



**FUNDAÇÃO
UNIVERSIDADE
FEDERAL DE
MATO GROSSO DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIAS,
ARQUITETURA E URBANISMO E
GEOGRAFIA**

ENGENHARIA ELÉTRICA

Análise comparativa de conversores aplicados no acionamento da máquina de relutância variável 8x6

Matheus Alves Floriano

**Campo Grande MS
05 de agosto de 2020**



**FUNDAÇÃO
UNIVERSIDADE
FEDERAL DE
MATO GROSSO DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIAS,
ARQUITETURA E URBANISMO E
GEOGRAFIA**

ENGENHARIA ELÉTRICA

Análise comparativa de conversores aplicados no acionamento da máquina de relutância variável 8x6

Matheus Alves Floriano

Orientador: Marcio Luiz Magri Kimpara

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado à Universidade Federal de
Mato Grosso do Sul na Faculdade de
Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e
Geografia, como requisito parcial para
obtenção do título de Engenheiro
Eletricista.

Campo Grande MS
05 de agosto de 2020

Análise comparativa de conversores aplicados no acionamento da máquina de relutância variável 8x6

Monografia apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, para obtenção da Graduação em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Marcio Luiz Magri Kimpara

Prof. Dr. Marcio Luiz Magri Kimpara

Orientador

Dr. Paulo Irineu Koltermann

Prof. Dr. Paulo Irineu Koltermann

Moacyr Aureliano Gomes de Brito

Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

Campo Grande MS
10 de agosto de 2020

DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE

Matheus Alves Floriano, residente e domiciliado na cidade de Campo Grande, Estado do Mato Grosso do Sul, portador do RG de nº 52.880.166-1 e CPF nº 445.144.748-86, declaro que o trabalho de conclusão de curso apresentado, com o título “Análise comparativa de conversores aplicados no acionamento da máquina de relutância variável 8x6” é de minha autoria e assumo a total responsabilidade pelo seu conteúdo e pela originalidade do texto. Declaro que identifiquei e referenciei todas as fontes e informações gerais que foram utilizadas para construção do presente texto. Declaro também que este artigo não foi publicado, em parte, na íntegra ou conteúdo similar em outros meios de comunicação, tendo sido enviado com exclusividade para a Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS).

Campo Grande, 10 de agosto de 2020.



Matheus Alves Floriano

“Você só fracassa quando para de tentar”.

Autor Desconhecido.

AGRADECIMENTOS

Queria agradecer primeiramente a Deus por sempre me abençoar durante minha caminhada na universidade, aos meus avós que sempre me apoiaram e me deram todo o suporte necessário para que eu conseguisse chegar onde estou, a todos os professores que participaram da minha formação acadêmica contribuindo com seus ensinamentos, especialmente ao professor Dr. Marcio Luiz Magri Kimpara por ter me orientado neste trabalho de forma excepcional e muito atenciosa, aos meus amigos e companheiros que me ajudaram nesta jornada de forma direta ou indireta, trazendo boas lembranças que levarei comigo o resto da vida.

RESUMO

Este trabalho consiste em estudar algumas topologias de conversores de potência usuais para acionamento de uma máquina de relutância variável e compará-los. Este tipo de máquina tem ganhado notoriedade nas últimas décadas devido à suas vantagens construtivas e, conseqüentemente, ao potencial de aplicações. Entretanto, este tipo de motor precisa de um *driver*, ou seja, um conversor eletrônico capaz de adequar a alimentação elétrica necessária para seu funcionamento. Desta forma, este trabalho consiste num estudo comparativo entre os conversores *R-Dump*, ponte assimétrica e conversor *C-Dump*, aplicados no acionamento de uma máquina de relutância variável do tipo 8x6. Dentre os indicadores comparativos estão as características de operação do conversor, performance em operação, dimensionamento de componentes, custos e complexidade. Através destes indicadores foram destacados as vantagens e desvantagens e as características particulares de cada conversor de maneira a atender as exigências de uma determinada aplicação. A pesquisa e coleta de dados foram feitas através de simulações no programa MATLAB/*Simulink* e através de consultas às bibliografias relacionadas ao assunto. Conclui-se que com o estudo realizado, as simulações executadas e as discussões feitas, pode-se apontar vantagens e desvantagens de cada conversor estudado e identificar qual dentre eles atende melhor as necessidades de cada aplicação da máquina de relutância variável.

Palavras-Chave: Motor de relutância variável, acionamento, simulação, conversores eletrônicos, comparação.

ABSTRACT

This work consists in study some common converter topologies for driving the switched reluctance machine and to compare them. This type of motor is gaining notoriety in the last decades due to its constructive advantages and thus, its potential to different applications. Nonetheless, this motor requires a driver, i.e., an electronic converter to provide suitable electricity for its operation. Hence, this work consists of a comparative study between the R-Dump, asymmetric bridge and C-Dump converters applied to an 8/6 switched reluctance motor. Among the comparative indicators are the characteristics of operation and performance, dimensioning, costs and complexity. Through the proposed analysis the advantages and disadvantages of each topology have been highlighted, as well as particular characteristics of the converters in attending certain applications. The research and data collection were done through simulations in MATLAB/ Simulink and consultations of available bibliographies related to the subject. It is concluded that with the study carried out, the accomplished simulations and the discussions made, it is possible to point out the advantages and disadvantages of each converter studied and to identify which among them better meets the requirements of each application involving the switched reluctance machine.

Keywords: Switched reluctance motor, motor drive, simulation, power electronics converter, comparison.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Perfil de indutância de uma MRV	16
Figura 2 - MRV 6x4 com total alinhamento da fase A.....	17
Figura 3 - MRV 6x6 totalmente alinhada.....	18
Figura 4 - MRV 8x6 com total alinhamento na fase A.....	19
Figura 5 - Conversor de ponte assimétrica.....	22
Figura 6 - Ponte assimétrica em magnetização.....	22
Figura 7 - Ponte assimétrica em roda livre.....	23
Figura 8 - Ponte assimétrica em desmagnetização.....	24
Figura 9 - Conversor <i>R-Dump</i>	25
Figura 10a - Fase energizada.....	26
Figura 10b - Dissipando corrente.....	26
Figura 11 - Conversor <i>C-Dump</i>	27
Figura 12 - <i>C-Dump</i> em magnetização.....	28
Figura 13 - <i>C-Dump</i> em desmagnetização etapa 1.....	29
Figura 14 - <i>C-Dump</i> em desmagnetização etapa 2.....	30
Figura 15 - <i>C-Dump</i> em desmagnetização etapa 3.....	31
Figura 16 - Acionamento completo modelado no simulink.....	32
Figura 17 - Parâmetros da MRV 8x6.....	33
Figura 18 - Perfis da MRV 8x6.....	35
Figura 19 - Gráfico de fluxo característico da MRV 8x6 - Tabela FTBL.....	35
Figura 20a - Controle de corrente por <i>hysteresse</i>	37
Figura 20b - Parâmetros do regulador.....	38
Figura 21 - Controle do regulador por <i>hysteresse</i> no Simulink.....	38
Figura 22 - Modelo em simulink do conversor de ponte assimétrica para 4 fases.....	39
Figura 23 - Conversor de ponte assimétrica para 1 fase.....	40
Figura 24 - Tensão em 1 das fases da MRV com conversor de ponte assimétrica.....	42
Figura 25 - Tensão e corrente nas chaves IGBT em uma das fases do conversor de ponte assimétrica.....	42
Figura 26 - Tensão e corrente nos diodos em uma das fases do conversor de ponte assimétrica.....	43
Figura 27 - Modelo em simulink para o conversor <i>R-Dump</i> para 4 fases.....	44

Figura 28 - Conversor <i>R-Dump</i> para 1 fase.....	44
Figura 29 - Tensão em 1 das fases da MRV com o conversor <i>R-Dump</i>	45
Figura 30 - Tensão e corrente na chave em uma das fases do conversor <i>R-Dump</i>	46
Figura 31a - Tensão e corrente no diodo em uma das fases do conversor <i>R-Dump</i>	46
Figura 31b - Tensão reversa no diodo com aumento na resistência.....	48
Figura 32 - Modelo em simulink de um conversor <i>C-Dump</i> para 4 fases.....	50
Figura 33 - Conversor <i>C-Dump</i> para 1 fase.....	51
Figura 34 - Tensão no capacitor do conversor <i>C-Dump</i>	51
Figura 35 - Tensão e corrente na chave IGBT comum em todas as fases no conversor <i>C-Dump</i>	52
Figura 36 - Corrente da fonte e sinal de <i>gate</i> na chave IGBT1 do conversor <i>C-Dump</i>	53
Figura 37a - Tensão em 1 das fases da MRV com o conversor <i>C-Dump</i> operando com faixa de ajuste na tensão do capacitor.....	54
Figura 37b - Tensão em 1 das fases da MRV com o conversor <i>C-Dump</i> operando com tensão fixa no capacitor.....	54
Figura 38 - Tensão e corrente na chave IGBT de uma das fases do conversor <i>C-Dump</i>	55
Figura 39 - Tensão e corrente no diodo de uma das fases do conversor <i>C-Dump</i>	56
Figura 40 - Tensão e corrente em 1 das fases com acionamento em <i>soft switching</i>	63
Figura 41 - <i>Ripple</i> de torque <i>R-Dump</i>	64
Figura 42 - <i>Ripple</i> de torque ponte assimétrica.....	64
Figura 43 - <i>Ripple</i> de torque <i>C-Dump</i>	65
Figura 44 - Gráfico com os tempos de caudas de corrente.....	66

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Tensões de bloqueio e correntes máximas nas chaves em cada conversor.....	58
Tabela 2 - Tensões e correntes máximas nos diodos em cada conversor.....	58
Tabela 3 - Número de componentes de cada conversor por fase.....	59
Tabela 4 - Tempo de cauda de corrente por conversor.....	66

LISTA DE ABREVIATURAS

MRV	Máquina de relutância variável
CC:	Corrente contínua
V	Volts
A	Amperes
s	Segundos
ms	Milisegundos

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	12
1.1. Considerações iniciais.....	12
1.2. Objetivo	13
1.2.1 Obejtivos específicos.....	13
1.3. Organização do trabalho	13
2. Fundmentação teórica	15
2.1. Tipos de MRV e a MRV 8x6.....	15
2.1.1. MRV 6x4 Trifásica	17
2.1.2. MRV 6x6 Monofásica	18
2.1.3. MRV 8x6 Tetrafásica	18
2.2. Tipos de conversores	21
2.2.1. Conversores escolhidos para estudo	21
2.2.2. Ponte assimétrica	21
2.2.3. <i>R-Dump</i>	26
2.2.4. <i>C-Dump</i>	28
3. Simulação e resultados obtidos.....	34
3.1. Sistema completo.....	34
3.1.1. Máquina 8x6.....	35
3.1.2. Regulador	38
3.2. Ponte assimétrica	41
3.3. <i>R-Dump</i>	45
3.4. <i>C-Dump</i>	50
4. Discussões	58
4.1. Tensão e corrente máxima nos componentes	58
4.2. Número de componentes em cada conversor	60
4.3. Eficiência	61
4.4. Performance	63
a) Vibração	63
b) <i>Ripple</i> de torque.....	64
c) Cauda de corrente	66

5. Conclusões Gerais	69
5.1. Conclusões de aplicação	69
5.2. Trabalhos futuros	70
6. Referências	72

1. INTRODUÇÃO

1.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Desde o início do estudo dos sistemas de conversão eletromecânica de energia foram criados e desenvolvidos vários tipos de máquinas elétricas, tais como, a máquina de corrente contínua, de indução (assíncrona), síncrona e de ímãs permanentes. Porém um tipo que vem ganhando destaque no mercado nos últimos anos é a máquina de relutância variável.

As máquinas de relutância variável (MRV) apresentam características construtivas atrativas que têm despertado significativo interesse tanto da comunidade acadêmica quanto do setor industrial. Contudo, este tipo de motor não pode ser ligado diretamente à rede elétrica convencional, sendo necessário um conversor eletrônico de potência para processamento da energia e controle do motor. Graças ao crescente desenvolvimento da eletrônica de potência e da área de microprocessadores, existem diferentes tipos de conversores que fazem esta interface para o acionamento do MRV.

A máquina de relutância variável possui como vantagens a simplicidade na montagem, alta potência obtida com uma construção mais compacta, alta eficiência, ampla faixa de velocidade, podendo atingir velocidades altíssimas, tolerância a falhas e baixa manutenção, com isso pode atender demandas em locais com pouco espaço físico, além de também conseguir produzir torque em ambas direções [4, 9]. Porém ainda persistem as dificuldades de utilização da MRV em alguns locais devido ao fato dito anteriormente de que ela não pode ser alimentada diretamente da rede, ou então devido aos elevados níveis de vibração e ruídos quando comparada a outras máquinas elétricas tradicionais, além de possuir um perfil de torque pulsante [4, 13]. Outra desvantagem é a necessidade de uso de sensor na maioria das aplicações para monitorar o posicionamento do rotor que além de dificultar o controle, a torna mais cara. Uma outra adversidade que pode ser destacada é o fato do peso da MRV ser maior do que uma máquina de ímã permanente de mesma potência, devido a densidade do ferro silício ser maior que a dos ímãs [14].

Com essas vantagens e utilizando técnicas que minimizam as desvantagens, as MRV's vem sendo inseridas em algumas aplicações, geralmente na substituição de motores em casos como ferramentas manuais [5], alguns eletrodomésticos [6], sistemas de servomotores [7], ar condicionados [8], veículos elétricos [9, 10], aeronáutica [11], motores de bombas [12]. Todos são exemplos de aplicações que demonstram que a máquina de relutância variável vem ganhando espaço no mercado e na indústria.

Com o crescimento no número de aplicações para a MRV, é importante analisar os requisitos e algumas topologias de conversores empregados no seu acionamento. Alguns conversores são mais simples, porém mais limitados, outros possuem maior flexibilidade, mas são mais caros e complexos. Este trabalho tem como foco o estudo dos conversores *R-Dump*, *C-Dump* e ponte assimétrica.

1.2. OBJETIVO

O objetivo deste trabalho é estudar algumas topologias de conversores usuais para acionamento da máquina de relutância variável e compará-los. Dentre os indicadores comparativos estão as características de operação e performance, dimensionamento de componentes, custos e complexidade de controle. Este estudo comparativo visa destacar as características dos conversores selecionados e apontar as vantagens e desvantagens de cada um para o acionamento de uma MRV 8x6, e assim analisar a viabilidade em custo e benefício de cada conversor nas diversas aplicações do motor.

1.2.1 Objetivos específicos

- Selecionar topologias de conversores usuais no acionamento da MRV
- Modelar os conversores no Matlab/Simulink
- Analisar as formas de ondas obtidas em simulação
- Realizar o estudo comparativo dentre os conversores

1.3. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No Capítulo 1, fora apresentada uma introdução básica no intuito de situar o leitor no contexto geral, e a motivação para o desenvolvimento do trabalho.

No Capítulo 2, é apresentada uma revisão bibliográfica juntamente com a fundamentação teórica sobre as máquinas de relutância variável e os conversores em estudo.

No Capítulo 3, são apresentados o funcionamento dos conversores selecionados para o estudo juntamente com as simulações executadas em Simulink para se obter aos resultados a serem discutidos.

No Capítulo 4, são apresentadas as discussões baseadas nos resultados de simulação e realizar a análise comparativa entre as topologias considerando alguns indicadores.

No Capítulo 5, são feitas as conclusões gerais acerca do estudo realizado, apontando os pontos fortes e fracos de cada conversor selecionado, finalmente analisando a viabilidade econômica de cada um, dado a cada aplicação da máquina

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1. TIPOS DE MRV E A MRV 8x6

Antes de dar início aos estudos e análises dos conversores citados no trabalho, é importante que se conheça a máquina elétrica que eles atenderão, neste caso, a MRV 8x6.

De modo geral, a máquina de relutância variável tem algumas características marcantes em comparação com as máquinas elétricas mais tradicionais. Neste tópico serão apresentadas algumas dessas características.

Uma máquina de relutância variável possui, basicamente, uma estrutura laminada de dupla saliência, onde encontram-se bobinas enroladas de forma concentrada nos dentes do estator. As bobinas opostas são ligadas em série entre si de modo que cada par de polo do estator constitui uma fase da máquina. Já o rotor não possui nem bobinas nem ímãs permanentes. As MRV's possuem também uma relação entre o número de polos no estator e o número de polos no rotor e com essa relação que geralmente são nomeadas. Esse assunto será abordado com mais detalhes nos subtópicos seguintes.

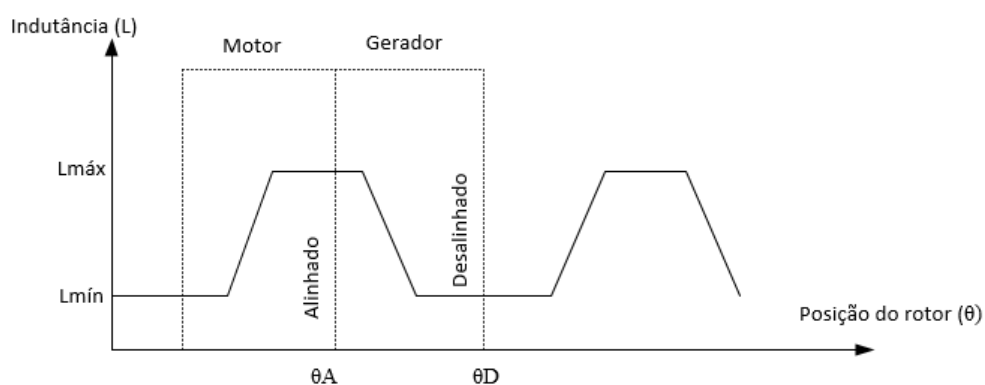
Como o próprio nome sugere, o funcionamento deste motor se dá pela variação da relutância entre o estator e o rotor, que se deve ao fato de a indutância variar com a posição instantânea do rotor. Lembrando que a indutância é função da corrente que é aplicada nas bobinas, o perfil de indutância na realidade segue uma superfície não-linear dada pela corrente e pela posição relativa entre as saliências presentes no estator e as saliências no rotor. Quando uma das saliências do rotor está totalmente desalinhada de uma bobina do estator, tem-se a relutância máxima naquela fase (indutância mínima), já quando a saliência do rotor se encontra perfeitamente alinhada com a bobina do estator, a relutância é mínima na determinada fase, portanto, indutância máxima. Como existe uma variação na indutância de acordo com a posição relativa entre estator e rotor, torna-se indispensável para o correto acionamento e melhor funcionamento da MRV conhecermos a posição exata do rotor enquanto a máquina opera. Só assim é possível fazer o chaveamento correto e obter o movimento rotativo. Para tal, normalmente utiliza-se um *encoder*, dispositivo que consiste de um disco acoplado no eixo da máquina com um sensor óptico. Alguns métodos de acionamento mais modernos propostos na

literatura têm por objetivo a estimação da posição, eliminando a necessidade do *encoder*. Este tipo de técnica é conhecida como *sensorless*.

O monitoramento da posição do rotor é importante pelo fato de que operando como motor, as bobinas do estator que correspondem a uma determinada fase só podem estar energizadas durante o crescimento da indutância, ou seja, enquanto o dente do rotor está se movendo no sentido de alinhamento com a o estator. Esta característica se deve ao fato de que, para uma dada corrente de excitação, a geração de torque depende da taxa de variação da indutância. Operando como gerador a energização da fase é feita no momento em que o rotor está se desalinhando com o estator.

O chaveamento entre as fases é dado em função da posição do rotor que é monitorado através do sensor de posição, entretanto outro parâmetro que define a operação deste motor é o ângulo de início de condução e o período de condução. Este ângulo na teoria é calculado através do número de polos do estator da máquina. No caso da máquina 8/6, o ângulo teórico é dado por $180^\circ/8 = 22,5^\circ$, sendo o ângulo zero a posição de total desalinhamento, conforme ilustra a figura 1. De modo geral, a recomendação é desenergizar a fase antes do total alinhamento com tempo suficiente para que a corrente se extinga por completo antes de passar pelo ponto de alinhamento completo.

Figura 1: Perfil de indutância de uma MRV



Fonte: [Adaptado de 4]

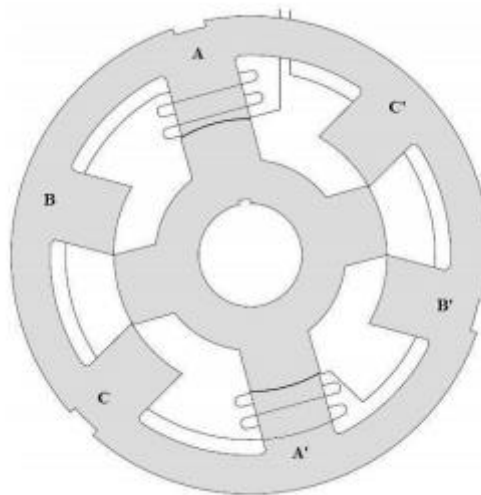
A seguir serão apresentadas disposições sobre algumas configurações que classificam a MRV quanto ao número de fases e saliências com ilustrações para melhor compreensão de como são ligadas as bobinas.

2.1.1. MRV 6x4 Trifásica

A MRV 6x4, ilustrada na figura 2, possui 4 polos no rotor e 6 polos no estator, logo trata-se de uma máquina trifásica. Neste caso, observa-se que existe um desalinhamento dos polos do rotor com duas das fases da máquina (fases B e C), enquanto que na terceira fase (fase A) acontece o total alinhamento; neste instante a relutância entre o circuito magnético do rotor e as fases B e C é máxima, enquanto na fase A ela é dada mínima.

No exato momento de total alinhamento do rotor com uma dada fase, é crucial que a fase relacionada esteja totalmente desenergizada, para tal, o chaveamento deve ser feito antes para que exista tempo hábil para que toda a corrente que percorre aquela fase seja extinta, evitando a geração de torque negativo ao entrar na região de derivada negativa da indutância. Como dito anteriormente, este controle é realizado com base no monitoramento de posição.

Figura 2: MRV 6x4 com total alinhamento da fase A

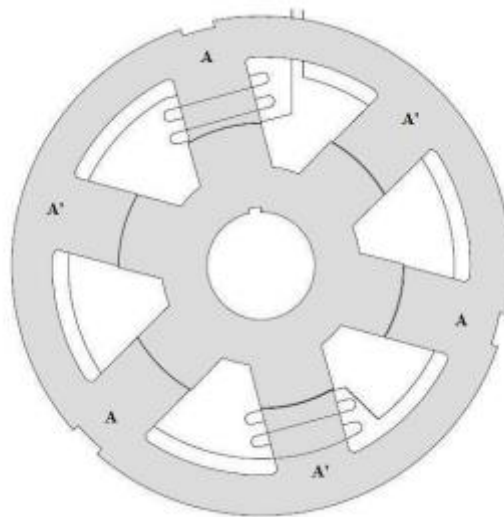


Fonte:[1]

2.1.2. MRV 6x6 Monofásica

No caso em que o número de polos no estator equivaler-se com o número de polos no rotor, a máquina é denominada monofásica devido ao fato de que todos os seus polos do rotor se alinham com os do estator simultaneamente, logo só é possível energizar sequencialmente cada uma das fases para obter o movimento de rotação. A figura 3 ilustra um exemplo de uma MRV 6x6. O instante de comutação entre as fases também deve ocorrer antes do alinhamento completo entre os polos.

Figura 3: MRV 6x6 totalmente alinhada.



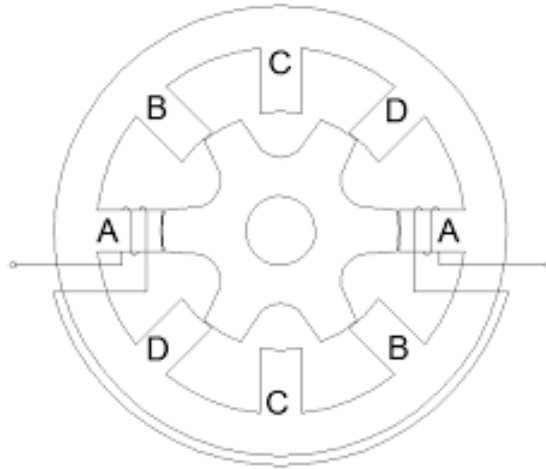
Fonte:[2]

2.1.3. MRV 8x6 Tetrafásica

A figura 4 ilustra a estrutura com 8 saliências no estator e 6 no rotor, por conseguinte denominada MRV 8x6. A figura 4 retrata o instante de total alinhamento do rotor com a fase do estator energizada e, assim como na máquina trifásica 6x4 a relutância neste ponto é mínima e a indutância máxima.

A MRV 8x6 apresenta uma boa relação entre custo e pulsação de torque. Neste caso, o custo está relacionado ao número de fases, pois para cada fase é necessário, no mínimo, 1 semicondutor para fazer o chaveamento, entretanto, de modo geral, quanto mais fases, menor serão as pulsações de torque e/ou os níveis de vibração. Desta forma, neste trabalho serão estudados os conversores para o acionamento de uma MRV 8x6.

Figura 4: MRV 8x6 com total alinhamento na fase A



Fonte: [15]

2.2. TIPOS DE CONVERSORES

Neste tipo de motor o conjugado eletromagnético produzido depende da variação da indutância em relação a posição do rotor e da corrente na fase [1]. A expressão para o torque em uma dada fase é dada na equação (1). O chaveamento sequencial das fases gera o movimento de rotação contínuo e o conjugado total de saída é a soma do conjugado individual produzido por cada fase. Devido à variação da indutância (termo com a derivada na eq. 1) não ser linear, o torque produzido sofre uma queda ao se aproximar da região de alinhamento. Somado a isso, durante o instante de comutação entre as fases o torque diminui consideravelmente, isso dá origem a um perfil pulsante. Esta oscilação de torque é tida como uma das desvantagens deste motor.

$$T = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL(\theta, i)}{dt} \quad (1)$$

O propósito do conversor eletrônico utilizado no acionamento da MRV é aplicar a corrente elétrica em cada fase em coordenação com a posição do rotor de modo a operar no ponto desejado e obter o torque necessário. Os parâmetros de controle para a MRV são a corrente na fase, a tensão CC de entrada, e os ângulos de entrada em condução (*turn-on*) e de bloqueio (*turn-off*), logo o conversor deve permitir que estes parâmetros sejam controlados de

forma precisa. De acordo com o princípio de operação e com a equação (1), a MRV requer corrente unidirecional para operar nos quatro quadrantes, o que amplia as opções de conversores quando comparado a outros motores que precisam de circuitos bidirecionais. Outra característica geral dos conversores empregados no acionamento da MRV é que devido à natureza indutiva dos enrolamentos de fase, deve sempre existir caminho para a corrente, assim diodos de roda-livre são utilizados.

Em suma, os requisitos mínimos para acionar um motor de relutância variável são:

1. Comutação da corrente: Esta é a funcionalidade mais básica. Obviamente, o conversor deve promover meios de ligar e desligar a corrente elétrica nas fases do motor.
2. Regulação de corrente: O conversor deve permitir o controle da magnitude da corrente de fase. Isto é essencial para operação em velocidades mais baixas e normalmente é feito por histerese ou por regulação PWM (Modulação por largura de pulso) da tensão.
3. *Loop* de tensão positiva: Com o intuito de aplicar a corrente de fase (e o fluxo) rapidamente dentro do intervalo de crescimento da indutância a cada ciclo, o circuito de acionamento deve fornecer a tensão total da fonte para a fase no momento da ativação.
4. *Loop* de tensão negativa: No momento em que a corrente de fase é desligada, o conversor deve poder forçar a corrente de fase a zero para extinguir o fluxo o mais rápido possível, mesmo em altas velocidades. Isso é feito aplicando uma tensão de fase de polaridade negativa ao enrolamento do motor.
5. Controle individual das correntes nas fases: Conforme mencionado anteriormente, o torque médio depende da soma dos torques de fase individuais; com isso, a sobreposição entre as fases é uma maneira simples para obter uma saída de torque mais suave. Portanto, o circuito do conversor deve permitir que cada fase seja energizada e desenergizada independentemente, em vez de depender do estado da fase anterior.

Além das funcionalidades listadas acima, é desejável que o conversor permita um estágio de tensão nula para flexibilizar o controle da corrente e obter um menor número de chaveamentos, além de menores níveis de vibração. Alguns conversores também permitem retornar energia para a fonte durante o estágio de desenergização, portanto são bidirecionais em corrente.

2.2.1. Conversores selecionados para estudo

Dado os vários tipos de conversores existentes atualmente, foram selecionados três deles para que sejam realizados os estudos comparativos e levantados dados mais relevantes com intuito de destacar os prós e contras de cada um. Os conversores escolhidos são topologias clássicas que geralmente são utilizadas durante o acionamento das MRV's em suas aplicações, neste caso foram selecionados para as simulações os conversores: ponte assimétrica, *R-Dump* e o *C-Dump*.

A seguir serão detalhadas algumas características particulares de cada conversor examinado, explicando suas etapas de operação e respectivas topologias construtivas.

2.2.2. Ponte assimétrica

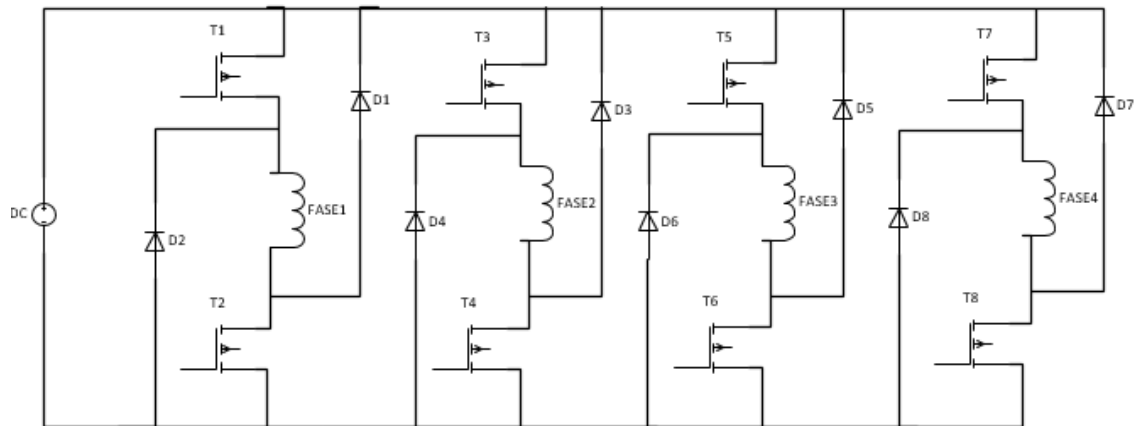
O conversor em ponte assimétrica é um dos conversores mais utilizados na atualidade no acionamento das MRV's, principalmente em casos de alta tensão e torque em altas velocidades [15].

A topologia desse conversor consiste em 2 transistores e 2 diodos por fase, o que torna possível controlar cada fase da máquina independentemente com três modos de operação: o modo de magnetização, roda-livre e desmagnetização. Devido a esse fator existe uma grande vantagem na utilização deste conversor porque consegue-se obter um menor *ripple* de corrente, ter uma melhor resposta dinâmica no controle da corrente interna da máquina e além disso, se por acaso alguma dos interruptores apresentar defeito, a máquina consegue operar sob falha com diminuição da sua potência nominal. A figura 4 mostra a estrutura do conversor ponte assimétrica e as figuras 6, 7 e 8 ilustram os modos de operação.

A topologia mostrada na figura 5 se dá para um conversor ponte assimétrica para acionamento de uma MRV tetrafásica, onde existem os transistores T1 e T2 e os diodos D1 e D2 dedicados a bobina L1 da fase 1, os transistores T3 e T4 e os diodos D3 e D4 dedicados a bobina L2 da fase 2 e assim por diante. Na figura 5 mostra-se a representação de um braço do conversor no modo de operação de magnetização. É possível observar o caminho da corrente neste caso. Considerando que o rotor não esteja alinhado com a fase em questão, as chaves T1 e T2 entram em condução fazendo a corrente na fase aumentar até o momento em que esta

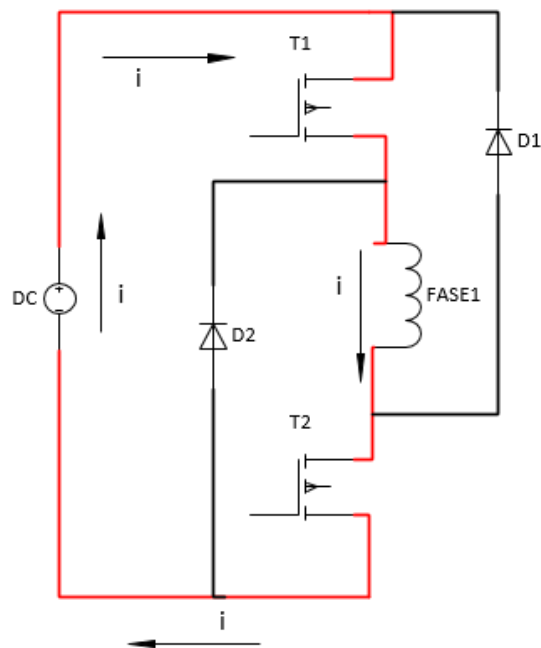
corrente chega ao limite superior (definido pela banda de histerese), instante que elas entram em estado de *turn-off*.

Figura 5: Conversor de ponte assimétrica.



Fonte: [Próprio autor]

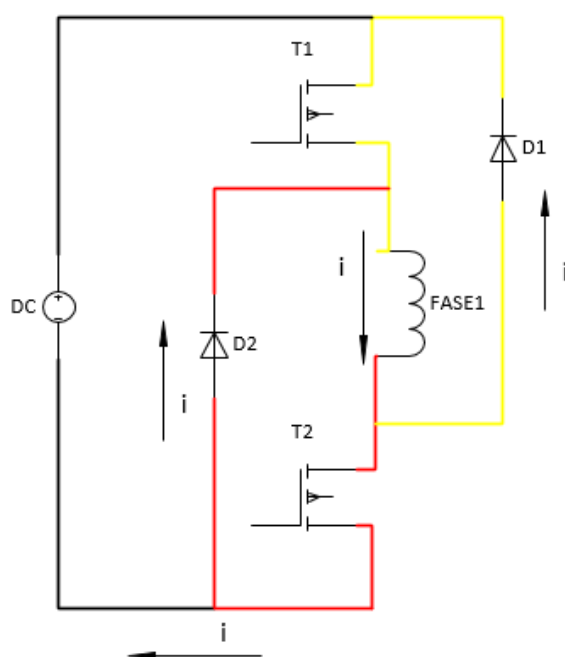
Figura 6: Ponte assimétrica em magnetização



Fonte: [Próprio autor]

A figura 7 mostra a representação de um braço do conversor no modo de operação em roda-livre. Note que há 2 caminhos possíveis para operar em roda-livre, quando T1 e D1 estiverem operando, a corrente faz o caminho em amarelo, e quando T2 e D2 estiverem operando a corrente fará o caminho em vermelho, porém em ambos os casos não há energização da fase, isso ocorre para que exista um caminho para a corrente circular livremente enquanto diminui de valor, imprimindo uma tensão de 0V na fase. Neste modo, a corrente diminui lentamente e isso permite uma etapa extra de controle nesse conversor, possibilitando o chamado *soft-switching*. Vale destacar que o termo *soft-switching* neste caso se refere a tensão sobre o enrolamento da MRV e não tem relação com as técnicas de comutação suave dos interruptores (ZVS- *Zero voltage switching* e ZCS- *Zero current switching*).

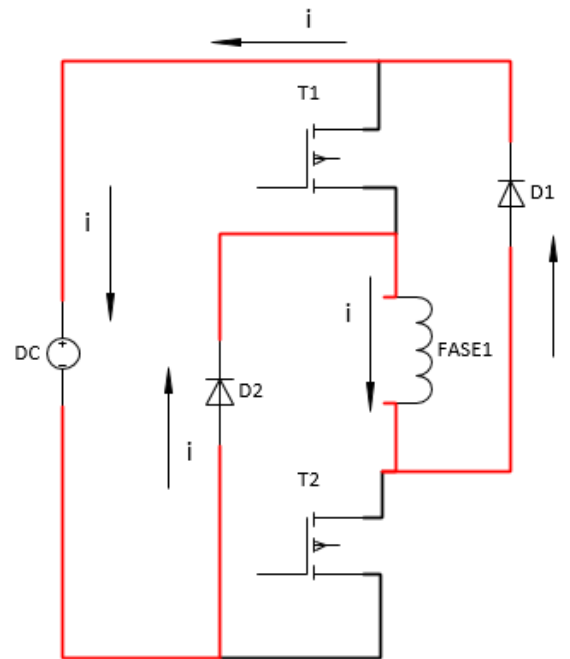
Figura 7: Ponte assimétrica em roda-livre



Fonte: [Próprio autor]

Na figura 8 é mostrada a representação de um braço do conversor no modo de operação em desmagnetização. Nota-se que a tensão na fase é negativa e o sentido que a corrente entra no conversor é o contrário do modo de magnetização. Normalmente se utiliza um capacitor em paralelo com a fonte que é recarregado neste instante.

Figura 8: Ponte assimétrica em desmagnetização



Fonte: [Próprio autor]

A ponte assimétrica permite o controle da MRV por corrente ou por tensão. O controle através da corrente é mais preciso do que por tensão devido ao fato de que se há um maior controle das correntes em cada fase é possível ter um melhor controle do torque, permitindo uma menor oscilação de torque na máquina.

Porém este conversor apresenta perdas razoáveis devido a sempre ter 2 componentes no caminho da corrente, aumentando a produção de calor, logo requer um maior dissipador de calor para operação segura.

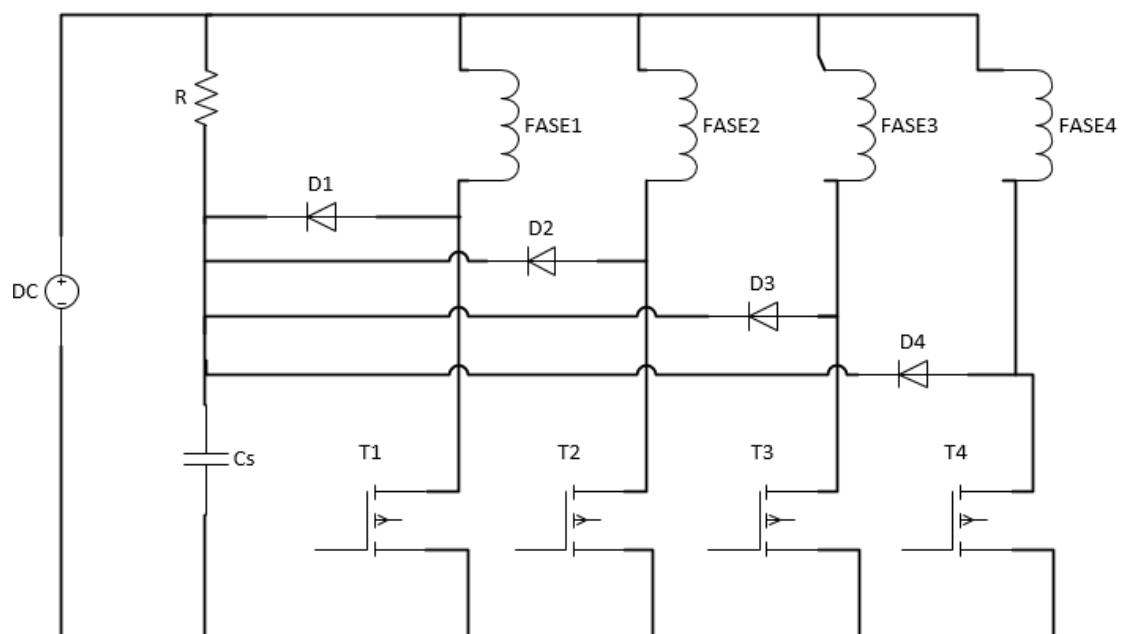
Deve-se observar também que a presença de um número maior de componentes por fase, aumenta o custo de implementação deste conversor.

2.2.3. *R-Dump*

O segundo conversor a ser avaliado é a configuração *R-Dump*. Neste conversor, diferentemente da ponte assimétrica, existem um resistor e um capacitor adicionais. Outra característica notável é o fato de existir apenas um transistor e um diodo por fase da máquina.

A figura 9 ilustra a topologia de um conversor *R-Dump* para uma máquina de relutância variável tetrafásica.

Figura 9: Conversor *R-Dump*



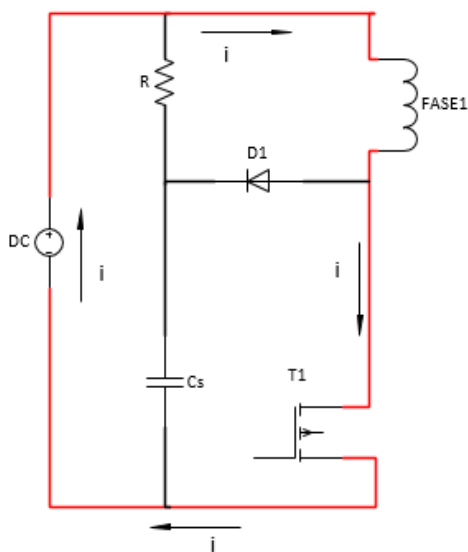
Fonte: [Próprio autor]

Quando o transistor de uma determinada fase está conduzindo a fase é energizada, já quando o transistor não está em condução, o diodo referente aquela fase fica diretamente polarizado e entra operação, permitindo a passagem de corrente que carrega o capacitor ou então circula pelo resistor. Neste caso o resistor serve para dissipar a energia presente na fase (desmagnetizar), o que é muito importante para quando houver o alinhamento do rotor com aquela fase, ela esteja totalmente desenergizada, no entanto perde-se energia no resistor.

Outra função para o resistor é limitar a corrente de roda-livre. Note que sem a presença do resistor, a corrente circularia entre o enrolamento da fase e o diodo, fazendo com que a corrente fosse dissipada pelo próprio diodo. Isto requer um componente que suporte elevadas correntes durante um maior intervalo de tempo além de diminuir a vida útil devido à dissipação de calor. Portanto, a adição de um resistor de supressão tem como vantagens a diminuição no valor da corrente que circula durante a desmagnetização.

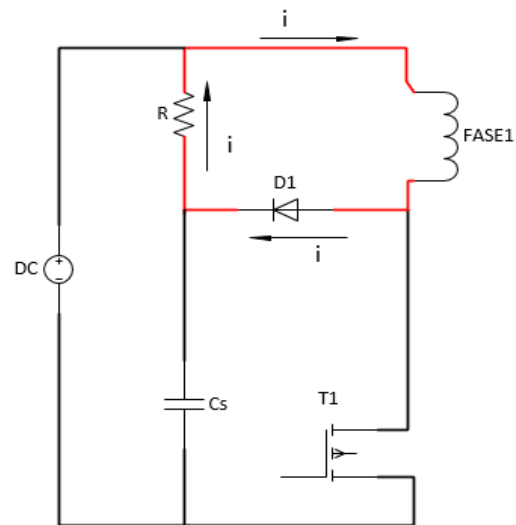
As figuras a seguir demonstram o funcionamento em uma das fases. Na figura 10a, ocorre o funcionamento em modo magnetização, com a chave acionada, já a figura 10b representa a desenergização da fase.

Figura 10a: Fase energizada



Fonte: [Próprio autor]

Figura 10b: Dissipando corrente



Fonte: [Próprio autor]

A escolha do valor de resistência neste conversor é muito importante, pois quanto menor a resistência mais rápida é a dissipação da corrente em roda livre e mais rápida a desenergização da fase, porém com essa resistência baixa, maior é a tensão reversa em cada transistor, exigindo um nível de isolamento maior do mesmo e elevando o custo do equipamento.

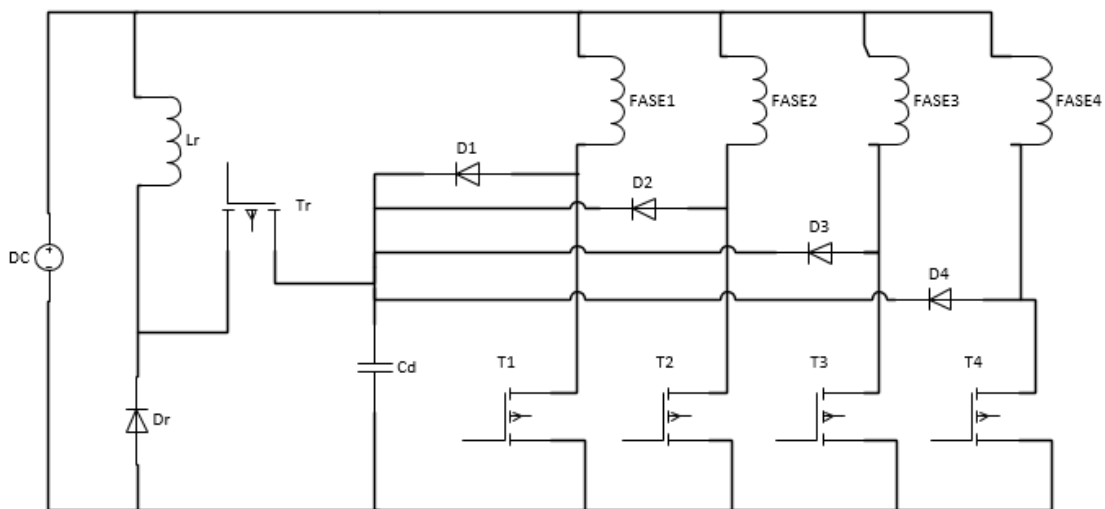
Este conversor apesar de ter a vantagem de possuir um número menor de componentes por fase, tem a desvantagem de que a sua energia é dissipada em um resistor, diminuindo a eficiência do conversor.

2.2.4 C-Dump

O terceiro conversor a ser comparado é o *C-Dump*. Este conversor tem uma característica em particular, pois este também é considerado um conversor de alimentação auxiliar de tensão, devido a presença de um capacitor que serve para restaurar a energia para a fonte ou para energizar diretamente a próxima fase a ser ativada.

Na figura 11 é demonstrada a topologia deste conversor que assim como no *R-Dump* também possui um transistor e um diodo em cada fase, além de possuir um capacitor, um indutor (L_r), um diodo (D_r), além de mais uma chave de potência (T_r) comum para todas as fases.

Figura 11: Conversor *C-Dump*



Fonte: [Próprio autor]

No momento em que o transistor T1 está conduzindo a fase 1 é energizada fazendo com que a corrente cresça; no momento em que a corrente na fase excede o valor de referência estabelecido, o transistor para de conduzir e o diodo D1 é polarizado e entra em condução. O capacitor de *dump* C_d incrementa sua tensão com a finalidade de acelerar a desenergização na

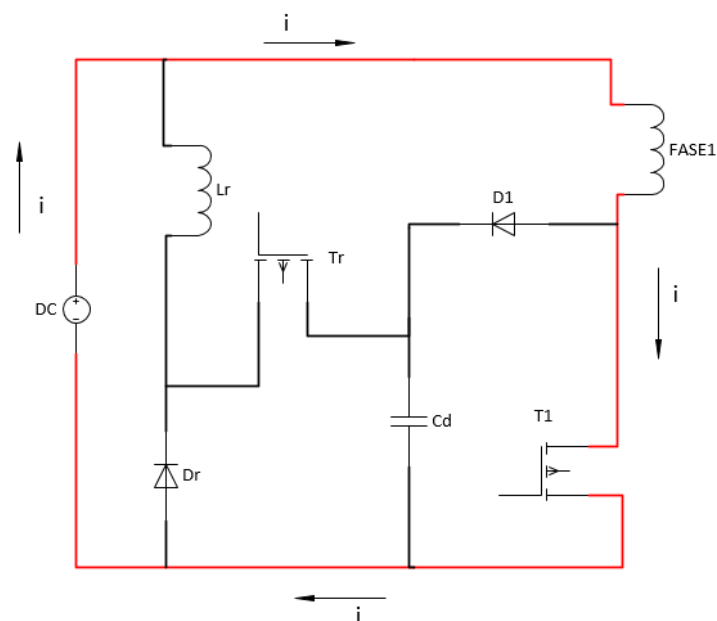
fase. Quando a tensão no capacitor atinge um limite, o transistor T_r entra em condução, transferindo a energia para a fonte através do indutor L_r . Esta tensão do capacitor normalmente é regulada para ser o dobro do valor da fonte CC, com o intuito de aplicar um valor igual ao da fonte CC, porém negativo na saída da fase, para que haja uma desenergização mais rápida.

As maiores vantagens do uso deste conversor são, utilização de menos componentes para comutação, permite um controle de corrente independente em cada fase, capacidade regenerativa, o que aumenta a eficiência do conversor e a rápida desenergização de cada fase na comutação.

Porém, como qualquer dispositivo, este possui algumas desvantagens, tais como, o uso de um indutor e um capacitor adicionais para desenergizar a fase, a tensão nos semicondutores é o dobro da tensão da fonte para que haja uma rápida desmagnetização, a disposição do circuito não permite atuar em roda livre e além disso a corrente que circula entre o capacitor de *dump* C_d e a fonte CC, causa o aumento das perdas na máquina, com isso influenciando a eficiência do *driver*.

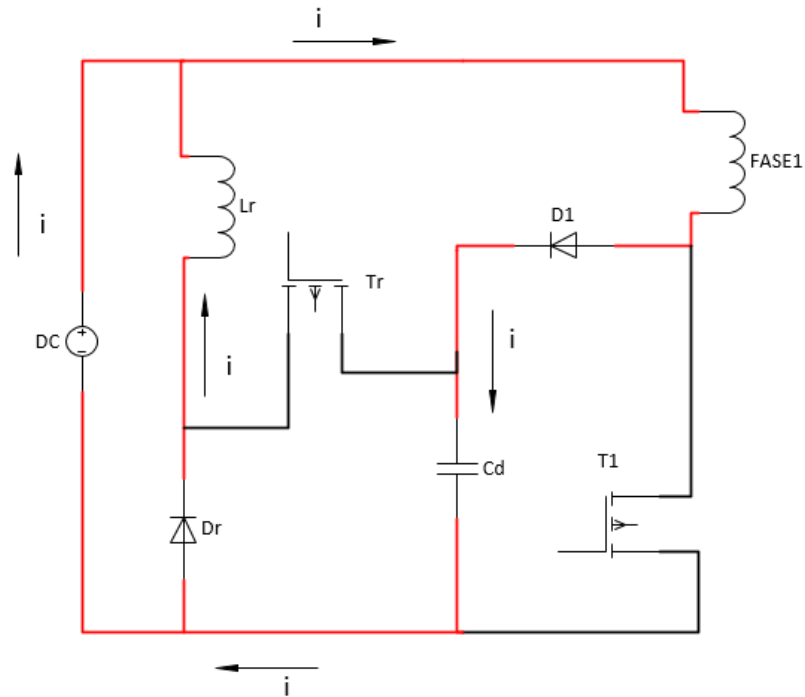
A seguir serão mostradas as etapas de operação do conversor *C-Dump* em cada condição particular de chaveamento. Esta estrutura possui cinco modos de operação.

Figura 12: *C-Dump* em magnetização



Fonte: [Próprio autor]

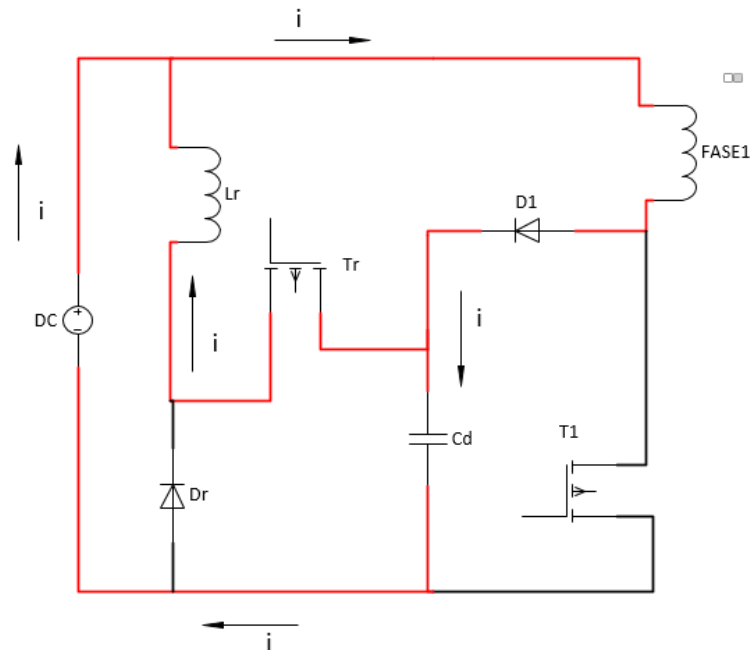
Figura 14: *C-Dump* em desmagnetização etapa 2



Fonte: [Próprio autor]

A segunda etapa de desmagnetização do *C-Dump* se dá no momento em que a corrente que flui através do capacitor C_d o carrega suficientemente para inverter a polaridade da tensão no diodo D_r . Este último passa a ser polarizado diretamente e entra em condução, logo obtêm-se uma divisão das correntes no nó que existe entre o diodo e a fonte, passando a existir uma corrente fluindo no indutor L_r a partir desse instante.

Figura 15: *C-Dump* em desmagnetização etapa 3



Fonte: [Próprio autor]

Outra etapa de desmagnetização se dá devido ao fato de que no instante em que o capacitor atinge uma tensão limite estipulada no projeto do conversor. O acionamento da chave Tr é realizado através de um circuito lógico que depende nível de tensão no capacitor Cd , isso faz com que a corrente flua através de Tr e descarregue o capacitor, tornando o diodo Dr novamente inversamente polarizado, a corrente continua fluindo através do enrolamento Lr , porém agora através da chave Tr , isso ocorre até o instante em que o capacitor atingir o limite inferior de tensão no capacitor Cd estabelecido em projeto.

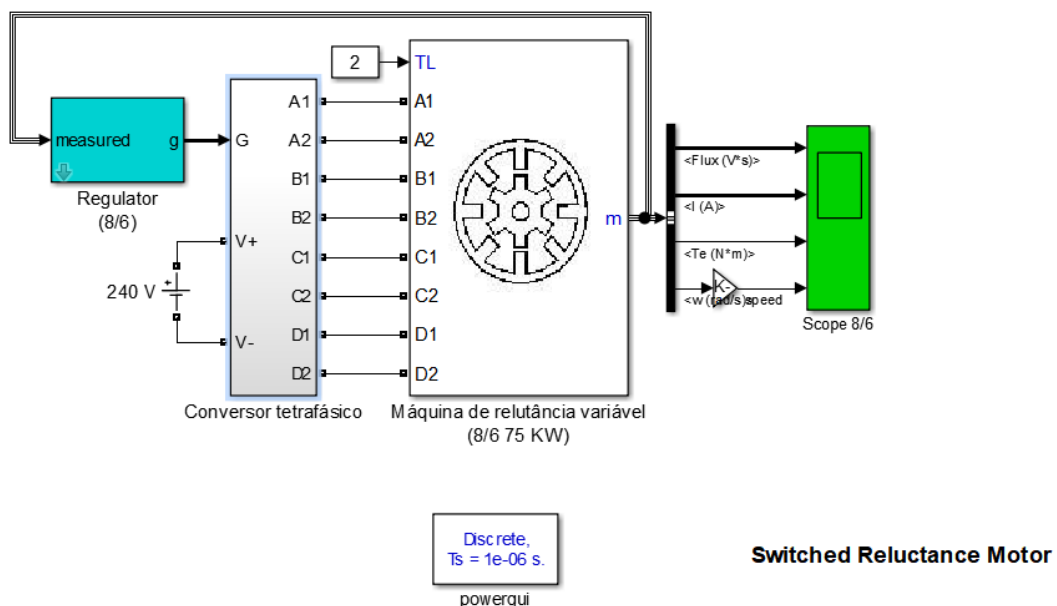
3. SIMULAÇÕES E RESULTADOS OBTIDOS

Neste capítulo serão descritas as simulações realizadas no Simulink como metodologia para a obtenção dos dados que irão embasar as discussões apresentadas no capítulo 4. Para cada simulação apresentada serão exibidos também os gráficos que auxiliam na compreensão da operação dos conversores descritos no capítulo anterior e possibilitam uma análise qualitativa para posterior comparação entre eles.

3.1. SISTEMA COMPLETO

Na figura 16 serão mostrados a modelagem construída para representar todos os elementos necessários no acionamento de uma MRV 8x6.

Figura 16: Acionamento completo modelado no Simulink



Fonte: [Adaptado de 1]

Pode-se observar que o sistema completo consiste nos blocos referentes à fonte de alimentação, neste caso uma fonte de corrente contínua, um regulador, responsável pela estratégia de controle, um conversor eletrônico de potência (*driver*) e o motor de relutância variável 8x6. Ao bloco do motor foi conectado uma porta que representa a entrada para o torque de carga, e um terminal de medições por onde são observados os resultados, tais como, fluxo, corrente, torque e velocidade.

3.1.1 MÁQUINA 8x6

Em relação às características do motor, foram considerados os parâmetros conforme mostra a figura 17. Basicamente, foram definidos a configuração da máquina, a resistência do estator, a inércia, a atrito, a velocidade e posição iniciais e por fim o tempo de amostragem.

Figura 17: Parâmetros da MRV 8x6

Block Parameters: Switched Reluctance Motor (8/6 2,3 KW preset) X

Switched Reluctance Motor (mask) (parameterized link)

Models a generic model or specific model of a switched reluctance motor with configurable stator/rotor poles.

Parameters Model

Type:
8/6

Stator resistance (Ohm):
0.05

Inertia (kg.m.m):
0.01

Friction (N.m.s):
0.005

Initial speed and position [w0(rad/s) Theta0(rad)]:
[0,0]

Sample time (-1 for inherited):
Ts

☐ Plot magnetization curves

OK Cancel Help Apply

Fonte: [Próprio autor]

O motor de relutância variável tem seu princípio de funcionamento baseado na variação da relutância, característica esta altamente não-linear. Logo, não é usual modelar este motor através de um circuito equivalente como feito para outros motores. O método mais comum de se modelar este tipo de motor é através de tabelas LUT (*look-up-tables*) que representam os perfis de fluxo e torque em função da posição do rotor e da corrente elétrica. A figura 18 demonstra este tipo de modelagem, onde os blocos ITBL e TTBL são carregados com as tabelas correspondentes ao perfil de corrente e torque da máquina, respectivamente.

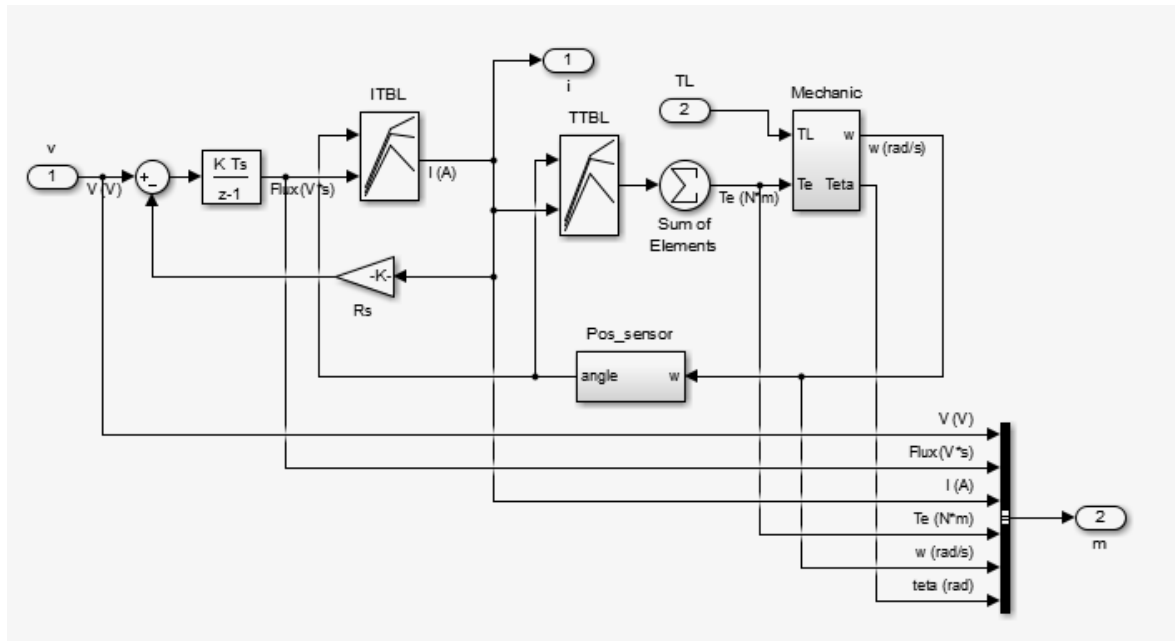
Note que a tensão aplicada à fase, depois de descontada a perda na resistência do estator, é integrada para obter o fluxo concatenado, segundo a equação (2). Com a informação do fluxo instantâneo, e da posição do rotor, obtém-se a corrente elétrica da tabela ITBL. Em seguida, a corrente elétrica e a posição do rotor são utilizadas para gerar o torque eletromagnético do motor por meio da tabela TTBL. O torque total (expresso como a soma do torque produzido em cada fase) é utilizado como entrada para o bloco da modelagem mecânica, representado pela equação (3).

$$V = R_s \cdot i + \frac{d\lambda}{dt} \quad (2)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{T_m - T_a - T_L}{J} \quad (3)$$

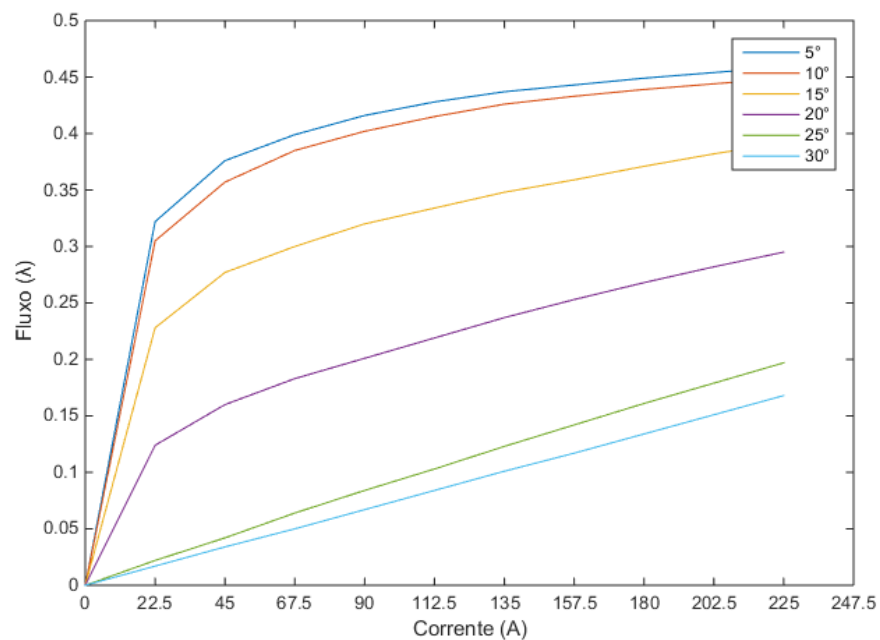
Na figura 19 podemos observar o perfil de fluxo que serve de base para se ter uma saída de corrente, que posteriormente resulta juntamente com a posição do rotor na saída de torque da máquina.

Figura 18: Perfis da MRV 8x6



Fonte: [Adaptado de 1]

Figura 19: Gráfico de fluxo característico da MRV 8x6 – tabela FTBL



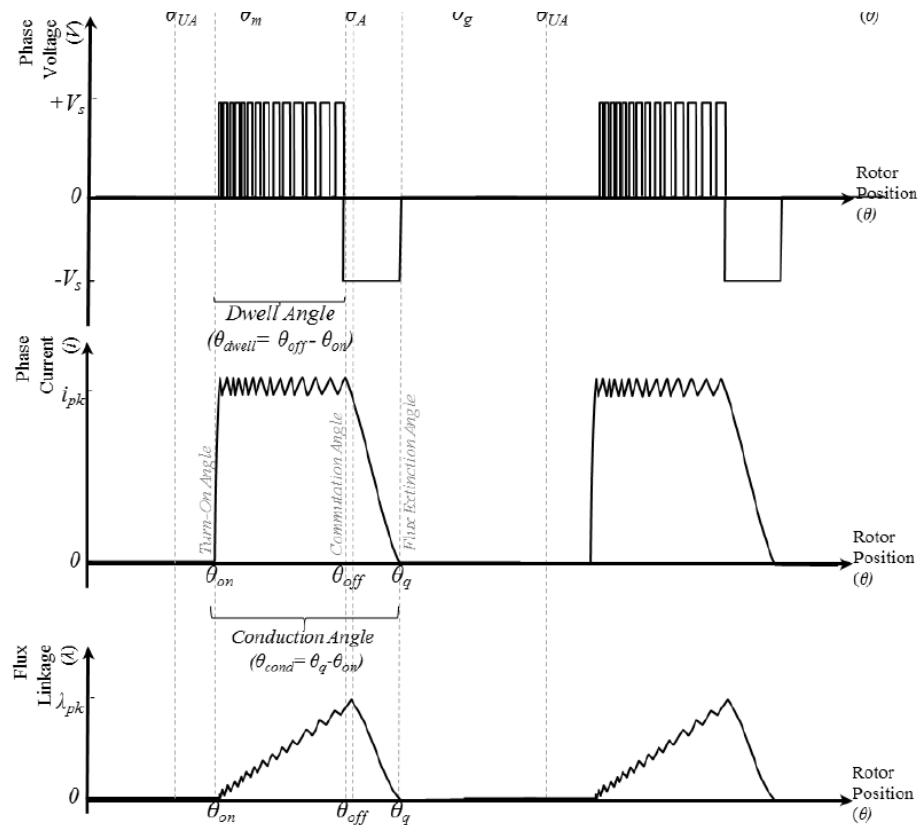
Fonte: [Adaptado de 1]

3.1.2 REGULADOR

O bloco regulador representa a técnica de controle de corrente por histerese. O controle por histerese consiste basicamente em tentar manter a corrente dentro da “banda de histerese”. A banda de histerese é uma tolerância em torno da amplitude da corrente de referência. Com este tipo de controle por corrente, os semicondutores são comutados instantaneamente quando a corrente na fase excede o valor definido pela banda de histerese, logo a resposta se torna bem rápida. Contudo, dependendo do valor da corrente de referência, o uso desta técnica pode resultar em elevadas frequências de chaveamento que, além de não possuir frequência de chaveamento fixa pode aumentar as perdas. Apesar disto, este tipo de controle é muito comum para a MRV operando abaixo da velocidade nominal e foi adotado neste trabalho devido à sua simplicidade.

A figura 20.a ilustra o esquema de controle da corrente elétrica no motor utilizando o método de histerese. Como pode ser observado, a corrente é controlada chaveando a tensão aplicada à fase de modo que quando a corrente está abaixo do valor inferior da banda de histerese a tensão é positiva fazendo a corrente crescer. A corrente continua crescendo até atingir o nível superior definido pela banda e, neste caso, os semicondutores são comutados para *off* desligando a energização da fase. Com isso a corrente decresce, ou em roda livre, ou escoando para fonte ou um capacitor, dependendo do conversor eletrônico utilizado.

O procedimento descrito acima se repete enquanto o ângulo (posição do rotor) for favorável à energização da fase. Nas demais fases o controle também se repete.

Figura 20a: Controle de corrente por *hysteres*

Fonte: [4]

Na simulação, as definições para o bloco foram estipuladas com parâmetros mostrados na figura 20b. Na aba destacada são estipulados os valores de corrente de referência, posição inicial do rotor, período angular de acionamento e ângulo de comutação, respectivamente.

Observando a composição do regulador ilustrado na figura 21, é possível notar que este bloco é responsável pela geração dos sinais de *gate* para o conversor.

Figura 20b: Parâmetros do regulador

Function Block Parameters: Regulator (8/6)

Subsystem (mask)

Parameters

Reference current
20

initial positions
[0,-15,-30,-45]

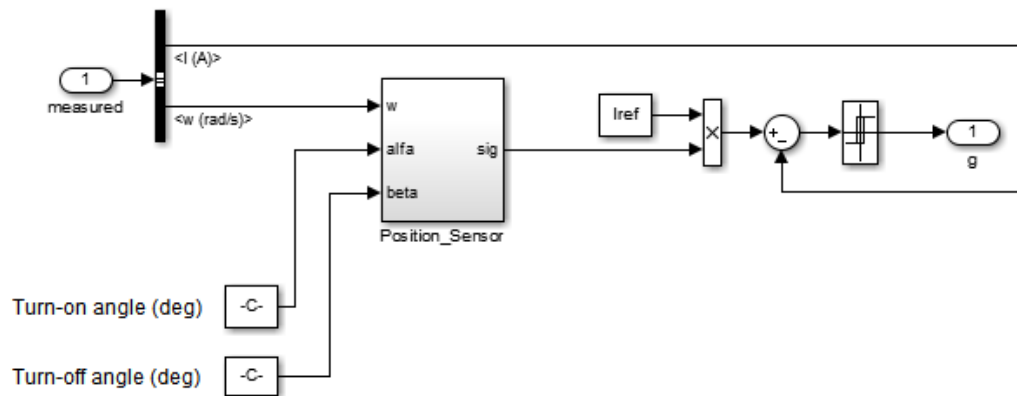
Turn-on angle (deg)
37.5

Turn-off angle (deg)
52.5

OK Cancel Help Apply

Fonte: [Próprio autor]

Figura 21: Controle do regulador por histerese no Simulink



Fonte: [Adaptado de 1]

De acordo com a técnica de controle por histerese, a posição do rotor, obtida a partir da velocidade no eixo, é comparada com os períodos de acionamento e desacionamento de cada fase gerando um sinal lógico que é multiplicado pela corrente de referência. A seguir, subtrai-se a corrente da máquina da corrente de referência ajustada, para encontrar a diferença entre elas. Esta diferença é comparada com uma largura de banda (Δi) pré-definida para decidir

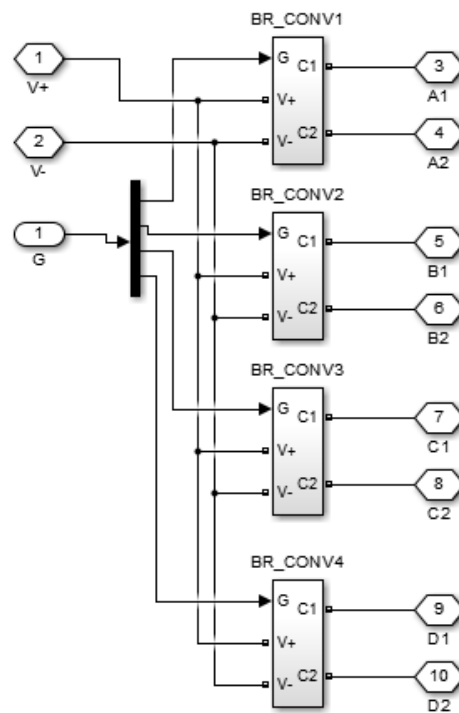
o chaveamento do transistor. Neste trabalho, o ponto de operação adotado para realizar a comparação entre os conversores corresponde a uma corrente de referência de 20 A, com uma tolerância de variação de mais ou menos 1 A.

Os blocos detalhados até este ponto se manterão inalterados. Doravante, o bloco referente ao conversor será modificado para cada uma das estruturas a serem simuladas.

3.2. PONTE ASSIMÉTRICA

O conversor de ponte assimétrica modelado no Simulink pode ser observado na figura 22.

Figura 22: Modelo em *Simulink* do conversor de ponte assimétrica para 4 fases

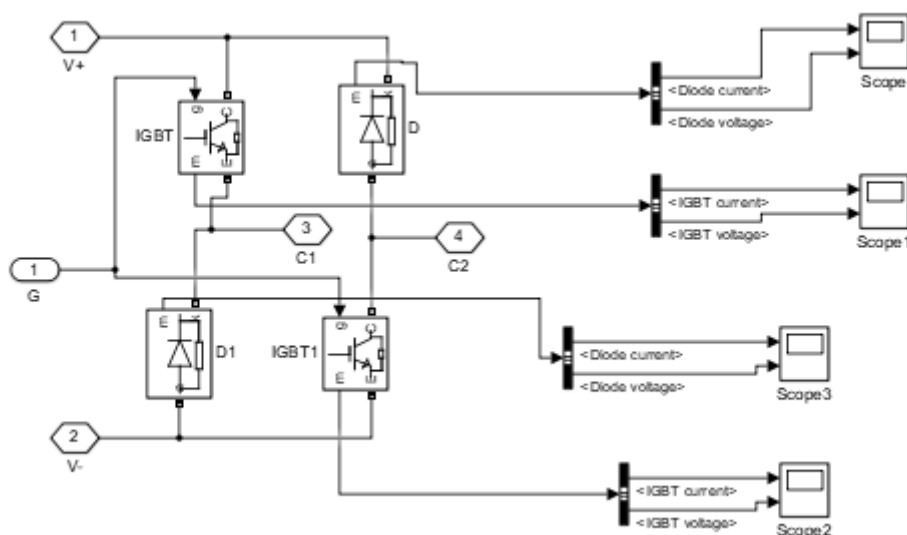


Fonte: [Adaptado de 1]

Nesta figura simplesmente se mostra os quatro braços do conversor, com a entrada de tensão CC e o *gate* de acionamento das chaves, com a saída para o enrolamento de cada

fase. A figura 23 mostra em detalhes o exemplo de um braço do conversor dedicado a uma das fases, os demais são apenas réplicas.

Figura 23: Conversor de ponte assimétrica para 1 fase



Fonte: [Adaptado de 1]

Conforme descrito no capítulo 2, observa-se que existem duas chaves IGBT, e dois diodos em um braço do conversor, totalizando quatro componentes por fase existente da máquina. Os blocos de *Scopes* existentes são para monitoramento de corrente e tensão nestes componentes. As figuras a seguir exibem os resultados de corrente e tensão nos componentes de uma das fases.

Na figura 24 pode-se observar a tensão em uma das fases. Basicamente, pode-se notar que a energização inicial da fase possui um intervalo maior até que a corrente cresça até o valor de referência. Depois, o conversor opera nos modos energização e desenergização de modo a manter a corrente regulada dentro dos limites definidos pela banda de histerese. Durante a desenergização a tensão na fase tem polaridade inversa, na mesma magnitude da tensão CC de entrada, a ponte assimétrica possui essa característica.

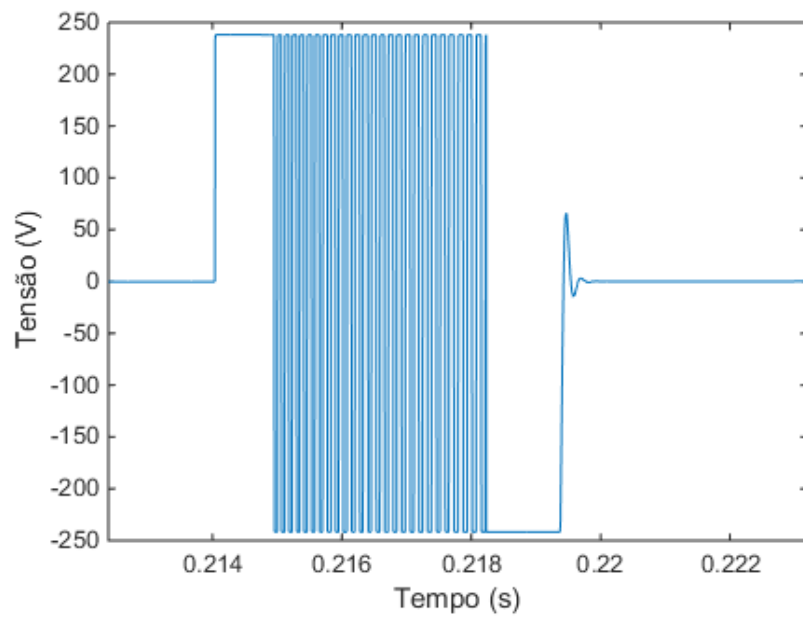
Na figura 25 podemos observar a tensão de bloqueio e a corrente em um período de tempo nas duas chaves IGBT presentes em um dos braços do conversor de ponte assimétrica onde a

tensão corresponde ao gráfico laranja e a corrente ao gráfico azul. Ambas as chaves são acionadas simultaneamente no período de magnetização da fase, assim podemos observar que a corrente aumenta enquanto as chaves estão conduzindo, ou seja a tensão medida na chave é nula neste intervalo. Quando não está em condução a tensão de bloqueio é igual à tensão CC de entrada, neste caso, 240 V, como no instante de tempo $t=0,1895s$, por exemplo. A corrente máxima que circula pelos IGBTs depende do valor de referência e, portanto, depende do ponto de operação do motor.

Na figura 26 como pode ser visto, a tensão sobre o diodo está em laranja e a corrente em azul. No instante de tempo em que os diodos não conduzem é exercido uma tensão reversa de 240 V sobre eles, já no instante de tempo $t=0,1895s$, por exemplo, os diodos estão conduzindo a corrente de referência, e a tensão durante este intervalo representa apenas a queda direta.

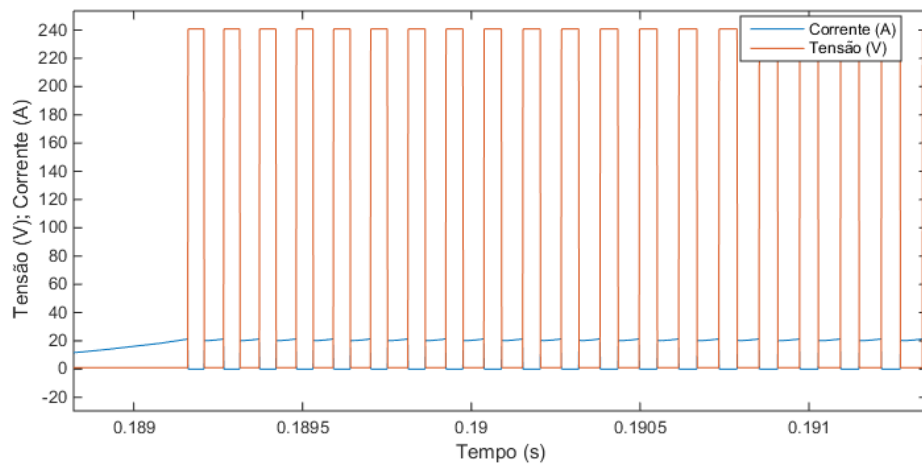
Analisando os gráficos das figuras 25 e 26 de forma conjunta observa-se que o chaveamento está acontecendo de forma correta, sendo que ora as chaves conduzem (magnetização) e ora os diodos entram em condução, quando então ocorre a desmagnetização da fase em questão. Estas etapas de operação foram descritas no capítulo 2.

Figura 24: Tensão em 1 das fases da MRV com conversor ponte assimétrica



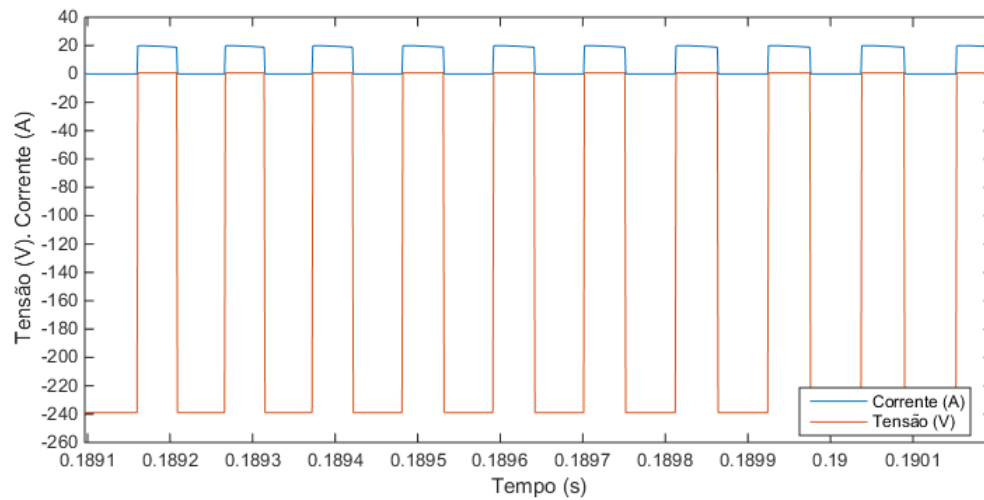
Fonte: [Próprio autor]

Figura 25: Tensão e corrente nas chaves IGBT em uma das fases do conversor de ponte assimétrica



Fonte: [Próprio autor]

Figura 26: Tensão e corrente nos diodos em uma das fases do conversor de ponte assimétrica



Fonte: [Próprio autor]

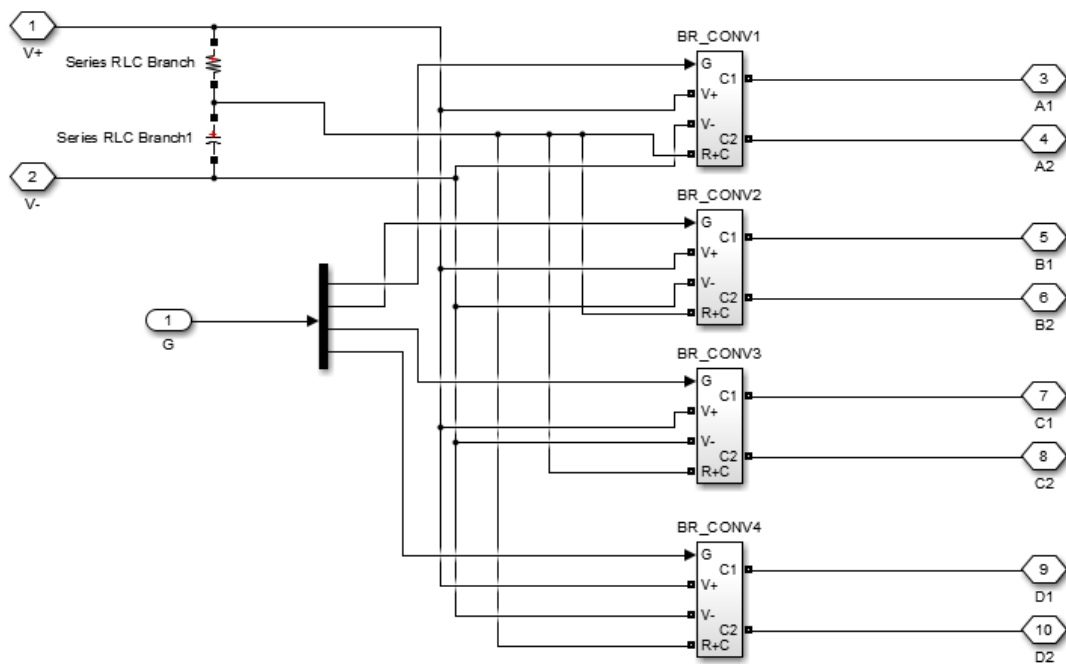
3.3. R-DUMP

Na figura 27 temos o conversor *R-Dump* completo para acionamento de uma MRV tetrafásica, enquanto que a figura 28 aborda em detalhes uma das fases do conversor *R-Dump*.

Apesar da semelhança na disposição dos componentes com o conversor de ponte assimétrica, este conversor tem suas particularidades. Este conversor apresenta a estrutura mais simples dentre os três abordados no trabalho e observa-se a presença de um capacitor e uma resistor comum para as quatro fases. Na figura 28 esta conexão é mostrada na entrada denominada R+C, para os quais foram utilizados os valores de 2 ohms e 1 mF no resistor e capacitor, respectivamente.

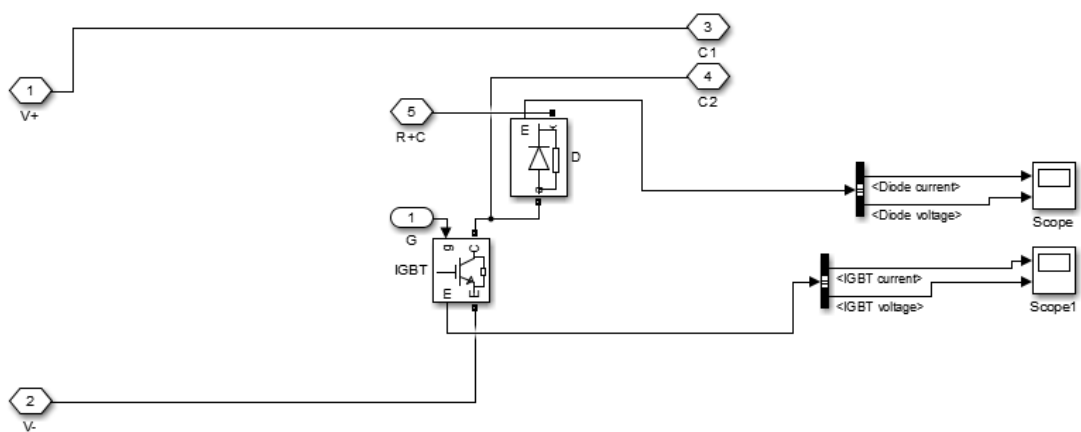
Nota-se que para este conversor existem apenas dois componentes por braço, no caso, um diodo e uma chave IGBT, além da nova entrada R+C ligada ao catodo do diodo. Os *Scopes* novamente são para monitoramento das correntes e tensões nos componentes. Nas figuras 29, 30 e 31 seguem as imagens dos gráficos de tensão e corrente medidos nos componentes em uma fase do conversor *R-Dump*.

Figura 27: Modelo em *simulink* para o conversor *R-Dump* para 4 fases

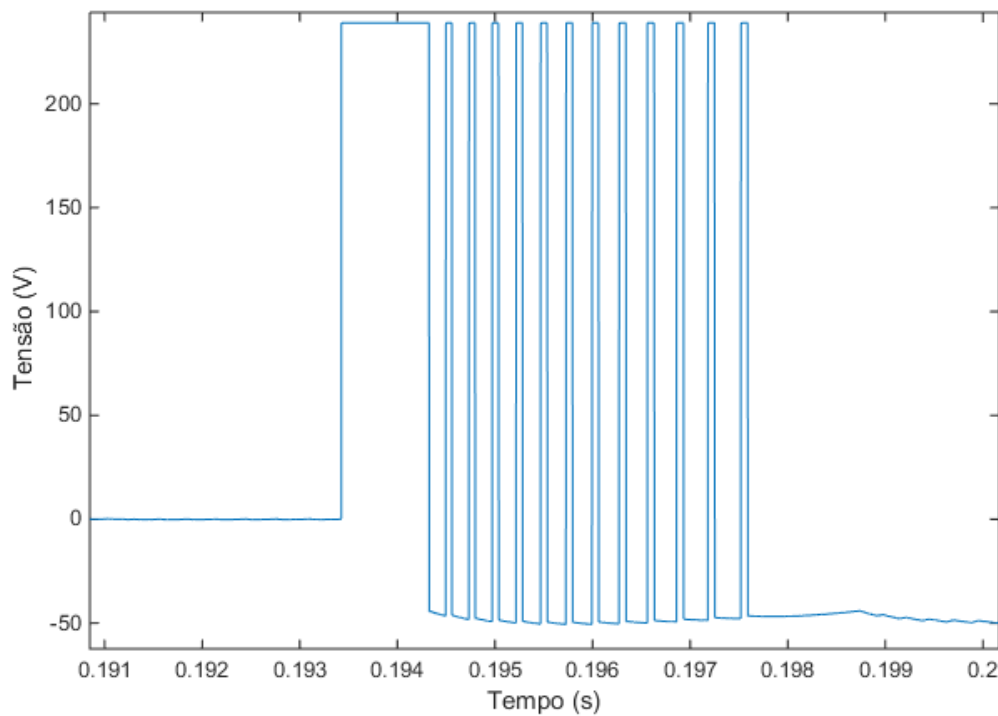


Fonte: [Próprio autor]

Figura 28: Conversor *R-Dump* para 1 fase



Fonte: [Próprio autor]

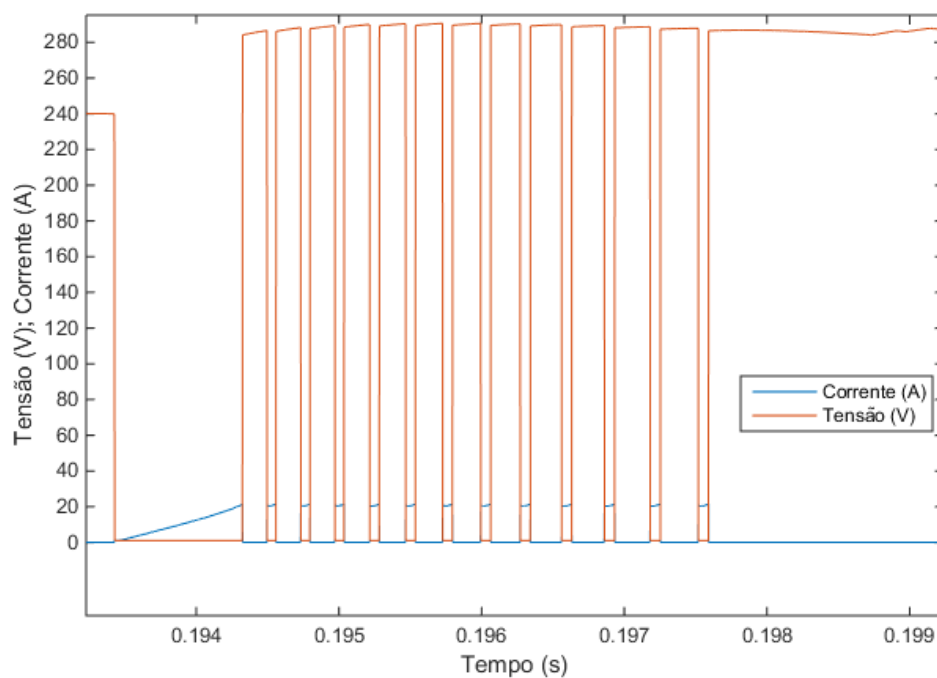
 Figura 29: Tensão em 1 das fases da MRV com conversor *R-Dump*


Fonte: [Próprio autor]

Na figura 29 pode-se observar a tensão em uma das fases da MRV sendo acionada com o conversor *R-Dump*, neste caso nota-se uma forma de onda não linear nas extremidades da tensão, isso se deve à relação de queda de tensão na resistência que equivale a $2.\Delta i.R$, onde Δi corresponde à banda de histerese [16]. Esta resistência também tem influência no período de descarga em que ocorre a dissipação de energia das fases, quanto maior a resistência, maior será o período de tempo para total descarga e mais limitada será a corrente de pico no componente.

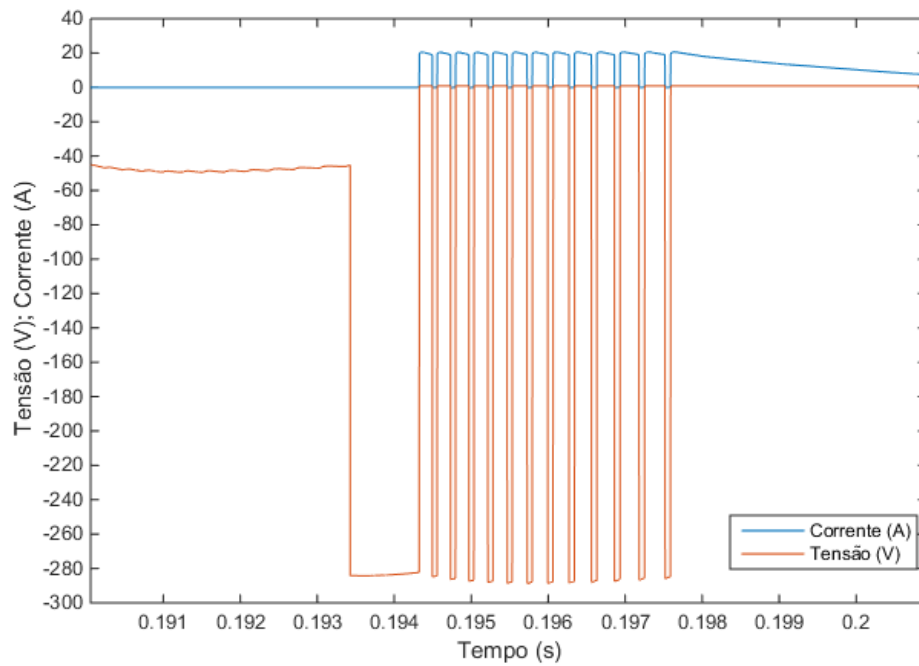
No gráfico da figura 30 o sinal em laranja corresponde a tensão na chave em uma das fases do *R-Dump* enquanto que o sinal em azul é correspondente a corrente, a oscilação de tensão se deve a presença do capacitor e da resistência que controlam a descarga de energia de cada fase. Outro detalhe importante que pode ser observado na figura 30 é que a tensão de bloqueio nos IGBTs são maiores que o valor CC da fonte de entrada, ou seja, neste conversor as chaves de potência devem suportar uma tensão reversa maior. Para fins de dimensionamento, a tensão reversa do IGBT depende do resistor e da corrente de operação, conforme a expressão 4.

Figura 30: Tensão e corrente na chave em uma das fases do conversor *R-dump*



Fonte: [Próprio autor]

Figura 31a: Tensão e corrente no diodo em uma das fases do conversor *R-dump*.



Fonte: [Próprio autor]

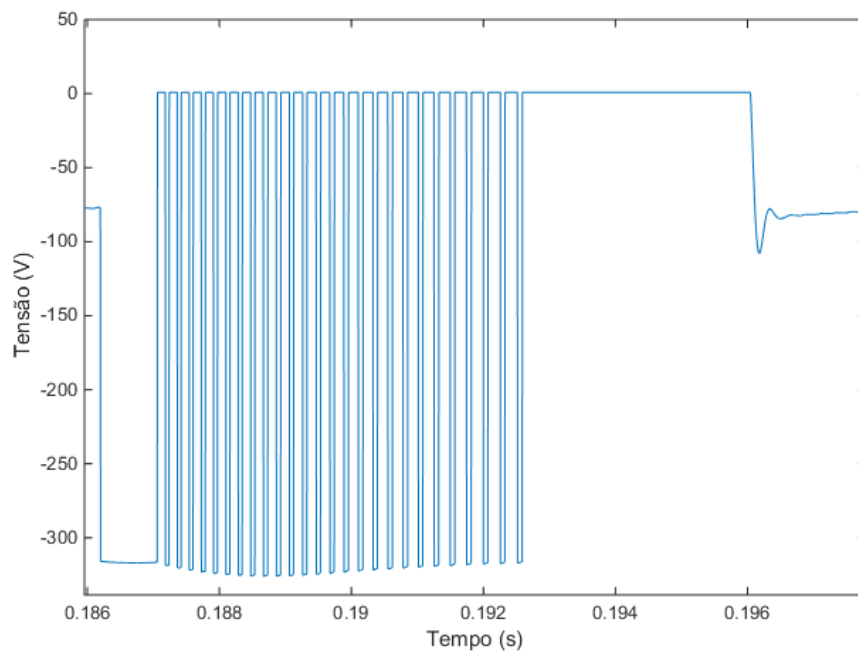
$$V_{CE} = V_{CC} + R \cdot i_{fase} \quad (4)$$

onde V_{CC} é a tensão de entrada.

Na figura 31 tem-se a tensão e corrente no diodo. É importante se atentar ao fato de que o diodo opera de forma complementar ao IGBT, ou seja, no período em que a chave está conduzindo como visto antes, o diodo não conduz e apresenta uma tensão reversa que também obedece à equação (4), como por exemplo em torno do tempo $t=0,194s$.

Na figura 31b, foi aumentada a resistência do conversor para 5 ohms, e pode ser observado que há um acréscimo no valor da tensão reversa no diodo, confirmando a veracidade da equação (4).

Figura 31b: Tensão reversa no diodo com aumento na resistência.



Fonte: [Próprio autor]

O valor de corrente para especificação do IGBT pode ser obtido assumindo que a chave carrega toda a corrente até que ocorra a comutação, levando a um dimensionamento conservativo. O mesmo vale para o diodo.

3.4. C-DUMP

Neste tópico serão exibidos os resultados das simulações realizadas para o conversor *C-Dump* no acionamento da MRV 8x6. Neste conversor, o mais complexo abordado neste trabalho, observa-se a presença de uma chave IGBT, um capacitor, um diodo e um indutor em comum para todas as fases. Através do controle do nível de tensão sobre o capacitor é realizado o chaveamento deste IGBT adicional. A figura 32 mostra a modelagem do conversor no Simulink.

De acordo com [4], o dimensionamento do indutor e do capacitor deste conversor pode ser obtido através das equações (5) e (7).

$$Cd = \frac{(1-d1)}{fc} \cdot \frac{1}{\Delta Vo} \quad (5)$$

Onde d1 é o duty cycle mínimo obtido na operação sem carga, ΔVo é a variação de tensão no capacitor, e fc é a frequência de chaveamento que pode ser obtida através da equação (6).

$$fc = \frac{Vdc}{I\Delta L + L\Delta i + VdcCo\Delta Vo} \quad (6)$$

Onde fc depende da tensão Vdc de entrada da fonte, Δi e ΔL que são as correntes e indutância incrementais dos enrolamentos da MRV.

E por fim o indutor pode ser dimensionado através da seguinte equação.

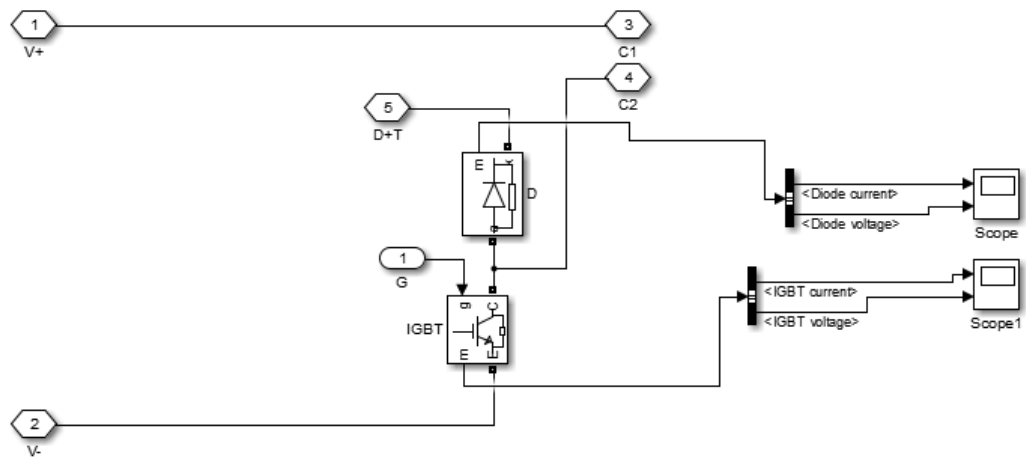
$$Lr = \frac{d2hE}{fc\Delta ir} \quad (7)$$

Onde d2 é o duty cycle da chave IGBT comum de descarregamento do capacitor, fc é a frequência de chaveamento obtida anteriormente, Δir é a variação de corrente que flui pelo indutor, E é a fem média induzida na fase da máquina durante o período de condução e h pode ser obtido pela equação (8).

$$h = \frac{Vo - Vdc}{Vo} \quad (8)$$

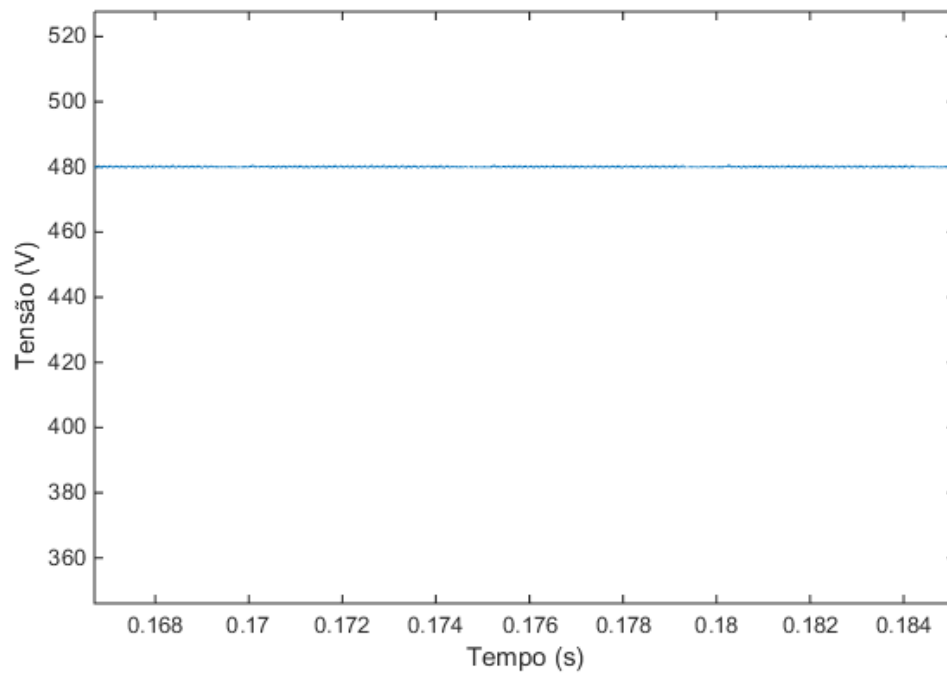
A disposição individual de cada fase pode ser observada na figura 33, onde observa-se também a presença de uma conexão D+T em comum entrada para todas as fases. Percebe-se que a estrutura de potência para uma fase na configuração do *C-Dump* é idêntica ao do conversor *R-Dump*, sendo que a diferença está na entrada do catodo do diodo, o que diferencia os dois conversores são os componentes que são comuns para todas as fases. O *C-Dump* necessita de um número maior de componentes para fazer o reaproveitamento da tensão do capacitor, tanto para desenergizar a fase mais rapidamente, quanto para utilizar no acionamento da fase subsequente.

Figura 33: Conversor *C-Dump* para 1 fase



Fonte: [Próprio autor]

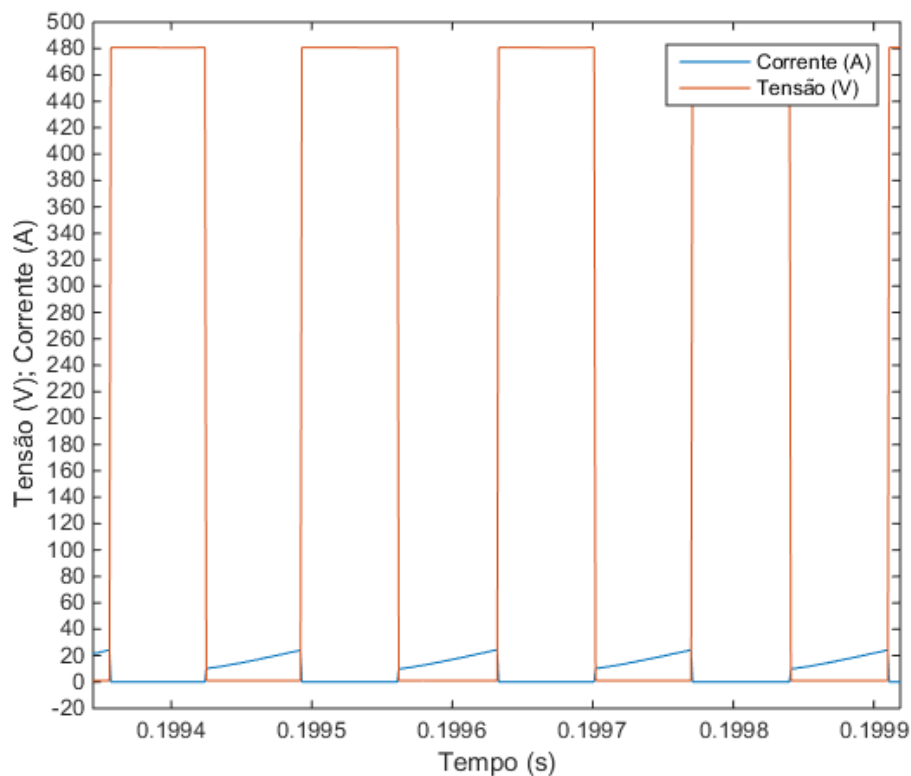
Figura 34: Tensão no capacitor do conversor *C-Dump*



Fonte: [Próprio autor]

A tensão no capacitor *dump* pode ser regulada para um valor constante dentro de uma faixa fixa (ΔV_c) utilizando controle bang-bang. Como pode-se observar na figura 34, a tensão no capacitor foi ajustada para se manter em 480 V com variação de 1 V. A chave IGBT1 possibilita o escoamento da energia armazenada no capacitor.

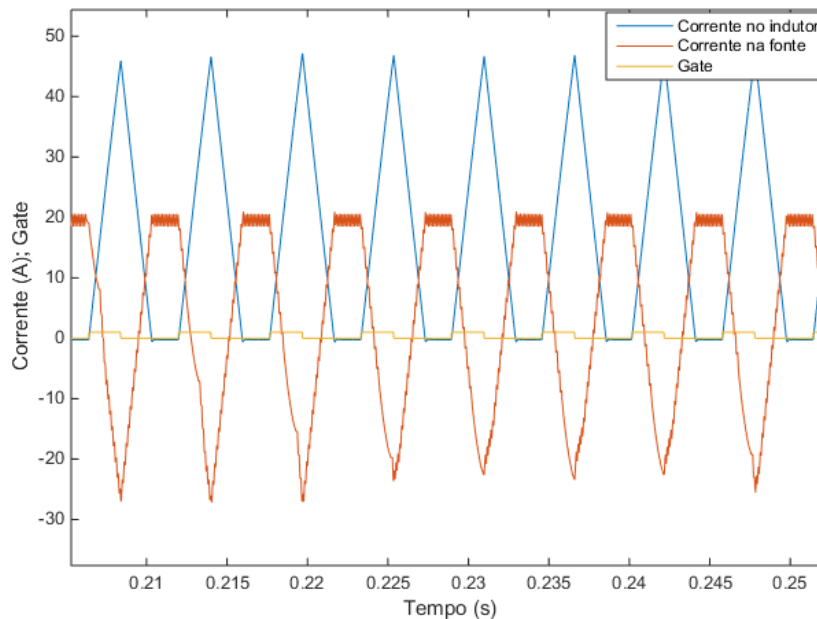
Figura 35: Tensão e corrente na chave IGBT1 comum em todas as fases no conversor *C-Dump*



Fonte: [Próprio autor]

Nota-se na figura 35 que a corrente em azul, só flui pelo indutor no instante em que o *gate* da chave é acionado, isso só ocorre quando o capacitor atinge os 480 V estabelecidos no controle de histerese, e nos demais instantes, há a presença de uma tensão em laranja bem próxima de 480 V exercida no terminal da chave IGBT1.

Figura 36: Corrente da fonte e sinal de *gate* na chave IGBT1 do conversor *C-Dump*



Fonte: [Próprio autor]

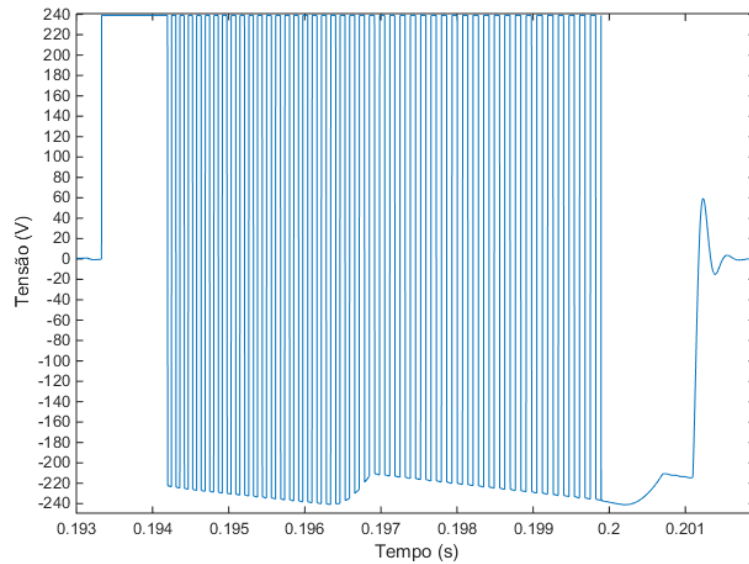
Na figura 36 tem-se o sinal de *gate* aplicado na chave IGBT1 em laranja, e a corrente fornecida pela fonte na entrada, donde nota-se que no instante que a chave é acionada, há um decréscimo na corrente que a fonte fornece, isso ocorre devido ao fato de que o capacitor está sendo descarregado e auxiliando no fornecimento da corrente total necessária na magnetização da fase subsequente.

O conversor *C-Dump* não possui estágio de roda-livre, e aplica uma tensão reversa para fazer a desmagnetização da fase. Esta tensão depende da tensão limite ajustada no capacitor, neste caso, como a tensão é exatamente duas vezes o valor da fonte CC observa-se uma magnitude de mesmo valor, porém invertida em polaridade para que haja uma desmagnetização mais rápida da fase em questão. Se por acaso for ajustado uma amplitude diferente no controle da tensão no capacitor, a tensão negativa que aparece na fase do motor demonstraria um perfil em declive e não exatamente linear como visto na figura 37.

Foi realizado uma nova simulação com uma faixa de amplitude de tensão no capacitor, na figura 37a podemos notar a diferença no gráfico de tensão de fase da MRV, neste

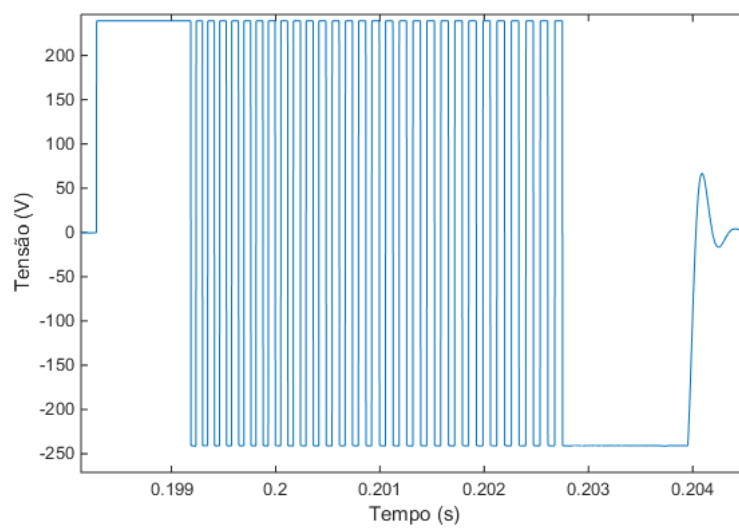
caso foi estabelecido uma faixa de 480 a 450 volts, o resultado evidencia uma perda da linearidade como foi dito anteriormente.

Figura 37a: Tensão em 1 das fases da MRV com o conversor *C-Dump* operando com faixa de ajuste na tensão capacitor.



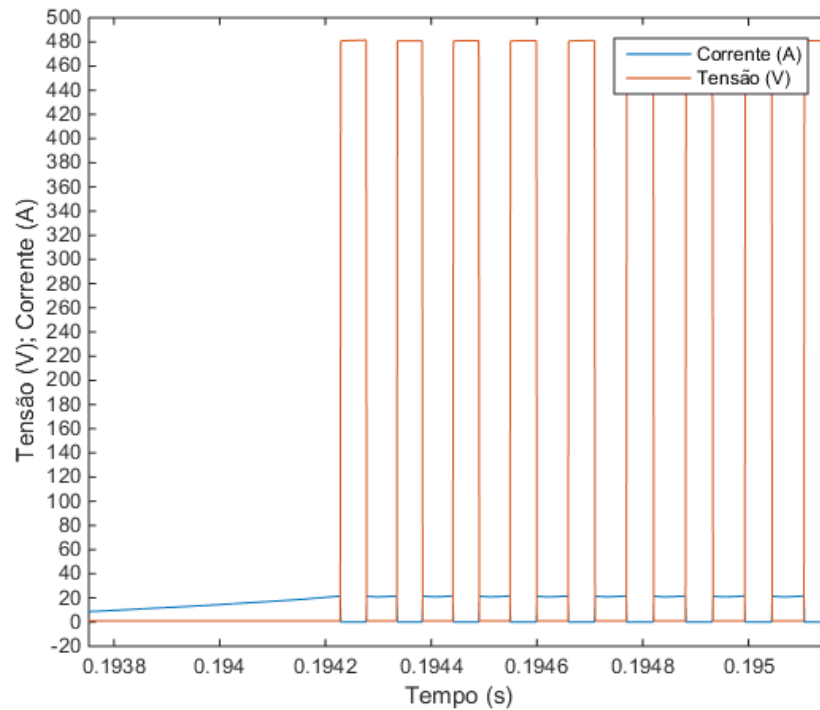
Fonte: [Próprio autor]

Figura 37b: Tensão em 1 das fases da MRV com o conversor *C-Dump* operando com tensão fixa no capacitor.



Fonte: [Próprio autor]

Figura 38: Tensão e corrente na chave IGBT de uma das fases do conversor *C-Dump*.

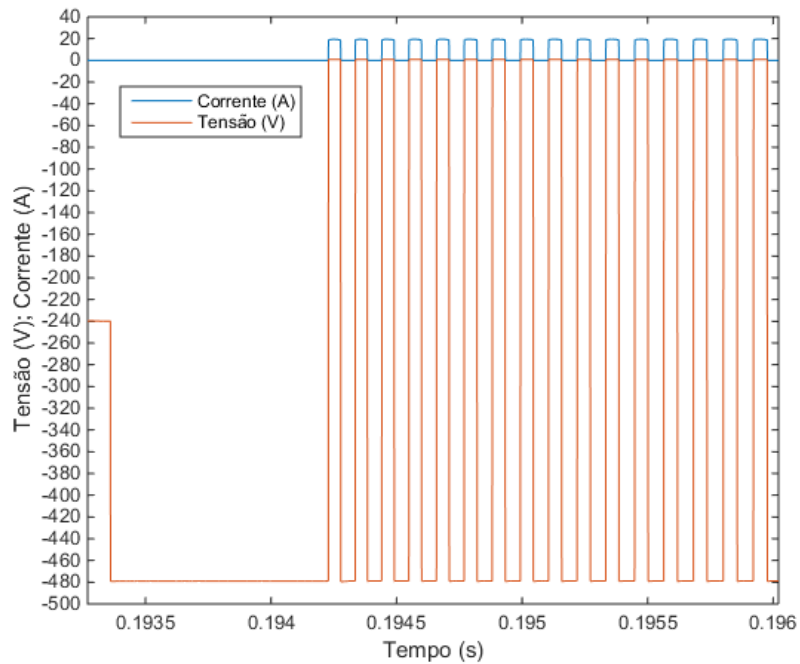


Fonte: [Próprio autor]

Nas figuras 38 e 39 podem ser analisados os esforços nos semicondutores de uma das fases. Os gráficos de tensão em laranja e corrente em azul demonstram que a tensão de bloqueio na chave IGBT em um braço do conversor *C-Dump* é maior devido à tensão no capacitor, já a corrente segue o valor de referência.

A figura 39 mostra uma análise similar à da chave, porém correspondente à característica operacional do diodo, que tem sua tensão de bloqueio com polaridade reversa como pode-se observar no gráfico.

Figura 39: Tensão e corrente no diodo de uma das fases do conversor *C-Dump*.



Fonte: [Próprio autor]

As simulações realizadas neste capítulo possibilitaram, acima de tudo, analisar a operação dos conversores, as disposições dos componentes e os esforços de tensão e corrente. No próximo capítulo estes resultados serão levados em conta para fazer a análise comparativa.

4. DISCUSSÕES

Neste capítulo serão apresentados alguns tópicos a serem discutidos com base na teoria levantada de cada conversor, nas simulações realizadas e nos resultados obtidos. Estas discussões darão suporte para uma análise de custo benefício de cada conversor em estudo e seu atendimento às necessidades das aplicações.

4.1. TENSÃO E CORRENTE MÁXIMA NOS COMPONENTES DAS FASES

O primeiro tópico a ser destacado nesta discussão serão os esforços de tensões e correntes nos componentes semicondutores em cada fase dos conversores. Com esses dados obtidos via simulação, é possível observar que os valores das tensões reversas máximas variam de um conversor para outro, enquanto a corrente máxima se mantém a mesma devido ao fato de ser feito um controle da corrente por histerese, ou seja, a corrente se mantém regulada no valor de referência, e também por se tratar do mesmo ponto de operação do motor (velocidade e conjugado).

Na tabela 1 estão exibidas as máximas tensões e correntes nas chaves IGBT em uma fase para os três conversores em questão, nota-se que no caso da ponte assimétrica a tensão máxima na chave é igual a tensão de entrada da fonte CC, no *R-Dump* tem-se o acréscimo de 45 V (queda de tensão no resistor) e no *C-Dump* a tensão exercida na chave é o dobro da tensão de entrada da fonte (depende da regulação da tensão no capacitor *dump*). Isso pode ser explicado devido ao fato de que na ponte assimétrica não há presença de capacitor para ser carregado durante o acionamento, no caso dos demais existe a presença de um elemento que acrescenta uma tensão sobre a chave e, em particular do *C-Dump* é regulado para manter a sua tensão em 480 V para acelerar a desmagnetização da fase quando a chave não está em condução.

Tabela 1: Tensões de bloqueio e correntes máximas nas chaves em cada conversor

Chaves IGBT's de cada fase			
Conversor	Máx corrente de fase(A)	Tensão máx (V)	Corrente Média (A)
Ponte assimétrica	21	240	10.33
R-dump	21	285	7.08
C-dump	21	480	10.81

Fonte: [Próprio autor]

Similarmente, a tabela 2 se refere as tensões e correntes máximas nos diodos em cada fase, pode-se notar que a corrente máxima também é limitada devido ao controle por histerese, onde foi estabelecida uma corrente de referência de 20 A com uma tolerância de 1 A, logo a máxima corrente possível devido ao controle são os 21 A obtidos.

A tensão sobre os diodos também tem a mesma amplitude das chaves em cada conversor, mas neste caso com polaridade invertida, isso se explica pelo fato de que os diodos enquanto são polarizados diretamente, entram em modo de condução e permitem a passagem de corrente através de si, já no momento em que são polarizados reversamente, entram em estado de bloqueio, criando uma tensão reversa de mesma magnitude da aplicada em seus terminais.

Tabela 2: Tensões e correntes máximas nos diodos em cada conversor

Diodos de cada fase			
Conversor	Máx corrente de fase (A)	Tensão máx (V)	Corrente Média (A)
Ponte assimétrica	21	-240	10.33
R-dump	21	-285	7.08
C-dump	21	-480	10.81

Fonte: [Próprio autor]

Assim nota-se que a presença de um resistor ou capacitor têm algumas vantagens como uma desmagnetização mais rápida e um menor número de componentes por fase. Porém

também é necessário destacar que com a presença destes elementos no conversor, há um incremento significativo na tensão de bloqueio dos componentes em cada fase, isso resulta na preocupação com a capacidade de isolamento de cada componente a ser adquirido e consequentemente no aumento do custo desses materiais. Como base de qualquer projeto o custo/benefício de implementação deve ser levado em consideração no momento da escolha do conversor a ser utilizado.

Neste trabalho foi analisado 1 ponto de operação do motor, isto implica que a corrente que circula pelos elementos do conversor foi de 21 A, no máximo, entretanto, deve-se dimensionar os semicondutores para operar com a corrente que corresponde à potência nominal do motor.

4.2. NÚMERO DE COMPONENTES EM CADA CONVERSOR

Outro fator importante a ser observado no momento da escolha do conversor adotado para o acionamento de uma MRV, é a quantidade de componentes que o conversor possui. Como está sendo exibido na tabela 3, o número e a variedade de componentes por fase varia de conversor para conversor, como por exemplo o *R-Dump* e o *C-Dump*, possuem o mesmo número de componentes na fase, porém possuem componentes diferentes que são comuns para todas as fases como pode-se observar nas figuras 8 e 10. Isso também deve ser levado em consideração pois estes não serão aumentados de acordo com o número de fases da máquina, já as chaves e diodos que são exclusivos de cada fase variam de acordo com o modelo de MRV qual se deseja acionar, nas figuras 1,2 e 3 são exibidos alguns destes modelos.

Tabela 3: Número de componentes de cada conversor por fase

Número de componentes					
Conversor	Chaves	Diodos	Capacitores	Resistores	Indutores
Ponte assimétrica	2	2	-	-	-
R-dump	1	1	1	1	-
C-dump	2	2	1	-	1

Fonte: [Próprio autor]

A análise de quais componentes o conversor escolhido utiliza impacta diretamente no seu custo, pois alguns componentes podem ser mais caros que outros. É preciso identificar qual é a necessidade da aplicação e escolher de forma correta. Outro fator que o número de componentes influencia são as perdas de potência, se a corrente no circuito do conversor passar por componentes como resistências, indutâncias, chaves e diodos, isso resulta em perdas de potência que podem diminuir a eficiência do conversor, além de produzir mais calor necessitando de maiores dissipadores implicando no aumento do volume do conversor. Além de que, nos casos em que existe um maior número de chaves, é necessário um aumento o número de circuitos de acionamento (*gates-drives*).

4.3. EFICIÊNCIA

Como citado no tópico acima, as perdas de potência é um dos fatores a serem levados em consideração na análise de conversores, pois um conversor mais eficiente resulta em uma melhor operação da MRV. Por exemplo, uma chave de potência que apresenta queda elevada de tensão durante a condução influencia na tensão efetiva aplicada para magnetizar a fase, impactando nos tempos de chaveamento. Neste tópico será destacado onde ocorrem as perdas para cada conversor em questão, permitindo assim uma melhor análise para escolha do conversor mais adequado para uma devida aplicação.

No conversor de ponte assimétrica, como pode ser visto na figura 5, durante o período de energização da fase, a corrente percorre 2 componentes semicondutores para conseguir fluir através da fase em questão. Logo, existem perdas de potência nos enrolamentos da fase, e nas 2 chaves durante a energização. Durante a operação em roda livre ocorrem as perdas em 1 diodo e 1 chave (figura 6) e por fim na desmagnetização ocorrem nos 2 diodos (figura 7).

O conversor *R-Dump* como pode ser visto na figura 8, possui 1 diodo e 1 chave a menos do que a ponte assimétrica por fase, porém possui um resistor e um capacitor comum para todas as fases, que não existem no conversor anterior. Observando as imagens 9 e 10, nota-se que durante o período de energização da fase a corrente flui através da fase e de apenas 1 chave, porém na desenergização, no período a dissipação da corrente é realizada através de um resistor, isso pode resultar em geração de calor, além do não aproveitamento da energia

que estava armazenada na fase do motor. Também é importante conhecer o quão rápido deve ser feita a desmagnetização, para que a resistência estabelecida não seja maior do que o necessário, evitando o excesso de perdas no acionamento da máquina.

No terceiro conversor analisado, o *C-Dump*, como pode ser visto na figura 11, o estágio de energização é idêntico ao *R-Dump*, e também possui apenas 1 diodo e 1 chave exclusiva por fase, porém seu número de componentes comuns para todas fases é maior, e sua desmagnetização pode assumir 3 etapas que podem ser vistas nas figuras 12, 13 e 14 respectivamente. Na primeira etapa de desmagnetização no caminho da corrente existem apenas 1 diodo e 1 capacitor, na segunda etapa acrescentam-se mais 1 diodo e 1 indutor, e na terceira etapa 1 dos diodos é substituído por 1 chave que é a responsável por manter o nível máximo de tensão no capacitor.

Logo no momento de escolha do conversor a ser utilizado, é necessário analisar todos os seus períodos de operação, analisar a necessidade de controle, de rapidez na desmagnetização, as perdas por chaveamento e de potência de cada um. Como foi observado neste capítulo alguns conversores têm maiores perdas do que outros, devido ao número de componentes ou etapas de operação, fica nítido que no caso do *R-Dump* ocorrerá maiores perdas de potência devido à resistência presente no conversor, o que o torna menos eficiente que os demais, porém com a presença dessa resistência ele possui um menor número de chaveamentos, pois quando a chave é desligada, a corrente leva um maior tempo para atingir o limite inferior da corrente de referência, logo os conversores de ponte assimétrica e o *C-Dump* possuem mais perdas por chaveamento apesar de terem uma eficiência maior em relação ao *R-Dump*. Na figura 44, onde tem-se a corrente de fase nos três conversores fica claro a diferença entre a quantidade de chaveamentos para o mesmo ângulo de condução.

As perdas não foram analisadas quantitativamente porque neste trabalho não foram utilizadas características reais dos componentes no simulador.

4.4. PERFORMANCE

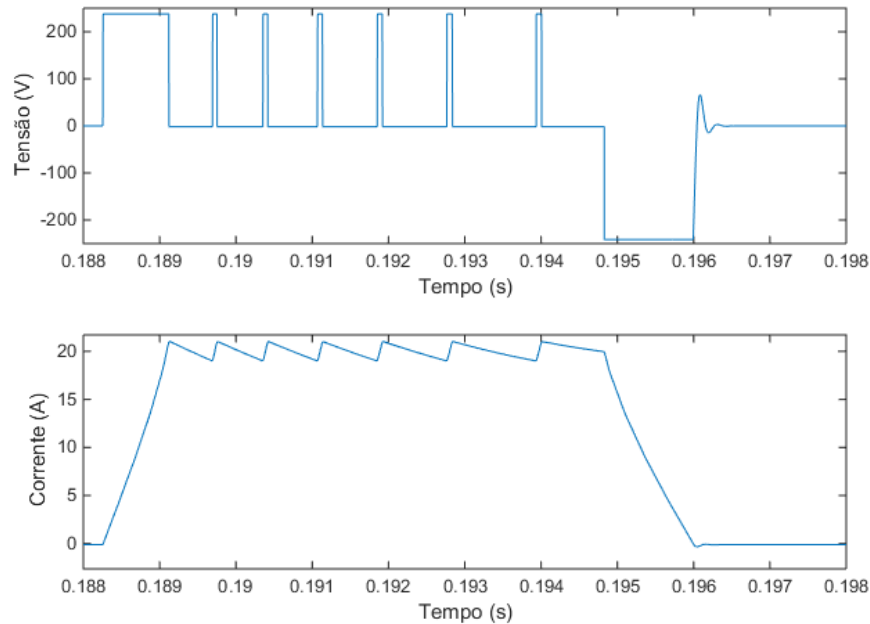
a) Vibração

Um detalhe importante a ser destacado nesta discussão é o fator de vibração e ruído que a máquina de relutância variável possui. Como dito anteriormente uma das desvantagens dessa máquina é a produção de ruído que é relativamente maior do que nas máquinas mais tradicionais, como o motor de indução, máquina CC, entre outras.

Sendo assim, deve-se destacar o fato de que o acionamento com alguns conversores provoca menos ruídos do que outros, como é o caso do conversor de ponte assimétrica. A geração de vibração/ruído na MRV está relacionada às forças radiais, as quais dependem da variação de tensão durante o processo de chaveamento [4]. Desta forma, o conversor ponte assimétrica possui uma etapa de controle a mais do que os demais conversores apontados neste trabalho. Como pode-se observar na figura 6, este conversor possui uma etapa de operação em roda livre, onde considerando os diodos e as chaves ideais, a tensão aplicada na fase equivale é nula, melhorando o desempenho do sistema com este conversor. Em outras palavras, a tensão não varia de $+V_{cc}$ diretamente para $-V_{cc}$ como no *R-Dump* e no *C-Dump*. Este método de chaveamento é conhecido como *soft switching* ou acionamento unipolar [4]. Este tipo de flexibilidade pode ser interessante para algumas aplicações, como por exemplo, aplicações domésticas onde os níveis de ruído têm restrições.

Na figura 40, foi realizado o acionamento da MRV, com o conversor de ponte assimétrica operando em *soft switching*, observa-se a diferença da variação da tensão na fase da máquina, que não varia de pico a pico, devido ao ponto de controle em roda livre que esse conversor possibilita, outro fator que é destacado é a corrente na fase, o chaveamento é feito de forma mais lenta devido ao fato de que a corrente decresce de forma mais lenta nessa forma de operação.

Figura 40: Tensão e corrente em 1 das fases com acionamento em *soft switching*.



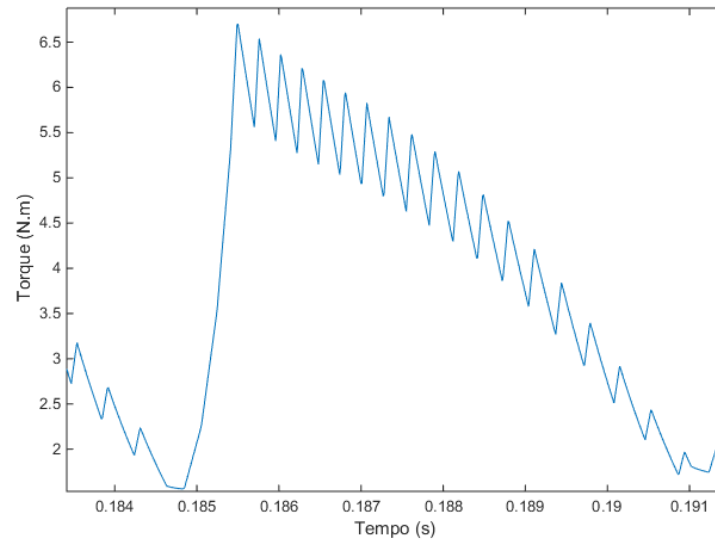
Fonte: [Próprio autor]

b) *Ripple* de torque

O *ripple* de torque ou oscilação do torque, da máquina em algumas aplicações é uma característica importante devido ao fato de que em certas ocasiões o torque da máquina não deve variar muito.

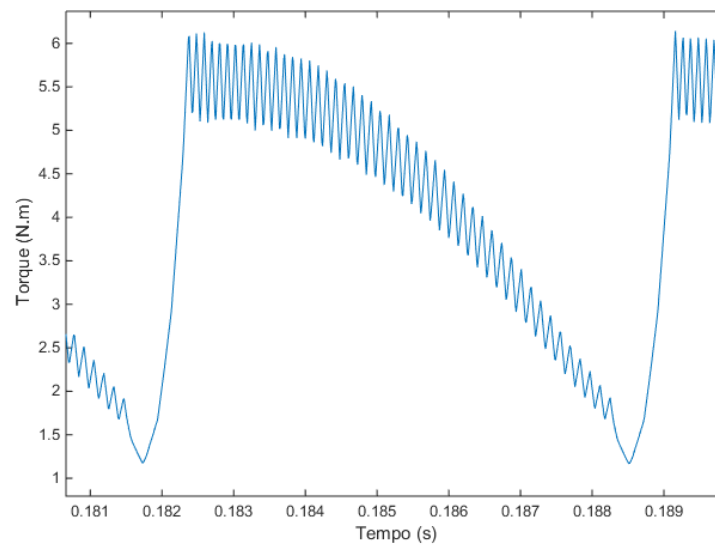
Nas figuras 41, 42 e 43 é possível observar o *ripple* de torque na máquina separadamente para cada conversor estudado no trabalho, nota-se que a oscilação de ponta a ponta é semelhante em todos os conversores, tem uma variação de 5 N.m, assim pode-se concluir que os conversores tem um *ripple* de torque em baixa frequência parecido, porém é importante destacar que no conversor *R-Dump*, o pico de torque da máquina é maior, chegando a 6,5 N.m, enquanto nas demais chega apenas a 6 N.m. As oscilações de alta frequência dependem da banda definida na *hysteresis*, portanto são variáveis e normalmente em frequências acima do nível audível.

Figura 41: *Ripple de torque R-Dump*

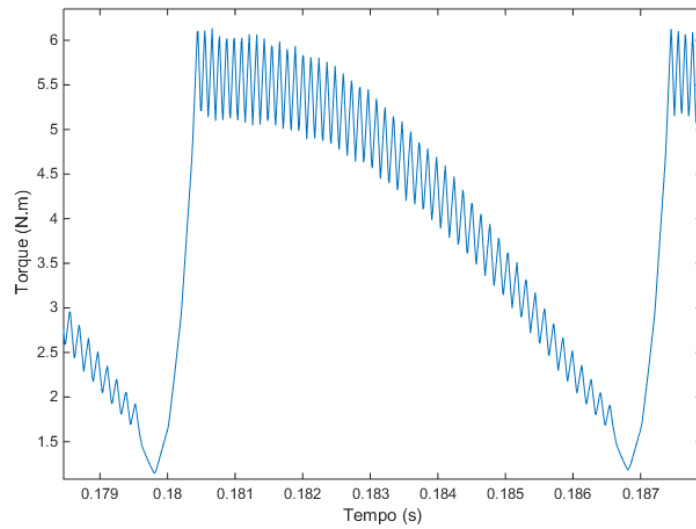


Fonte: [Próprio autor]

Figura 42: *Ripple de torque ponte assimétrica*



Fonte: [Próprio autor]

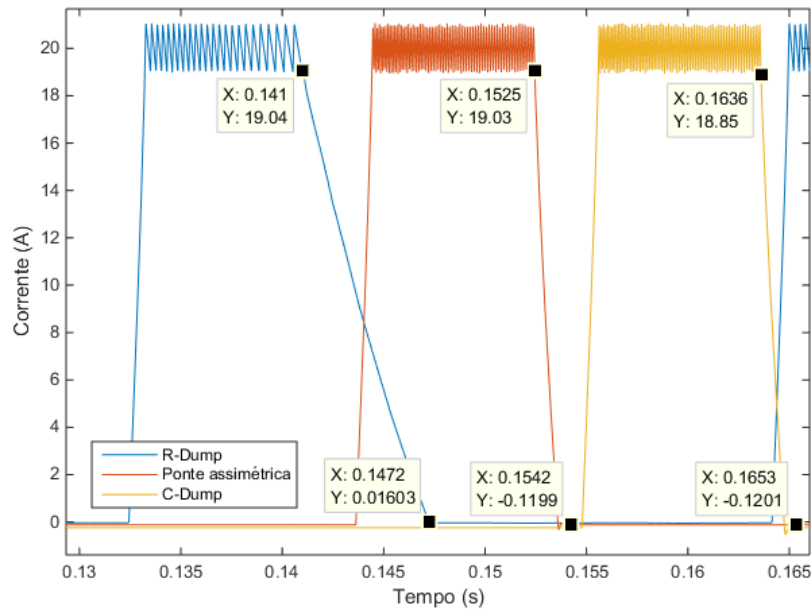
Figura 43: *Ripple de torque C-Dump*

Fonte: [Próprio autor]

c) Cauda de corrente

Observando a figura 44, têm-se os gráficos de corrente em uma das fases da máquina acionada pelos três conversores destacados neste trabalho. Os pontos destacados demonstram o tempo levado para a corrente na fase ir à 0 A após o desligamento da chave naquela fase. Esse decaimento da corrente é chamado de cauda de corrente.

Figura 44: Gráfico com os tempos de caudas de corrente



Fonte: [Próprio autor]

Na tabela 4, foram sintetizados os dados de tempo para cada conversor separadamente, assim é possível avaliar quais conversores possibilitam uma desenergização da fase mais rápida.

Tabela 4: Tempo de cauda de corrente por conversor

Cauda de corrente	
Conversor	Tempo (ms)
Ponte assimétrica	1.9
R-dump	6.2
C-dump	1.6

Fonte: [Próprio autor]

Como visto, o conversor *R-Dump*, nitidamente tem um tempo de cauda de corrente maior em relação aos demais conversores estudados, o conversor de ponte assimétrica vem depois com um tempo um pouco maior do que o *C-Dump*, que se destacou sendo o mais rápido a desenergizar a fase da máquina. Esse resultado já era esperado, pois, como foi mostrado na teoria, analisando as topologias dos conversores, o *R-Dump* possui uma resistência que limita a corrente durante a desenergização, logo esta resistência tem influência direta no tempo de

cauda de corrente, conforme maior o valor da resistência, menor a corrente que fluirá durante a desmagnetização, assim maior será o tempo de cauda de corrente. O conversor *C-Dump* se destaca por possuir o capacitor C_d (figura 11), que tem a função de acelerar esse processo de desmagnetização, consequentemente a cauda de corrente nesse conversor será menor assim como foi comprovado na simulação. Porém, observando a figura 44, também pode-se notar que com a limitação feita pela resistência no *R-Dump*, o seu chaveamento é feito de maneira mais lenta, possuindo assim um menor número de chaveamentos, provocando uma menor perda por chaveamento assim como foi dito no tópico de eficiência anteriormente além de causar um menor estresse nas chaves do conversor.

Vale lembrar que a cauda de corrente é importante, pois ela define o ângulo de comutação das fases, sendo que caso ainda exista corrente na fase quando os polos desta mesma fase passar do ponto de alinhamento com o polo do rotor, qualquer corrente remanescente irá contribuir para geração de torque negativo.

5. CONCLUSÕES GERAIS

5.1. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Após serem exibidas as topologias, os métodos de funcionamento, as simulações realizadas, os resultados e as discussões sobre os conversores selecionados neste trabalho, tinha-se como objetivo analisar suas respostas e compará-las perante alguns fatores indicativos de vantagens e desvantagens para alguns tipos de aplicação da MRV, feito isso chega-se à algumas conclusões a serem destacadas sobre os conversores estudados.

Com base na discussão, nota-se que o conversor de ponte assimétrica possui vantagens tais como o fato de não ter componentes comuns para todas as fases, isso permite uma tolerância contra falhas, se por acaso algum dos componentes de uma fase apresentar um defeito, pode-se isolar aquela fase e continuar operando a máquina com a demais com performance reduzida. Outra vantagem desse conversor é a flexibilidade no controle, por possuir uma etapa de operação em roda livre, a ponte assimétrica pode ser operada em modo de *soft switching* acionando a MRV de maneira mais suave e produzindo um menor ruído acústico, portanto em situações em que a máquina estiver por exemplo, em locais de difícil acesso para manutenção ou que necessitam de um conforto acústico, este conversor atenderia de maneira satisfatória. As desvantagens que podem ser notadas após feito os estudos são principalmente a utilização de 4 componentes por fase na máquina e também o fato de não ser o conversor que possui o chaveamento mais veloz dentre os estudados. Entretanto, para um motor de poucas fases, o fator econômico relativo ao número de componentes pode ser equilibrado por utilização de componentes com menor capacidade de bloqueio, exigidos pelos outros conversores abordados.

O conversor *R-Dump*, destacou-se por ser um conversor de fácil implementação, que produz menores esforços de corrente no diodo devido a presena da resistência comum para todas as fases, isso provoca um chaveamento mais lento pelo fato de que a corrente demora mais para se dissipar na fase. Contudo, conclui-se que em aplicações de baixa potência e velocidades mais baixas este conversor se torna uma opção interessante pela simplicidade de implementação e operação. Porém, em aplicações em que a máquina opere em altas

velocidades, o *R-Dump* seria o menos indicado, devido ao fato de que sua cauda de corrente ter o maior tempo. Além do mais, este conversor possui baixa eficiência devido à dissipação na resistência e não aproveitamento da energia. Caso uma eventual falha ocorra justamente nos componentes comuns à todas as fases, o conversor fica inviabilizado de operar.

O conversor *C-Dump* apresentou alguns destaques como, o menor tempo de cauda de corrente dentre os 3 que consequentemente resulta em uma desmagnetização mais veloz das fases, um aproveitamento de energia na comutação que o torna mais eficiente, tudo isso devido ao fato da presença do capacitor de *dump* que existe neste conversor, isso tende a torná-lo uma boa opção para aplicações de altas velocidades e que a performance da MRV exija um melhor aproveitamento da energia disponível. As desvantagens deste conversor são: complexibilidade de implementação, presença de componentes comuns à todas as fases que inviabiliza uma tolerância a falhas destes, elevados níveis de tensão reversa nos componentes, uma variação de tensão no chaveamento grande que provoca vibrações maiores do que nos demais, sendo assim, provocando maiores ruídos acústicos do que os outros conversores. Logo em aplicações com alto riscos de falha, dificuldade de acesso para implementação, manutenção e que necessitam de um conforto acústico maior a utilização deste conversor fica restrita.

O tema deste trabalho teve origem a partir de um projeto de pesquisa que visa o acionamento otimizado do motor de relutância chaveada. Esta otimização se dará no algoritmo de controle de chaveamento, logo foi importante realizar este trabalho para que fossem estudadas as características de possíveis conversores que atenderiam os requisitos necessários para a implementação deste algoritmo.

5.2 TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho foram abordados apenas três dos muitos tipos de conversores que existem para acionamento de uma MRV, uma continuidade desta pesquisa possivelmente seria a abordagem de conversores diferentes com topologias destinadas a minimizarem as desvantagens e aumentarem as vantagens no acionamento da MRV. Mesmo os conversores tratados neste trabalho possuem variações. Alguns exemplos de conversores que poderiam ser

estudados são: *C-Dump* com transistor de roda-livre, Conversor de *Miller*, Conversor de *Polloc*, Conversor passivo em série, Conversor passivo em paralelo, entre outros.

Além da diversidade nos conversores, uma etapa futura será selecionar alguns componentes disponíveis no mercado e através do *datasheet* destes dispositivos, configurar os blocos da simulação a fim de validar as formas de onda e realizar a quantificação das perdas.

Como complemento deste trabalho também se destacam para futuros estudos para dimensionamento de um conversor para ser implementado fisicamente para acionar a máquina de relutância variável que existe no laboratório de pesquisa da Universidade. Para isto, é necessário realizar ensaios experimentais para levantamento dos dados de fluxo e torque, dados estes que substituiriam as tabelas no modelo da simulação apresentada.

6. REFERÊNCIAS

- [1] JAYME DIAS, Renato. Motores de relutância variável. 2011;
- [2] MARTIN PITTERMANN, JIRI FORT, JAN DIESL, VLADIMIR PAVLICEK, “Converters for Switched. Reluctance Motor - Topology Comparison”.
- [3] SAMIA M. MAHMOUD, MOHSEN Z. EL-SHERIF, AND EMAD S. ABDEL-ALIEM, MAGED N. F. NASHED, “Studying Different Types of Power Converters Fed Switched Reluctance Motor”. International Journal of Electronics and Electrical Engineering Vol. 1, No. 4, December, 2013.
- [4] KRISHNAN, R., Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design and Applications. 1. ed. Boca Raton, Florida: CRC Press LLC, 2001.
- [5] DONG-HEE, L., HIEU, P. T., JIN-WOO, A., “Design and Operation Characteristics of Four-Two Pole High-Speed SRM for Torque Ripple Reduction.”, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 60, n. 9, pp. 3637-3643, 2013.
- [6] BATEMAN, C.J., MECROW, B. C., CLOTHIER, A. C., et al., “Sensorless Operation of an Ultra-High-Speed Switched Reluctance Machine.”, Industry Applications, IEEE Transactions on, v. 46, n. 6, pp. 2329-2337, 2010.
- [7] RALLABANDI, V., FERNANDES, B. G., “Design procedure of segmented rotor switched reluctance motor for direct drive applications.”, IET Electric Power Applications, v. 8, n. 3, pp. 77-88, 2014.
- [8] HAO, C., GU, J. J., “Switched Reluctance Motor Drive With External Rotor for Fan in Air Conditioner.”, Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on, v. 18, n. 5, pp. 1448-1458, 2013.
- [9] KIYOTA, K., SUGIMOTO, H., CHIBA, A., “Comparing Electric Motors: An Analysis Using Four Standard Driving Schedules.”, Industry Applications Magazine, IEEE, v. 20, n. 4, pp. 12-20, 2014.
- [10] CHIBA, A., TAKANO, Y., TAKENO, M., et al., “Torque Density and Efficiency Improvements of a Switched Reluctance Motor Without Rare-Earth Material for Hybrid Vehicles.”, Industry Applications, IEEE Transactions on, v. 47, n. 3, pp. 1240-1246, 2014.

- [11] SHOUJUN, S., WEIGUO, L., PEITSCH, D., et al., “Detailed Design of a High Speed Switched Reluctance Starter/Generator for More/All Electric Aircraft.”, Chinese Journal of Aeronautics, v. 23, n. 2, pp. 216-226, 2010.
- [12] TAE-HYOUNG, K., SANG-HUN, L., JIN-WOO, A., “Design of high speed SR drive system for fuel pump of fuel cell electric vehicle.” Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), IEEE, 2012.
- [13] MILLER, T. J. E., Switched Reluctance Motors and Their Control. 1. ed, Oxford: Magna Physics Publishing/Clarendon Press, 1993.
- [14] HENDERSHOT JR., J. R., MILLER, T. J. E., Design of Brushless Permanent- Magnet Motors. 1. ed, Oxford: Magna Physics Publishing/Clarendon Press, 1994.
- [15] S V. AUGUSTO, “Modelagem, Construção, Testes e Análise de Desempenho de um Gerador à Relutância Chaveado”, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Abril, 2008.