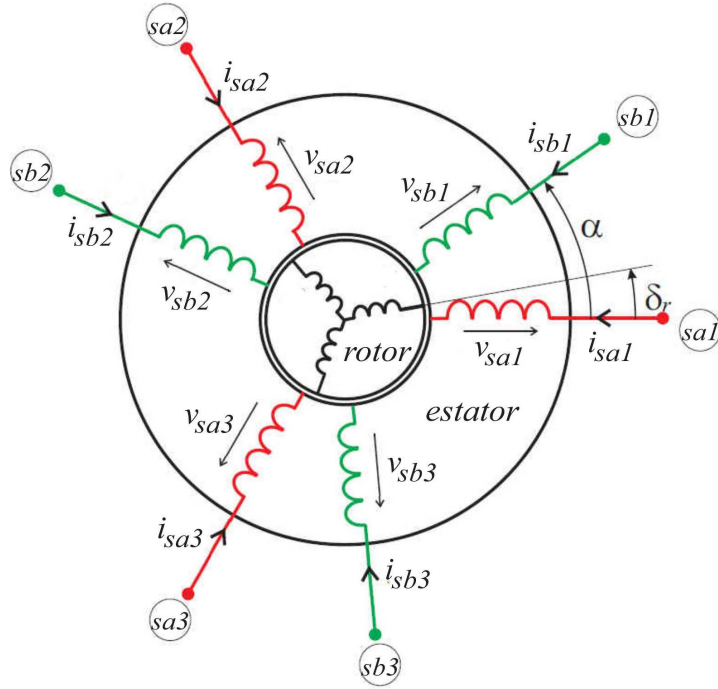


Figura 5 – Representação da máquina de indução hexafásica.

$\mathbf{v}_r = [v_{r1} \ v_{r2} \ v_{r3}]^T$, tem-se que o conjunto de tensões estatóricas e rotóricas são dadas pelas equações (2.11) e (2.12).²

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{R}_{ss}\mathbf{i}_s + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\lambda}_s \quad (2.11)$$

$$\mathbf{v}_r = \mathbf{R}_{rr}\mathbf{i}_r + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\lambda}_r = 0 \quad (2.12)$$

As equações de (2.13) a (2.18) relacionam as demais grandezas envolvidas no modelo primitivo, de modo que:

- \mathbf{R}_{ss} é a matriz de resistências de fase do estator;
- \mathbf{R}_{rr} é a matriz de resistências de fase do rotor;
- \mathbf{I}_6 e \mathbf{I}_3 são respectivamente matrizes identidade de ordem 6 e 3;
- \mathbf{i}_s é o vetor de correntes estatóricas;
- \mathbf{i}_r é o vetor de correntes rotóricas;
- $\boldsymbol{\lambda}_s$ é o vetor de fluxos estatóricos;

² Os subscritos das variáveis, sejam elas escalares, vetoriais ou matriciais, indicam a que parte da máquina elas estão relacionadas. Se o subscrito s ou r é aplicado, então a variável é do estator ou do rotor respectivamente. Se o subscrito a ou b é aplicado, então ela é do conjunto trifásico A ou do conjunto trifásico B . Já se os subscritos 1, 2 ou 3 são aplicados, então a variável é da fase 1, 2 ou 3 de um determinado conjunto trifásico.

- λ_r é o vetor de fluxos rotóricos;
- L_{ss} é a matriz das indutâncias mútuas do estator para o estator;
- L_{rr} é a matriz das indutâncias mútuas do rotor para o rotor;
- L_{sr} é a matriz das indutâncias mútuas do rotor para o estator;
- L_{rs} é a matriz das indutâncias mútuas do estator para o rotor;
- R_s é a resistência das bobinas do estator;
- R_r é a resistência das bobinas do rotor;
- L_s é a indutância própria das bobinas do estator;
- L_r é a indutância própria das bobinas do rotor;
- M_{ss} é a indutância mútua entre as bobinas do estator quando o ângulo entre elas é zero;
- M_{rr} é a indutância mútua entre as bobinas do rotor quando o ângulo entre elas é zero;
- M_{sr} é a indutância mútua entre as bobinas do estator e do rotor quando o ângulo entre elas é zero;
- c_e é o conjugado eletromagnético da máquina;
- c_m é o conjugado mecânico no eixo da máquina;
- δ_r é a posição angular do rotor entre um polo norte e o próximo, sendo 0° no polo de origem e 360° no polo destino;
- ω_m é a velocidade mecânica angular da máquina;
- ω_r é a velocidade mecânica angular relativa a δ_r ;
- F_m é o coeficiente de atrito viscoso devido ao movimento de rotação da máquina;
- J_m é o momento de inércia da máquina;
- P é o número de pares de polos da máquina;

$$\lambda_s = L_{ss}i_s + L_{sr}i_r \quad (2.13)$$

$$\lambda_r = L_{rr}i_r + L_{rs}i_s \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_s \\ \dot{\mathbf{i}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{rs} & \mathbf{L}_{rr} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_s \\ \boldsymbol{\lambda}_r \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$c_e = P \begin{bmatrix} i_{sa1} & i_{sa2} & i_{sa3} & i_{sb1} & i_{sb2} & i_{sb3} \end{bmatrix} \frac{d\mathbf{L}_{sr}}{d\delta_r} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$J_m \frac{d\omega_m}{dt} = c_e - c_m - F_m \omega_m \quad (2.17)$$

$$\omega_m = \frac{\omega_r}{P} \quad (2.18)$$

Onde:

$$\mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} i_{sa1} & i_{sa2} & i_{sa3} & i_{sb1} & i_{sb2} & i_{sb3} \end{bmatrix}^T \quad (2.19)$$

$$\mathbf{i}_r = \begin{bmatrix} i_{r1} & i_{r2} & i_{r3} \end{bmatrix}^T \quad (2.20)$$

$$\mathbf{R}_{ss} = R_s \mathbf{I}_6 \quad (2.21)$$

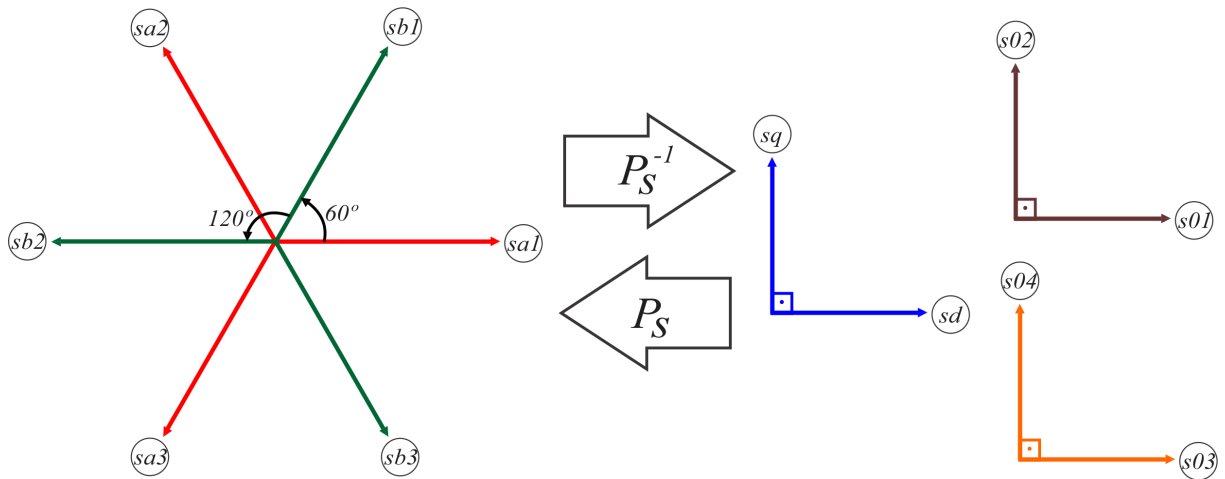
$$\mathbf{R}_{rr} = R_r \mathbf{I}_3 \quad (2.22)$$

$$\mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & -\frac{M_{ss}}{2} & -\frac{M_{ss}}{2} & \frac{M_{ss}}{2} & -M_{ss} & \frac{M_{ss}}{2} \\ -\frac{M_{ss}}{2} & L_s & -\frac{M_{ss}}{2} & \frac{M_{ss}}{2} & \frac{M_{ss}}{2} & -M_{ss} \\ -\frac{M_{ss}}{2} & -\frac{M_{ss}}{2} & L_s & -M_{ss} & \frac{M_{ss}}{2} & \frac{M_{ss}}{2} \\ \frac{M_{ss}}{2} & \frac{M_{ss}}{2} & -M_{ss} & L_s & -\frac{M_{ss}}{2} & -\frac{M_{ss}}{2} \\ -M_{ss} & \frac{M_{ss}}{2} & \frac{M_{ss}}{2} & -\frac{M_{ss}}{2} & L_s & -\frac{M_{ss}}{2} \\ \frac{M_{ss}}{2} & -M_{ss} & \frac{M_{ss}}{2} & -\frac{M_{ss}}{2} & -\frac{M_{ss}}{2} & L_s \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & -\frac{M_{rr}}{2} & -\frac{M_{rr}}{2} \\ -\frac{M_{rr}}{2} & L_r & -\frac{M_{rr}}{2} \\ -\frac{M_{rr}}{2} & -\frac{M_{rr}}{2} & L_r \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r) \\ \cos(\delta_r - \frac{\pi}{3}) & \cos(\delta_r + \frac{\pi}{3}) & -\cos(\delta_r) \\ -\cos(\delta_r) & \cos(\delta_r - \frac{\pi}{3}) & \cos(\delta_r + \frac{\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r + \frac{\pi}{3}) & -\cos(\delta_r) & \cos(\delta_r - \frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$\mathbf{L}_{rs} = \mathbf{L}_{sr}^T \quad (2.26)$$


 Figura 6 – Ilustração da transformação $dq0$.

As equações de (2.11) a (2.18) compõem o modelo primitivo da máquina. De fato, se torna muito exaustivo e até impraticável trabalhar com este modelo, principalmente em simulações, devido ao acoplamento entre as variáveis estatóricas e rotóricas, o que pode ser verificado pela composição das matrizes das equações de (2.23) a (2.26). Então, para simplificar este modelo, as grandezas hexafásicas ou trifásicas relativas ao estator e ao rotor são refletidas para um sistema de dois eixos com referencial estático, cujo eixo direto é chamado de d e está alinhado com a fase 1 do conjunto A do estator (ver Figura 6). Já o eixo em quadratura é chamado de q , e por definição está defasado de 90° do eixo direto d . Esta transformação de variáveis é um caso particular da transformada $dq0$, usada na análise da máquina por decomposição vetorial. Assim, admitindo que tem-se um vetor genérico de variáveis \mathbf{x} , relativo a um sistema de n fases e, uma matriz de transformação \mathbf{P} para o novo sistema de coordenadas dq , cujo vetor genérico é \mathbf{x}_{dq0} , tem-se que:

$$\mathbf{x} = \mathbf{P} \mathbf{x}_{dq0} \quad (2.27)$$

$$\mathbf{x}_{dq0} = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{x} \quad (2.28)$$

Se um sistema de n fases é transformado para o sistema bifásico $dq0$, a transformação inversa precisa ser garantida, i.e., a matriz \mathbf{P} deve ser invertível. Assim, o sistema transformado não tem somente as componentes d e q , mas também as componentes homopolares $0_1, 0_2, \dots, 0_{n-2}$, que normalmente são iguais a 0 a menos que o sistema de n fases não seja equilibrado. Então, para o caso particular da máquina deste trabalho, considerando o referencial dq estático, as matrizes de transformação para as variáveis do

estator e do rotor são dadas respectivamente pelas equações (2.29) e (2.30):

$$\mathbf{P}_s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ -1 & 0 & 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$\mathbf{P}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) & \sin(\delta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\delta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

De modo que, por (2.27) e (2.28), para o vetor estatórico genérico x_s tem-se as relações (2.31) e (2.32), e para o vetor rotórico genérico x_r tem-se as relações (2.33) e (2.34). Uma importante propriedade das matrizes \mathbf{P}_s e \mathbf{P}_r é que suas inversas são iguais às suas respectivas transpostas, o que facilita a dedução do modelo final.

$$\mathbf{x}_s = \mathbf{P}_s \mathbf{x}_{sdq0} \quad (2.31)$$

$$\mathbf{x}_{sdq0} = \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{x}_s \quad (2.32)$$

$$\mathbf{x}_r = \mathbf{P}_r \mathbf{x}_{rdq0} \quad (2.33)$$

$$\mathbf{x}_{rdq0} = \mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{x}_r \quad (2.34)$$

A transformação para o sistema $dq0$ diagonaliza as matrizes \mathbf{L}_{ss} e \mathbf{L}_{rr} , além de simplificar as matrizes \mathbf{L}_{sr} e \mathbf{L}_{rs} , tornando-as mais esparsas e simplificando o modelo. Desta forma, as equações de (2.35) a (2.40) compõem o modelo $dq0$ da máquina, obtido por decomposição vetorial do modelo primitivo através da transformação $dq0$. O desenvolvimento analítico que permite chegar a estas equações foi omitido deste texto visando manter a objetividade da abordagem.

$$\mathbf{v}_{sdq0} = R_s \dot{\mathbf{i}}_{sdq0} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{sdq0} \quad (2.35)$$

$$R_r \dot{\mathbf{i}}_{rdq0} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{rdq0} = \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_{rdq0} \quad (2.36)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{sdq0} = \mathbf{L}_{ssdq0} \dot{\mathbf{i}}_{sdq0} + \mathbf{L}_{srdq0} \dot{\mathbf{i}}_{rdq0} \quad (2.37)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{rdq0} = \mathbf{L}_{rrdq0}\mathbf{i}_{rdq0} + \mathbf{L}_{rsdq0}\mathbf{i}_{sdq0} \quad (2.38)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sdq0} \\ \mathbf{i}_{rdq0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ssdq0} & \mathbf{L}_{srdq0} \\ \mathbf{L}_{rsdq0} & \mathbf{L}_{rrdq0} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_{sdq0} \\ \boldsymbol{\lambda}_{rdq0} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$c_e = PM_{sr}(i_{sd}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (2.40)$$

No modelo $dq0$ tem-se que³:

- \mathbf{v}_{sdq0} é o vetor de tensões estatóricas em $dq0$;
- \mathbf{i}_{sdq0} é o vetor de correntes estatóricas em $dq0$;
- \mathbf{i}_{rdq0} é o vetor de correntes rotóricas em $dq0$;
- $\boldsymbol{\lambda}_{sdq0}$ é o vetor de fluxos estatóricos em $dq0$;
- $\boldsymbol{\lambda}_{rdq0}$ é o vetor de fluxos rotóricos em $dq0$;
- \mathbf{L}_{ssdq0} é a matriz das indutâncias mútuas do estator para o estator em $dq0$;
- \mathbf{L}_{rrdq0} é a matriz das indutâncias mútuas do rotor para o rotor em $dq0$;
- \mathbf{L}_{srdq0} é a matriz das indutâncias mútuas do rotor para o estator em $dq0$;
- \mathbf{L}_{rsdq0} é a matriz das indutâncias mútuas do estator para o rotor em $dq0$;

Onde:

$$\mathbf{v}_{sdq0} = \begin{bmatrix} v_{sd} & v_{sq} & v_{s01} & v_{s02} & v_{s03} & v_{s04} \end{bmatrix}^T \quad (2.41)$$

$$\mathbf{i}_{sdq0} = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & i_{s01} & i_{s02} & i_{s03} & i_{s04} \end{bmatrix}^T \quad (2.42)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{sdq0} = \begin{bmatrix} \lambda_{sd} & \lambda_{sq} & \lambda_{s01} & \lambda_{s02} & \lambda_{s03} & \lambda_{s04} \end{bmatrix}^T \quad (2.43)$$

$$\mathbf{i}_{rdq0} = \begin{bmatrix} i_{rd} & i_{rq} & i_{r0} \end{bmatrix}^T \quad (2.44)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{rdq0} = \begin{bmatrix} \lambda_{rd} & \lambda_{rq} & \lambda_{r0} \end{bmatrix}^T \quad (2.45)$$

³ O subscrito d indica que uma variável é uma variável do eixo d , enquanto que o subscrito q indica que ela é do eixo q . Os subscritos 0,01, 02, ..., 04 indicam que a variável é uma das componentes homopolares.

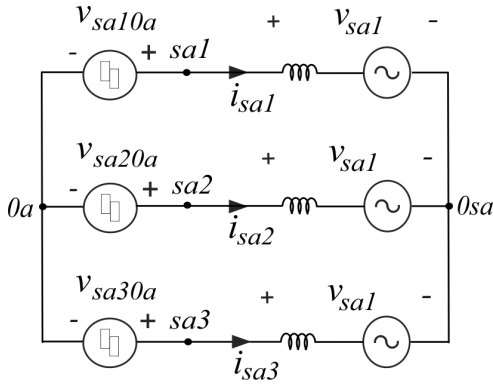


Figura 7 – Lado da máquina, circuito equivalente do lado A.

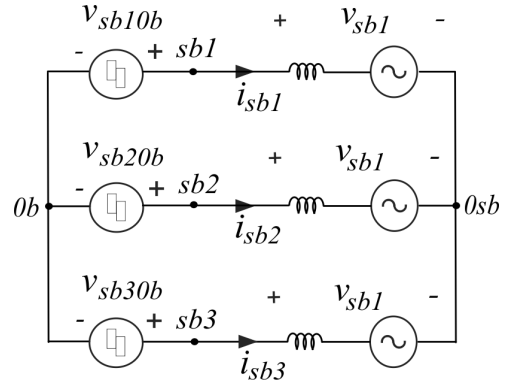


Figura 8 – Lado da máquina, circuito equivalente do lado B.

$$\mathbf{L}_{ssdq0} = \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{L}_{ss} \mathbf{P}_s = \begin{bmatrix} L_s + 2M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s + 2M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M_{ss} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_s - M_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_s - M_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_s - M_{ss} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

$$\mathbf{L}_{srdq0} = \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{L}_{sr} \mathbf{P}_r = \begin{bmatrix} \frac{3M_{sr}}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3M_{sr}}{\sqrt{2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

$$\mathbf{L}_{rrdq0} = \mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{L}_{rr} \mathbf{P}_r = \begin{bmatrix} L_r + \frac{M_{rr}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & L_r + \frac{M_{rr}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & L_r - M_{rr} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

$$\mathbf{L}_{rsdq0} = \mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{L}_{rs} \mathbf{P}_s = \begin{bmatrix} \frac{3M_{sr}}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3M_{sr}}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{srdq0}^T \quad (2.49)$$

Assim, fica definido o modelo da máquina.

2.2.2 Modelo dos Conversores

O modelo dos conversores do lado da máquina é construído assumindo que os conjuntos A e B podem ser separados eletricamente. Então, de modo similar a como já foi feito na seção LADO DA REDE, podem ser construídos circuitos elétricos equivalentes, um para o lado A e outro para o lado B . Estes circuitos podem ser observados nas figuras 7 e 8. Por inspeção pode-se chegar às equações (2.50) e (2.51), nas quais as tensões v_{saj0a} e v_{sbj0b} são as tensões de polo geradas pelos conversores A_s e B_s respectivamente, e as tensões v_{0sa0a} e v_{0sb0b} são as tensões de neutro dos pontos $0sa$ e $0sb$ dos conjuntos trifásicos A e B para os pontos médios $0a$ e $0b$ dos barramentos capacitivos dos conversores A_s e B_s respectivamente.

$$v_{saj} = v_{saj0a} - v_{0sa0a} \quad (2.50)$$

$$v_{sbj} = v_{sbj0b} - v_{0sb0b} \quad (2.51)$$

Então, assumindo um sistema balanceado, i.e., $v_{sa1} + v_{sa2} + v_{sa3} = 0$, $v_{sb1} + v_{sb2} + v_{sb3} = 0$, $i_{sa1} + i_{sa2} + i_{sa3} = 0$ e $i_{sb1} + i_{sb2} + i_{sb3} = 0$, podem ser derivadas das equações (2.50) e (2.51), as equações (2.52) e (2.53) para v_{0sa0a} e v_{0sb0b} :

$$v_{0sa0a} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{saj0a} \quad (2.52)$$

$$v_{0sb0b} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{sbj0b} \quad (2.53)$$

O modelo é completado com as equações (2.54) e (2.55). As variáveis $q_{saj} = \{0, 1\}$ e $q_{sbj} = \{0, 1\}$ representam o estado das chaves dos conversores A_s e B_s . Como já explicado, num mesmo braço o estado dos componentes é necessariamente complementar, então quando a chave da parte superior do braço está conduzindo, a chave da parte inferior está em bloqueio e vice-versa. O estado de condução é modelado idealmente, i.e., representa um curto circuito, assim como também é o estado de bloqueio, que representa um circuito aberto.

$$v_{saj0a} = (2q_{saj} - 1) \frac{v_{Ca}}{2} \quad (2.54)$$

$$v_{sbj0b} = (2q_{sbj} - 1) \frac{v_{Cb}}{2} \quad (2.55)$$

3 Estratégias PWM

Neste capítulo são descritas as estratégias PWM utilizadas para realizar o chaveamento dos conversores. Para os conversores do lado da rede são tratados dois tipos, a estratégia escalar e a por nível. No primeiro tópico sobre PWM escalar, assim como no primeiro sobre PWM por nível, é feita uma abordagem mais detalhada. Nos tópicos seguintes esta discussão é mais sucinta, destacando com mais detalhes apenas as diferenças impostas pelas particularidades de cada topologia. Já para os conversores do lado da máquina, é tratada apenas a estratégia escalar.

Deseja-se então realizar o acionamento da MIH de modo que ela opere como motor. Isto implica que no regime permanente ela deve sempre consumir potência da rede elétrica, fazendo com que a rede deva estar sempre fornecendo potência. As duas topologias propostas podem satisfazer a esta exigência, e os PWMs são implementados para cumprir com este requisito, de modo a fazer com que as tensões resultantes v_{gj} médias estejam em fase com as correntes i_{gj} .

3.1 Lado da Rede na Topologia 1 - Braços Completos

3.1.1 PWM Escalar

Daqui em diante o sobrescrito * será utilizado para denotar a variável de referência associada à uma variável real, e.g., x^* é a referência de x . Feita esta consideração, o PWM deve ser resolvido mediante o cálculo de seis tensões de polo de referência, das quais três são para o conversor A_g e as outras três para o conversor B_g . Então, quatro variáveis auxiliares correspondentes aos graus de liberdade disponíveis são definidas, uma vez que apenas duas tensões são necessárias para controlar o sistema (duas dentre v_{g1}^* , v_{g2}^* e v_{g3}^*). Assim, é introduzido o conjunto de variáveis auxiliares v_{0b0a}^* , v_{gx1}^* , v_{gx2}^* e v_{gx3}^* . Dentre estas variáveis, v_{0b0a}^* é devida ao grau de liberdade proporcionado pelos dois barramentos capacitivos A e B isolados entre si, que permitem a existência da tensão de neutro v_{0b0a} . Já as variáveis v_{gxj}^* são devidas ao grau de liberdade proporcionado pela existência de dois braços associados a cada fase. Assim, pode ser escrito:

$$\begin{bmatrix} v_{g12}^* \\ v_{g23}^* \\ v_{0b0a}^* \\ v_{gx1}^* \\ v_{gx2}^* \\ v_{gx3}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & -1 & 1 \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ \frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ga10a}^* \\ v_{ga20a}^* \\ v_{ga30a}^* \\ v_{gb10b}^* \\ v_{gb20b}^* \\ v_{gb30b}^* \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Com $v_{g12}^* = v_{g1}^* - v_{g2}^*$ e $v_{g23}^* = v_{g2}^* - v_{g3}^*$. Invertendo a matriz que relaciona as variáveis de referência, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{ga10a}^* \\ v_{ga20a}^* \\ v_{ga30a}^* \\ v_{gb10b}^* \\ v_{gb20b}^* \\ v_{gb30b}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & \frac{1}{6} & \frac{1}{2} & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{6} & \frac{1}{6} & \frac{1}{2} & 0 & 1 & 0 \\ -\frac{1}{6} & -\frac{1}{3} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{6} & -\frac{1}{2} & 1 & 0 & 0 \\ \frac{1}{6} & -\frac{1}{6} & -\frac{1}{2} & 0 & 1 & 0 \\ \frac{1}{6} & \frac{1}{3} & -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{g12}^* \\ v_{g23}^* \\ v_{0b0a}^* \\ v_{gx1}^* \\ v_{gx2}^* \\ v_{gx3}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(v_{g1}^* + v_{0b0a}^*) + v_{gx1}^* \\ \frac{1}{2}(v_{g2}^* + v_{0b0a}^*) + v_{gx2}^* \\ \frac{1}{2}(v_{g3}^* + v_{0b0a}^*) + v_{gx3}^* \\ -\frac{1}{2}(v_{g1}^* + v_{0b0a}^*) + v_{gx1}^* \\ -\frac{1}{2}(v_{g2}^* + v_{0b0a}^*) + v_{gx2}^* \\ -\frac{1}{2}(v_{g3}^* + v_{0b0a}^*) + v_{gx3}^* \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Deste modo, o problema da determinação das tensões de polo de referência em função das tensões v_{g1}^* , v_{g2}^* e v_{g3}^* está praticamente resolvido. De fato, ainda é necessário escolher adequadamente as variáveis auxiliares v_{0b0a}^* , v_{gx1}^* , v_{gx2}^* e v_{gx3}^* . Esta escolha é livre dentro dos limites das tensões de polo de referência, i.e., $-v_{Ca}^*/2 \leq v_{ga j0a}^* \leq v_{Ca}^*/2$ e $-v_{Cb}^*/2 \leq v_{gb j0b}^* \leq v_{Cb}^*/2$.

Assim, de (3.2) pode ser escrito:

$$v_{ga j0a}^* - v_{gb j0b}^* = v_{gj}^* + v_{0b0a}^* \quad (3.3)$$

$$\frac{v_{ga j0a}^* + v_{gb j0b}^*}{2} = v_{gxj}^* \quad (3.4)$$

Deve-se determinar primeiramente v_{0b0a}^* para simplificar o cálculo das variáveis auxiliares. Introduzindo as variáveis v_{grj}^* (ver Figura 4, na qual estão identificadas as tensões v_{grj} no circuito) na equação (3.3) da forma mostrada na equação (3.5), chega-se a que as tensões de referência v_{gj}^* podem ser expressas pela equação (3.6):

$$v_{grj}^* = v_{ga j0a}^* - v_{gb j0b}^* \quad (3.5)$$

$$v_{gj}^* = v_{grj}^* - v_{0b0a}^* \quad (3.6)$$

Então, de (3.6) pode ser escrito que:

$$v_{grj}^* = v_{gj}^* + v_{0b0a}^* \quad (3.7)$$

Assim, admitindo que $v_{Cm}^* = (v_{Ca}^* + v_{Cb}^*)/2$ é a tensão média de referência dos barramentos capacitivos, deve-se ter que $-v_{Cm}^* \leq v_{grj}^* \leq v_{Cm}^*$. Então a tensão v_{0b0a}^* deve ser escolhida de modo que:

$$v_{0b0amin}^* \leq v_{0b0a}^* \leq v_{0b0amax}^* \quad (3.8)$$

$$v_{0b0amin}^* = -v_{Cm}^* - \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (3.9)$$

$$v_{0b0amax}^* = v_{Cm}^* - \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (3.10)$$

Dado v_{0b0a}^* , as tensões v_{grj}^* são calculadas pela equação (3.7). Assim, pode-se prosseguir com a determinação das variáveis auxiliares v_{gxj}^* .

Aplicando (3.7) em (3.2), sabe-se que as tensões de polo de referência são dadas por:

$$v_{gaj0a}^* = \frac{1}{2}v_{grj}^* + v_{gxj}^* \quad (3.11)$$

$$v_{gbj0b}^* = -\frac{1}{2}v_{grj}^* + v_{gxj}^* \quad (3.12)$$

Assim, com $v_{Ca}^* = v_{Cb}^* = v_{Cm}^*$, as variáveis auxiliares v_{gxj}^* devem ser escolhidas respeitando os limites:

$$v_{gxjmin}^* \leq v_{gxj}^* \leq v_{gxjmax}^* \quad (3.13)$$

$$v_{gxjmin}^* = -\frac{v_{Cm}^*}{2} - \min\left\{-\frac{v_{grj}^*}{2}, \frac{v_{grj}^*}{2}\right\} \quad (3.14)$$

$$v_{gxjmax}^* = \frac{v_{Cm}^*}{2} - \max\left\{-\frac{v_{grj}^*}{2}, \frac{v_{grj}^*}{2}\right\} \quad (3.15)$$

A escolha normalizada das variáveis auxiliares pode ser feita introduzindo parâmetros μ ($0 \leq \mu \leq 1$) para todas elas, de modo que obtém-se:

$$v_{0b0a}^* = \mu_{0b0a} v_{0b0amax}^* + (1 - \mu_{0b0a}) v_{0b0amin}^* \quad (3.16)$$

$$v_{gx1}^* = \mu_{gx1} v_{gx1max}^* + (1 - \mu_{gx1}) v_{gx1min}^* \quad (3.17)$$

$$v_{gx2}^* = \mu_{gx2} v_{gx2max}^* + (1 - \mu_{gx2}) v_{gx2min}^* \quad (3.18)$$

$$v_{gx3}^* = \mu_{gx3} v_{gx3max}^* + (1 - \mu_{gx3}) v_{gx3min}^* \quad (3.19)$$

O modo de se determinar as variáveis μ_{gxj} é de particular interesse para o controle das tensões nos barramentos DC e será abordado no Capítulo 4.

Uma vez calculadas as tensões de polo de referência v_{gaj0a}^* e v_{gbj0b}^* pelas equações (3.7), (3.11), (3.12) e de (3.16) a (3.19), precisa-se definir uma maneira de gerar as tensões de polo reais de modo que suas médias temporais dentro de um período de chaveamento sejam igual às respectivas referências. Isto pode ser feito calculando os tempos em que as chaves devem ficar ligadas e desligadas. Alternativamente, estes tempos podem ser

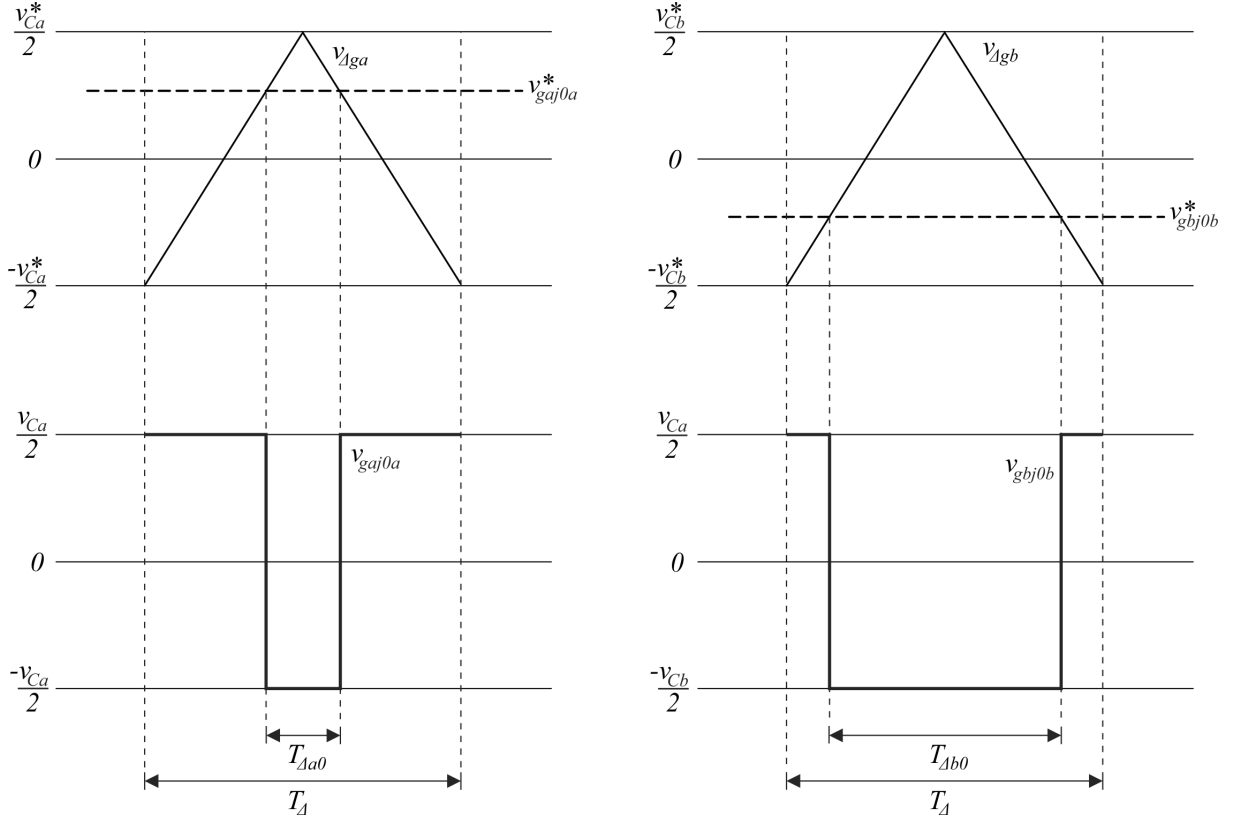


Figura 9 – Esquema de chaveamento escalar por comparação com portadoras triangulares.

resolvidos de forma automática comparando as referências com portadoras triangulares. Este último método é o utilizado.

Define-se então duas portadoras, uma para o conversor A denotada por $v_{\Delta ga}$, com a qual serão comparadas as referências $v_{ga j 0 a}^*$; e outra para o conversor B denotada por $v_{\Delta gb}$, com a qual serão comparadas as referências $v_{gb j 0 b}^*$. A frequência destas portadoras define também a frequência de chaveamento dos conversores. São definidas então frequências iguais para as portadoras, tais que $f_{\Delta} = 1/T_{\Delta}$, em que T_{Δ} é o período de chaveamento. A amplitude das portadoras deve ser tal que:

$$-\frac{v_{C_a}^*}{2} \leq v_{\Delta ga} \leq \frac{v_{C_a}^*}{2} \quad (3.20)$$

$$-\frac{v_{C_b}^*}{2} \leq v_{\Delta gb} \leq \frac{v_{C_b}^*}{2}$$

Assim, o chaveamento dos conversores é feito de modo que:

$$q_{ga j} = \begin{cases} 1, & \text{se } v_{ga j 0 a}^* \geq v_{\Delta ga} \\ 0, & \text{se } v_{ga j 0 a}^* < v_{\Delta ga} \end{cases} \quad (3.21)$$

$$q_{gb j} = \begin{cases} 1, & \text{se } v_{gb j 0 b}^* \geq v_{\Delta gb} \\ 0, & \text{se } v_{gb j 0 b}^* < v_{\Delta gb} \end{cases} \quad (3.22)$$

Na Figura 9 é ilustrado o esquema descrito pelas equações de (3.20) a (3.22). Este método de chaveamento é válido para todos os PWM escalares dos conversores neste trabalho.

Na situação de desligamento da máquina, o PWM escalar descrito nesta seção funcionará da mesma forma, uma vez que nesta topologia não há problemas da rede receber potência. Conforme será visto no Capítulo 4, as correntes i_{gj} são controladas pelas tensões de referência v_{gj}^* , e estão em fase com as tensões v_{gj} médias. Assim, quando a máquina é desligada e passa a fornecer potência, a amplitude das correntes de referência i_{gj}^* muda e passa a ser negativa, portanto a fase se torna 180° em relação as tensões v_{gj} médias. As tensões de referência v_{gj}^* que permitirão produzir as correntes são então produzidas pelos controladores de corrente, e com estas referências as tensões v_{gj} são geradas pelos conversores sem problemas.

3.1.2 PWM por Nível

No PWM vetorial faz-se uso de um espaço vetorial, contido no plano complexo. Nele estão representados por vetores as possíveis combinações de chaveamento dos conversores, bem como as tensões de referência do sistema.

O vetor tensão de referência \vec{v}_g^* representa no espaço vetorial as três tensões de referência escalares v_{g1}^* , v_{g2}^* e v_{g3}^* , e é dado pela equação (3.23). Os vetores gerados pelos conversores, no espaço vetorial, são dados pela equação (3.24)¹.

$$\vec{v}_g^* = v_{g1}^* + v_{g2}^* e^{-j\frac{2\pi}{3}} + v_{g3}^* e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.23)$$

$$\vec{v}_g = v_{g1} + v_{g2} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + v_{g3} e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.24)$$

A Figura 10 mostra a constelação dos possíveis vetores da topologia 1 para $v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$. Nela, os vetores são representados pelos pontos marcados por asteriscos, interligados por segmentos de reta tracejados que delimitam as regiões do espaço vetorial. Este espaço está contido em uma circunferência de raio $v_{Ca}^* + v_{Cb}^* = 2v_{Cm}^*$, também tracejada. Cada possível vetor está associado a um conjunto de números. Estes números representam o estado das chaves que gera o vetor. Para obter o estado a partir dos números basta decodificá-los de decimal para binário, obedecendo a lei de formação mostrada na expressão (3.25).

$$q_{ga1}2^5 + q_{ga2}2^4 + q_{ga3}2^3 + q_{gb1}2^2 + q_{gb2}2^1 + q_{gb3}2^0 \leftrightarrow (q_{ga1}, q_{ga2}, q_{ga3}, q_{gb1}, q_{gb2}, q_{gb3}) \quad (3.25)$$

A forma de resolver o PWM para obter tensões resultantes v_{gj} ótimas do ponto de vista do aproveitamento dos níveis de tensão existentes é, dado o vetor de referência \vec{v}_g^* ,

¹ A letra j utilizada nas equações (3.23) e (3.24) denota o número complexo $\sqrt{-1}$, e não o índice genérico $j = 1, 2, 3$.

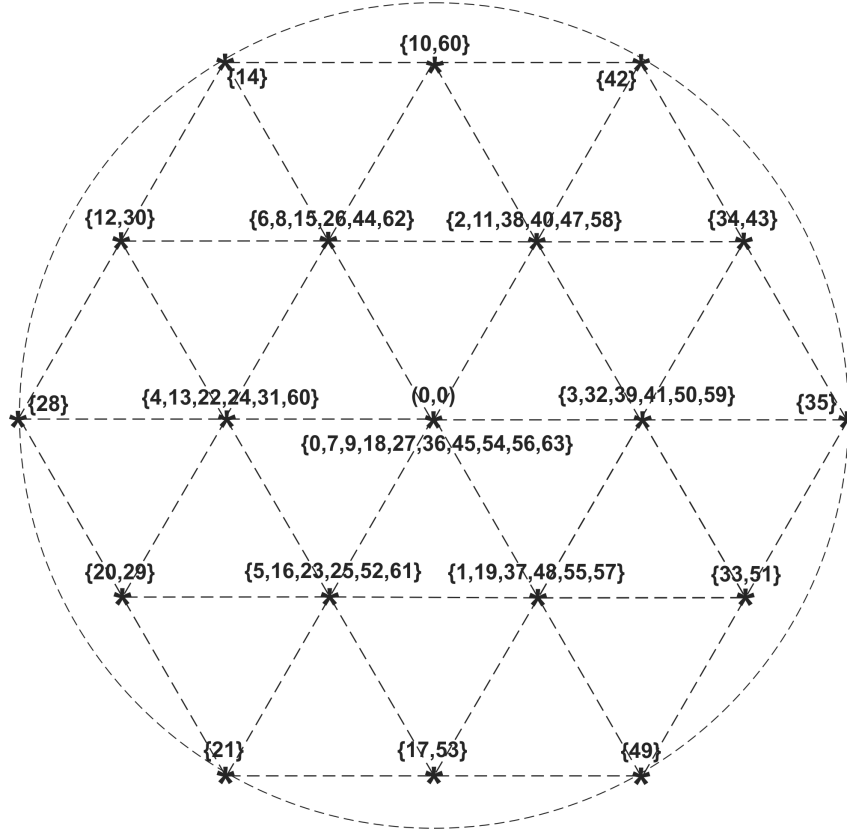


Figura 10 – Constelação de vetores no espaço vetorial da topologia 1.

determinar os três vetores mais próximos da referência e calcular os tempos em que cada um deles precisa ser aplicado dentro de um período de chaveamento, de forma a gerar \vec{v}_g^* na média temporal de um período.

Uma vez determinados estes vetores e os tempos, é preciso ainda resolver a ambiguidade dos estados das chaves, uma vez que, para alguns vetores, mais de uma combinação é possível. Devido à dificuldade de resolver esta ambiguidade da forma como ela se apresenta, uma forma mais simples de executar o PWM, derivada do PWM vetorial, é proposta.

No lugar de se observar o sistema como um todo, ele é dividido em três circuitos, um representando cada fase. Os três circuitos são ilustrados genericamente pelo mostrado na Figura 11. Desta forma, o espaço vetorial de cada fase fica resumido a uma linha, conforme pode-se observar na Figura 12. Assim, uma vez que v_{grj}^* é determinado da mesma forma como é feito no PWM escalar, deve-se determinar os dois valores mais próximos de v_{grj}^* que v_{grj} pode assumir, i.e.:

$$v_{0b0amin}^* = -v_{Cm}^* - \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (3.26)$$

$$v_{0b0amax}^* = v_{Cm}^* - \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (3.27)$$

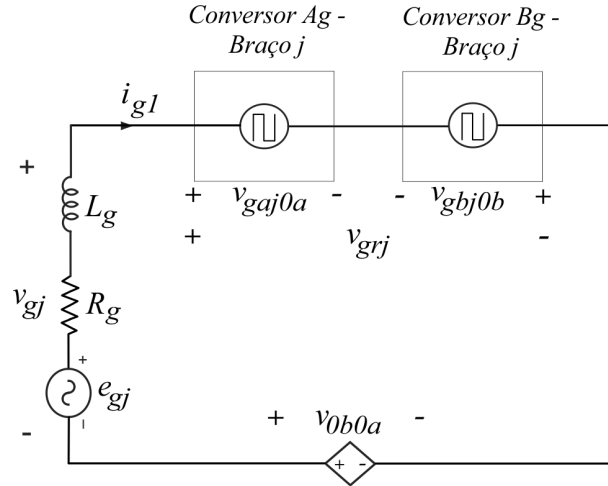


Figura 11 – Circuito representativo de cada fase para o PWM por nível, válido para as duas topologias.

$v_{grj} = -v_{Cm}$	$v_{grj} = 0$	$v_{grj} = v_{Cm}$
* - - - - -	* - - - - -	* - - - - -
$q_{gaj} = 0$	$q_{gaj} = 0$ ou $q_{gaj} = 1$	$q_{gaj} = 1$
$q_{gbj} = 1$	$q_{gbj} = 0$ ou $q_{gbj} = 1$	$q_{gbj} = 0$

Figura 12 – Espaço do PWM por nível para cada fase da topologia 1.

$$v_{0b0a}^* = \mu_{0b0a} v_{0b0amax}^* + (1 - \mu_{0b0a}) v_{0b0amin}^* \quad (3.28)$$

$$0 \leq \mu_{0b0a} \leq 1$$

$$v_{grj}^* = v_{gj}^* + v_{0b0a}^* \quad (3.29)$$

$$v_{grj} = \begin{cases} \{0, v_{Cm}\}, & \text{se } v_{grj}^* \geq 0 \\ \{-v_{Cm}, 0\}, & \text{se } v_{grj}^* < 0 \end{cases} \quad (3.30)$$

Uma vez determinados estes valores, devem ser calculados os tempos em que os conversores devem aplicá-los durante um período de chaveamento. Alternativamente, isto pode ser resolvido de forma automática mediante a comparação da referência v_{grj}^* com uma portadora triangular adequada, i.e., se $v_{grj}^* \geq 0$ a portadora deve variar entre 0 e v_{Cm}^* ; se $v_{grj}^* < 0$ a portadora deve variar entre $-v_{Cm}^*$ e 0. Quando v_{grj}^* for maior que a portadora, a combinação de chaves que gera o maior valor de v_{grj} dentre os dois determinados deve ser aplicado; quando v_{grj}^* for menor, a combinação que gera o menor valor deve ser aplicado. Define-se então duas portadoras, $v_{\Delta gr+}$ e $v_{\Delta gr-}$, tais que $0 \leq v_{\Delta gr+} \leq v_{Cm}^*$ e $-v_{Cm}^* \leq v_{\Delta gr-} \leq 0$. A frequência destas portadoras é $f_{\Delta} = 1/T_{\Delta}$, onde T_{Δ} é o período de chaveamento. Ela define a frequência de chaveamento dos conversores. Este esquema de chaveamento está representado na Figura 13.

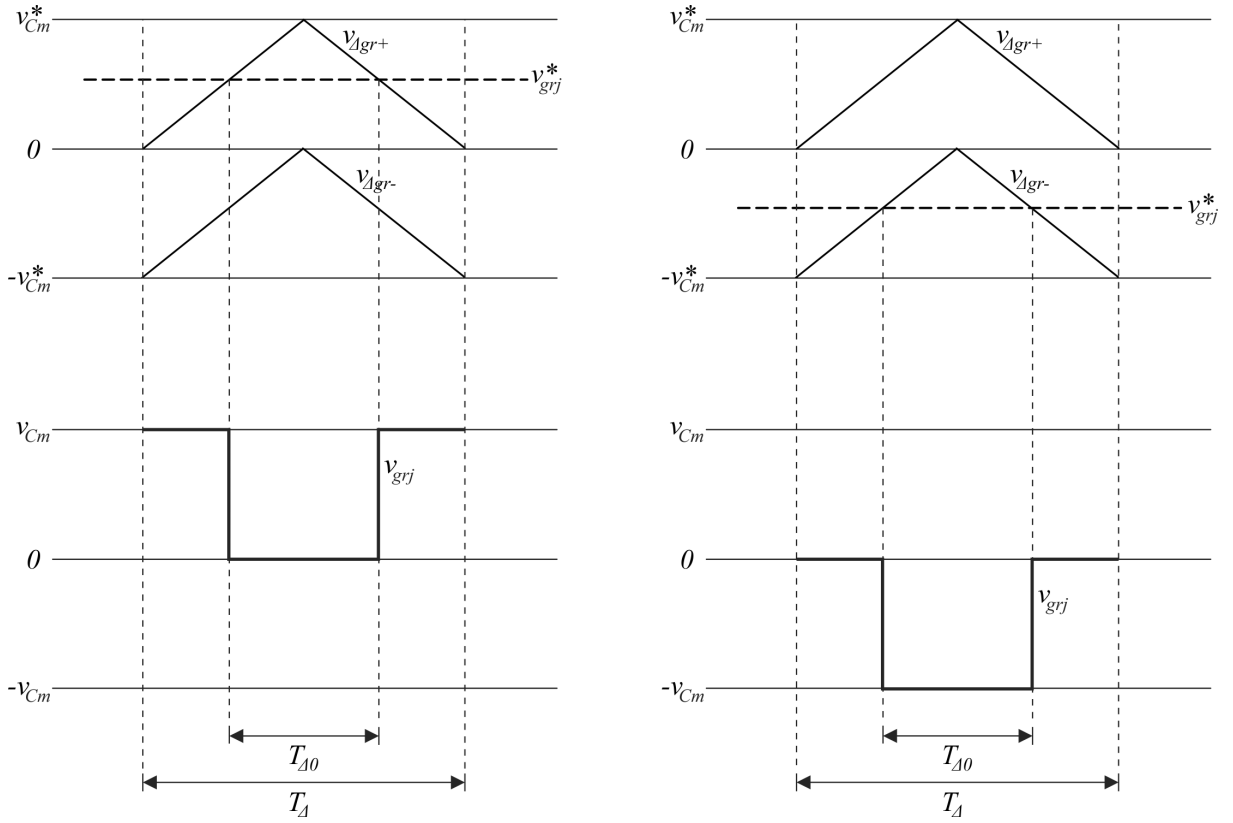
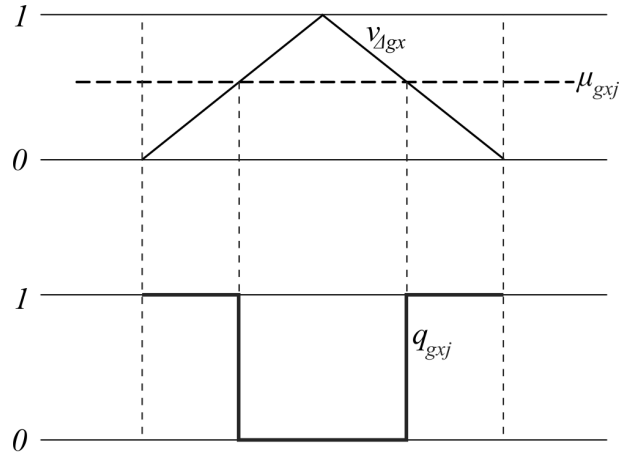


Figura 13 – Esquema de chaveamento do PWM por nível por comparação com portadoras triangulares separadas por nível.

Existe ainda a ambiguidade do vetor $v_{grj} = 0$ a ser resolvida. Nesta topologia, ambas as combinações $q_{ga_j} = q_{gb_j} = 0$ e $q_{ga_j} = q_{gb_j} = 1$ são possíveis, e a escolha de qual delas é aplicada está relacionada com os graus de liberdade representados pelas variáveis μ_{gx_j} no PWM escalar.

Em termos de balanço de potência, a combinação $q_{ga_j} = q_{gb_j} = 1$ favorece o carregamento do barramento do lado A se $i_{gj} \geq 0$ e do lado B se $i_{gj} < 0$. Já a combinação $q_{ga_j} = q_{gb_j} = 0$ favorece o carregamento do barramento do lado B se $i_{gj} \geq 0$ e do lado A se $i_{gj} < 0$. Portanto, à semelhança do que acontece no PWM escalar, são definidas variáveis auxiliares $0 \leq \mu_{gx_j} \leq 1$, e no PWM por nível elas servem para regular o tempo de aplicação de cada combinação de chaves quando $v_{grj} = 0$, de modo a gerar o balanço de potência desejado.

Este controle é feito mediante a comparação de μ_{gx_j} com uma portadora triangular $v_{\Delta gx}$ de frequência f_{Δ} e tal que $0 \leq v_{\Delta gx} \leq 1$. Assim:



$$\text{se } q_{gxj} = 1: (q_{gaj}, q_{gbj}) = \begin{cases} (1, 1), & \text{se } i_{gj} \geq 0 \\ (0, 0), & \text{se } i_{gj} < 0 \end{cases}$$

$$\text{se } q_{gxj} = 0: (q_{gaj}, q_{gbj}) = \begin{cases} (0, 0), & \text{se } i_{gj} \geq 0 \\ (1, 1), & \text{se } i_{gj} < 0 \end{cases}$$

Figura 14 – Esquema de resolução de ambiguidade do chaveamento do PWM por nível por comparação com portadora triangular.

- Para $v_{grj}^* \geq 0$ e $i_{gj} \geq 0$:

$$(q_{gaj}, q_{gbj}) = \begin{cases} (1, 0), & \text{se } e v_{grj}^* \geq v_{\Delta gr+} \\ (1, 1), & \text{se } e v_{grj}^* < v_{\Delta gr+} \text{ e } \mu_{gxj} \geq v_{\Delta gx} \\ (0, 0), & \text{se } e v_{grj}^* < v_{\Delta gr+} \text{ e } \mu_{gxj} < v_{\Delta gx} \end{cases} \quad (3.31)$$

- Para $v_{grj}^* \geq 0$ e $i_{gj} < 0$:

$$(q_{gaj}, q_{gbj}) = \begin{cases} (1, 0), & \text{se } v_{grj}^* \geq v_{\Delta gr+} \\ (0, 0), & \text{se } v_{grj}^* < v_{\Delta gr+} \text{ e } \mu_{gxj} \geq v_{\Delta gx} \\ (1, 1), & \text{se } v_{grj}^* < v_{\Delta gr+} \text{ e } \mu_{gxj} < v_{\Delta gx} \end{cases} \quad (3.32)$$

- Para $v_{grj}^* < 0$ e $i_{gj} < 0$:

$$(q_{gaj}, q_{gbj}) = \begin{cases} (0, 1), & \text{se } e v_{grj}^* < v_{\Delta gr-} \\ (0, 0), & \text{se } e v_{grj}^* \geq v_{\Delta gr-} \text{ e } \mu_{gxj} \geq v_{\Delta gx} \\ (1, 1), & \text{se } e v_{grj}^* \geq v_{\Delta gr-} \text{ e } \mu_{gxj} < v_{\Delta gx} \end{cases} \quad (3.33)$$

- Para $v_{grj}^* < 0$ e $i_{gj} \geq 0$:

$$(q_{gaj}, q_{gbj}) = \begin{cases} (0, 1), & \text{se } e v_{grj}^* < v_{\Delta gr-} \\ (1, 1), & \text{se } e v_{grj}^* \geq v_{\Delta gr-} \text{ e } \mu_{gxj} \geq v_{\Delta gx} \\ (0, 0), & \text{se } e v_{grj}^* \geq v_{\Delta gr-} \text{ e } \mu_{gxj} < v_{\Delta gx} \end{cases} \quad (3.34)$$

O esquema de resolução de ambiguidade por comparação com portadora triangular está representado na Figura 14. No Capítulo 4 será discutido como esta estratégia PWM servirá ao controle dos barramentos dos lados A e B .

Na situação de desligamento da máquina, o PWM por nível descrito nesta seção, à semelhança do escalar, funcionará da mesma forma, uma vez que nesta topologia não há problemas da rede receber potência. A explicação feita para o PWM escalar serve também para este.

3.2 Lado da Rede na Topologia 2 - Braços Mistos

3.2.1 PWM Escalar

A maneira de se determinar as tensões de polo pelo PWM escalar nesta topologia é muito similar à da topologia 1. A diferença é que aqui não existem mais quatro graus de liberdade, mas apenas um, uma vez que das seis tensões de polo apenas três podem ser calculadas num dado instante, sendo as outras três restantes determinadas em função do sinal das correntes da rede i_{gj} . Mesmo assim, pode-se proceder de forma idêntica à topologia de braços completos e só depois aplicar as restrições impostas pelos diodos, uma vez que ela representa um caso mais geral.

É importante destacar que uma limitação desta topologia é que as tensões v_{gj} médias devem estar em fase com as correntes i_{gj} , portanto as tensões de referência v_{gj}^* são definidas em fase com i_{gj} . Isto implica que o lado da rede deve sempre estar fornecendo potência para o lado da máquina, ou seja, a máquina só pode operar no modo motor.

Assim, o desenvolvimento já feito é aproveitado, de modo que, um vez definidas as tensões v_{g1}^* , v_{g2}^* e v_{g3}^* , define-se v_{0b0a}^* de forma que:

$$v_{0b0amin}^* \leq v_{0b0a}^* \leq v_{0b0amax}^* \quad (3.35)$$

$$v_{0b0amin}^* = -v_{Cm}^* - \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (3.36)$$

$$v_{0b0amax}^* = v_{Cm}^* - \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (3.37)$$

$$v_{0b0a}^* = \mu_{0b0a} v_{0b0amax}^* + (1 - \mu_{0b0a}) v_{0b0amin}^* \quad (3.38)$$

Introduzindo novamente as variáveis v_{grj}^* , tem-se que:

$$v_{grj}^* = v_{gaj0a}^* - v_{gbj0b}^* \quad (3.39)$$

$$v_{gj}^* = v_{grj}^* - v_{0b0a}^* \quad (3.40)$$

$$v_{grj}^* = v_{gj}^* + v_{0b0a}^* \quad (3.41)$$

As tensões de polo são então definidas em função das correntes da rede i_{gj} , uma vez que é fisicamente imposto que se $i_{gj} \geq 0$ então $q_{gbj} = 0$, e se $i_{gj} < 0$ então $q_{gaj} = 0$, de modo que:

- Se $i_{gj} < 0$:

$$v_{gaj0a}^* = -\frac{v_{Ca}^*}{2} \quad (3.42)$$

$$v_{gbj0b}^* = v_{gaj0a}^* - v_{grj}^* \quad (3.43)$$

- Se $i_{gj} \geq 0$:

$$v_{gbj0b}^* = -\frac{v_{Cb}^*}{2} \quad (3.44)$$

$$v_{gaj0a}^* = v_{gbj0b}^* + v_{grj}^* \quad (3.45)$$

O chaveamento dos conversores é feito da mesma forma como mostrado no PWM escalar da topologia 1 (ver Figura 9). Como nesta topologia não existe a possibilidade de se escolher as variáveis v_{gxj}^* , o controle dos barramentos capacitivos é feito por meio da variável v_{0b0a}^* através do μ_{0b0a} . O modo de determiná-lo será discutido no Capítulo 4.

Uma vez que nesta topologia a rede elétrica não pode receber potência, quando a máquina é desligada as chaves q_{ca} e q_{cb} são ligadas, de modo que $q_{ca} = q_{cb} = 1$, e então a potência gerada nesta situação é dissipada nos resistores ligados às chaves. No modo normal de operação a máquina apenas consome potência e as chaves são desligadas, de modo que $q_{ca} = q_{cb} = 0$.

3.2.2 PWM por Nível

A execução do PWM por nível da topologia 2 é semelhante à da topologia 1, considerando a restrição de que v_{gj}^* deve estar em fase com i_{gj} . Além disso, é válida a mesma imposição física destacada no PWM escalar desta topologia, se $i_{gj} \geq 0$ então $q_{gbj} = 0$, e se $i_{gj} < 0$ então $q_{gaj} = 0$. Isto elimina a redundância que existia no PWM por nível da topologia 1 para o vetor $v_{grj} = 0$, uma vez que nunca deve-se ter que $q_{gaj} = q_{gbj} = 1$. Então, o espaço vetorial para cada fase fica resumido ao mostrado na Figura 15. Assim, uma vez que v_{grj}^* é determinado da mesma forma como foi feito para o PWM escalar, deve-se determinar os dois valores mais próximos de v_{grj}^* que v_{grj} pode assumir, i.e.:

$v_{grj} = -v_{Cm}$	$v_{grj} = 0$	$v_{grj} = v_{Cm}$
*	*	*
$q_{gaj} = 0$	$q_{gaj} = 0$	$q_{gaj} = 1$
$q_{gbj} = 1$	$q_{gbj} = 0$	$q_{gbj} = 0$

Figura 15 – Espaço do PWM por nível para cada fase da topologia 2.

$$v_{0b0amin}^* = -v_{Cm}^* - \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (3.46)$$

$$v_{0b0amax}^* = v_{Cm}^* - \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (3.47)$$

$$v_{0b0a}^* = \mu_{0b0a} v_{0b0amax}^* + (1 - \mu_{0b0a}) v_{0b0amin}^* \quad (3.48)$$

$$0 \leq \mu_{0b0a} \leq 1$$

$$v_{grj}^* = v_{gj}^* + v_{0b0a}^* \quad (3.49)$$

$$v_{grj} = \begin{cases} \{0, v_{Cm}\}, & \text{se } v_{grj}^* \geq 0 \\ \{-v_{Cm}, 0\}, & \text{se } v_{grj}^* < 0 \end{cases} \quad (3.50)$$

Os tempos em que os conversores devem aplicar cada vetor durante um período de chaveamento são resolvidos da mesma forma como feito na topologia 1, mediante a comparação da referência v_{grj}^* com as portadoras triangulares $v_{\Delta gr+}$ e $v_{\Delta gr-}$, definidas também do mesmo modo. Pode-se referir à Figura 13 para representar o esquema, uma vez que são usadas as mesmas portadoras. Aqui não se faz necessário a utilização da técnica representada na Figura 14, uma vez que a ambiguidade não existe. Assim, o PWM por nível da topologia 2 pode ser resumido nas expressões (3.51) e (3.52):

- Para $v_{grj}^* \geq 0$:

$$(q_{gaj}, q_{gbj}) = \begin{cases} (1, 0), & \text{se } v_{grj}^* \geq v_{\Delta gr+} \\ (0, 0), & \text{se } v_{grj}^* < v_{\Delta gr+} \end{cases} \quad (3.51)$$

- Para $v_{grj}^* < 0$:

$$(q_{gaj}, q_{gbj}) = \begin{cases} (0, 1), & \text{se } v_{grj}^* < v_{\Delta gr-} \\ (0, 0), & \text{se } v_{grj}^* \geq v_{\Delta gr-} \end{cases} \quad (3.52)$$

Como o único grau de liberdade existente nesta topologia é a tensão de referência v_{0b0a}^* , a variável auxiliar μ_{0b0a} é utilizada para fazer o controle dos barramentos A e B de forma idêntica a como é feito no PWM escalar. No Capítulo 4 isto será discutido.

A utilização das chaves q_{ca} e q_{cb} para permitir o desligamento adequado da máquina é idêntico ao descrito no PWM escalar.

3.3 Lado da Máquina

Para os conversores do lado da máquina apenas o PWM escalar é utilizado. Embora existam seis tensões de polo de referência a serem calculadas ($v_{sa_j0a}^*$ e $v_{sb_j0b}^*$), as partes elétricas relativas a cada conjunto trifásico podem ser tratadas de forma independente. Assim, a solução pode ser encontrada para o conjunto A e estendida para o conjunto B . Então, o problema inicial é determinar apenas as três tensões de polo $v_{sa_j0a}^*$.

Como apenas duas tensões são necessárias para controlar o sistema (duas dentre v_{sa1}^* , v_{sa2}^* e v_{sa3}^*), é introduzida a variável de referência v_{0sa0a}^* representando o grau de liberdade existente devido à possibilidade de escolha da tensão de neutro v_{0sa0a} entre os pontos $0sa$ e $0a$. Deste modo, pode ser escrito:

$$\begin{bmatrix} v_{sa12}^* \\ v_{sa23}^* \\ v_{0sa0a}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa10a}^* \\ v_{sa20a}^* \\ v_{sa30a}^* \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

Com $v_{sa12}^* = v_{sa1}^* - v_{sa2}^*$ e $v_{sa23}^* = v_{sa2}^* - v_{sa3}^*$. Invertendo a matriz que relaciona as variáveis de referência, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{sa10a}^* \\ v_{sa20a}^* \\ v_{sa30a}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{1}{3} & 1 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} & 1 \\ -\frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa12}^* \\ v_{sa23}^* \\ v_{0sa0a}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sa1}^* + v_{0sa0a}^* \\ v_{sa2}^* + v_{0sa0a}^* \\ v_{sa3}^* + v_{0sa0a}^* \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

Então, o problema da determinação das tensões de polo de referência em função das tensões v_{sa1}^* , v_{sa2}^* e v_{sa3}^* está praticamente resolvido. De fato, ainda é necessário escolher adequadamente a variável auxiliar v_{0sa0a}^* . Esta escolha é livre dentro dos limites das tensões de polo de referência, i.e., $-v_{Ca}^*/2 \leq v_{sa_j0a}^* \leq v_{Ca}^*/2$.

Assim, de (3.54) pode ser escrito:

$$v_{sa_j0a}^* = v_{sa_j}^* + v_{0sa0a}^* \quad (3.55)$$

Então, a tensão v_{0sa0a}^* deve ser escolhida de modo que:

$$v_{0sa0amin}^* \leq v_{0sa0a}^* \leq v_{0sa0amax}^* \quad (3.56)$$

$$v_{0sa0amin}^* = -\frac{v_{Ca}^*}{2} - \min\{v_{sa1}^*, v_{sa2}^*, v_{sa3}^*\} \quad (3.57)$$

$$v_{0sa0amax}^* = \frac{v_{Ca}^*}{2} - \max\{v_{sa1}^*, v_{sa2}^*, v_{sa3}^*\} \quad (3.58)$$

A escolha normalizada de v_{0sa0a}^* pode ser feita introduzindo o parâmetro μ_{0sa0a} ($0 \leq \mu_{0sa0a} \leq 1$), de modo que:

$$v_{0sa0a}^* = \mu_{0sa0a} v_{0sa0amax}^* + (1 - \mu_{0sa0a}) v_{0sa0amin}^* \quad (3.59)$$

As tensões de polo do conjunto B são resolvidas de maneira análoga, de modo que obtém-se:

$$v_{sbj0b}^* = v_{sbj}^* + v_{0sb0b}^* \quad (3.60)$$

$$v_{0sb0bmin}^* \leq v_{0sb0b}^* \leq v_{0sb0bmax}^* \quad (3.61)$$

$$v_{0sb0bmin}^* = -\frac{v_{Cb}^*}{2} - \min\{v_{sb1}^*, v_{sb2}^*, v_{sb3}^*\} \quad (3.62)$$

$$v_{0sb0bmax}^* = \frac{v_{Cb}^*}{2} - \max\{v_{sb1}^*, v_{sb2}^*, v_{sb3}^*\} \quad (3.63)$$

A escolha normalizada de v_{0sb0b}^* pode ser feita introduzindo o parâmetro μ_{0sb0b} ($0 \leq \mu_{0sb0b} \leq 1$), de modo que:

$$v_{0sb0b}^* = \mu_{0sb0b} v_{0sb0bmax}^* + (1 - \mu_{0sb0b}) v_{0sb0bmin}^* \quad (3.64)$$

Uma vez calculadas as tensões de polo de referência v_{saj0a}^* e v_{sbj0b}^* , o chaveamento dos conversores é feito da mesma forma como mostrado no PWM escalar do lado da rede da topologia 1 (ver Figura 9), fazendo apenas as adaptações de notação adequadas. Assim, tem-se:

$$q_{saj} = \begin{cases} 1, & \text{se } v_{saj0a}^* \geq v_{\Delta ga} \\ 0, & \text{se } v_{saj0a}^* < v_{\Delta ga} \end{cases} \quad (3.65)$$

$$q_{sbj} = \begin{cases} 1, & \text{se } v_{sbj0b}^* \geq v_{\Delta gb} \\ 0, & \text{se } v_{sbj0b}^* < v_{\Delta gb} \end{cases} \quad (3.66)$$

4 Estratégias de Controle

Neste capítulo são mostradas, explicadas e discutidas as estratégias de controle empregadas no lado da rede de cada uma das topologias apresentadas. O objetivo do sistema de controle é controlar as tensões dos *links* DC v_{Ca} e v_{Cb} , de modo a mantê-las iguais às suas referências v_{Ca}^* e v_{Cb}^* . No caso particular das topologias deste trabalho, deseja-se que elas sejam iguais, portanto o controle também é feito de modo que $v_{Ca} = v_{Cb} = v_{Cm}$.

Cada topologia tem a sua estratégia de controle particular. Embora elas sejam parecidas e funcionem sobre os mesmos princípios, elas apresentam particularidades que devem ser levadas em consideração, principalmente no que diz respeito às estratégias PWM em que se apoiam. Portanto, as estratégias de controle são adaptadas a estas particularidades.

O controle então é feito em cascata. A malha externa é relativa ao controle da média das tensões dos barramentos v_{Cm} , enquanto a malha interna é relativa ao controle das correntes i_{gj} e da diferença entre as tensões v_{Ca} e v_{Cb} . Isto é necessário porque além de se precisar fazer o controle do balanço de potência interno da rede elétrica, de modo a manter $v_{Ca} = v_{Cb}$, deve ser feito o controle do balanço de potência externo de modo que a potência fornecida pela rede seja igual à potência consumida pela máquina, mantendo assim $v_{Cm} = v_{Cm}^*$.

O lado da máquina opera em malha aberta, portanto o controle neste caso é simples e consiste basicamente em definir um conjunto hexafásico de tensões de referência que serão fornecidas ao PWM dos conversores A_s e B_s , que irão gerar as tensões estatóricas. A máquina então solicitará uma potência que deverá ser suprida pela rede. Não é objetivo deste trabalho discutir o controle de qualquer variável interna da máquina, portanto o controle dela não será abordado.

Nas seções seguintes será detalhado como é feito o controle dos barramentos para cada topologia, considerando ainda qual a técnica PWM empregada, se é escalar ou por nível.

4.1 Controle na Topologia 1 - Braços Completos

Na Figura 16 é apresentado o diagrama de controle do sistema de acionamento na topologia 1. O controlador R_{Cm} é um PI simples e controla a tensão média nos barramentos, recebendo o sinal de erro $v_{Cm}^* - v_{Cm}$ e produzindo como saída I_g^* , que é a referência de amplitude das correntes da rede. Esta referência é sincronizada pelo bloco S_{in} com as

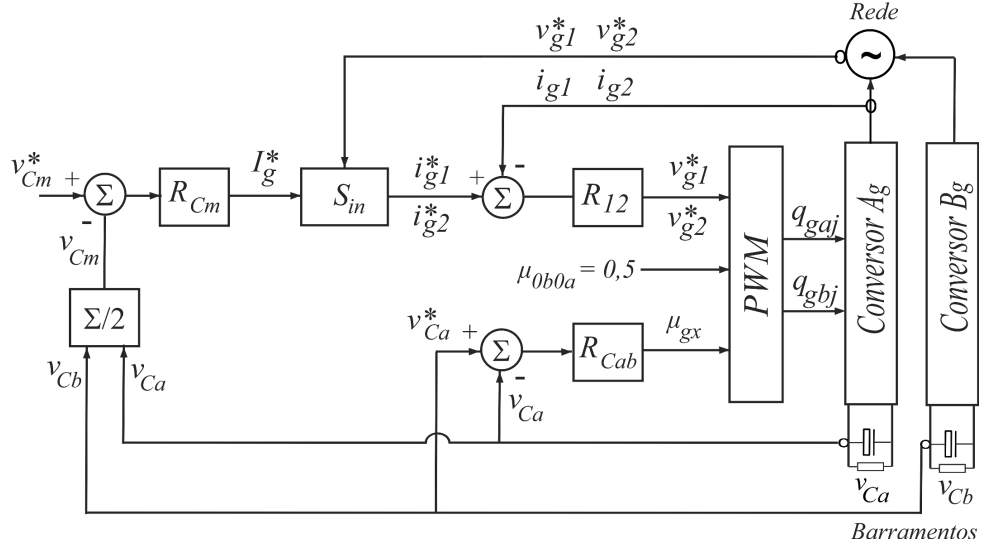


Figura 16 – Diagrama de controle da topologia 1.

tensões v_{gj} médias através das referências v_{g1}^* e v_{g2}^* calculadas no período discreto anterior, para assim gerar as referências i_{gj}^* das correntes da rede, garantindo que elas estejam em fase se $I_g^* \geq 0$, ou defasadas de 180° se $I_g^* < 0$. O bloco R_{12} representa dois controladores PI modificados para controlar grandezas senoidais, cujos modelos são detalhados em (13), e controlam as correntes i_{g1} e i_{g2} (i_{g3} é automaticamente controlada), recebendo os sinais de erro $i_{g1}^* - i_{g1}$ e $i_{g2}^* - i_{g2}$, e produzindo como saída as referências de tensão v_{g1}^* e v_{g2}^* ($v_{g3}^* = -(v_{g1}^* + v_{g2}^*)$) para o PWM, que irá controlar o chaveamento dos braços dos conversores de acordo com a estratégia PWM adotada.

Para executar o PWM, tanto no caso escalar quanto no por nível, é necessário definir os parâmetros μ . Na topologia 1 o μ_{0b0a} é escolhido $\mu_{0b0a} = 0,5$, deste modo ele se torna um parâmetro neutro no controle. Já a definição dos μ_{gxj} no caso escalar está associada ao μ_{gx} gerado pelo controlador PI R_{Cab} , que controla a tensão v_{Ca} no barramento do conversor A recebendo v_{Cb} como referência, de modo a mantê-las iguais. No caso por nível não são definidos μ_{gxj} , mas o μ_{gx} produzido pelo controlador é utilizado para resolver a ambiguidade dos estados das chaves que geram os níveis de tensão desejados. A forma como os controles são feitos em cada tipo de PWM aplicado é detalhado nas seções seguintes.

4.1.1 Método de Controle por PWM Escalar Usando μ_{gx1} , μ_{gx2} e μ_{gx3}

A potência total trifásica da rede é dada por:

$$P_{g3ph} = v_{g1}i_{g1} + v_{g2}i_{g2} + v_{g3}i_{g3} \quad (4.1)$$

Esta potência pode ainda ser expressa em função das potências dos conversores

A_g e B_g , respectivamente P_{Ag} e P_{Bg} , de modo que:

$$P_{g3ph} = P_{Ag} + P_{Bg} \quad (4.2)$$

Fica evidente então que existe um grau de liberdade entre P_{Ag} e P_{Bg} , de modo que pode-se escrever:

$$P_{Ag} = \frac{1}{2}P_{g3ph} + \Delta P_g \quad (4.3)$$

$$P_{Bg} = \frac{1}{2}P_{g3ph} - \Delta P_g \quad (4.4)$$

Essas potências são dadas pelas equações (4.5) e (4.6).

$$P_{Ag} = v_{ga10a}\dot{i}_{g1} + v_{ga20a}\dot{i}_{g2} + v_{ga30a}\dot{i}_{g3} \quad (4.5)$$

$$P_{Bg} = v_{gb10b}(-\dot{i}_{g1}) + v_{gb20b}(-\dot{i}_{g2}) + v_{gb30b}(-\dot{i}_{g3}) \quad (4.6)$$

Considerando que $v_{gaj0a} = (1/2)(v_{gj} + v_{0b0a}) + v_{gxj}$ e $v_{gbj0b} = -(1/2)(v_{gj} + v_{0b0a}) + v_{gxj}$, de (4.3), (4.4) e (4.1) obtém-se:

$$P_{Ag} = \frac{1}{2}P_{g3ph} + (v_{gx1}\dot{i}_{g1} + v_{gx2}\dot{i}_{g2} + v_{gx3}\dot{i}_{g3}) \quad (4.7)$$

$$P_{Bg} = \frac{1}{2}P_{g3ph} - (v_{gx1}\dot{i}_{g1} + v_{gx2}\dot{i}_{g2} + v_{gx3}\dot{i}_{g3}) \quad (4.8)$$

Comparando (4.7) e (4.8) com (4.3) e (4.4) conclui-se a que o grau de liberdade entre as potências P_{Ag} e P_{Bg} é

$$\Delta P_g = v_{gx1}\dot{i}_{g1} + v_{gx2}\dot{i}_{g2} + v_{gx3}\dot{i}_{g3} \quad (4.9)$$

A situação ideal é aquela em que $P_{Ag} = P_{Bg}$ e portanto $\Delta P_g = 0$. Nela o sistema está naturalmente em equilíbrio e as tensões nos barramentos DC são controladas simplesmente pela média v_{Cm} . No entanto, caso ocorra um desequilíbrio momentâneo devido a algum transitório de carga ou a uma diferença entre as cargas acopladas aos conversores, deve-se ter que $P_{Ag} \neq P_{Bg}$ e $\Delta P_g \neq 0$. Mas ΔP_g é função das tensões v_{gxj} , que são definidas pelos parâmetros μ_{gxj} no PWM. Assim, para manter os barramentos controlados deve-se ter que $\Delta P_g \neq 0$ de modo adequado através dos μ_{gxj} . Caso contrário, se, por exemplo, fosse mantido $\Delta P_g = 0$, mesmo que a média v_{Cm} estivesse controlada, um dos barramentos começaria a ser carregado e o outro descarregado, podendo levar o sistema à instabilidade e conseqüentemente ao colapso.

Então, supondo que fosse desejado maximizar o valor de ΔP_g , dever-se-ia maximizar v_{gxj} quando $\dot{i}_{gj} > 0$ e minimizar v_{gxj} quando $\dot{i}_{gj} < 0$. Segundo esta lógica, admitindo

que o controlador R_{Cab} define um μ_{gx} geral limitado entre 0 e 1 de acordo com o sinal de erro $v_{Cb} - v_{Ca}$ recebido, os μ_{gxj} devem ser escolhidos segundo o seguinte critério:

$$\mu_{gxj} = \begin{cases} \mu_{gx}, & \text{se } i_{gj} \geq 0 \\ 1 - \mu_{gx}, & \text{se } i_{gj} < 0 \end{cases} \quad (4.10)$$

4.1.2 Método de Controle por PWM por Nível Resolvendo a Ambiguidade do Estado das Chaves

A ambiguidade ocorre quando $v_{grj} = 0$. Este nível de tensão pode ser gerado tanto pelo estado de chaves $q_{gaj} = q_{gbj} = 0$ quanto por $q_{gaj} = q_{gbj} = 1$. Na seção PWM por Nível da topologia 1, no Capítulo 3, está explicado como esta ambiguidade é resolvida. A justificativa pode ser encontrada ao se analisar a relação entre as correntes i_{gj} e a potência de entrada em ambos os barramentos quando a estratégia é aplicada.

As potências de entrada nos barramentos A e B são respectivamente denotadas por P_{inA} e P_{inB} e dadas por:

$$P_{inA} = (2q_{ga1} - 1)i_{g1}v_{Ca} + (2q_{ga2} - 1)i_{g2}v_{Ca} + (2q_{ga3} - 1)i_{g3}v_{Ca} \quad (4.11)$$

$$P_{inB} = (2q_{gb1} - 1)(-i_{g1})v_{Cb} + (2q_{gb2} - 1)(-i_{g2})v_{Cb} + (2q_{gb3} - 1)(-i_{g3})v_{Cb} \quad (4.12)$$

Fazendo:

$$P_{inAj} = (2q_{gaj} - 1)i_{gj}v_{Ca} \quad (4.13)$$

$$P_{inBj} = (2q_{gbj} - 1)(-i_{gj})v_{Cb} \quad (4.14)$$

Tem-se:

$$P_{inA} = P_{inA1} + P_{inA2} + P_{inA3} \quad (4.15)$$

$$P_{inB} = P_{inB1} + P_{inB2} + P_{inB3} \quad (4.16)$$

Na operação normal do sistema, tem-se que na média $P_{inA} = P_{inB} = 0$, e portanto $\Delta P_{inAB} = P_{inA} - P_{inB} = 0$. Mas no caso de algum desequilíbrio, para manter os capacitores balanceados e com as tensões iguais às referências, deve-se ter $\Delta P_{inAB} \neq 0$. Assim:

$$\Delta P_{inAB} = P_{inA} - P_{inB} = P_{inA1} - P_{inB1} + P_{inA2} - P_{inB2} + P_{inA3} - P_{inB3} \quad (4.17)$$

Fazendo:

$$\Delta P_{inABj} = P_{inAj} - P_{inBj} \quad (4.18)$$

Tem-se:

$$\Delta P_{inAB} = \Delta P_{inAB1} + \Delta P_{inAB2} + \Delta P_{inAB3} \quad (4.19)$$

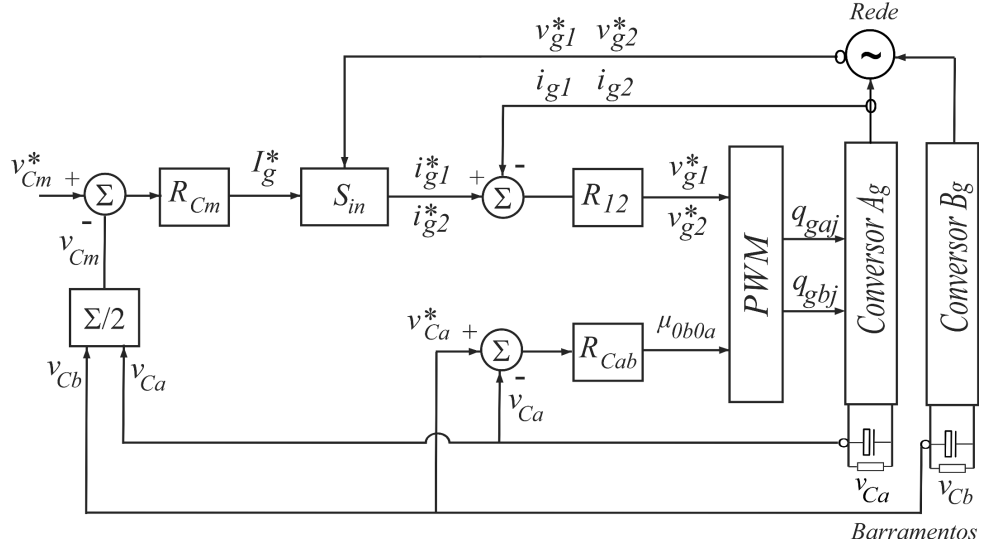


Figura 17 – Diagrama de controle da topologia 2.

Logo, para fazer com que, por exemplo, $\Delta P_{inAB} > 0$, uma abordagem possível é fazer com que as parcelas ΔP_{inABj} sejam tais que $\Delta P_{inABj} > 0$, quando permitido. Esta possibilidade existe particularmente quando $v_{grj} = 0$, em que tem-se $q_{gaj} = q_{gbj} = q_{gj}$. Deste modo, por (4.13), (4.14) e (4.18), considerando ainda $v_{Ca} = v_{Cb} = v_{Cm}$, tem-se para a situação específica em que $v_{grj} = 0$ e $q_{gaj} = q_{gbj} = q_{gj}$ que:

$$\Delta P_{inABj} = 2(2q_{gj} - 1)i_{gj}v_{Cm} \quad (4.20)$$

Então, por (4.20), se $q_{gj} = 1$ quando $i_{gj} \geq 0$ e $q_{gj} = 0$ quando $i_{gj} < 0$, tem-se que $\Delta P_{inABj} > 0$ e ΔP_{inABj} é máximo. Se $q_{gj} = 1$ quando $i_{gj} < 0$ e $q_{gj} = 0$ quando $i_{gj} \geq 0$, tem-se que $\Delta P_{inABj} < 0$ e ΔP_{inABj} é mínimo.

Logo, aplicando-se esta estratégia para todas as fases, consegue-se um balanço de potência favorável ao barramento A ou ao barramento B , e portanto tem-se uma ação de controle efetiva para regular a tensão dos capacitores. A estratégia de controle é completada com a forma como se regulam os tempos de aplicação de $q_{gaj} = q_{gbj} = 1$ e $q_{gaj} = q_{gbj} = 0$, definida na estratégia PWM detalhada no Capítulo 3, de modo a manter o valor dos ΔP_{inABj} e consequentemente de ΔP_{inAB} entre o máximo e o mínimo de acordo com o solicitado pela ação de controle μ_{gx} do controlador R_{Cab} . Ou seja, para $\mu_{gx} > 0,5$ tem-se $\Delta P_{inAB} > 0$ e o carregamento do barramento A é favorecido. Já para $\mu_{gx} < 0,5$ tem-se $\Delta P_{inAB} < 0$ e o carregamento do barramento B é favorecido. Se $\mu_{gx} = 1$ ou $\mu_{gx} = 0$ tem-se que ΔP_{inAB} será respectivamente máximo ou mínimo.

4.2 Controle na Topologia 2 - Braços Mistos

Na Figura 17 é apresentado o diagrama de controle da topologia 2. É perceptível que ele é muito similar ao da topologia 1 (Figura 16), com a diferença de que no lugar do

μ_{gx} o controlador R_{Cab} produz como saída a variável μ_{0b0a} para o PWM. O μ_{gx} não é mais utilizado no diagrama de controle porque no PWM escalar não existe mais a possibilidade de escolha dos μ_{gxj} , e também não existe mais ambiguidade na definição do estado das chaves no PWM por nível. Mesmo assim, toda a explicação deste diagrama pode ser referida à explicação feita para o diagrama da Figura 16, considerando-se ressalvas feitas.

Então, para executar ambos os PWM escalar e por nível, é necessário definir o parâmetro μ_{0b0a} , o que é feito pelo controlador PI R_{Cab} , responsável por manter v_{Ca} igual a v_{Cb} . A forma como este controle é realizado será tratada na seção seguinte.

4.2.1 Método de Controle Usando μ_{0b0a}

A explicação feita nesta seção toma como base o PWM escalar, mas os resultados são extensíveis ao PWM por nível.

Embora as tensões v_{gxj}^* não sejam utilizadas no PWM escalar desta topologia, não é adequado dizer que elas não existem. Elas existem sim, mas não podem ser escolhidas. Seu valor é atribuído automaticamente devido às limitações físicas do sistema, de modo que $v_{gxj} = v_{gxjmin}$, ou seja, $\mu_{gxj} = 0$ sempre. Deste modo, conforme já visto neste capítulo, para $\mu_{0b0a} = 0,5$, em um meio período de tensão a transferência de potência é máxima para o conversor A e no outro é máxima para o conversor B , sendo que na média o equilíbrio é mantido, conforme poder-se-ia ser verificado integrando a equação (4.9) em um período da frequência da rede. Isto também ocorre de forma equivalente no PWM por nível, mesmo que pra ele não sejam definidas tensões v_{gxj}^* .

Mesmo assim, é possível mostrar pelas equações (3.7), de (3.14) a (3.19) e (4.9), que para $\mu_{gxj} = 0$, ΔP_g é dado por:

$$\Delta P_g = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^3 |(2\mu_{0b0a} - 1)v_{Cm}^* + v_{gj}^* - (\mu_{0b0a}v_{gmax} + (1 - \mu_{0b0a})v_{gmin})| i_{gj} \quad (4.21)$$

Onde:

$$v_{gmax} = \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (4.22)$$

$$v_{gmin} = \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (4.23)$$

Portanto, verifica-se uma dependência de ΔP_g com μ_{0b0a} . Embora não seja evidente, esta dependência sugere uma relação de proporcionalidade, ou seja, $\Delta P_g > 0$ para $0,5 < \mu_{0b0a} \leq 1$ e $\Delta P_g < 0$ para $0 \leq \mu_{0b0a} < 0,5$. Deste modo, é possível ser feito o controle dos barramentos DC dos conversores por meio de μ_{0b0a} , como sugerido no diagrama da Figura 17, embora a variação de ΔP_g seja menor do que o conseguido pelo diagrama da Figura 16, o que torna o controle mais sensível e menos tolerante a maiores diferenças de cargas nos conversores, conforme será visto no Capítulo 5.

5 Resustados e Discussões

Neste capítulo são mostrados e discutidos os resultados de simulação das duas topologias estudadas até então. As simulações foram realizadas no ambiente do *software* PSIM 9.0.3., de forma que toda a parte física é automaticamente resolvida. Assim, resta implementar apenas a parte de controle e comando do PWM, o que foi feito por meio de um bloco DLL disponível no PSIM. Este bloco foi programado em linguagem C utilizando o *software* Dev-C++ versão 5.6.2. A única parte física não resolvida automaticamente pelo programa foi a MIH. Como este é um equipamento que não existe no PSIM, ela teve que ser simulada como um subcircuito no qual as leis físicas, baseadas no modelo descrito no Capítulo 2, foram implementadas por outro bloco DLL.

Então, os resultados são expostos e analisados em três etapas. Na primeira são abordados os lados da rede das duas topologias de forma isolada da máquina. As simulações são então feitas com o objetivo de pôr as estratégias PWM escalar e por nível e as estratégias de controle a prova. Para isto, no lugar da máquina hexafásica e dos conversores A_s e B_s são acopladas duas cargas resistivas nos barramentos, uma do lado A e outra no lado B . Os valores dessas cargas são diferentes, de tal modo que seja possível observar e analisar como os sistemas se comportam sob as diferentes estratégias PWM e de controle propostas. Estas condições são mais severas do que as da aplicação sugerida, que é realizar o acionamento da MIH como motor. No modo de operação normal a carga é a MIH, e em cada barramento está ligado um conversor trifásico DC/AC que alimenta um dos conjuntos trifásicos da máquina. As potências consumidas por cada conjunto são praticamente iguais e constantes, se forem filtradas as altas frequências devido ao chaveamento. Os conjuntos são considerados equilibrados e iguais, alimentados com tensões trifásicas similares, a menos apenas da defasagem de 60° devido ao ângulo α definido no modelo. Deste modo, garantindo o funcionamento do subsistema do lado da rede com as cargas resistivas diferentes, garante-se com uma boa margem de segurança o funcionamento normal com a MIH, que oferece cargas de potências iguais aos barramentos.

Na segunda etapa são refeitas as simulações do lado da rede das duas topologias, mas no lugar de serem aplicadas cargas resistivas diferentes, como na primeira etapa, são aplicadas cargas resistivas iguais para simular a situação em que a carga é a máquina hexafásica. Além disso, é imposto um transitório de carga com $0,1s$ de simulação, no qual a carga é dobrada, ou seja, as resistências acopladas aos barramentos são reduzidas pela metade para simular a situação em que o conjugado mecânico da MIH é aumentado enquanto ela já está em funcionamento. Este artifício teve que ser aplicado devido a limitações de recursos computacionais, uma vez que simular os subsistemas do lado da rede e do lado da máquina juntos demandaria um tempo excessivamente grande e consumiria

muita memória para armazenar todas as variáveis sendo analisadas, mais inclusive do que o programa permite e do que está disponível no computador utilizado. Assim, simulando o lado da rede e da máquina de modo separado, os processos ficam bem mais rápidos e consomem uma quantidade de memória consideravelmente menor. Mesmo que estes subsistemas sejam analisados de modo independente, a forma como estas simulações foram realizadas valida o funcionamento deles em conjunto.

Então, na terceira e última etapa é analisada a dinâmica das variáveis elétricas e mecânicas mais relevantes da máquina, aplicado o sistema de acionamento proposto. Nesta etapa basta ser realizada uma simulação, uma vez que, considerando os barramentos controlados, o funcionamento dos conversores DC/AC A_s e B_s , que realizam o acionamento da máquina, funcionam da mesma forma em regime permanente nas duas topologias, independentemente da estratégia PWM escolhida para os conversores A_g e B_g da rede. Então, inicialmente é aplicado um acionamento suave à máquina, aumentando linearmente a amplitude das tensões do conjunto trifásico a partir de zero até o valor nominal, dentro de uma janela de tempo predefinida de 0,1s. A tensão nominal é ajustada para que a potência total da máquina em regime permanente seja equivalente à potência total consumida pelas cargas utilizadas na primeira etapa dos testes. A máquina parte em vazio, e aos 0,15s de simulação é imposto um conjugado mecânico de carga a ela.

5.1 Análise dos Resultados do Lado da Rede com Cargas Resistivas Diferentes

Para esta seção foram realizadas quatro simulações. Duas delas foram feitas para o lado da rede da topologia 1, e as outras duas para o lado da rede da topologia 2. Dentre as duas simulações de cada topologia foi feita uma simulação aplicando-se o PWM escalar e outra aplicando-se o PWM por nível, conforme descritos no Capítulo 3. No lugar da máquina, a cada barramento capacitivo foi acoplada uma carga resistiva, sendo a carga do barramento A é denotada por R_{Ca} (de resistência R_{Ca}) e a carga do barramento B é denotada por R_{Cb} (de resistência R_{Cb}). Deste modo, para testar a validade e a eficácia das estratégias PWM e de controle descritas nos capítulos 3 e 4 as cargas são feitas diferentes, i.e., $R_{Ca} \neq R_{Cb}$, de tal modo que $R_{Ca} = \frac{2}{3}R_{Cb}$, ou seja, a carga imposta por R_{Ca} ao barramento A é 50% maior do que a carga imposta por R_{Cb} ao barramento B , dado que as tensões nos barramentos devem ser iguais. A potência total imposta pelas cargas deve ser igual a 1,5kW em regime permanente. Então, os parâmetros de simulação utilizados, bem como os valores dos componentes, são os mesmos para todas as simulações e são descritos a seguir:

- Passo de cálculo: $h = 100ns$

- Período discreto: $h_{disc} = 50\mu s$
- Frequência de chaveamento/das portadoras triangulares: $f_{\Delta} = 20kHz$
- Defasagem da portadora triangular do conversor B_g em relação à do conversor A_g para o PWM escalar: $\phi_{\Delta} = -90^{\circ}$
- Tensão por fase nominal: $V_N = 220V_{RMS}$
- Potência total trifásica nominal: $P_N = 1,5kW$
- Magnitude das tensões da rede: $E_g = 1p.u.$
- Tensões fasoriais da rede (correspondentes às tensões instantâneas e_{gj}): $\hat{E}_{g1} = E_g\angle 0^{\circ}$; $\hat{E}_{g2} = E_g\angle -120^{\circ}$; $\hat{E}_{g3} = E_g\angle 120^{\circ}$
- Frequência da rede elétrica: $f_g = 60Hz$; $\omega_g = 120\pi rad$
- Resistência associada à rede: $R_g = 0,1p.u.$
- Reatância associada à rede: $\omega_g L_g = 0,03p.u.$
- Capacitância individual dos capacitores dos barramentos A e B : $C = 220\mu F$
- Tensão de referência dos barramentos capacitivos: $v_{Ca}^* = v_{Cb}^* = v_{Cm}^* = 300V$
- Resistência da carga acoplada ao barramento A: $R_{Ca} = 100\Omega$
- Resistência da carga acoplada ao barramento B: $R_{Cb} = 150\Omega$
- Ganho proporcional dos controladores PI R_{Cm} : $K_{pCm} = 0,01$
- Ganho integral dos controladores PI R_{Cm} : $K_{iCm} = 10$
- Ganho proporcional dos controladores PI R_{Cab} : $K_{pCab} = 0,01$
- Ganho integral dos controladores PI R_{Cab} : $K_{iCab} = 10$
- Ganho proporcional dos controladores PI modificados R_{12} : $K_{pm} = 25$
- Ganho integral dos controladores PI modificados R_{12} : $K_{im} = 1250$

Os resultados das simulações são expostos nas figuras de 18 a 37. Em particular, nas figuras de 18 a 25 podem ser observadas as dinâmicas gerais das tensões nos barramentos capacitivos A e B . Também pode ser observado como as variáveis μ_{gx} (na topologia 1) e μ_{0b0a} (na topologia 2), geradas pelos controladores R_{Cab} , evoluem ao longo do tempo de simulação.

Comparando as figuras 18, 20, 22 e 24 pode-se observar que as dinâmicas gerais das tensões nos barramentos são bastante parecidas. Todas apresentam um *overshoot* em aproximadamente $0,01s$ localizado entre 350 e $400V$, sofrendo em seguida uma queda para um valor pouco abaixo dos $300V$ da referência. Em aproximadamente $0,1s$ pode-se considerar que as tensões convergiram para a referência. Esta dinâmica geral é comum às quatro simulações porque ela é devida à malha externa de controle do controlador de tensão R_{Cm} e à malha interna dos controladores de corrente R_{12} , que são exatamente as mesmas para as duas topologias e para as duas estratégias PWM, a escalar e a por nível.

Então, as principais diferenças entre as dinâmicas são devidas à malha interna de controle do controlador de tensão R_{Cab} . Conforme visto no Capítulo 4, ele controla a diferença de tensão entre os barramentos A e B , que deve ser nula. Para cada topologia a ação de controle proporcionada pelo controlador R_{Cab} é diferente, e mesmo para a mesma topologia essa ação de controle apresenta diferenças entre os PWM escalar e por nível. Para que se possa visualizar isto, cada figura na qual está ilustrada a dinâmica das tensões dos barramentos é seguida pela figura na qual está ilustra a respectiva ação de controle da malha interna de tensão, i.e., a saída do controlador R_{Cab} , mostrada nas figuras de 19 a 25.

Deste modo, percebe-se que o controle da diferença entre v_{Ca} e v_{Cb} é mais eficaz na topologia 1. Tanto na Figura 18 quanto na Figura 20 é notável que as tensões v_{Ca} e v_{Cb} são praticamente iguais desde o início da simulação, passando pelo transitório até o regime permanente. Comparando a ação de controle da Figura 19 com a da Figura 21 percebe-se que a primeira apresenta variações maiores no transitório, saindo de $0,5$ e indo até quase $1,0$, enquanto a última varia de $0,5$ até $0,8$ apenas. Além disso, o μ_{gx} com PWM escalar se estabiliza em torno de $0,76$, enquanto o μ_{gx} com PWM por nível se estabiliza em torno de $0,64$. Este conjunto de análises mostra claramente que para a topologia 1 a ação de controle do PWM por nível é mais eficaz do que a do PWM escalar, uma vez que proporciona o mesmo balanço de potência com um valor absoluto menor. Além disso, o PWM por nível também apresenta um potencial menor de saturar o μ_{gx} no transitório, já que este apresenta variações menores.

Já na topologia 2 é notável o quão menos eficaz é o controle. Comparando as figuras 22 e 24 com as figuras 18 e 20 percebe-se que nas primeiras as tensões v_{Ca} e v_{Cb} são bem diferentes no transitório, oscilando em torno do valor médio para só depois se tornarem aproximadamente iguais. Já nas últimas, estas tensões são aproximadamente iguais desde o início da simulação. Mesmo assim, fica evidente que na topologia 2 a ação de controle proporcionada pelo PWM por nível é mais eficaz. Na Figura 22 é mais evidente a degradação da qualidade do controle da topologia 2 em relação à topologia 1, isto é, na topologia 2 as oscilações de v_{Ca} e v_{Cb} em torno do valor médio v_{Cm} , ao menos no transitório, são maiores utilizando o PWM escalar do que utilizando o PWM por nível. Analisando-se as

ações de controle mostradas nas figuras 23 e 25 também é possível perceber que o PWM por nível apresenta vantagens de controle em relação ao escalar. Na primeira o μ_{0b0a} sai de 0,5 e cresce com uma forte característica oscilatória no transitório, saturando em 1,0 por aproximadamente 0,04s e depois cai para menos de 0,2 em aproximadamente 0,06s, subindo novamente e saturando em 1,0 por mais alguns instantes até cair novamente e se estabilizar em torno de 0,8. Já na última, com o PWM por nível, o μ_{0b0a} também sai de 0,5 e cresce com uma forte característica oscilatória no transitório, mas esta característica é menos acentuada. Ele também satura em 1,0, mas apenas uma vez e por menos de 0,04s, caindo para aproximadamente 0,6 e se estabilizando depois, também em torno de 0,8. Apesar dos μ_{0b0a} se estabilizarem em torno do mesmo valor tanto para o PWM escalar quanto para o por nível, o transitório deles é consideravelmente diferente, sendo que no caso escalar a variável se mostrou mais sensível, oscilando mais. Assim, além de ser menos sensível, o μ_{0b0a} do PWM por nível também proporciona um controle melhor, sobretudo no transitório, sendo menos instável e mantendo as tensões v_{Ca} e v_{Cb} mais próximas, conforme pode-se observar na Figura 24.

Nas figuras de 26 a 29 pode ser visto com um foco maior como as tensões nos barramentos se comportam em regime permanente. Comparando as figuras entre si, percebe-se que as que apresentam menor oscilação em torno da referência são as tensões da topologia 1. Em particular, empregando-se o PWM por nível na topologia 1 se obtém a menor oscilação em torno da referência, conforme pode-se observar na Figura 27. Esta oscilação é de aproximadamente 0,08% em relação ao valor de referência de 300V. Já empregando o PWM escalar obtém-se uma oscilação aproximadamente duas vezes maior, correspondente a 0,17% em relação ao valor de referência (ver Figura 27). Observando as figuras 28 e 29 percebe-se que de fato a oscilação proporcionada pela topologia 2 é maior, mas não difere muito entre o emprego do PWM escalar ou por nível, sendo de aproximadamente 0,67% em relação ao valor de referência nos dois casos. Este valor é 4 vezes maior que o da topologia 1 com PWM escalar e 8 vezes maior que o da topologia 1 com PWM por nível.

As tensões resultantes aplicadas à rede, denotadas por v_{gj} , são muito similares nas três fases, a menos da defasagem de -120° na fase 2 e de 120° na fase 3, ambas em relação à fase 1. Portanto, para analisá-las em regime permanente basta analisar os resultados de uma fase. Dessa forma, são analisadas as tensões resultantes da fase 1 nas duas topologias e para os dois tipos de PWM utilizados. Estas tensões em regime permanente podem ser observadas nas figuras de 30 a 33. Em todas elas percebe-se claramente que a v_{g1} é chaveada entre 9 níveis de tensão, visualmente distinguíveis. O bom aproveitamento destes níveis em relação à referência, que pode ser vista em azul nas figuras, está diretamente associado ao THD das correntes da rede, e é de interesse que este THD seja tão menor quanto possível. Um aproveitamento ideal significa que, dado um valor de referência, a tensão resultante instantânea deve ser chaveada entre os três níveis mais próximos dela,

de modo que dentro da janela de tempo de um período discreto a tensão resultante média seja igual à referência. Então, observando as figuras referenciadas percebe-se que a única técnica PWM que consegue este aproveitamento é o PWM por nível.

Nas figuras 31 e 33 são mostradas as tensões v_{g1} obtidas com o emprego do PWM por nível na topologia 1 e na topologia 2, respectivamente. É perfeitamente visível o quão bem os níveis são aproveitados, uma vez que nunca ocorre o chaveamento entre mais de 3 níveis vizinhos. Já nas figuras 30 e 32 são mostradas as tensões v_{g1} obtidas pelo emprego do PWM escalar na topologia 1 e na topologia 2, respectivamente. O aproveitamento dos níveis é razoável nestes casos, e foi conseguido defasando-se a portadora do conversor B_g de -90° em relação à portadora do conversor A_g . Mesmo assim, o aproveitamento não é ideal. Existem regiões em que ocorre o chaveamento entre 4 e até 5 níveis, o que é desnecessário e contribui para o aumento do THD das correntes. Não é claramente perceptível nas figuras, mas nesses casos alguns dos níveis mais distantes da referência são usados apenas durante intervalos de tempo ínfimos, o que acaba não contribuindo tanto para piorar o THD médio das correntes.

O reflexo da forma de utilização dos níveis para gerar as tensões resultantes v_{gj} pode ser visto nas figuras de 34 a 37, na forma das correntes da rede i_{gj} , mostradas em regime permanente. Mas antes de comentar a qualidade dessas correntes, deve-se perceber a eficácia do controle de corrente realizado por meio dos controladores PI modificados R_{12} . Nas quatro figuras referenciadas é perceptível que em regime permanente as correntes seguem a referência. Mesmo que elas conservem o *ripple* devido ao chaveamento das tensões v_{gj} , as oscilações ocorrem em torno das respectivas referências. Além disso, observando-se a Figura 38 é possível verificar a dinâmica completa das correntes, desde o transitório até quando elas entram em regime permanente. Esta figura é referente à topologia 1 com o emprego do PWM escalar, mas a dinâmica observada nela é extensível aos outros casos, inclusive à topologia 2, uma vez que foram observados resultados muito parecidos e portanto irrelevantes de serem evidenciados. Percebe-se então que no transitório as correntes são bastante elevadas e não seguem as referências, mas à medida que elas progredem no tempo a diferença com relação às referências diminui até chegar no regime permanente, quando o erro é somente devido ao *ripple*.

Com relação à qualidade das correntes, é perceptível que os *ripples* das correntes da rede na topologia 2, figuras 36 e 37, são maiores do que aqueles das correntes da rede na topologia 1, figuras 34 e 35. De forma semelhante, os *ripples* quando se emprega o PWM escalar são em geral maiores do que quando se emprega o PWM por nível, ao menos para a mesma topologia. Este último fato é consequência direta da forma de aproveitamento dos 9 níveis de tensão disponíveis para gerar as tensões v_{gj} , conforme já discutido.

A qualidade das correntes da rede foi comentada visualmente do ponto de vista qualitativo com base no *ripple*, mas apenas como forma de se analisar os resultados gráfi-

cos. De fato, a sua medida deve ser expressa em termos de THD, o parâmetro que mede a distorção harmônica total de um sinal, uma vez que seja dada a sua frequência fundamental. Assim, sabendo que a frequência fundamental das correntes da rede é $f_g = 60Hz$, foram calculados os THDs das correntes de cada fase para cada topologia, aplicando-se o PWM escalar e por nível. Também foram calculados os THDs médios, baseados na média aritmética dos THDs das fases em cada situação. Estes dados estão resumidos nas tabelas 1 e 2, na qual pode-se confirmar que os THDs médios das correntes na topologia 1 são menores que aqueles da topologia 2, tanto para o caso escalar quanto para o por nível. Já o PWM por nível proporciona um THD menor do que o PWM escalar, para as duas topologias individualmente. Desta forma, o menor THD médio é conseguido empregando o PWM por nível na topologia 1, enquanto o maior é conseguido aplicando o PWM escalar na topologia 2. Os casos complementares apresentam THDs médios equiparáveis, sendo praticamente iguais (ver tabelas 1 e 2).

	PWM Escalar	PWM por Nível
THD de i_{g1}	$2,36 \cdot 10^{-2}$	$1,52 \cdot 10^{-2}$
THD de i_{g2}	$2,41 \cdot 10^{-2}$	$1,52 \cdot 10^{-2}$
THD de i_{g3}	$2,36 \cdot 10^{-2}$	$1,52 \cdot 10^{-2}$
THD médio	$2,38 \cdot 10^{-2}$	$1,52 \cdot 10^{-2}$

Tabela 1 – THD das correntes da rede, topologia 1.

	PWM Escalar	PWM por Nível
THD de i_{g1}	$3,73 \cdot 10^{-2}$	$2,45 \cdot 10^{-2}$
THD de i_{g2}	$3,66 \cdot 10^{-2}$	$2,46 \cdot 10^{-2}$
THD de i_{g3}	$3,75 \cdot 10^{-2}$	$2,46 \cdot 10^{-2}$
THD médio	$3,71 \cdot 10^{-2}$	$2,46 \cdot 10^{-2}$

Tabela 2 – THD das correntes da rede, topologia 2.

Na Figura 39 são mostradas as tensões médias correspondentes às tensões resultantes v_{gj} das fases 1, 2 e 3, calculadas a cada período discreto h_{disc} . Em conjunto são mostradas também as referências destas tensões para comparação. Este resultado foi obtido para a topologia 1 com o PWM escalar, mas é extensível aos demais casos, inclusive à topologia 2, pois apresentaram v_{gj} médios e referências idênticos. Ele é mostrado principalmente com o objetivo de validar o PWM, uma vez que sua função primordial é fazer justamente o que é ilustrado na figura, ou seja, dado um conjunto de referências v_{gj}^* , a cada período discreto a média das tensões v_{gj} deve ser igual às referências. Como pode-se observar na figura, as médias estão sobrepostas às referências, ficando portanto validado o PWM escalar da topologia 1, e por consequência os demais.

As tensões de polo médias da fase 1, para as duas topologias e para os dois PWMs, podem ser visualizadas nas figuras de 40 a 43. Nas figuras 40 e 42 percebe-se que são mostradas também as referências. Isto porque no PWM escalar existem referências também

para as tensões de polo, o que não acontece no PWM por nível, no qual há apenas as referências para as tensões resultantes v_{gj} . É necessário mostrar apenas as tensões de polo da fase 1 porque as tensões das outras fases têm exatamente o mesmo comportamento em regime permanente, a menos das defasagens.

Tendo em vista que as tensões v_{gj} médias estão em fase com as correntes i_{gj} , é natural deduzir que as tensões $v_{ga,0a}$ médias também estão em fase com as correntes, e as tensões $v_{gb,0b}$ médias estão defasadas de 180° . Assim, tendo também em vista que a carga acoplada ao barramento A é maior do que a acoplada ao barramento B, e que por este motivo tem-se em regime permanente que $\mu_{gx} > 0,5$ para a topologia 1 e $\mu_{0b0a} > 0,5$ para a topologia 2, analisando as figuras referenciadas percebe-se que elas estão de acordo com as respectivas ações de controle impostas pelos controladores R_{Cab} . Isto é, pelas figuras 40 e 41 (topologia 1) percebe-se que as tensões de polo do conversor A_g são maximizadas no semiciclo positivo e minimizadas no semiciclo negativo, o que aumenta o transferência de potência para o barramento A. Além disso, as tensões de polo do conversor B_g apresentam dois trechos do semiciclo positivo em que elas são negativas, e dois trechos do semiciclo negativo em que elas são positivas, o que reduz a transferência de potência para o barramento B. Percebe-se também que o perfil das tensões de polo do PWM escalar e do por nível são bastante parecidas, de modo que a diferença entre elas é devida principalmente à diferença do valor do μ_{gx} em cada PWM no regime permanente.

Já na topologia 2 não é possível controlar o fluxo de potência durante os semiciclos negativos das tensões de polo, períodos nos quais elas são grampeadas no valor mínimo (ver figuras 42 e 43). Assim, o controle é feito apenas nos semiciclos positivos. Então, percebe-se pelas figuras que as tensões de polo do conversor A_g têm o valor médio maximizado nestes trechos, favorecendo a transferência de potência para o barramento A. Já as tensões de polo do conversor B_g têm o valor médio minimizado, desfavorecendo a transferência de potência para o barramento B. Além disso, é notável a similaridade entre as tensões de dos PWMs escalar e por nível, não sendo perceptível diferenças relevantes.

As análises feitas nesta seção correspondem aos resultados do lado da rede com cargas resistivas diferentes acopladas aos barramentos A e B. Mesmo assim, algumas dessas análises podem ser consideradas gerais e não precisam ser refeitas. Estas são as relativas aos resultados das tensões nos barramentos v_{Ca} e v_{Cb} em regime permanente, das tensões resultantes v_{gj} (instantâneas e médias) e das correntes da rede i_{gj} . Portanto, restam serem refeitas as análises dos transitórios das tensões v_{Ca} e v_{Cb} , e das tensões de polo $v_{ga,0a}$ e $v_{gb,0b}$, para o caso em que são acopladas cargas iguais aos barramentos A e B, observando como se comportam as tensões nestes barramentos quando é imposto um transitório de carga. Isto é feito na seção seguinte.

5.2 Análise dos Resultados do Lado da Rede com Cargas Resistivas Iguais e Transitório de Carga

De forma similar à primeira seção, para esta seção também foram realizadas quatro simulações, duas delas feitas para o lado da rede da topologia 1, e as outras duas para o lado da rede da topologia 2. Para cada topologia foi feita uma simulação aplicando-se o PWM escalar e outra aplicando-se o PWM por nível, conforme descrito no Capítulo 3. A diferença é que, nestas simulações, a cada barramento capacitivo foram acopladas cargas resistivas iguais, com a carga do barramento A sendo denotada por R_{Ca} (de resistência R_{Ca}) e a carga do barramento B sendo denotada por R_{Cb} (de resistência R_{Cb}). Então, para testar o lado da rede simulando a condição de carga imposta pela MIH, as cargas são feitas iguais, i.e., $R_{Ca} = R_{Cb}$. Os parâmetros de simulação utilizados, bem como os valores dos componentes, são os mesmos para todas as simulações e são descritos a seguir:

- Passo de cálculo: $h = 100ns$
- Período discreto: $h_{disc} = 50\mu s$
- Frequência de chaveamento/das portadoras triangulares: $f_{\Delta} = 20kHz$
- Defasagem da portadora triangular do conversor B_g em relação à do conversor A_g para o PWM escalar: $\phi_{\Delta} = -90^{\circ}$
- Tensão por fase nominal: $V_N = 220V_{RMS}$
- Potência total trifásica nominal: $P_N = 1,5kW$
- Magnitude das tensões da rede: $E_g = 1p.u.$
- Tensões fasoriais da rede (correspondentes às tensões instantâneas e_{gj}): $\hat{E}_{g1} = E_g \angle 0^{\circ}$; $\hat{E}_{g2} = E_g \angle -120^{\circ}$; $\hat{E}_{g3} = E_g \angle 120^{\circ}$
- Frequência da rede elétrica: $f_g = 60Hz$; $\omega_g = 120\pi rad$
- Resistência associada à rede: $R_g = 0,1p.u.$
- Reatância associada à rede: $\omega_g L_g = 0,03p.u.$
- Capacitância individual dos capacitores dos barramentos A e B : $C = 220\mu F$
- Tensão de referência dos barramentos capacitivos: $v_{Ca}^* = v_{Cb}^* = v_{Cm}^* = 300V$
- Resistência da carga acoplada ao barramento A antes do transitório de carga: $R_{Ca} = 120\Omega$

- Resistência da carga acoplada ao barramento B antes do transitório de carga: $R_{Cb} = 120\Omega$
- Potência total das cargas em regime permanente antes do transitório de carga: $P_{Rab} = 1,5kW$
- Resistência da carga acoplada ao barramento A depois do transitório de carga: $R_{Ca} = 60\Omega$
- Resistência da carga acoplada ao barramento B depois do transitório de carga: $R_{Cb} = 60\Omega$
- Potência total das cargas em regime permanente depois do transitório de carga: $P_{Rab} = 3,0kW$
- Ganho proporcional dos controladores PI R_{Cm} : $K_{pCm} = 0,01$
- Ganho integral dos controladores PI R_{Cm} : $K_{iCm} = 10$
- Ganho proporcional dos controladores PI R_{Cab} : $K_{pCab} = 0,01$
- Ganho integral dos controladores PI R_{Cab} : $K_{iCab} = 10$
- Ganho proporcional dos controladores PI modificados R_{12} : $K_{pm} = 25$
- Ganho integral dos controladores PI modificados R_{12} : $K_{im} = 1250$

O objetivo da realização dessas simulações é validar o funcionamento do lado da rede das duas topologias com a condição de carga imposta pela MIH. Conforme já mencionado, não foi possível simular os sistemas completos, com a rede mais a máquina e seus respectivos conversores, devido a limitações de recursos computacionais, uma vez que simular os subsistemas do lado da rede e do lado da máquina juntos demandaria um tempo excessivamente grande e consumiria muita memória para armazenar todas as variáveis em análise. Assim, simulando o lado da rede e o lado da máquina separadamente, os processos ficam bem mais rápidos e consomem uma quantidade de memória consideravelmente menor. Mesmo assim, ainda é possível validar o funcionamento do sistema geral porque nesta seção e na anterior foram simulados os subsistemas do lado da rede em condições mais severas do que aquelas impostas pela máquina, sendo mostrado que o controle dos barramentos é mantido.

Conforme pode-se observar nas figuras de 44 a 47, a dinâmica das tensões nos barramentos têm características muito similares entre si nos quatro casos expostos. Todas têm um *overshoot* situado entre 350 e $400V$, apresentando uma queda nas tensões para pouco abaixo de $300V$ e convergindo para a referência em seguida. A exatamente $0,1s$ da simulação ocorre um transitório de carga, de modo que a potência demandada da

rede, que antes era $1,5kW$ em regime, passa a ser de $3,0kW$. Percebe-se pelas quatro figuras referenciadas que as dinâmicas das tensões v_{Ca} e v_{Cb} nas duas topologias, com os dois PWMs, permanecem similares. Todas sofrem uma queda para quase $250V$, mas aumentam em seguida e voltam para a referência entre $0,125$ e $0,150s$.

É notável que na topologia 1, figuras 44 e 45, para os dois tipos de PWM aplicados o controle da diferença entre as tensões v_{Ca} e v_{Cb} é ideal, isto é, nos gráficos as tensões estão sobrepostas e não é possível distinguir uma da outra desde o início da simulação. A diferença está na ação de controle representada pela variável auxiliar μ_{gx} , mostrada em conjunto nestas figuras. Como já discutido na primeira seção de análises, a ação de controle proporcionada pelo PWM por nível é menos sensível e mais eficaz que a do PWM escalar. Percebe-se que no caso por nível o μ_{gx} tem um pequeno e rápido *overshoot* no início, mas depois fica praticamente constante no valor $0,5$, com pequenas oscilações que são um pouco maiores depois do transitório de carga. Já no caso escalar o μ_{gx} tem um *overshoot* maior e mais longo, e tende a se estabilizar entre $0,50$ e $0,51$ até o transitório de carga, quando ele desce e passa a oscilar em torno de $0,5$.

Já na topologia 2, figuras 46 e 47, é perceptível que o controle não é ideal como na topologia 1. As tensões v_{Ca} e v_{Cb} se mantêm próximas desde o início da simulação, mas existe uma oscilação persistente entre elas. Esta oscilação ocorre principalmente por causa da ação de controle proporcionada pela variável auxiliar μ_{0b0a} . É notável que tanto no caso por nível quanto no escalar a oscilação em regime permanente é bem maior do que as oscilações observadas para os μ_{gx} na topologia 1. Apesar disso, tanto na topologia 2 quanto na 1 as ações de controle oscilam em torno de $0,5$ em regime permanente, o que é esperado uma vez que as cargas acopladas aos barramentos são iguais e portanto as ações de controle devem tentar manter a distribuição de potência neutra entre os conversores A_g e B_g .

As tensões de polo v_{ga10a} e v_{gb10b} médias da fase 1 da rede, para os quatro casos simulados, podem ser vistas nas figuras de 48 a 51. Estas tensões foram obtidas em regime permanente após o transitório de carga. É perceptível que elas estão de acordo com as ações de controle μ_{gx} e μ_{0b0a} das topologias 1 e 2 respectivamente. Nas figuras 48 e 49 (topologia 1) as tensões de polo médias não apresentam nenhum sinal de estarem favorecendo o balanço de potência para um conversor ou para outro, e são perfeitamente simétricas. Já nas figuras 50 e 51 (topologia 2) percebe-se que também não há favorecimento, isto é, os semiciclos positivos da tensão de polo v_{ga10a} média são iguais aos semiciclos positivos da tensão de polo v_{gb10b} média. Percebe-se também uma assimetria nas formas dos sinais, que é devida principalmente à considerável oscilação da variável auxiliar μ_{0b0a} em torno de $0,5$, tanto no caso em que é aplicado o PWM escalar como no que é aplicado o por nível. Em nenhuma das topologias é perceptível uma diferença relevante das tensões de polo médias em relação a quando se é aplicado o PWM escalar ou o por nível.

5.3 Análise dos Resultados do Lado da Máquina

Para se obter os resultados da MIH e dos conversores A_s e B_s , foi realizada uma única simulação, na qual foi assumido que os barramentos A e B já estavam controlados. A premissa é de que a máquina só deve ser acionada quando os barramentos já estiverem estabilizados e controlados. Como foi provado para todas as topologias, e com os dois PWMs, que o controle dos barramentos feito pelo lado da rede funciona em carga, com cargas iguais ou diferentes, e que ele também é tolerante a transitórios de carga, é razoável assumir para esta simulação que os barramentos A e B já estão controlados, sem perda de generalidade. A simulação então é feita de tal modo que a máquina parta em vazio. No início é aplicado um acionamento suave de 0 a 0,1s, variando linearmente a amplitude das tensões de referência $v_{sa_j}^*$ e $v_{sb_j}^*$ de 0 até o valor de regime permanente V_{sMAX} . Além disso, em 0,15s é aplicado um conjugado mecânico de carga $c_m > 0$ ao eixo da MIH. Os parâmetros de simulação utilizados, bem como os parâmetros da MIH, são descritos a seguir:

- Passo de cálculo: $h = 100ns$
- Período discreto: $h_{disc} = 50\mu s$
- Frequência de chaveamento/das portadoras triangulares: $f_{\Delta} = 20kHz$
- Defasagem da portadora triangular do conversor B_s em relação à do conversor A_s para o PWM escalar: $\phi_{\Delta} = 0^\circ$
- Tensão dos barramentos capacitivos: $v_{Ca} = v_{Cb} = 300V$
- Resistência das bobinas do estator: $R_s = 0,39\Omega$
- Resistência das bobinas do rotor: $R_r = 1,41\Omega$
- Indutância própria das bobinas do estator: $L_s = 0,094H$
- Indutância própria das bobinas do rotor: $L_r = 0,094H$
- Indutância mútua entre as bobinas do estator quando o ângulo entre elas é zero: $M_{ss} = 0,091$
- Indutância mútua entre as bobinas do rotor quando o ângulo entre elas é zero: $M_{rr} = 0,091$
- Indutância mútua entre as bobinas do estator e do rotor quando o ângulo entre elas é zero: $M_{sr} = 0,091$
- Momento de inércia da MIH: $J_m = 0,04kg.m^2$

- Coeficiente de atrito viscoso da MIH: $k_{fm} = 0,01$
- Defasagem entre os conjuntos A e B do estator: $\alpha = 60^\circ$
- Amplitude máxima em regime permanente das tensões v_{saj} e v_{sbj} médias aplicadas à máquina: $V_{sMAX} = 170V$
- Frequência das tensões v_{saj} e v_{sbj} médias aplicadas à máquina: $f_s = 60Hz$; $\omega_s = 120\pi rad$
- Número de pares de polo da MIH: $PPolos = 4$
- Velocidade síncrona da MIH: $900rpm$
- Potência nominal da máquina: $P_{Mach} = 1,5kW$
- Conjugado mecânico de carga imposto ao eixo: $c_m = 14,25N.m$

Na Figura 52 é mostrada a tensão estatórica v_{ga1} média e sua referência. Não é necessário mostrar as demais tensões estatóricas pois elas têm o mesmo comportamento, a menos das devidas defasagens. Percebe-se que o sinal v_{ga1}^* e a tensão v_{ga1} média estão sobrepostas, o que comprova que o PWM aplicado pelos conversores é eficaz. Também é possível identificar o aumento linear da amplitude de 0 a $0,1s$ e a manutenção de um valor constante igual a $170V$ a partir desse último instante, o que é característico do acionamento suave proposto.

Já na Figura 53 podem ser vistas a tensão estatórica v_{ga1} instantânea em regime permanente e a referência v_{ga1}^* . É perceptível que a tensão é chaveada entre 5 níveis visualmente distinguíveis. Em comparação com o lado da rede nas duas topologias, percebe-se a clara diferença entre o perfil de tensões geradas quando se é empregada a configuração *open-end*, aplicada do lado da rede, ou quando se é empregada a configuração trifásica convencional, aplicada para cada conjunto trifásico do lado da máquina. No primeiro caso são gerados 9 níveis de tensão, que se forem bem utilizados podem diminuir consideravelmente o THD das correntes. Já no segundo, visto na Figura 53, são gerados apenas 5 níveis, o que provoca um THD maior nas correntes correspondentes, dadas as mesmas condições de operação. Conforme pode-se observar comparando as tabelas 1, 2 e 3, mesmo sendo aplicada a configuração trifásica convencional para os conversores A_s e B_s , é conseguido um THD baixo para as correntes i_{saj} e i_{sbj} . Isto se deve ao fato de que, mesmo usado o PWM escalar, ainda é feito o bom aproveitamento dos 5 níveis existentes, isto é, o chaveamento é sempre feito entre os 3 níveis mais próximos da referência. Além disso, a máquina tem uma componente reativa forte em relação à rede, o que ajuda a filtrar e a reduzir o *ripple* das correntes, eliminando a necessidade de usar uma configuração mais elaborada para os conversores da máquina. Apesar disso, mesmo a rede tendo uma fraca

componente indutiva em relação à máquina, é conseguido um THD médio das correntes da rede equiparável ao das correntes da máquina, quando se utiliza o PWM por nível na topologia 1, o que demonstra o quanto pode ser melhorada a qualidade das correntes, dependendo da configuração dos conversores e da técnica PWM empregadas.

	THD
i_{sa1}	$1,63 \cdot 10^{-2}$
i_{sa2}	$1,69 \cdot 10^{-2}$
i_{sa3}	$1,62 \cdot 10^{-2}$
i_{sb1}	$1,62 \cdot 10^{-2}$
i_{sb2}	$1,63 \cdot 10^{-2}$
i_{sb3}	$1,68 \cdot 10^{-2}$
THD Médio	$1,65 \cdot 10^{-2}$

Tabela 3 – THD das correntes estatóricas da máquina.

A tensão de pólo v_{sa10a} média da fase 1 do conversor A_s pode ser vista na Figura 54 junto com sua referência. É perceptível que ela é perfeitamente simétrica e tem seu valor máximo bastante próximo de $150V$, isto é, bastante próximo de $\frac{1}{2}v_{Ca}$. Este mesmo padrão se repete para as outras tensões de polo do conversor A_s e para as tensões de polo v_{sbj0b} do conversor B_s . Isto garante um índice de modulação bastante próximo de 1, o que ajuda a diminuir o THD das correntes estatóricas, contribuindo para os valores baixos mostrados na Tabela 3.

As figuras 55 e 56 mostram as correntes estatóricas da MIH, sendo que na primeira é ilustrada a visão geral ao longo de todo o tempo de simulação, enquanto na última são mostradas as correntes com foco no regime permanente. Percebe-se que, devido ao acionamento suave aplicado, o transitório inicial das correntes é controlado e a amplitude delas cresce linearmente entre 0 e 0,06s (ver Figura 55). A partir deste último instante a taxa de crescimento das amplitudes das correntes se reduz e elas começam a diminuir até se estabilizarem no valor de regime. É notável que no transitório inicial as correntes atingem um valor máximo muito alto, entre 30 e 40A, o que é mais de 5 vezes maior do que o valor da amplitude em regime permanente, de aproximadamente 6A (ver Figura 56). Isto ocorre porque no início é preciso entregar bastante potência à máquina para que ela saia do estado de repouso e passe a girar. Além disso, é necessário energizar as bobinas estatóricas e rotóricas. O fato de ter sido aplicado um acionamento suave força esta transferência de energia inicial a ser mais lenta, controlando a potência absorvida e impedindo que no transitório as correntes atinjam valores ainda maiores do que os observados.

O conjugado eletromagnético da MIH pode ser visto na Figura 57, junto com o conjugado mecânico aplicado. No transitório o conjugado eletromagnético sofre um pico superior a $80N.m$, o que é necessário para tirar a máquina do repouso. Conforme pode-

se observar comparando as figuras 57 e 58, de 0s a aproximadamente 0,1s é a janela de tempo na qual a velocidade da máquina está aumentando, ou seja, ela está sendo acelerada. Este intervalo de tempo é o mesmo em que o conjugado eletromagnético sofre o pico, o que ratifica o que já foi comentado. Além disso, a partir de 0,15s, quando é aplicado o conjugado mecânico de carga, o conjugado eletromagnético o acompanha, aumentando também para aproximadamente o mesmo valor, sendo apenas um pouco maior. Isto ocorre porque, em regime permanente, o conjugado eletromagnético deve compensar a soma do conjugado mecânico e do conjugado devido as perdas por atrito da máquina, mantendo-a girando numa velocidade constante. Na Figura 58 é possível ver que quando é aplicado o conjugado mecânico de carga a 0,15s, a velocidade da máquina cai, o que é característico de uma máquina de indução operando como motor. A velocidade se estabiliza em 877rpm no regime permanente, o que corresponde a um escorregamento de 0,0256 ou 2,56%, considerando a velocidade síncrona de 900rpm.

Por fim, a potência média consumida pela máquina ao longo do tempo de simulação pode ser observada na Figura 59. Nela verifica-se que tudo que foi discutido até então se confirma. No transitório ocorre um pico da potência consumida devido à energia demandada pra colocar a máquina em movimento, e após ser aplicado o conjugado mecânico de carga, em 0,15s, a potência consumida aumenta e se estabiliza em 1,5kW, mantendo-se praticamente constante no regime permanente.

5.4 Figuras

As figuras referenciadas até então, nas três seções anteriores deste capítulo, são mostradas nas páginas seguintes desta seção.

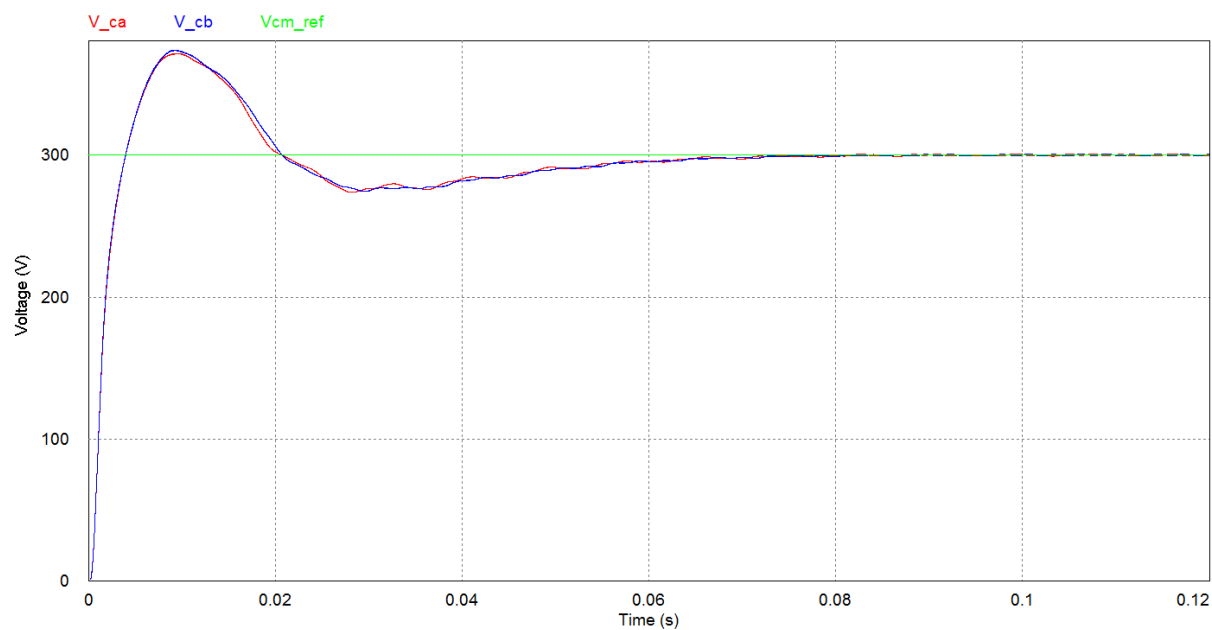


Figura 18 – Tensões nos barramentos capacitivos na topologia 1, PWM escalar. Cargas diferentes nos barramentos. Visão geral.

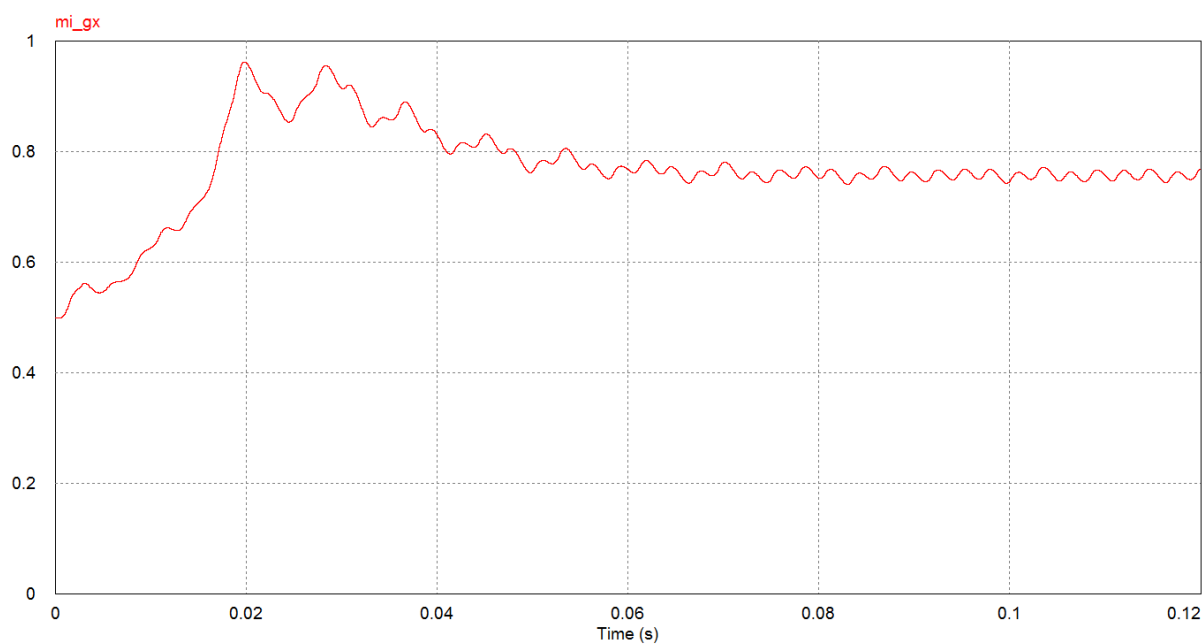


Figura 19 – Variável auxiliar de controle μ_{gx} na topologia 1, PWM escalar. Cargas diferentes nos barramentos. Visão geral.

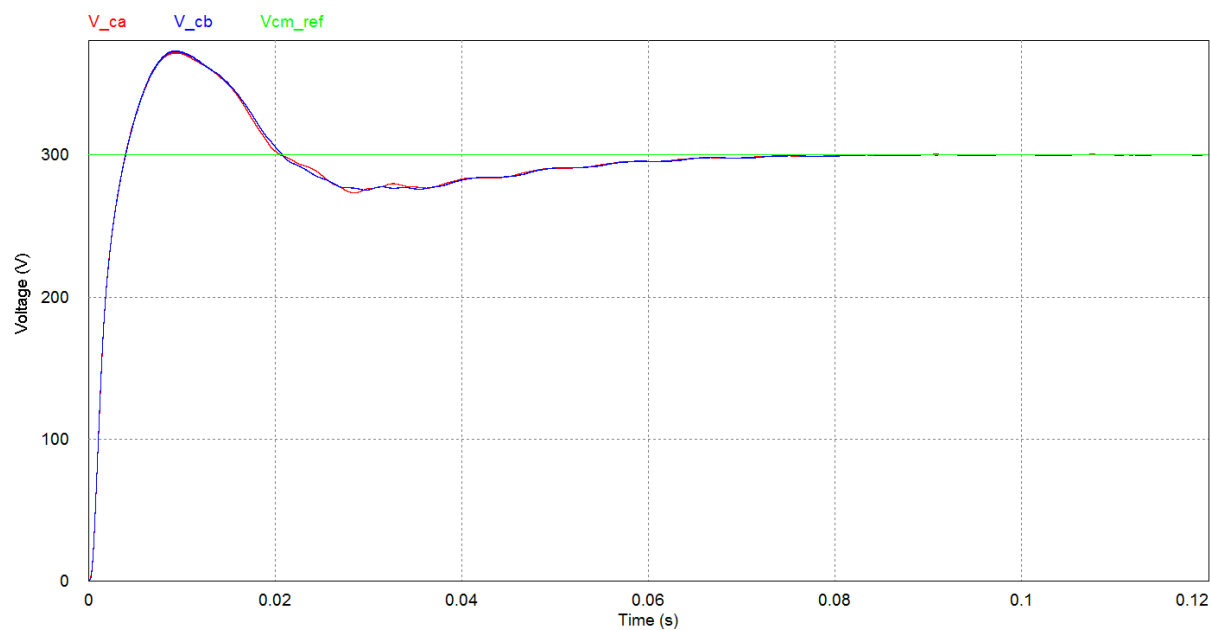


Figura 20 – Tensões nos barramentos capacitivos na topologia 1, PWM por nível. Cargas diferentes nos barramentos. Visão geral.

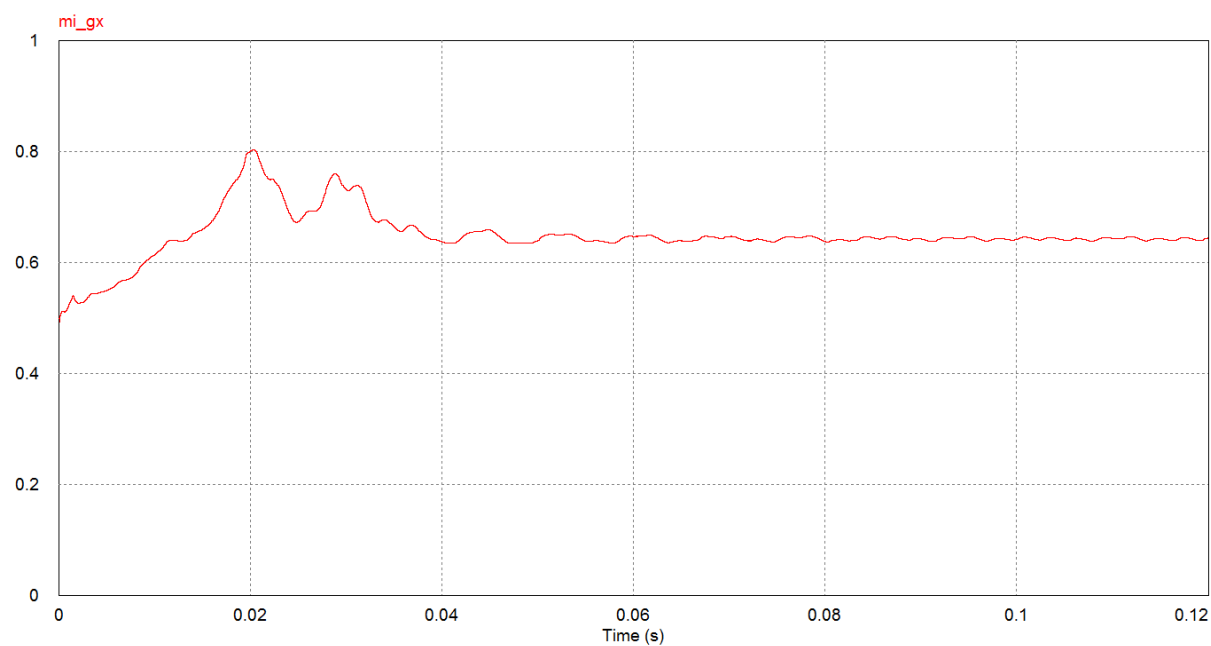


Figura 21 – Variável auxiliar de controle μ_{gx} na topologia 1, PWM por nível. Cargas diferentes nos barramentos. Visão geral.

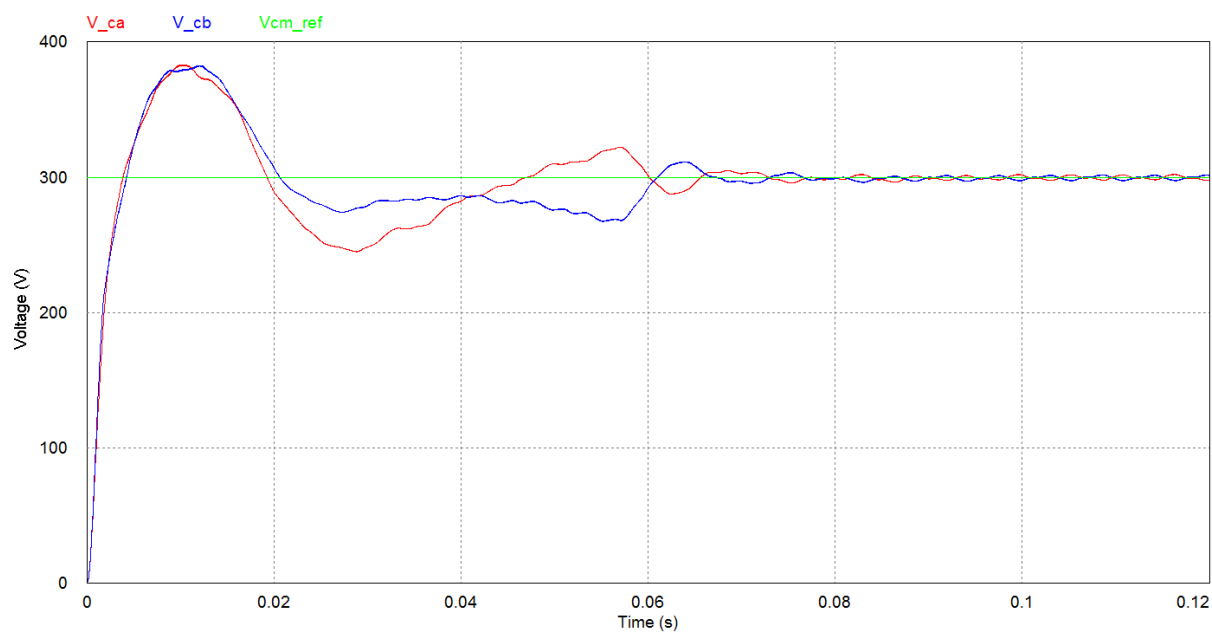


Figura 22 – Tensões nos barramentos capacitivos na topologia 2, PWM escalar. Cargas diferentes nos barramentos. Visão geral.

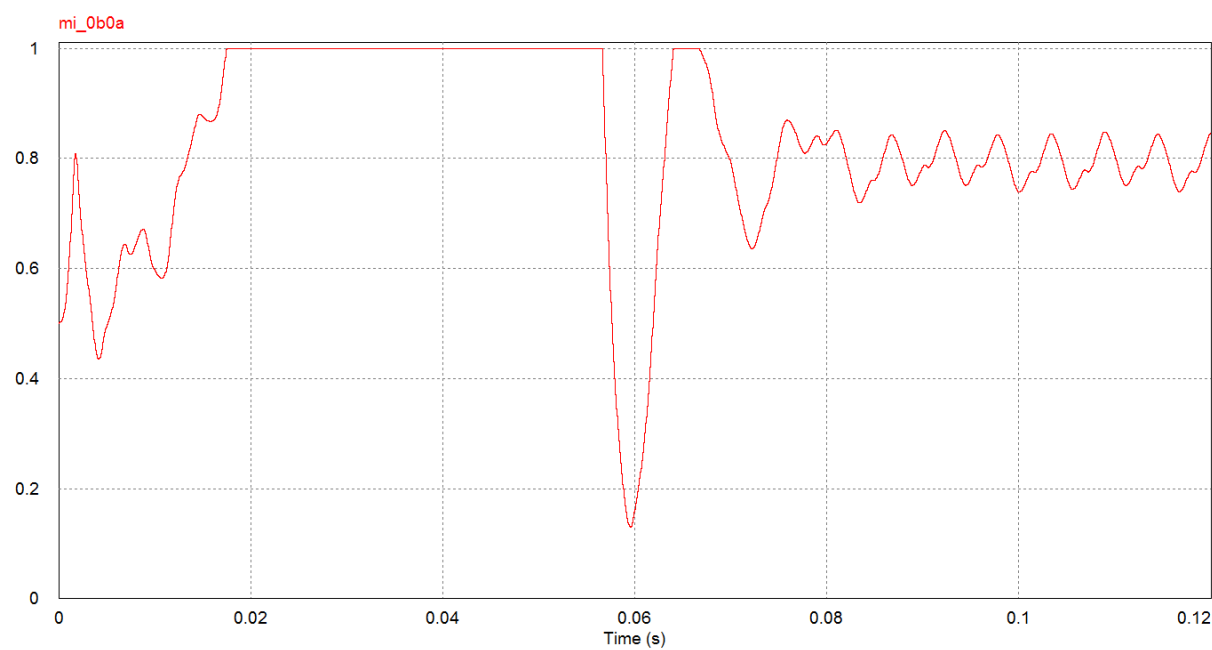


Figura 23 – Variável auxiliar de controle μ_{0b0a} na topologia 2, PWM escalar. Cargas diferentes nos barramentos. Visão geral.

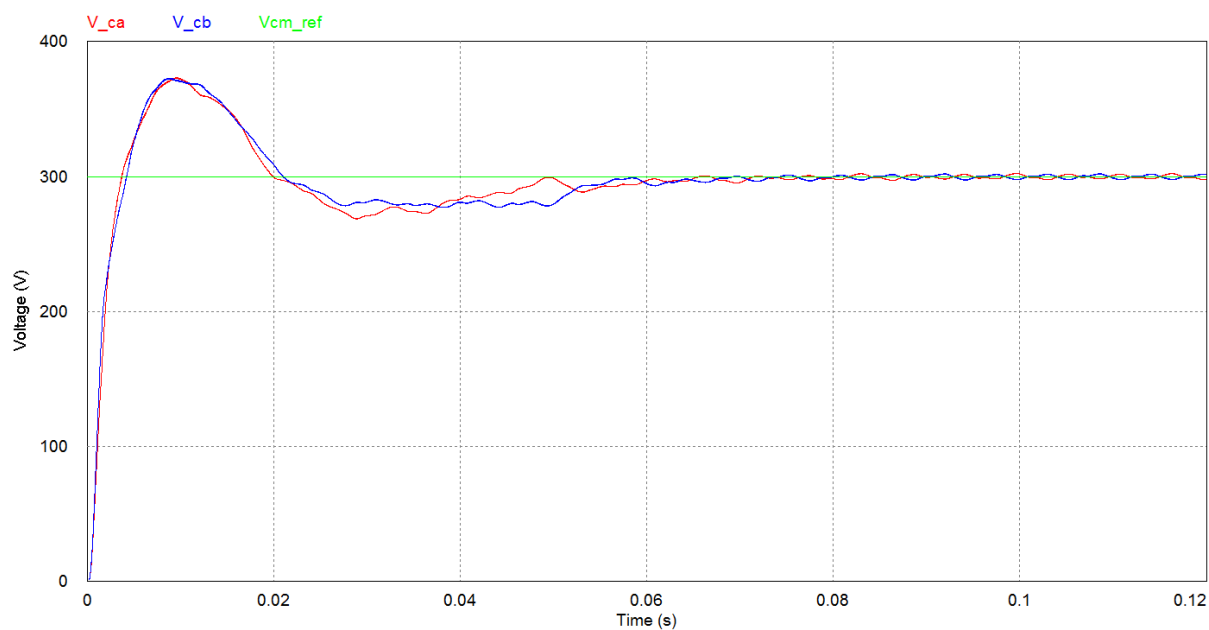


Figura 24 – Tensões nos barramentos capacitivos na topologia 2, PWM por nível. Cargas diferentes nos barramentos. Visão geral.

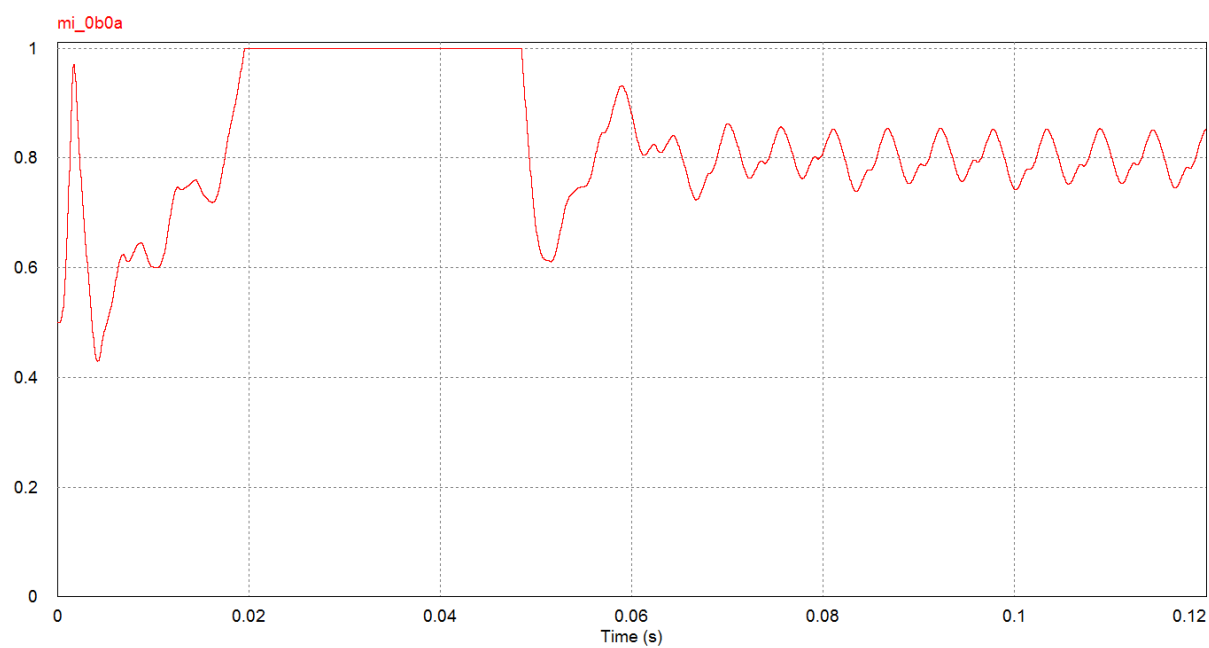


Figura 25 – Variável auxiliar de controle μ_{0b0a} na topologia 2, PWM por nível. Cargas diferentes nos barramentos. Visão geral.

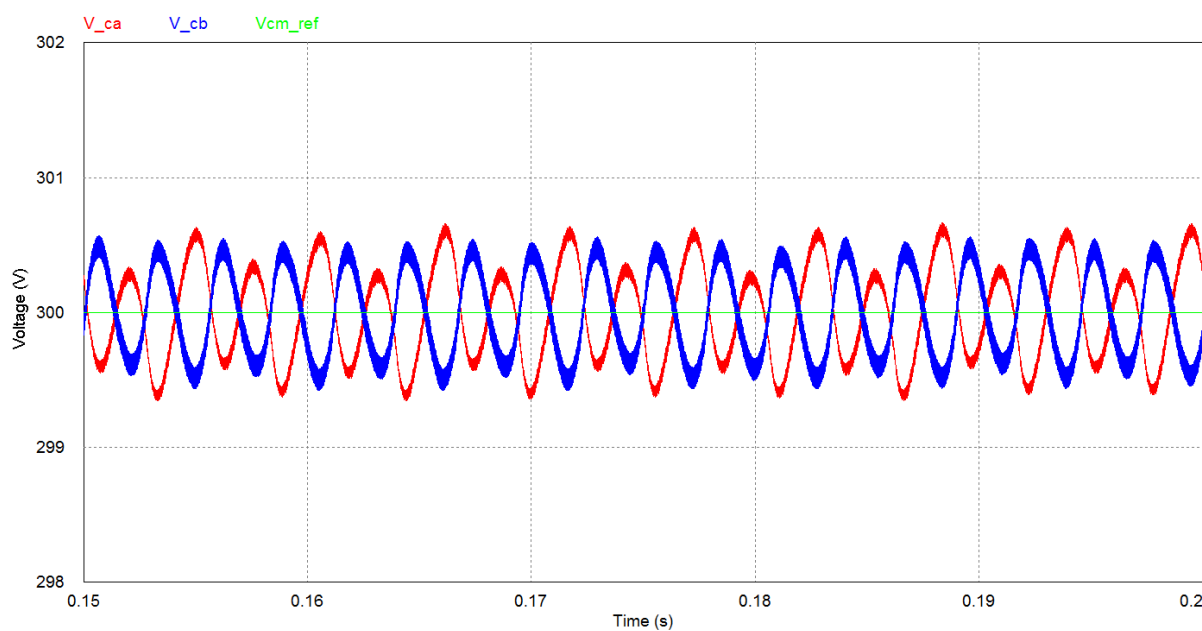


Figura 26 – Tensões nos barramentos capacitivos na topologia 1, PWM escalar. Foco no regime permanente.

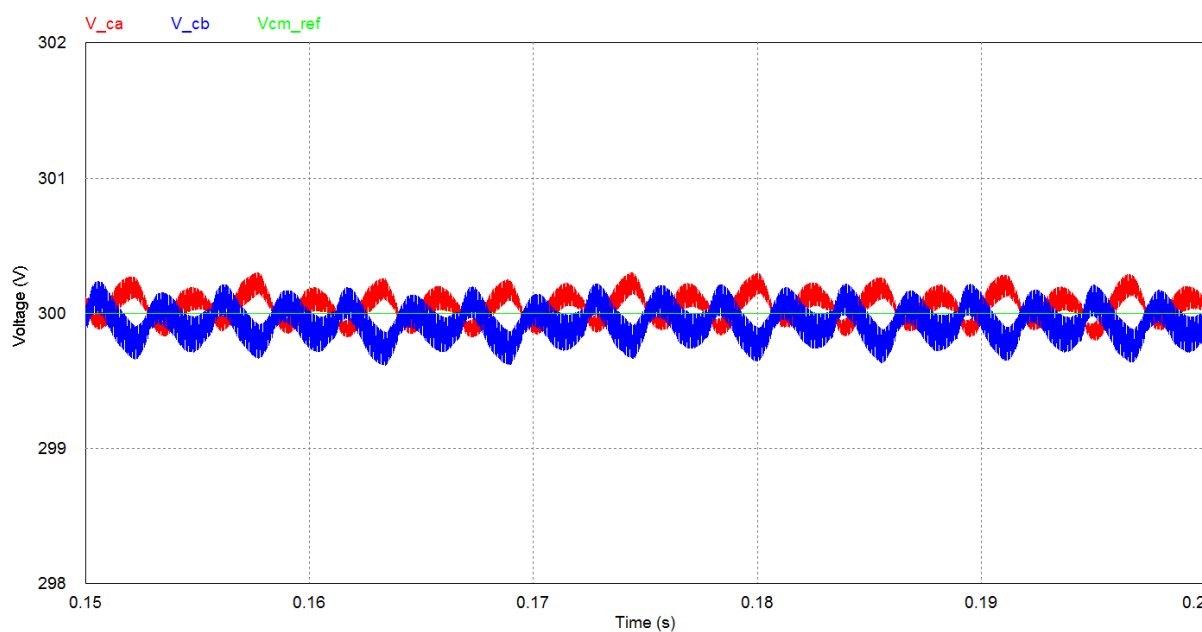


Figura 27 – Tensões nos barramentos capacitivos na topologia 1, PWM por nível. Foco no regime permanente.

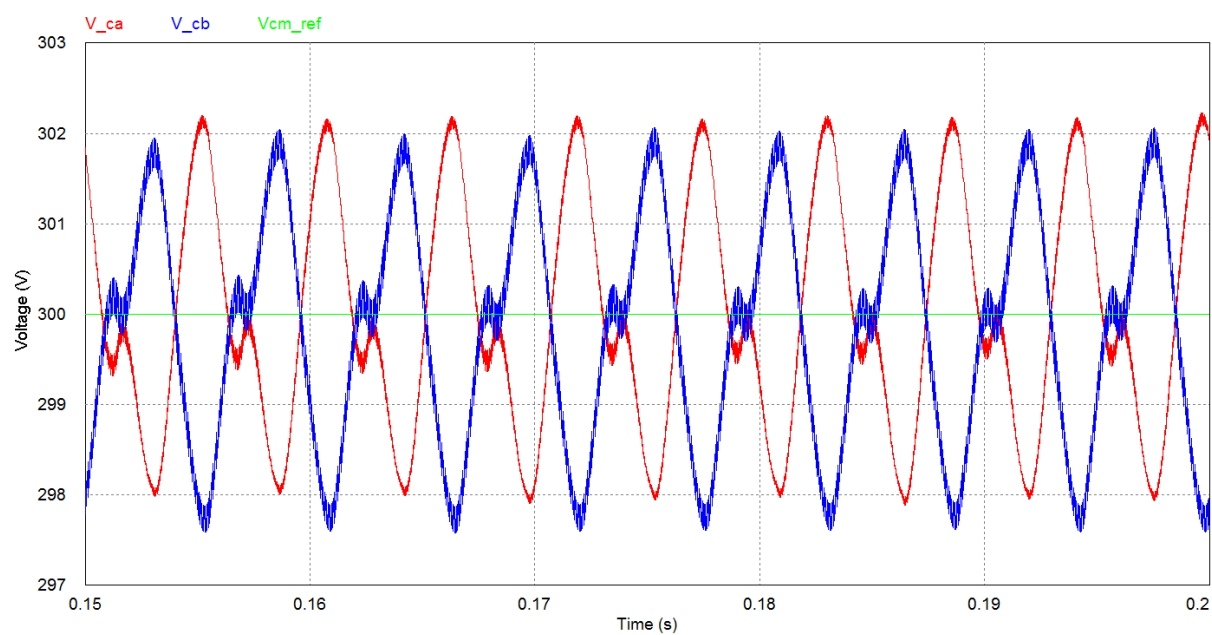


Figura 28 – Tensões nos barramentos capacitivos na topologia 2, PWM escalar. Foco no regime permanente.

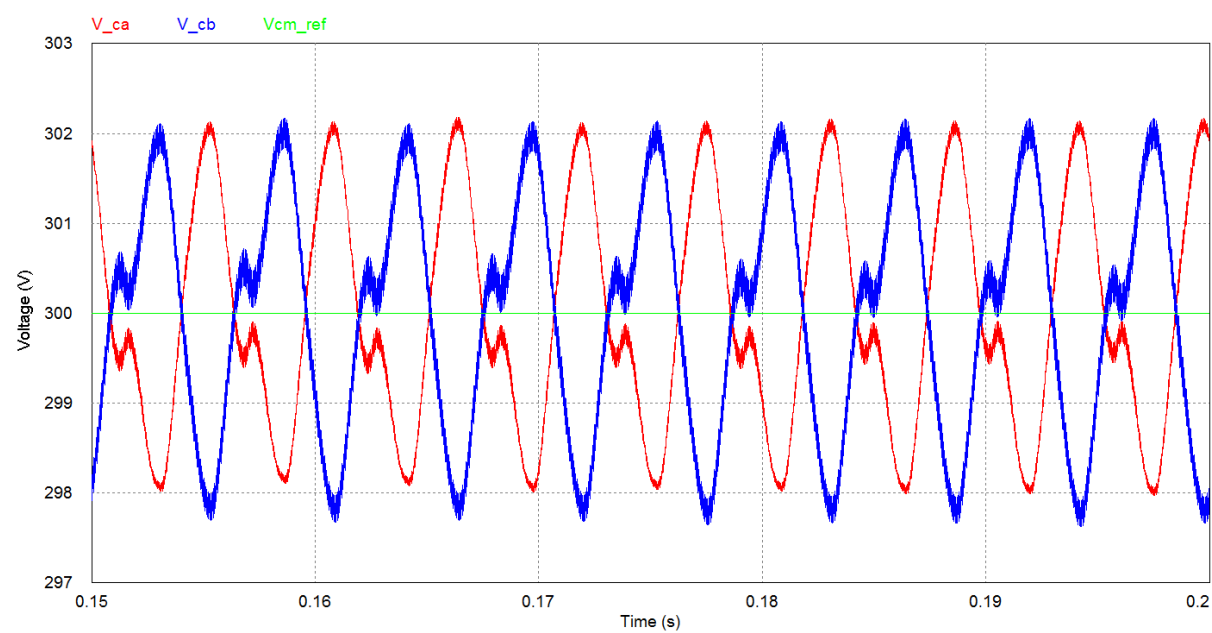


Figura 29 – Tensões nos barramentos capacitivos na topologia 2, PWM por nível. Foco no regime permanente.

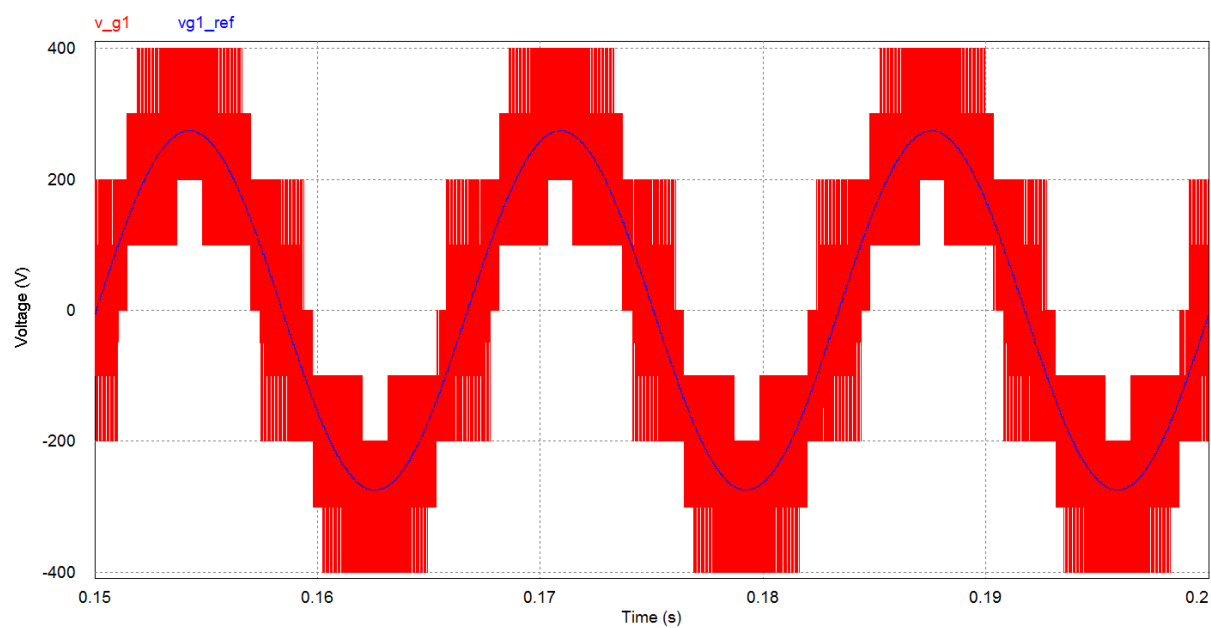


Figura 30 – Tensão resultante na fase 1 da rede na topologia 1, PWM escalar. Foco no regime permanente.

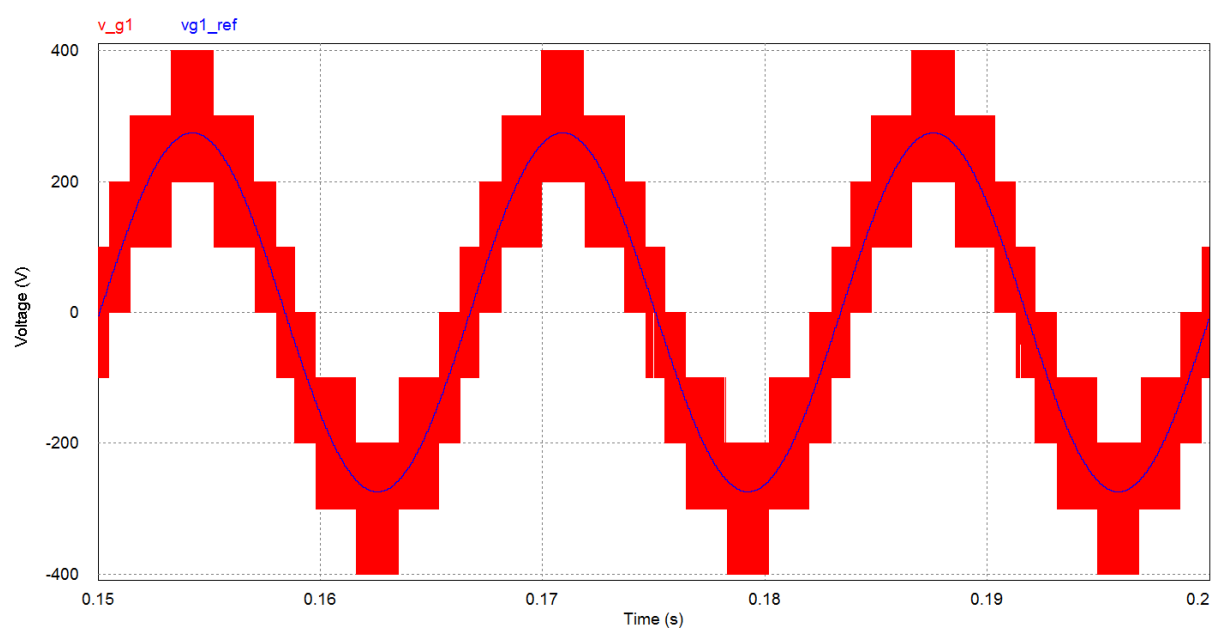


Figura 31 – Tensão resultante na fase 1 da rede na topologia 1, PWM por nível. Foco no regime permanente.

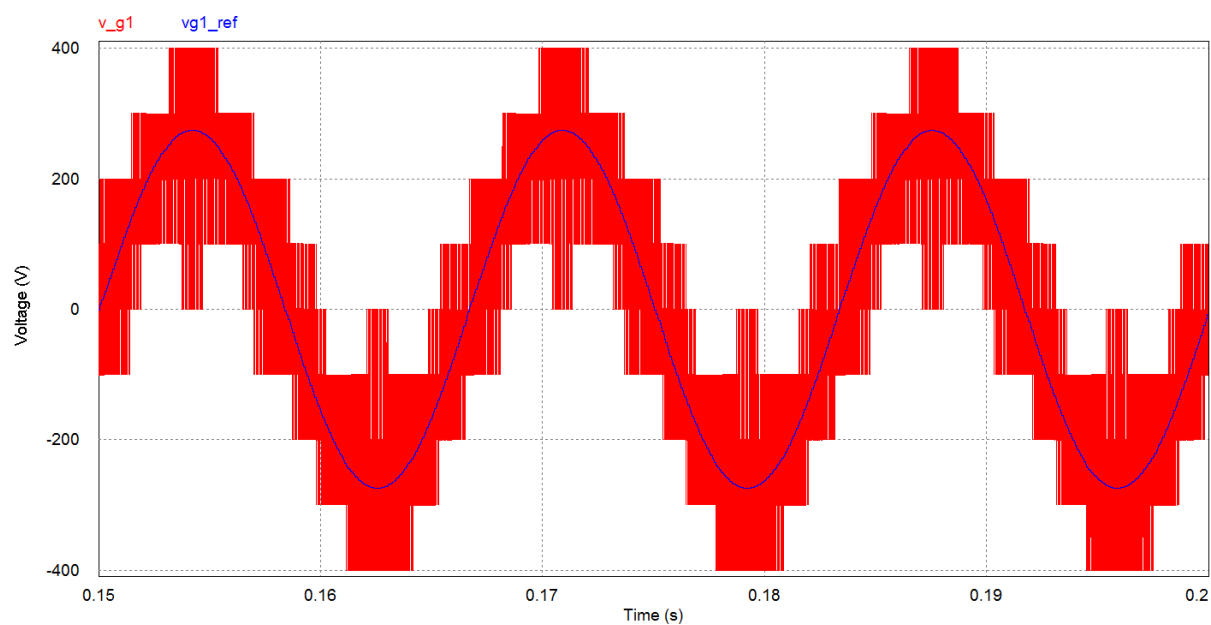


Figura 32 – Tensão resultante na fase 1 da rede na topologia 2, PWM escalar. Foco no regime permanente.

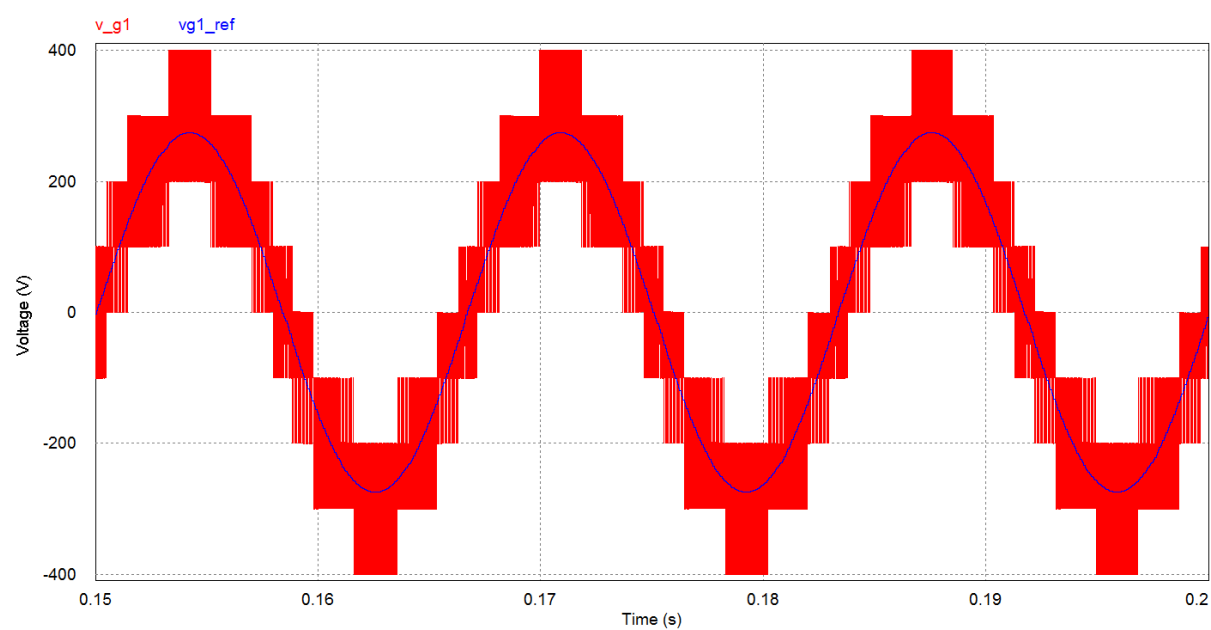


Figura 33 – Tensão resultante na fase 1 da rede na topologia 2, PWM por nível. Foco no regime permanente.

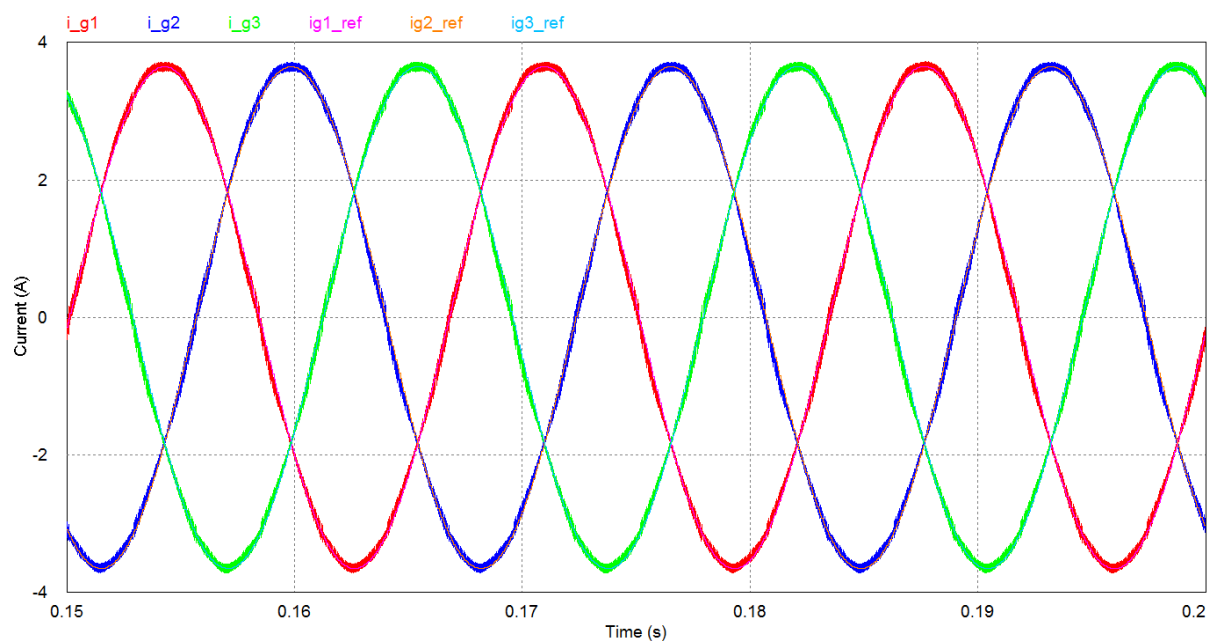


Figura 34 – Correntes da rede na topologia 1, PWM escalar. Foco no regime permanente.

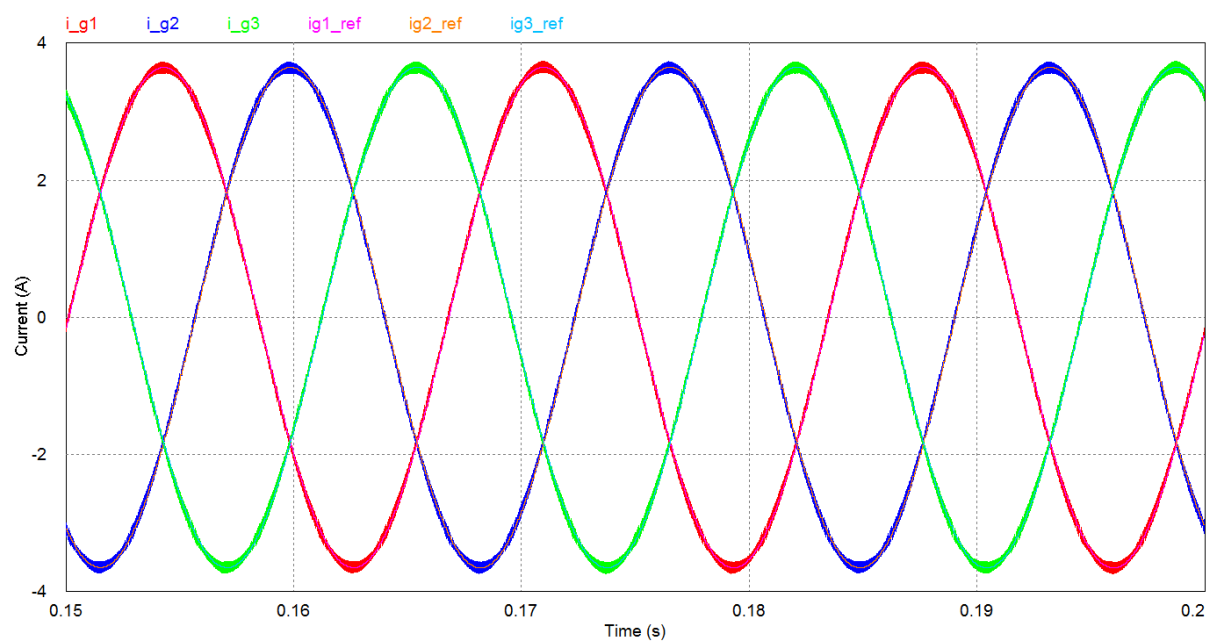


Figura 35 – Correntes da rede na topologia 1, PWM por nível. Foco no regime permanente.

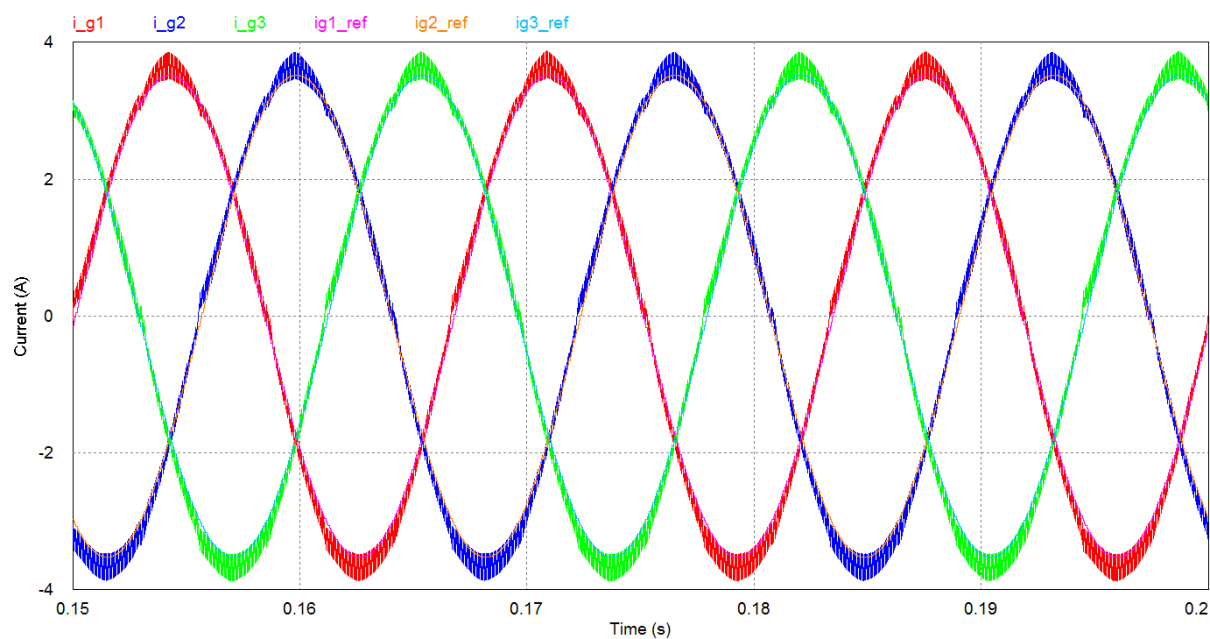


Figura 36 – Correntes da rede na topologia 2, PWM escalar. Foco no regime permanente.

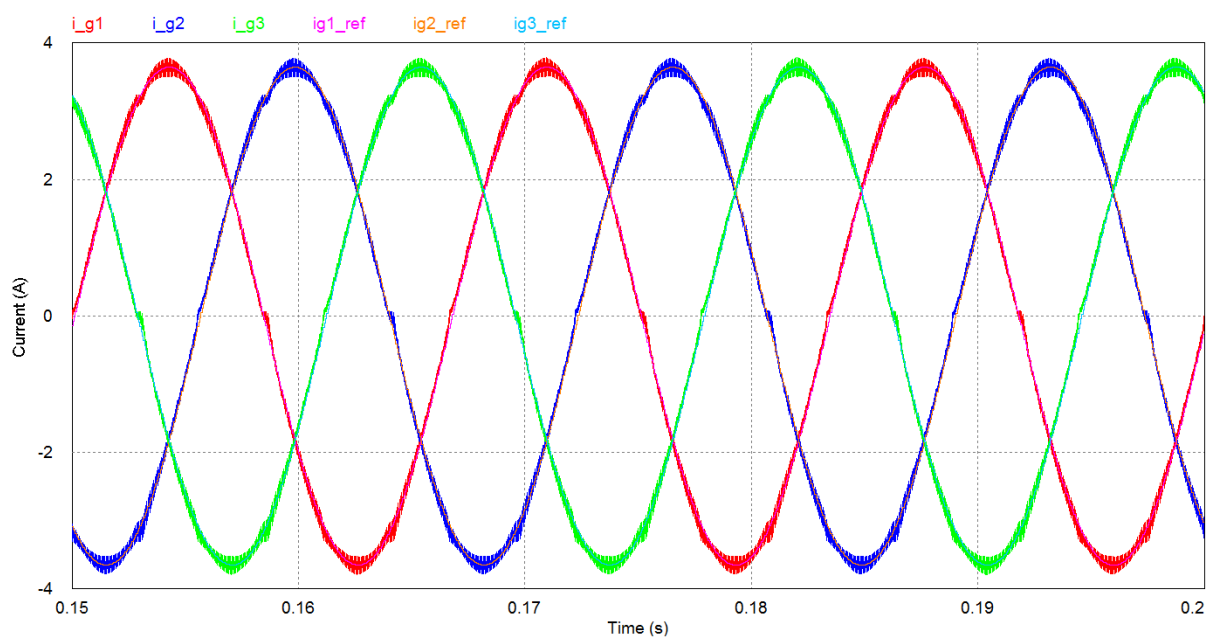


Figura 37 – Correntes da rede na topologia 2, PWM por nível. Foco no regime permanente.

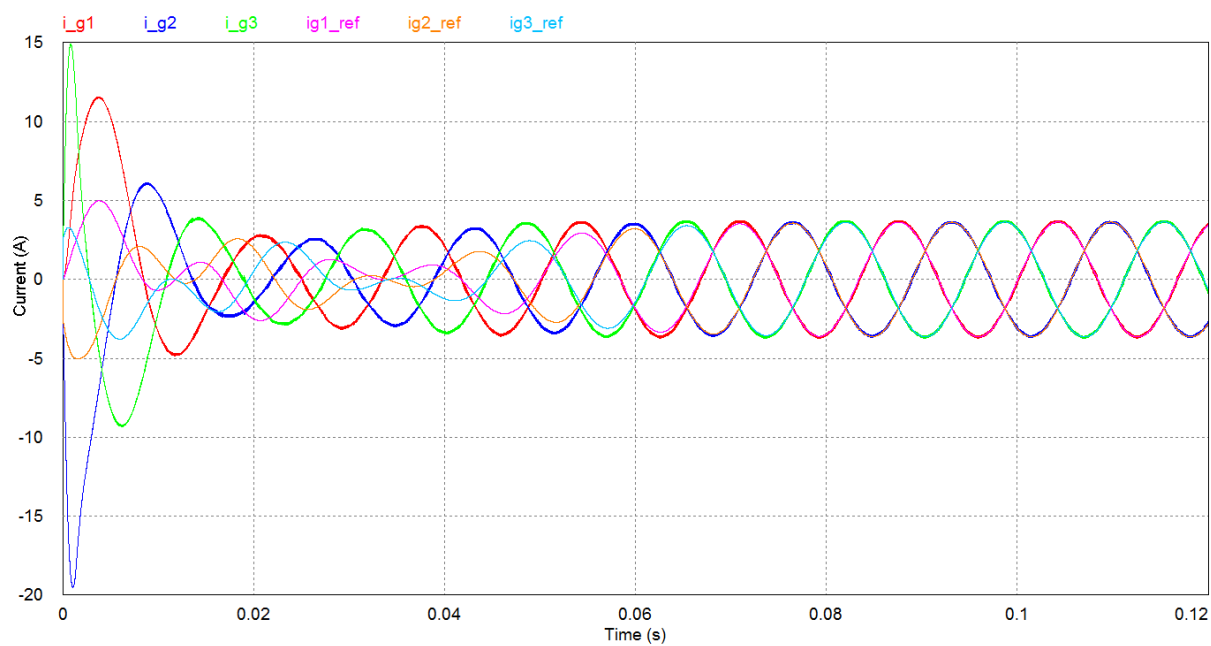


Figura 38 – Correntes da rede na topologia 1, PWM escalar. Visão geral.

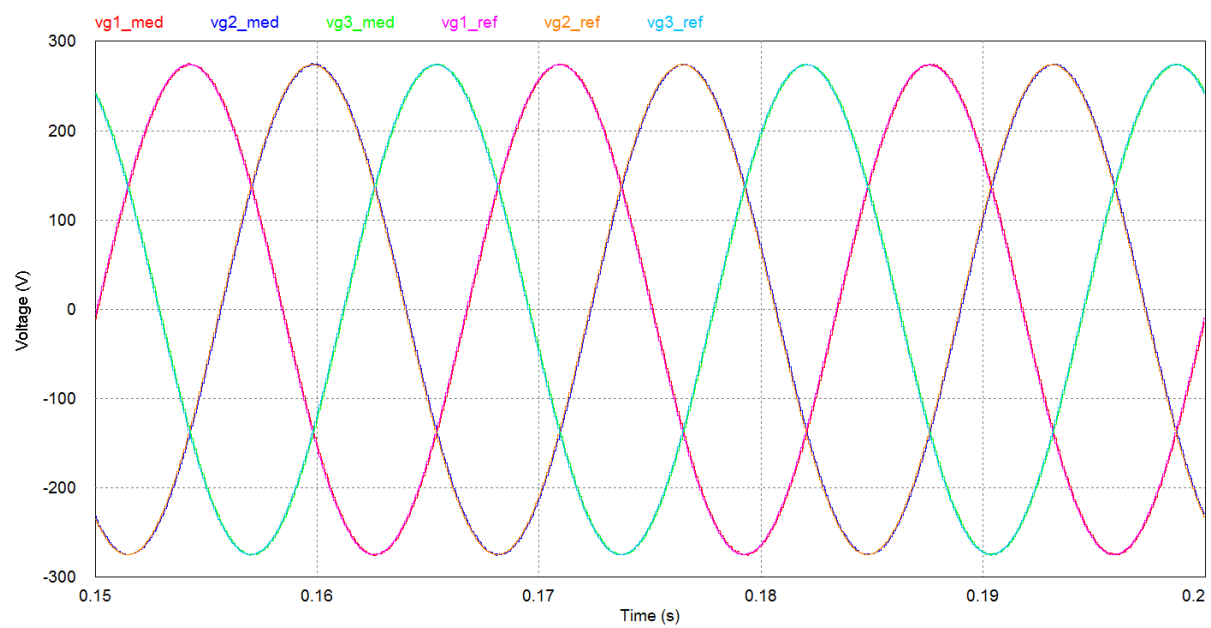


Figura 39 – Tensões resultantes médias da rede na topologia 1, PWM escalar. Foco no regime permanente.

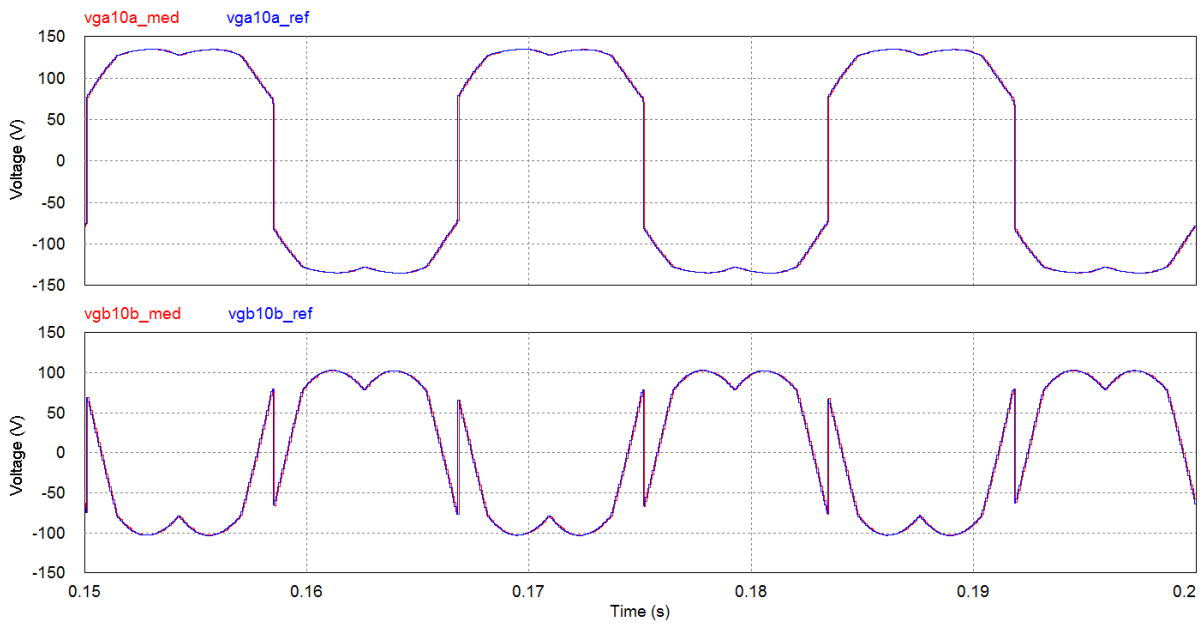


Figura 40 – Tensões de polo médias na fase 1 da rede na topologia 1, PWM escalar. Cargas diferentes nos barramentos. Foco no regime permanente.

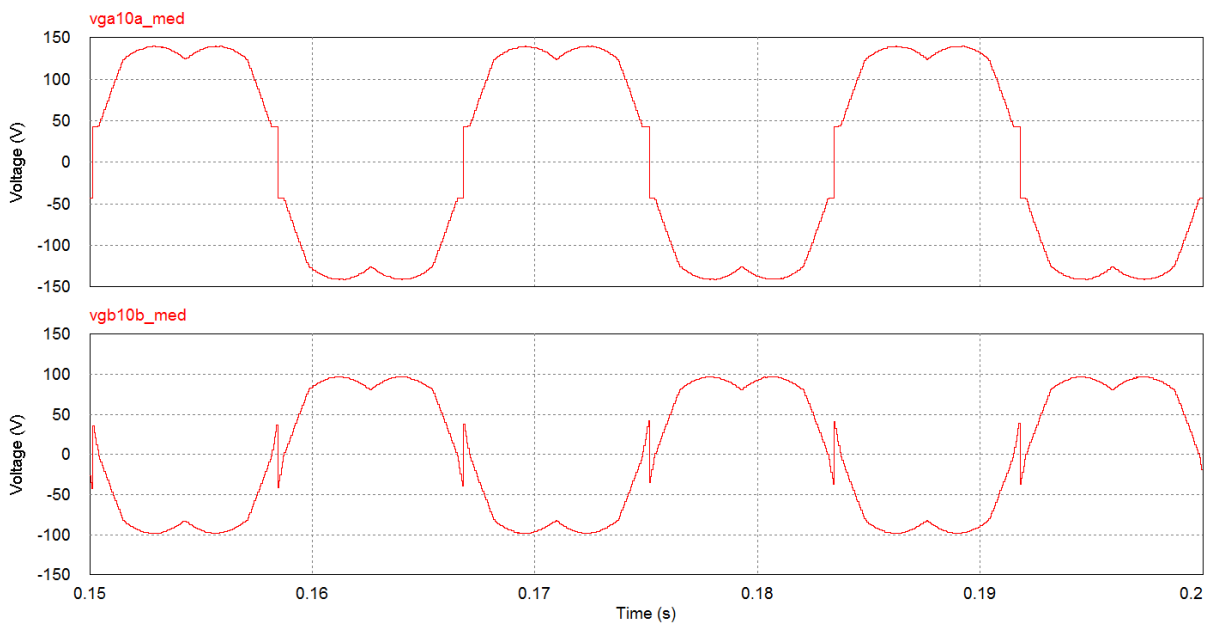


Figura 41 – Tensões de polo médias na fase 1 da rede na topologia 1, PWM por nível. Cargas diferentes nos barramentos. Foco no regime permanente.

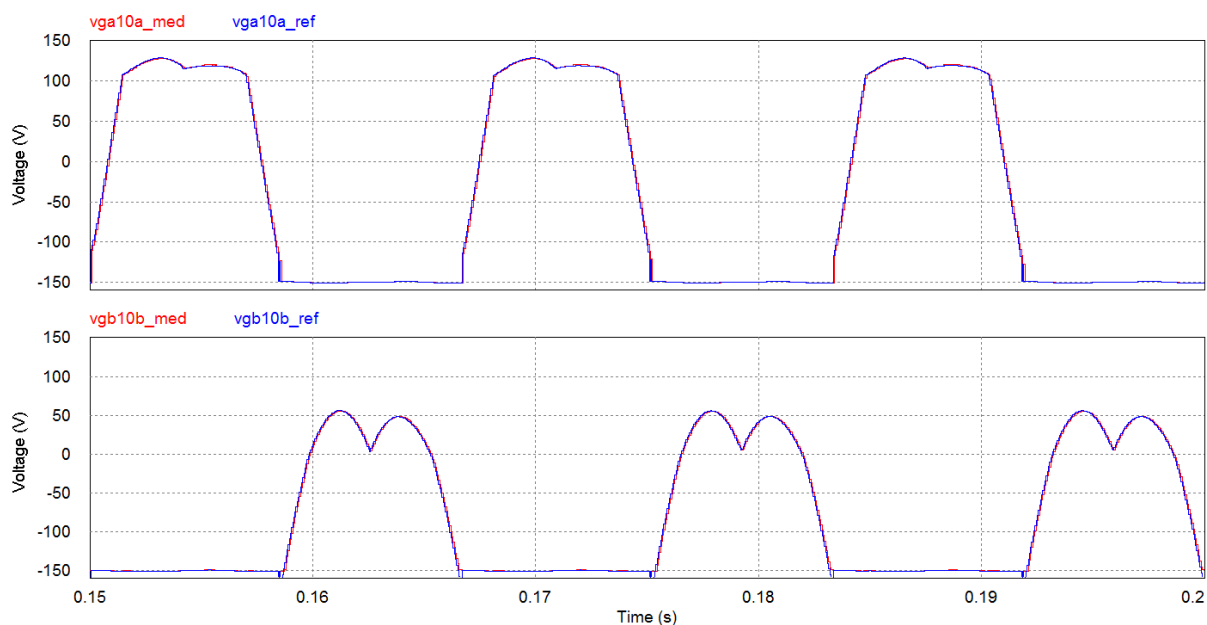


Figura 42 – Tensões de polo médias na fase 1 da rede na topologia 2, PWM escalar. Cargas diferentes nos barramentos. Foco no regime permanente.

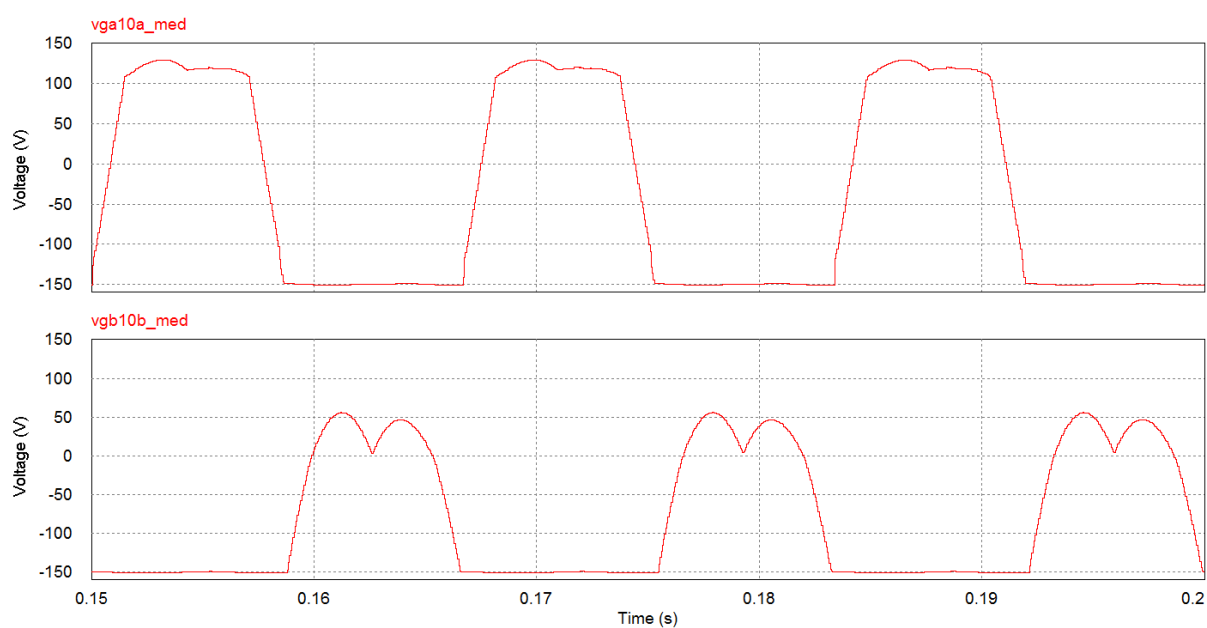


Figura 43 – Tensões de polo médias na fase 1 da rede na topologia 2, PWM por nível. Cargas diferentes nos barramentos. Foco no regime permanente.

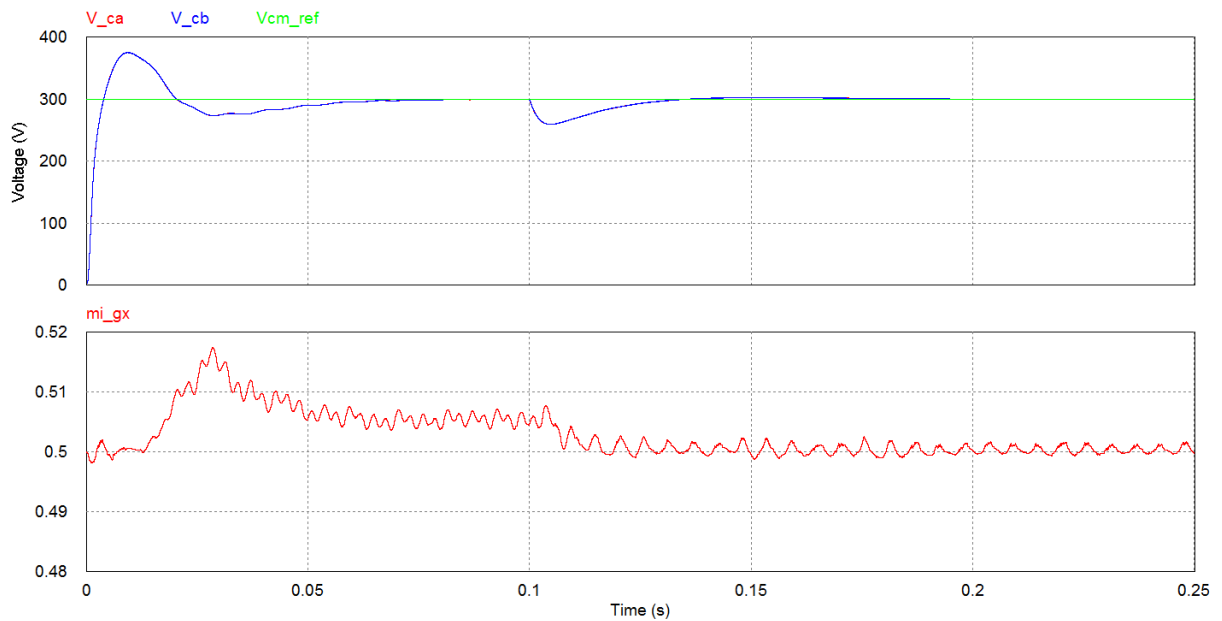


Figura 44 – Tensões nos barramentos capacitivos e variável auxiliar de controle μ_{gx} na topologia 1, PWM escalar. Cargas iguais nos barramentos com transitório de carga em 0,1s. Visão geral.

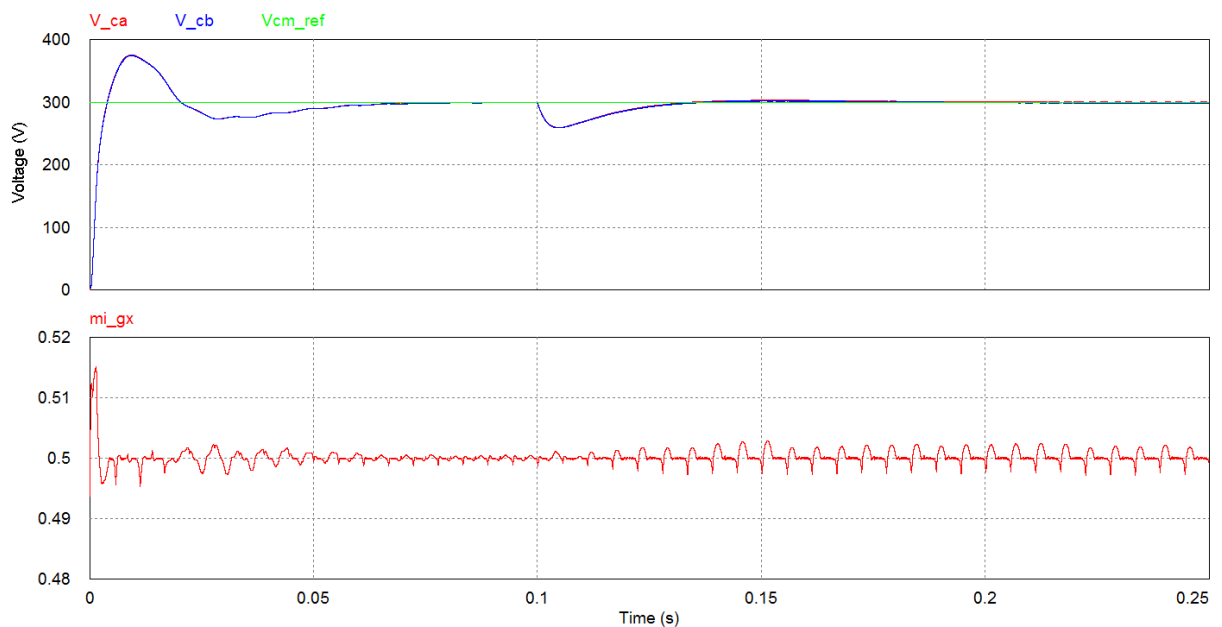


Figura 45 – Tensões nos barramentos capacitivos e variável auxiliar de controle μ_{gx} na topologia 1, PWM por nível. Cargas iguais nos barramentos com transitório de carga em 0,1s. Visão geral.

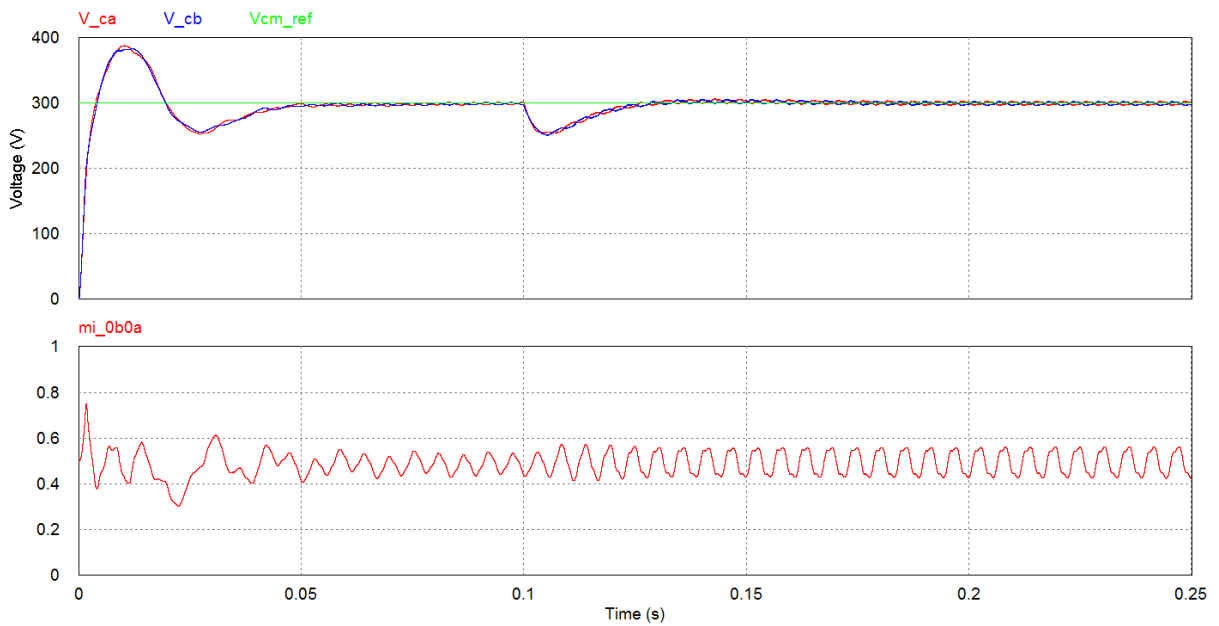


Figura 46 – Tensões nos barramentos capacitivos e variável auxiliar de controle μ_{0b0a} na topologia 2, PWM escalar. Cargas iguais nos barramentos com transitório de carga em 0,1s. Visão geral.

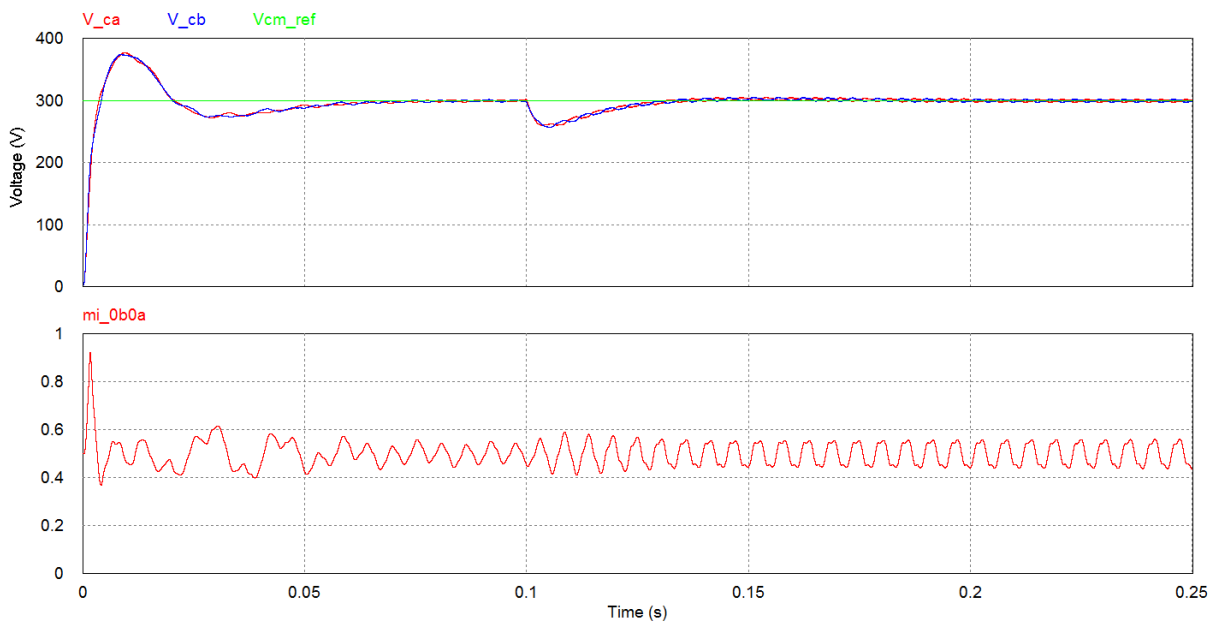


Figura 47 – Tensões nos barramentos capacitivos e variável auxiliar de controle μ_{0b0a} na topologia 2, PWM por nível. Cargas iguais nos barramentos com transitório de carga em 0,1s. Visão geral.

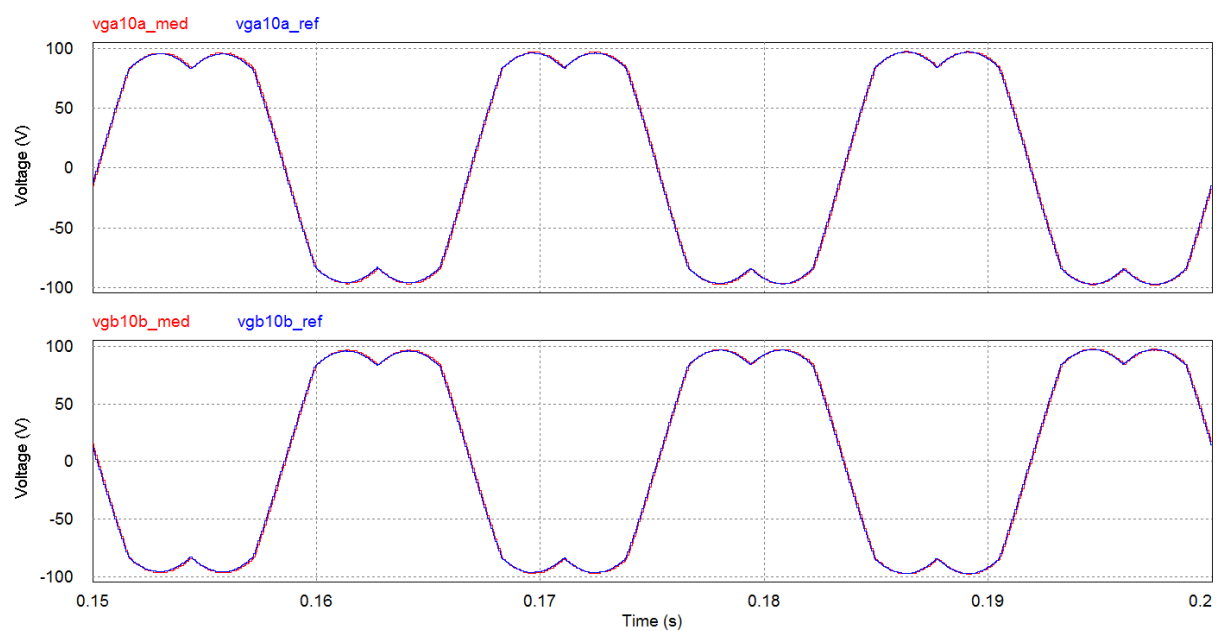


Figura 48 – Tensões de polo médias na fase 1 da rede na topologia 1, PWM escalar. Cargas iguais nos barramentos. Foco no regime permanente.

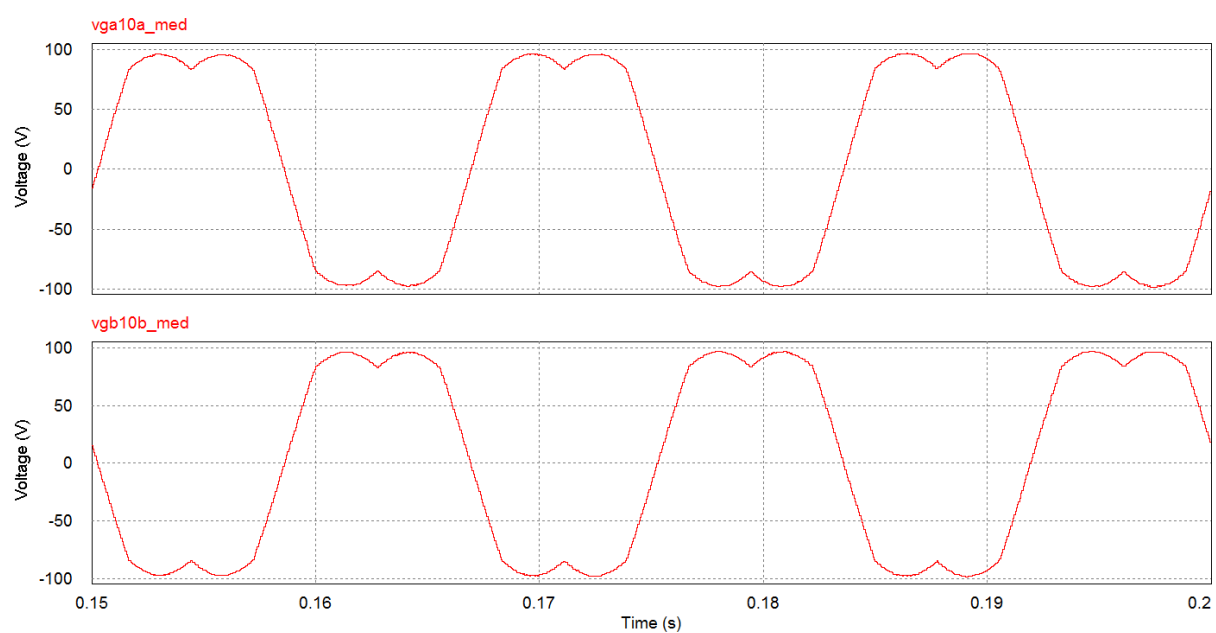


Figura 49 – Tensões de polo médias na fase 1 da rede na topologia 1, PWM por nível. Cargas iguais nos barramentos. Foco no regime permanente.

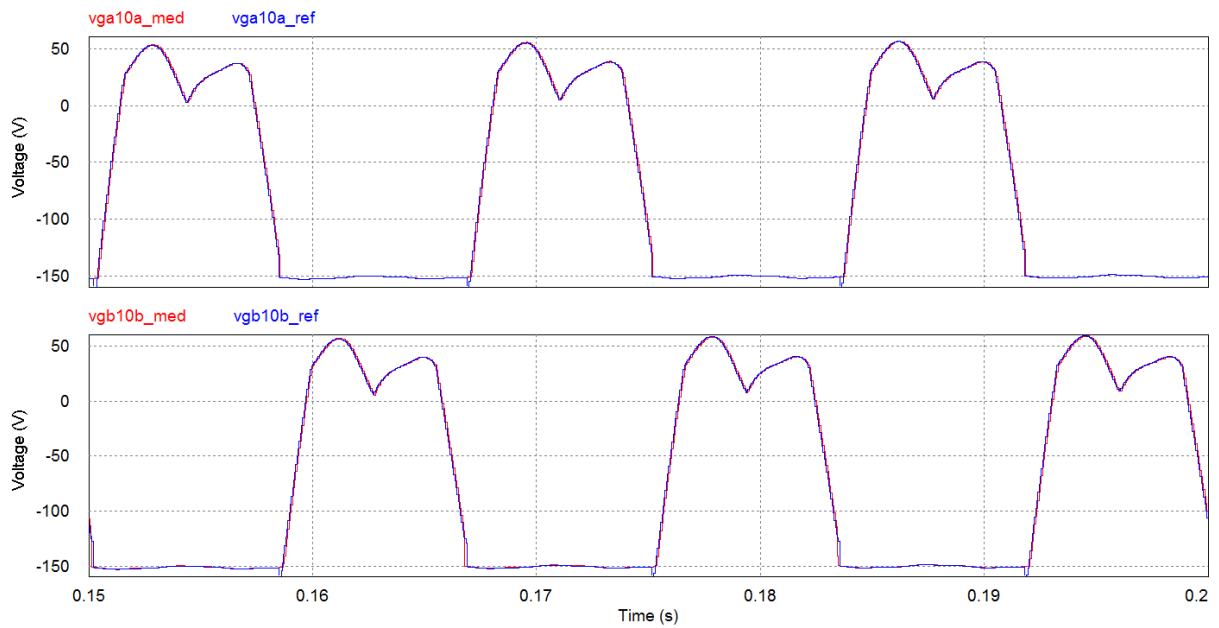


Figura 50 – Tensões de polo médias na fase 1 da rede na topologia 2, PWM escalar. Cargas iguais nos barramentos. Foco no regime permanente.

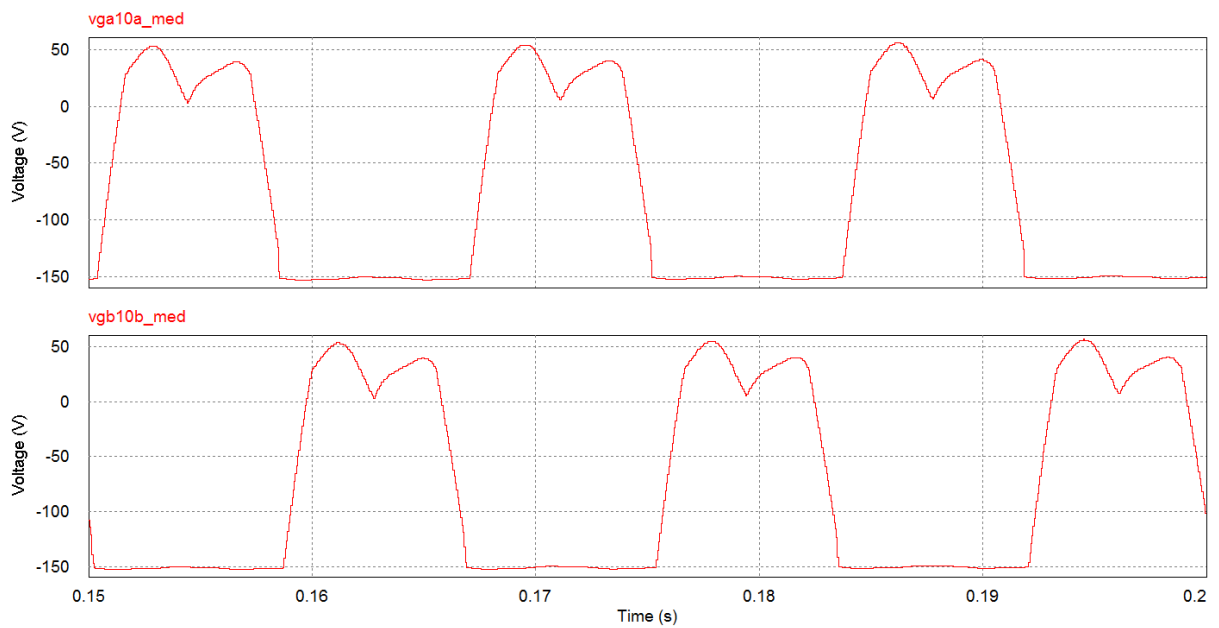


Figura 51 – Tensões de polo médias na fase 1 da rede na topologia 2, PWM por nível. Cargas iguais nos barramentos. Foco no regime permanente.

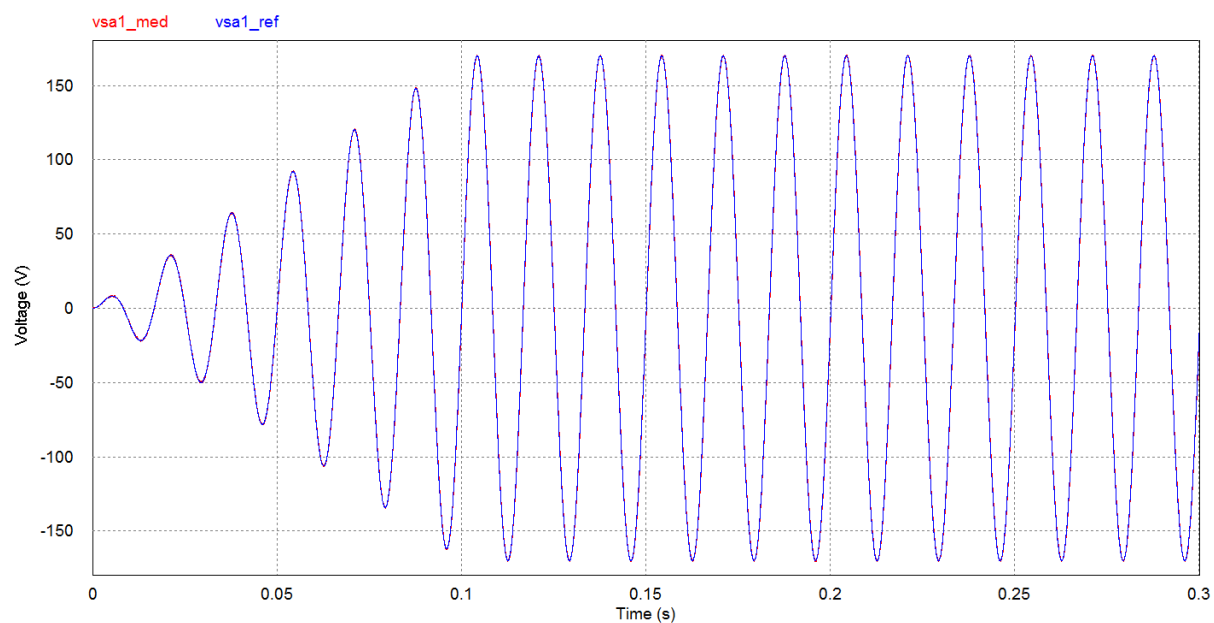


Figura 52 – Tensão média aplicada na fase 1 do conjunto A do estator da MIH. Visão geral.

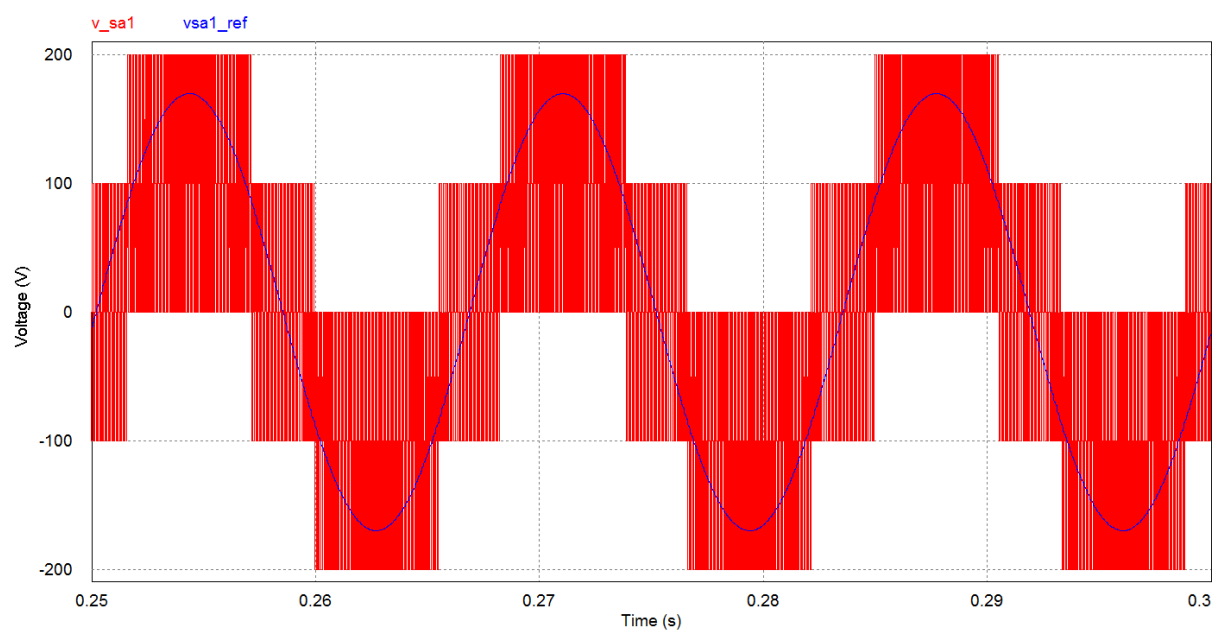


Figura 53 – Tensão instantânea aplicada na fase 1 do conjunto A do estator da MIH. Foco no regime permanente.

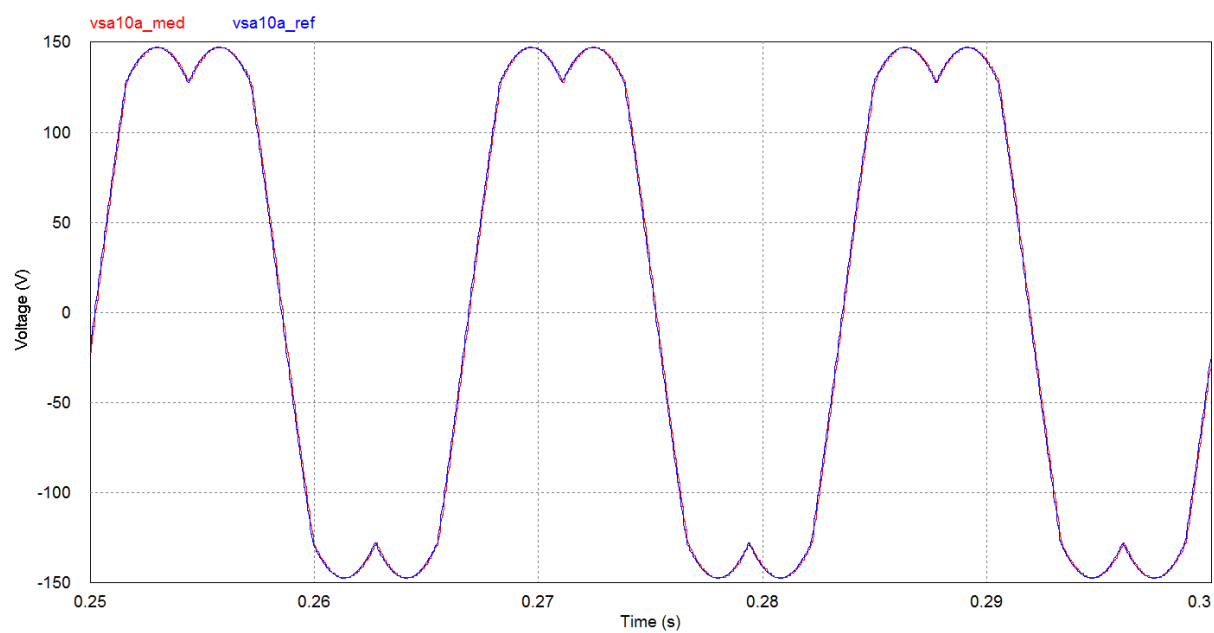


Figura 54 – Tensão de polo da fase 1 do conversor A_s . Foco no regime permanente.

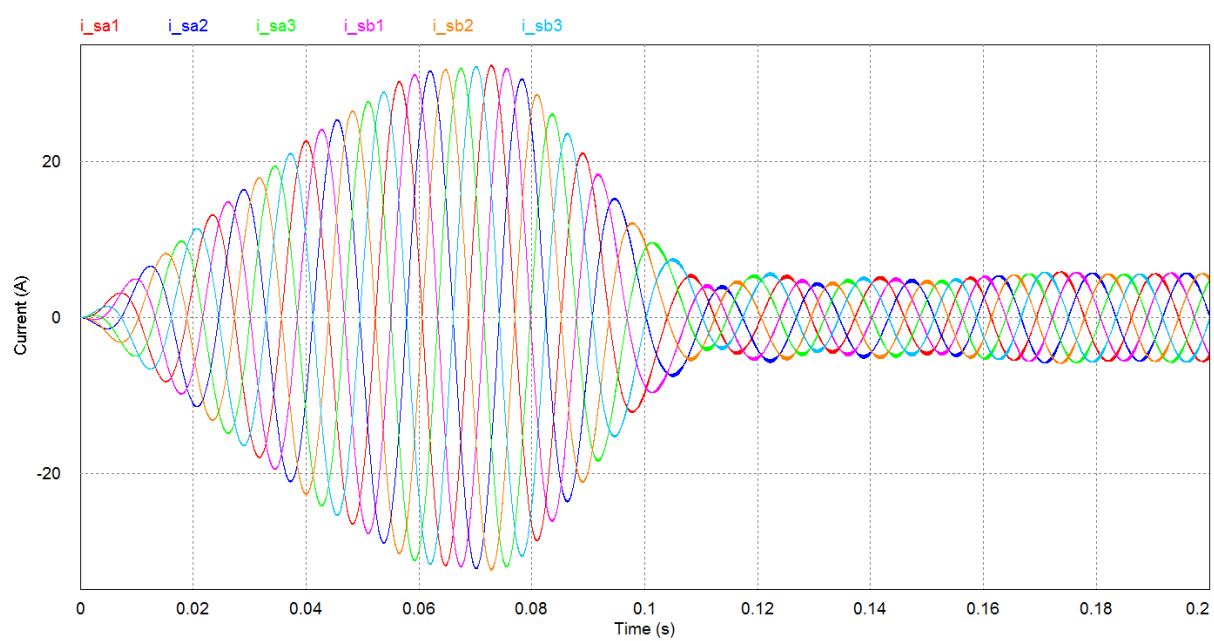


Figura 55 – Correntes da MIH. Visão geral.

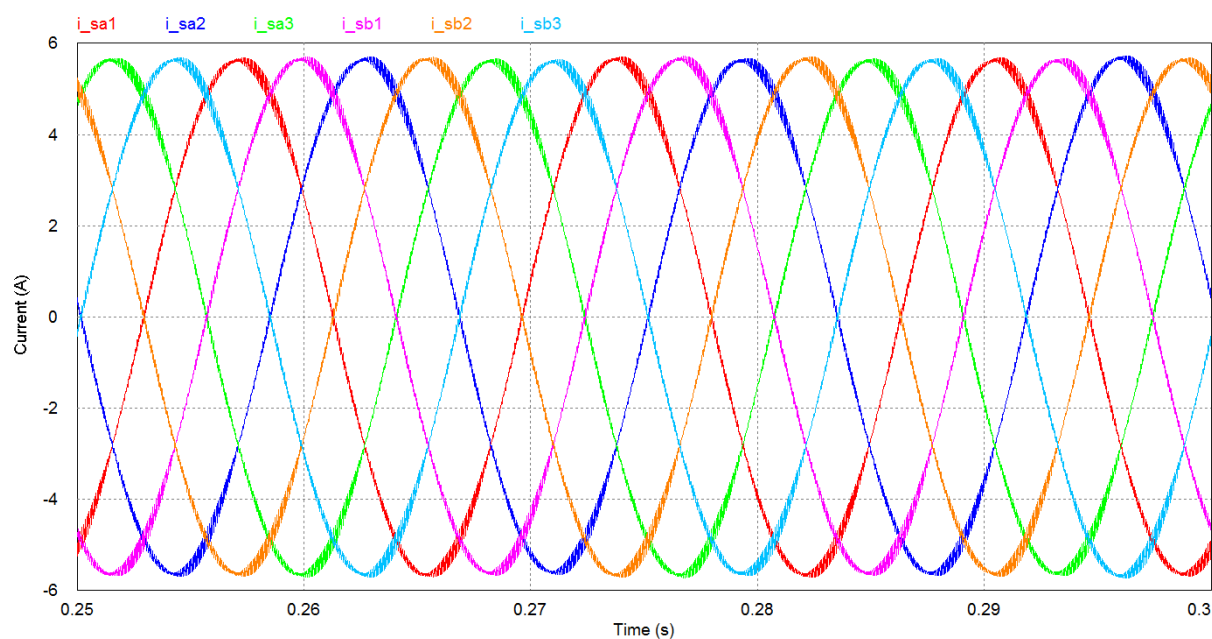


Figura 56 – Correntes da MIH. Foco no regime permanente.

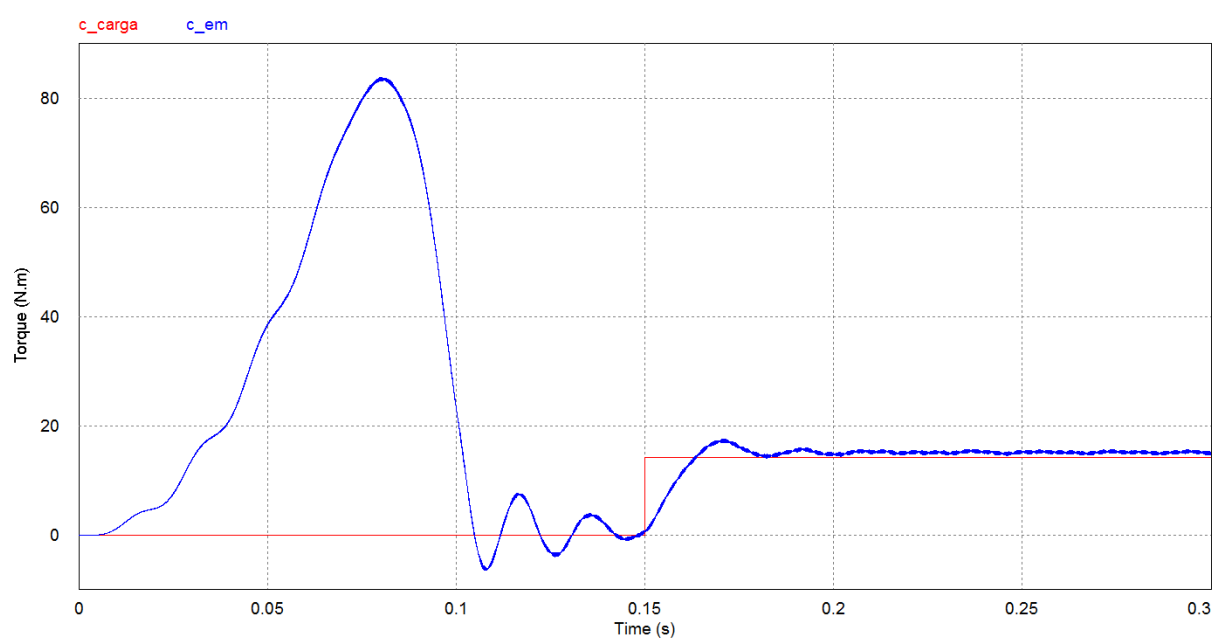


Figura 57 – Conjugado eletromagnético da MIH. Visão geral.

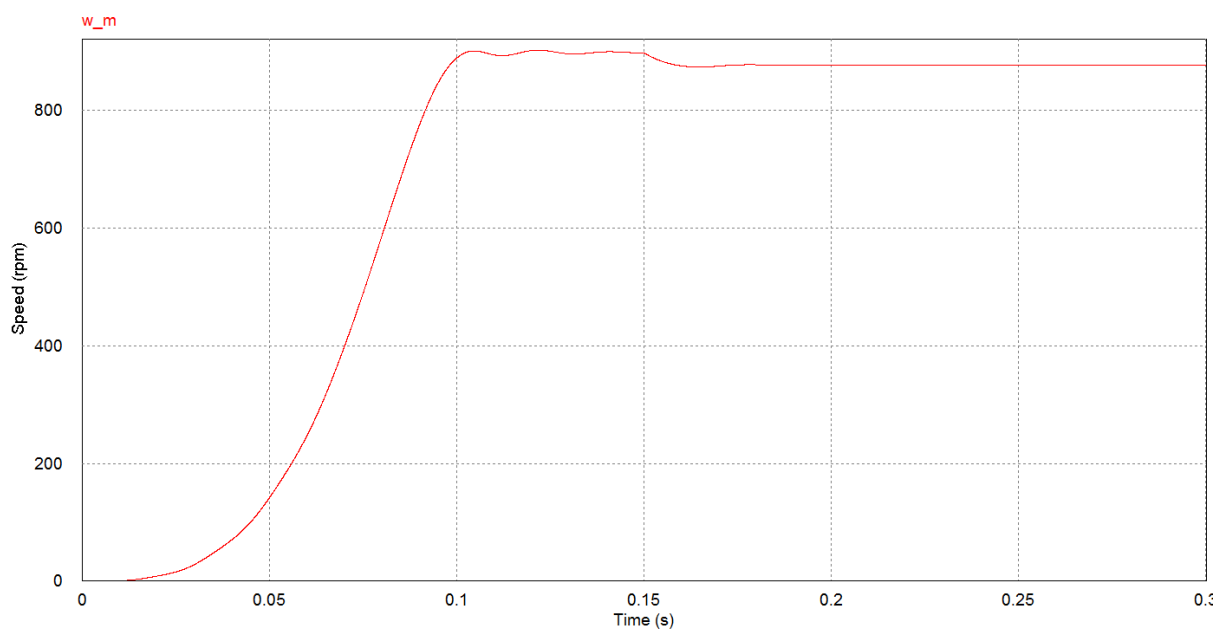


Figura 58 – Velocidade da MIH. Visão geral.

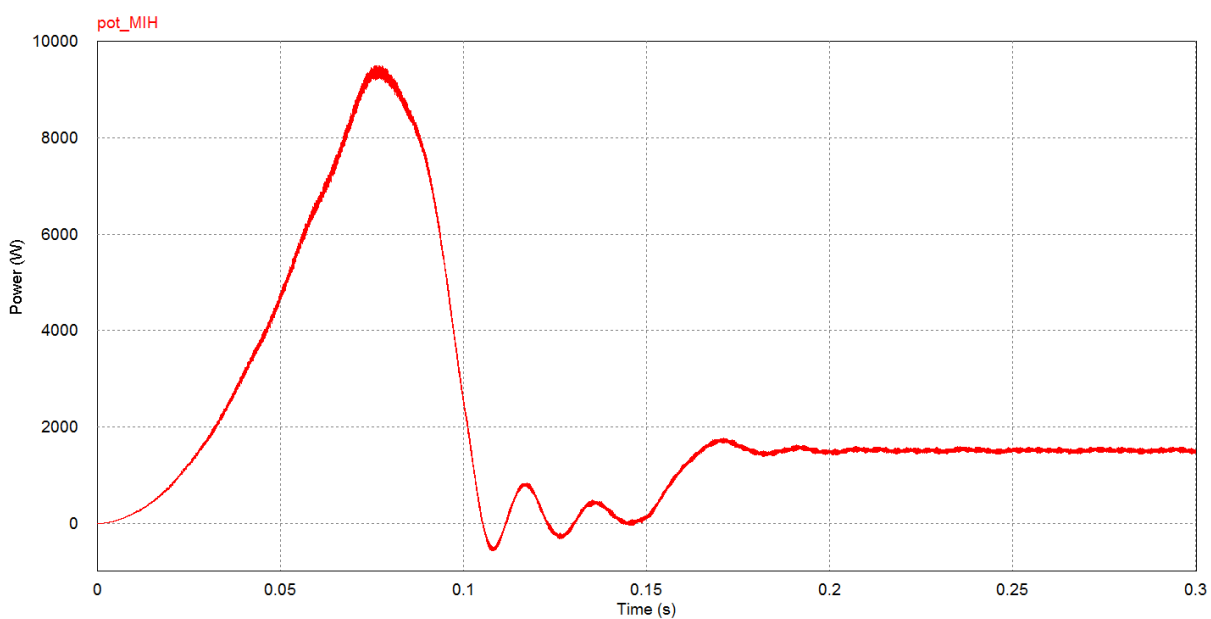


Figura 59 – Potência média consumida pela MIH. Visão geral.

6 Considerações Finais

No desenvolvimento deste trabalho foi objetivado propor e analisar duas topologias de acionamento para uma máquina de indução hexafásica. Cada topologia compôs um sistema que foi dividido em duas porções, o lado da rede, e o lado da máquina. Deste modo, os sistemas deveriam primordialmente exercer a função de interligar a rede elétrica à máquina de modo a permitir o controle de certas variáveis e parâmetros, como a tensão aplicada à máquina e a emissão de harmônicos para a rede (THD das correntes). Então, ao longo do trabalho foram detalhadas e comentadas todas as etapas necessárias à construção e validação dos sistemas por meio de simulações.

Primeiramente, no Capítulo 2 foram mostrados e explicados de modo conjunto os modelos dos dois sistemas propostos. O detalhamento do modelo foi feito em duas etapas, onde na primeira foram descritos os modelos do lado da rede, i.e., da rede elétrica e dos conversores A_g e B_g . Já na segunda foram descritos os modelos do lado da máquina, i.e., da máquina de indução hexafásica e dos conversores A_s e B_s .

Depois, no Capítulo 3, foram detalhadas as estratégias PWM utilizadas para realizar o chaveamento dos conversores nas duas topologias. Os conversores foram então divididos em dois grupos, os do lado da rede (A_g e B_g) e os do lado da máquina (A_s e B_s). Para os conversores do lado da rede, nas duas topologias, foram propostas e detalhadas duas estratégias PWM a serem aplicadas e analisadas comparativamente, a estratégia escalar e a por nível. Já para o lado da máquina, igual nas duas topologias, foi proposta e detalhada apenas uma técnica, a escalar.

No Capítulo 4 foram discutidas as estratégias de controle empregadas para realizar o controle das tensões nos barramentos capacitivos, comuns aos conversores do lado da rede e da máquina. Como estas estratégias se basearam no controle pelo lado da rede, o lado da máquina tornou-se irrelevante para esta discussão, podendo ser modelado como cargas resistivas associadas a cada barramento. Então, para cada topologia foi proposta e detalhada uma estratégia de controle diferente. Em essência estas estratégias são iguais, com uma diferença apenas na parte relacionada ao controle da diferença entre as tensões v_{Ca} e v_{Cb} .

No Capítulo 5, o último, foram finalmente analisados os resultados coletados dos sistemas propostos. Estas análises foram feitas com base em resultados de simulações realizadas no *software* PSIM, no qual a parte física foi automaticamente resolvida, sendo necessário apenas programar blocos DLL na linguagem C, utilizando o *software* Dev-C++, para implementar a parte de controle e PWM. Além disso, como o PSIM não dispunha de um bloco de máquina de indução hexafásica pronto para uso, foi necessário montar um

subcircuito para simulá-la, cujas leis físicas foram descritas por um bloco DLL, também programado com ajuda do Dev-C++. Então, as análises foram divididas em três etapas.

Na primeira foram feitas quatro simulações, duas para cada topologia, uma empregando o PWM escalar e outra o por nível, aos conversores do lado da rede. Além disso, no lugar da máquina de indução e dos conversores associados foram utilizadas cargas resistivas diferentes acopladas aos barramentos capacitivos, para testar a estratégia de controle das tensões. Nesta etapa pôde-se chegar à conclusão que o controle mais estável e tolerante a diferenças de cargas é proporcionado pela topologia 1. Em especial, pôde-se verificar que para ambas as topologias o controle se mostrou melhor ao ser utilizada a estratégia PWM por nível, que não só permitiu a redução das oscilações das tensões nos barramentos em regime permanente, como também permitiu uma considerável redução da distorção harmônica das correntes da rede (redução do THD médio), que se mostrou ainda menor na topologia 1.

Na segunda etapa foram feitas mais quatro simulações similares às realizadas na primeira, mas desta vez empregando cargas resistivas iguais aos barramentos e realizando um transitório de carga, para deste modo simular a condição de carga imposta pela máquina. Isto foi necessário porque, devido às limitações de recursos computacionais para fazer as simulações (velocidade de processamento e capacidade de memória), as simulações do lado da rede e da máquina tiveram que ser dissociadas, mas sem perda de generalidade. Então, pôde-se concluir novamente o que já havia sido concluído na primeira etapa. A diferença é que, aplicando-se uma condição de carga mais parecida com a da aplicação, foi percebido que o controle dos barramentos da topologia 2 responde bem melhor, embora ainda reste uma pequena oscilação nas tensões dos barramentos em regime permanente. Isto torna a topologia 2 uma opção viável, pois representa uma alternativa mais barata à topologia 1, uma vez que apresenta uma contagem de chaves menor. Ela é viável porque, mesmo sendo mais barata, ainda apresenta um controle satisfatório nas condições normais, e funcional em condições adversas, principalmente se for empregado o PWM por nível. O THD das correntes da rede é um pouco maior, mas ainda apresenta valores aceitáveis e pode ser reduzido se for empregado o PWM por nível, o que torna a alternativa ainda mais atrativa.

Na terceira e última etapa foi feita a simulação do lado da máquina considerando os barramentos capacitivos controlados. Foi aplicado um acionamento suave à máquina, que partiu em vazio e depois foi submetida a um conjugado mecânico de carga. As variáveis mais relevantes da máquina e dos conversores A_s e B_s foram analisadas e foi constatado que o sistema operou corretamente, da forma esperada. Foi observado também que o PWM escalar aplicado aos dois conversores foi suficiente e gerou resultados satisfatórios de THD das correntes estatóricas, não sendo necessária uma abordagem por nível.

Devido à escassez de recursos e de tempo não foi possível levar o trabalho até

a fase de experimentação real em laboratório. Mesmo assim, conclui-se este trabalho com a convicção de que os objetivos foram cumpridos, ao passo que foi possível expor, detalhar, comparar e analisar os diferentes aspectos e etapas de realização dos sistemas de acionamento propostos até a fase de simulação.

Referências

- 1 IQBAL, A. et al. Pwm scheme for dual matrix converters based five-phase open-end winding drive. In: *Industrial Technology (ICIT), 2013 IEEE International Conference on.* [S.l.: s.n.], 2013. p. 1686 –1690. Citado na página 2.
- 2 PARSA, L.; TOLIYAT, H. Five-phase permanent-magnet motor drives. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 41, n. 1, p. 30 – 37, Jan./Feb. 2005. ISSN 0093-9994. Citado na página 2.
- 3 LEVI, E. Multiphase electric machines for variable-speed applications. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 55, n. 5, p. 1893–1909, 2008. ISSN 0278-0046. Citado na página 2.
- 4 SINGH, M.; CHANDRA, A. Application of adaptive network-based fuzzy inference system for sensorless control of PMSG-based wind turbine with nonlinear-load-compensation capabilities. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 26, n. 1, p. 165 –175, jan. 2011. ISSN 0885-8993. Citado na página 2.
- 5 ANDRIOLLO, M. et al. Design improvement of a single-phase brushless permanent magnet motor for small fan appliances. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, n. 1, p. 88–95, Vol. 57, Jan. 2010. Citado na página 2.
- 6 XU, H.; LI jianlin. Fpga based multiplex pwm generator for multilevel converters applied wind power generator. In: *Power and Energy Engineering Conference - APPEEC.* [S.l.: s.n.], 2009. p. 1 –4. Citado na página 2.
- 7 MELICIO, R.; MENDES, V.; CATALAO, J. Two-level and multilevel converters for wind energy systems: A comparative study. In: *Power Electronics and Motion Control Conference - EPE-PEMC.* [S.l.: s.n.], 2008. p. 1682 –1687. Citado na página 2.
- 8 ZHOU, Y.; NIAN, H. Investigation on open winding pmsg system with the integration of full controlled and uncontrolled converter. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE.* [S.l.: s.n.], 2013. p. 3912 – 3917. Citado na página 2.
- 9 RAJEEVAN, P. et al. Investigation on open winding pmsg system with the integration of full controlled and uncontrolled converter. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on.* [S.l.: s.n.], 2013. v. 60, n. 9, p. 3627 – 3636. Citado na página 2.
- 10 SALEM, A. et al. Evaluation of a dual-t-type converter supplying an open-end winding induction machine. In: *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE.* [S.l.: s.n.], 2013. p. 749 – 754. Citado na página 2.
- 11 WANG, Y. et al. Open-winding power conversion systems fed by half-controlled converters. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on.* [S.l.: s.n.], 2013. v. 28, n. 5, p. 2427 – 2436. Citado na página 2.
- 12 CARLOS, G. A. de A.; SANTOS, E. C. dos; JACOBINA, C. B. Hybrid pwm strategy for voltage source inverters feeding three-phase open-end-winding equipment. In: *Industrial Electronics Society, IECON 2012 - 38th Annual Conference of the IEEE.* [S.l.: s.n.], 2012. p. 459 – 464. Citado na página 2.

-
- 13 JACOBINA, C. B. et al. Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms. *Power Electronics, IEEE Transactions*, v. 16, n. 3, p. 351 – 359, May 2001. Citado na página 32.

Anexos

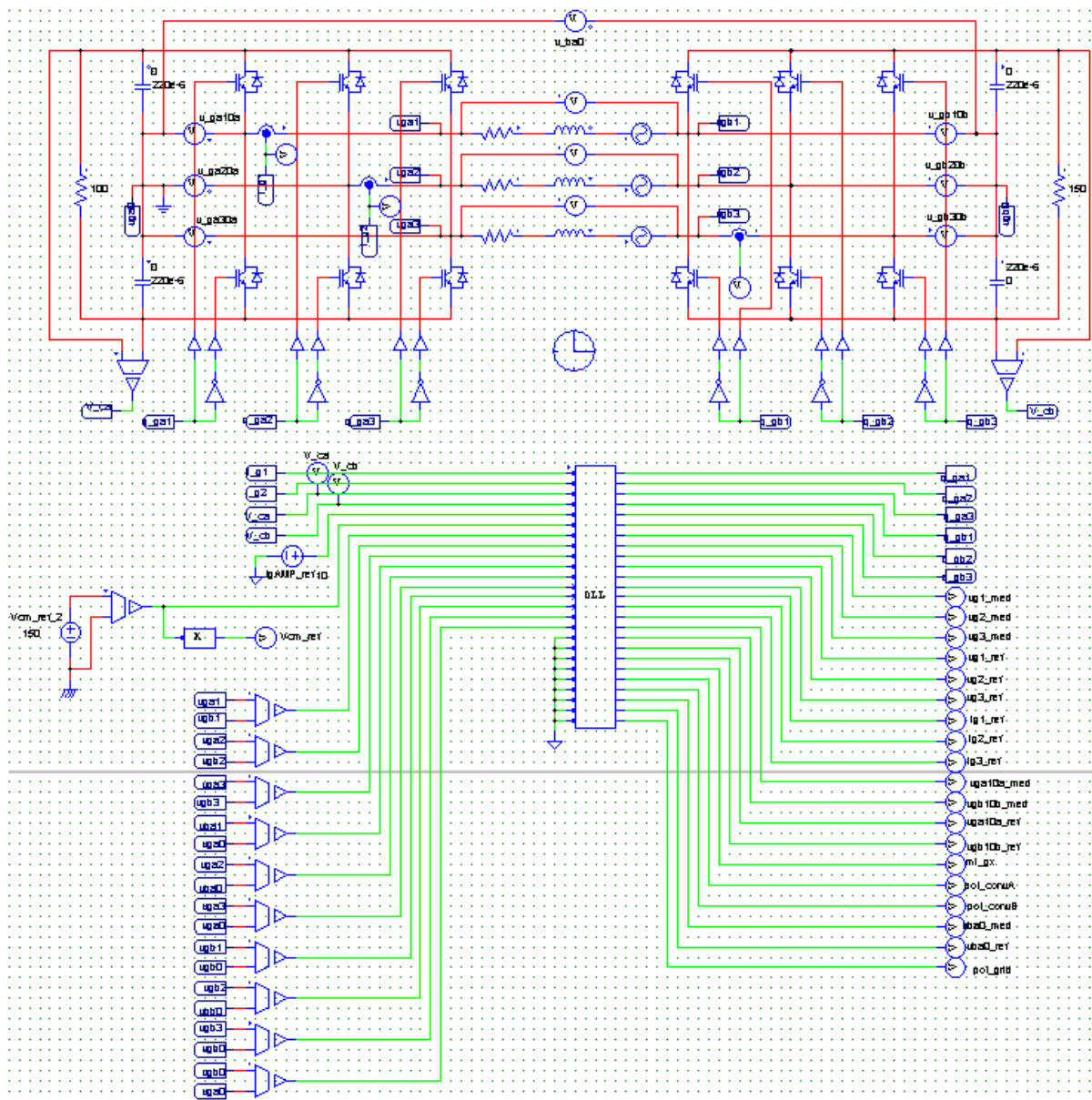


Figura 60 – Circuito montado no PSIM para simulação do lado da rede na topologia 1 com cargas diferentes.

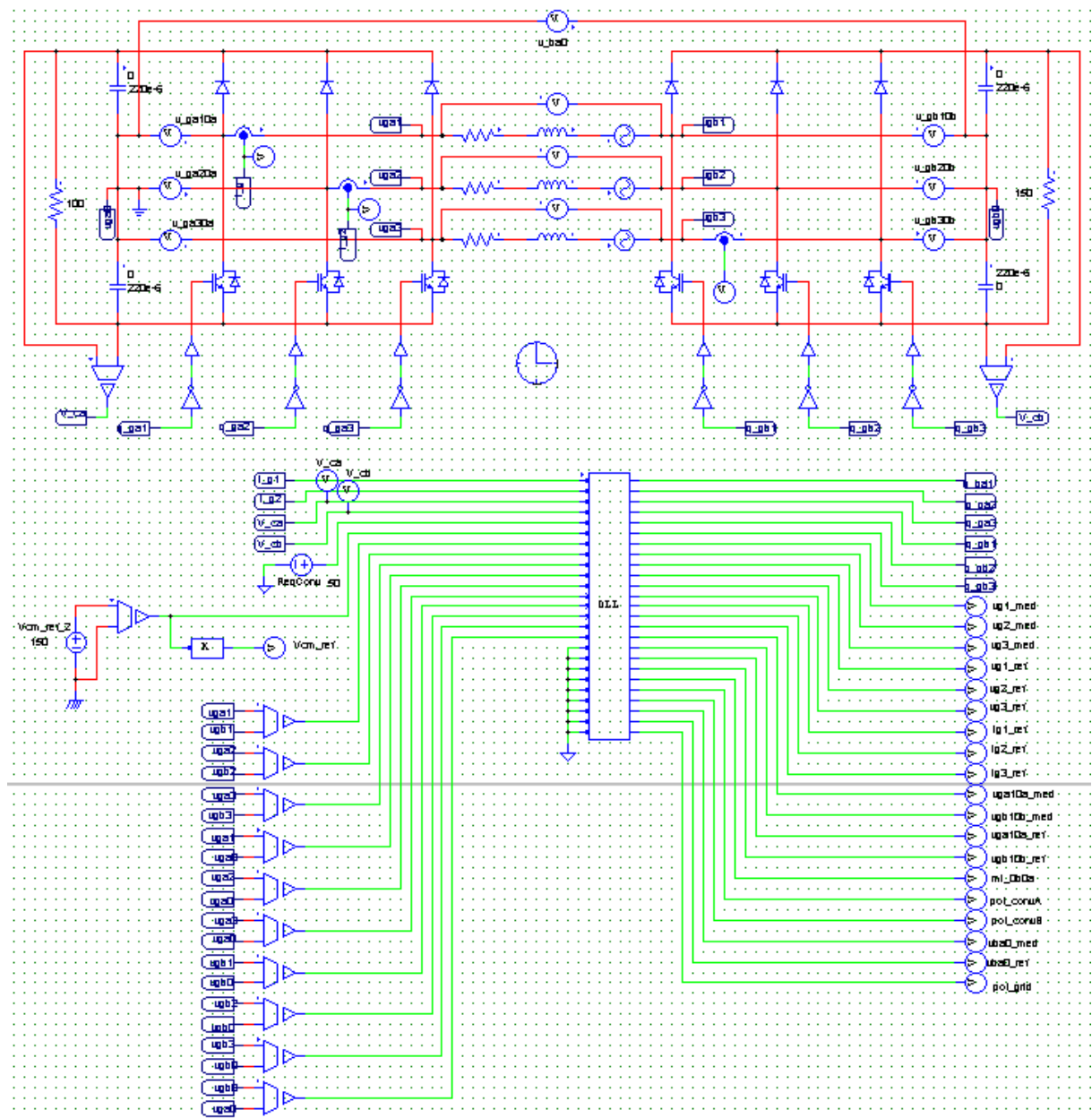


Figura 61 – Circuito montado no PSIM para simulação do lado da rede na topologia 2 com cargas diferentes.

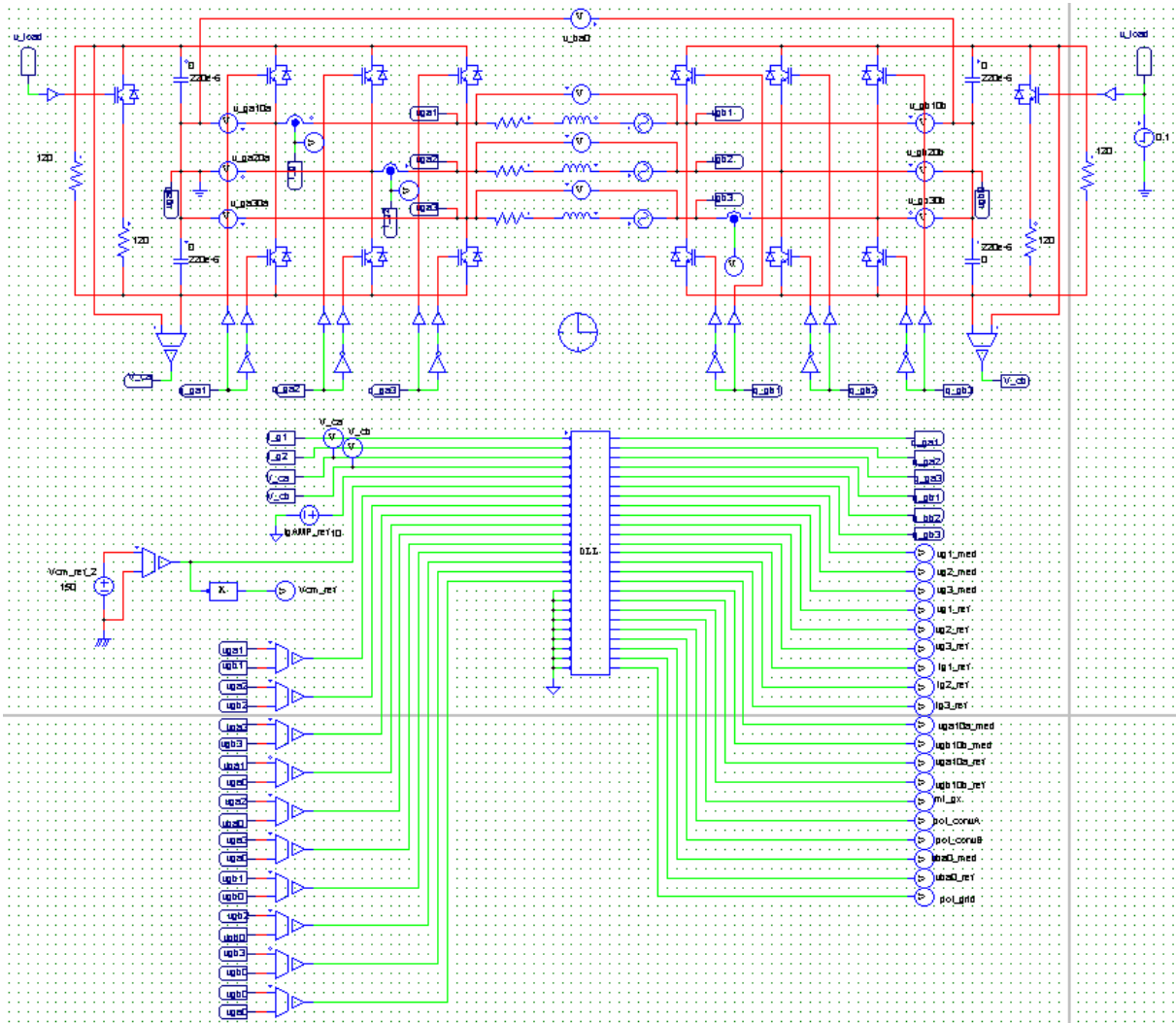


Figura 62 – Circuito montado no PSIM para simulação do lado da rede na topologia 1 com cargas iguais.

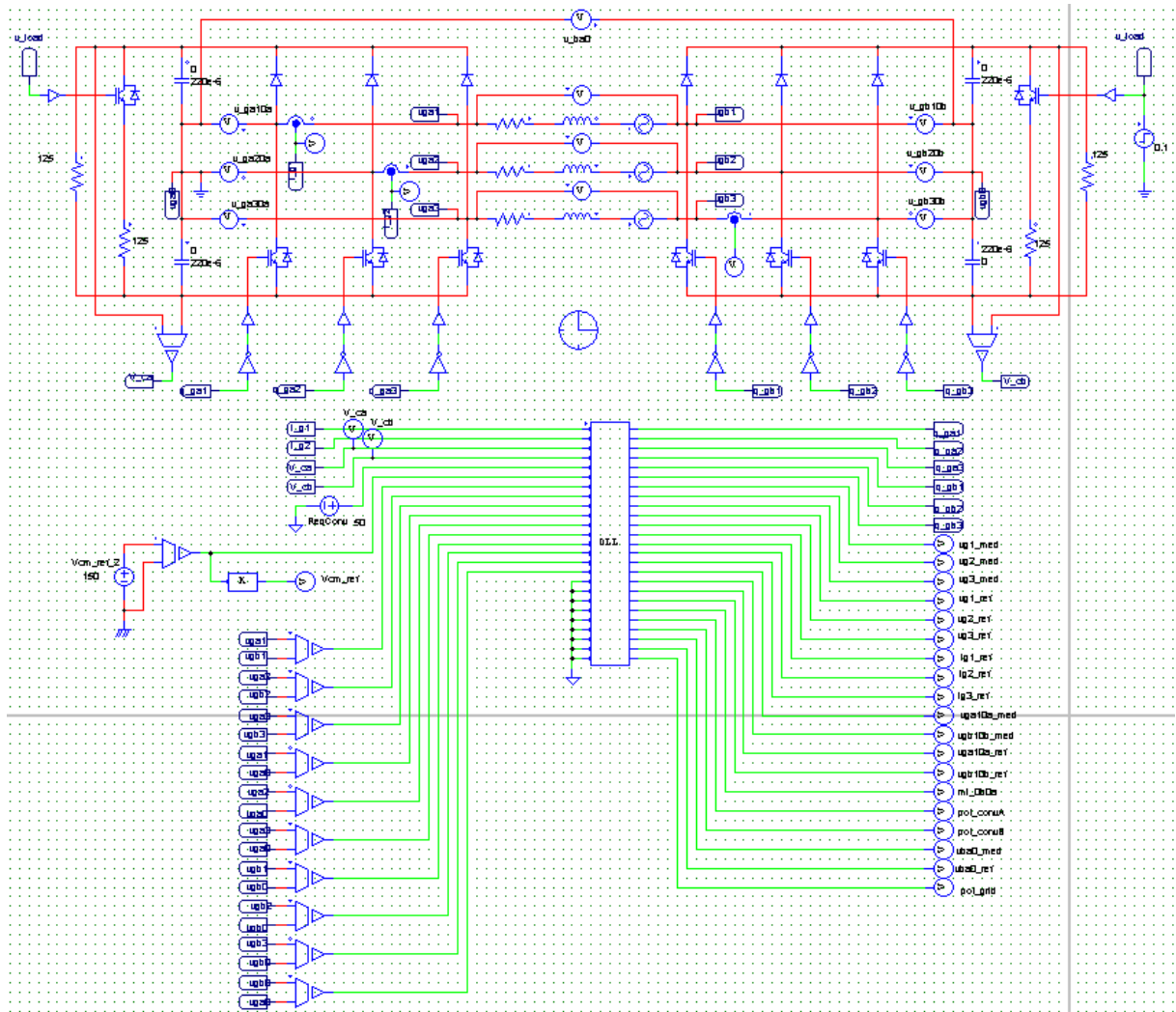


Figura 63 – Circuito montado no PSIM para simulação do lado da rede na topologia 2 com cargas iguais.

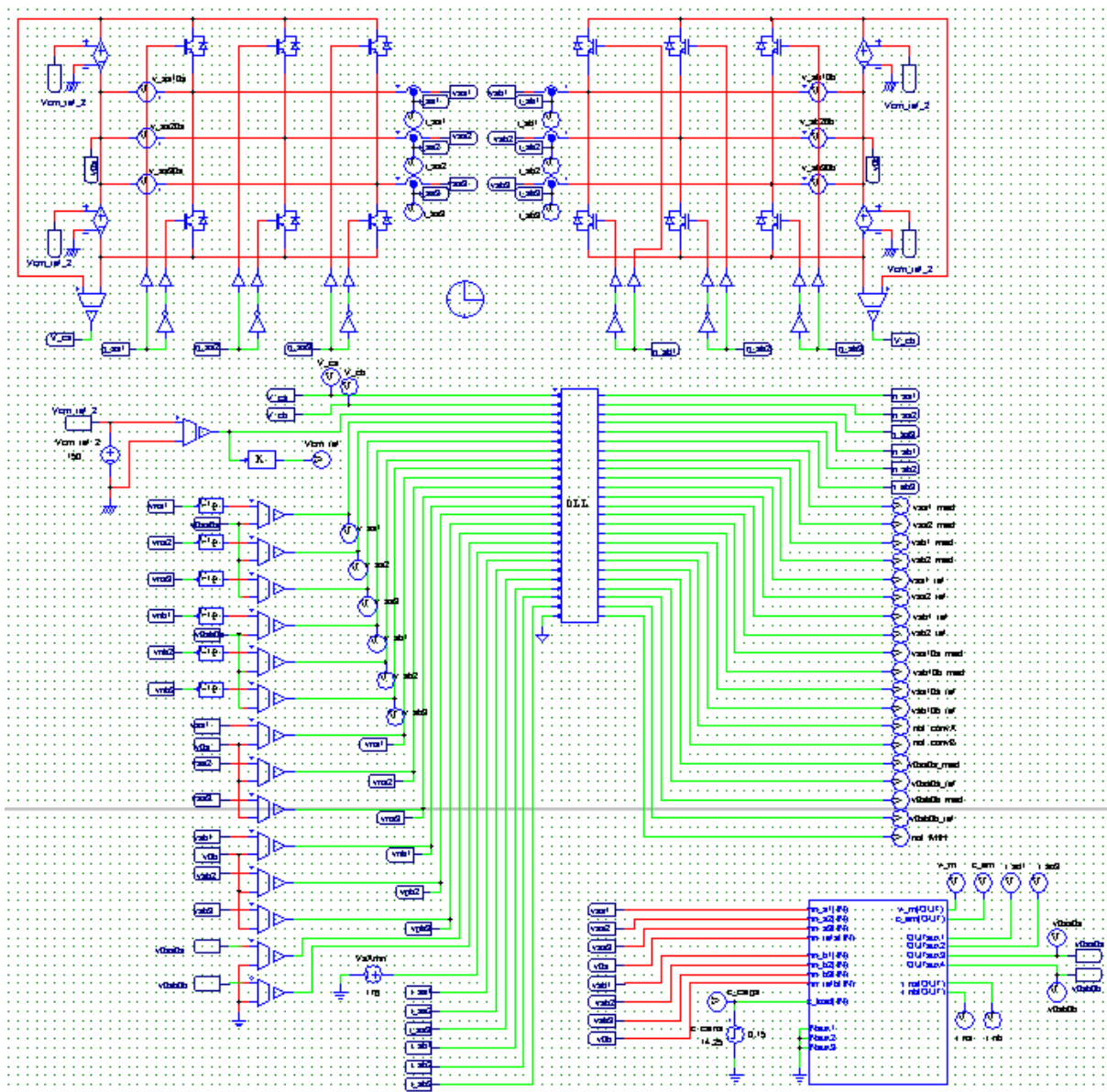


Figura 64 – Circuito montado no PSIM para simulação do lado da máquina.

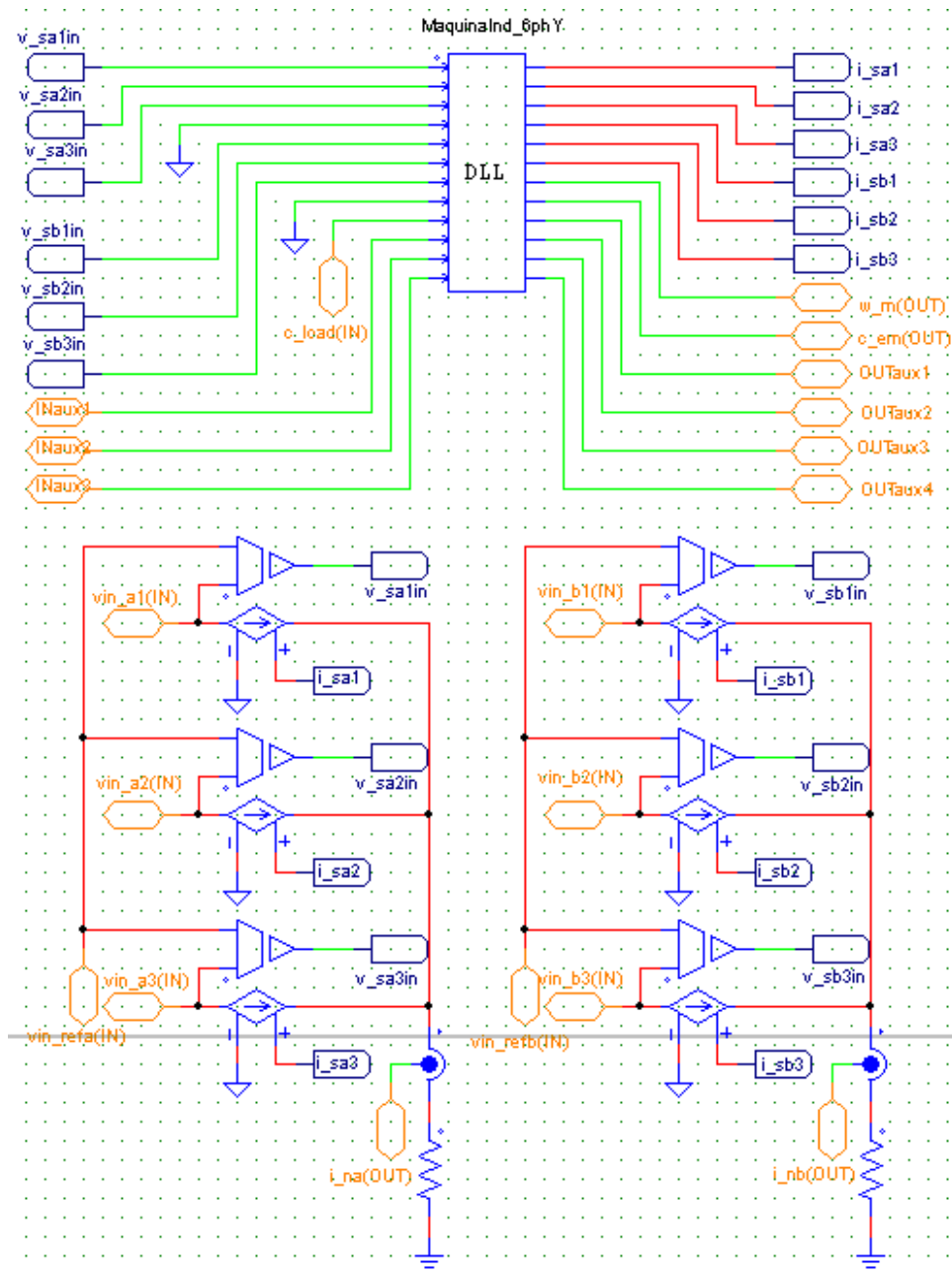


Figura 65 – Subcircuito que representa a máquina de indução hexafásica, montado no PSIM para simulação do lado da máquina.