

Universidade Federal de Minas Gerais  
Escola de Engenharia  
Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação

**Estudo de topologias e tecnologias de conversores c.a./c.c.  
para elevação da eficiência energética da interface entre  
microrredes e a rede elétrica**

Caio Gonçalves Felizardo Alves da Costa

Orientador: Prof. Thiago Ribeiro de Oliveira, Dr.

Belo Horizonte, Fevereiro de 2022





UFMG

Universidade Federal de Minas Gerais  
Escola de Engenharia



Av. Antônio Carlos, 6627 – Caixa Postal 209 – 31270-901 - Belo Horizonte - MG  
Fone: (31) 3409 4847 Fax: (31) 3409 4879

---

COLEGIADO DO CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

*Estudo de topologias e tecnologias de conversores c.a./c.c. para elevação da eficiência energética da interface entre microrredes e a rede elétrica*

**Caio Gonçalves Felizardo Alves da Costa**

Monografia de Graduação submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à aprovação na disciplina Projeto Fim de Curso II.

**Avaliada em 14 de fevereiro de 2022.**

**Por:**

**Prof. Thiago Ribeiro de Oliveira (DELT/UFMG)**  
**Orientador**

**Nota: 95**

**Prof. Gabriel Azevedo Fogli (DELT/UFMG)**

**Nota: 90**

**Nota Final: 92,5**



# Resumo

Com a crescente demanda por eletricidade e o aumento da acessibilidade a fontes de geração distribuída, estamos começando a ver mudanças de paradigma no papel do consumidor na rede elétrica. É possível ver essas mudanças até mesmo nas normas expedidas pela ANEEL, que já prevê regras para o que é chamado “microgeração e minigeração distribuída”.

Mas a integração a fontes de geração distribuída a rede atual, que foi pensada para um fluxo de potência unidirecional, pode ser algo complexo. Como solução a isso temos o conceito de microrredes.

Partindo desse ponto esse trabalho visiona, num futuro próximo, microrredes que forneçam tensão contínua do lado do consumidor, propondo um sistema para essa interface com a rede elétrica. Esse sistema é modelado e então análises são feitas, por meio de simulações, da geração de perdas utilizando diferentes tecnologias de chaves, topologias de conversores e outras decisões de projeto. Esse documento exhibe todos esses dados coletados por meio de gráficos, que facilitam a visualização do impacto dessas diferentes alterações, e explora brevemente o motivo dos diferentes resultados.

O objetivo é verificar e analisar quais dessas diferentes configurações proporcionam os melhores resultados em performance, assim possivelmente auxiliando decisões para um futuro projeto.



# Conteúdo

|  |           |
|--|-----------|
| <b>Resumo</b>  | <b>i</b>  |
| <b>Lista de Figuras</b>  | <b>vi</b> |
| <b>1 Introdução</b>  | <b>1</b>  |
| 1.1 Motivação e Justificativa . . . . .  | 1         |
| 1.2 Objetivos do Projeto . . . . .   | 2         |
| 1.3 Local de Realização . . . . .  | 2         |
| <b>2 Revisão Bibliográfica</b>   | <b>3</b>  |
| 2.1 Produção e consumo de eletricidade . . . . .                                     | 3         |
| 2.1.1 Características da infraestrutura atual . . . . .                              | 3         |
| 2.1.2 Mudanças de paradigmas . . . . .   | 3         |
| 2.2 Mecanismos de perda . . . . .  | 5         |
| 2.2.1 Características desejáveis de semicondutores ideais . . . . .                  | 5         |
| 2.2.2 Novas tecnologias em semicondutores . . . . .                                  | 6         |
| 2.2.3 Topologias de conversores na minimização de perdas . . . . .                   | 6         |
| 2.2.4 Métodos de modulação . . . . .   | 6         |
| <b>3 Descrição do Processo</b>   | <b>7</b>  |
| 3.1 Software utilizado . . . . .   | 7         |
| 3.2 Desenvolvimento do projeto . . . . .   | 7         |
| 3.3 Desenvolvimento da plataforma de simulações . . . . .                            | 8         |
| 3.3.1 Microrrede . . . . .   | 8         |
| 3.3.2 Filtro DC . . . . .  | 9         |
| 3.3.3 Conversor DC-DC e seu controle . . . . .                                       | 9         |
| 3.3.4 <i>Link</i> DC . . . . .   | 10        |
| 3.3.5 Retificador/Inversor DC-AC . . . . .   | 10        |
| 3.3.6 Filtro AC (LCL) . . . . .  | 14        |
| 3.3.7 Rede elétrica . . . . .  | 14        |
| <b>4 Resultados e Discussões</b>   | <b>15</b> |
| 4.1 A escolha da chave . . . . .   | 15        |
| 4.1.1 Modelos de IGBTs presentes no <i>thermal module</i> . . . . .                  | 15        |
| 4.1.2 Desenvolvimento de novos modelos de IGBTs no <i>thermal module</i> . . . . .   | 17        |
| 4.1.3 Desenvolvimento de novos modelos de MOSFETs no <i>thermal module</i> . . . . . | 18        |
| 4.1.4 MOSFETs de SiC e GaN . . . . .   | 19        |

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| 4.2      | Itens passivos . . . . .                          | 20        |
| 4.3      | A frequência de chaveamento . . . . .             | 21        |
| 4.3.1    | Efeito da frequência no conversor DC-DC . . . . . | 21        |
| 4.3.2    | Efeito da frequência no inversor AC-DC . . . . .  | 22        |
| 4.4      | Topologias multiníveis . . . . .                  | 23        |
| 4.5      | Variação de tensão na microrrede . . . . .        | 24        |
| 4.6      | Variação de tensão no <i>link DC</i> . . . . .    | 25        |
| <b>5</b> | <b>Conclusões</b>                                 | <b>29</b> |
| 5.1      | Considerações Finais . . . . .                    | 29        |
| 5.2      | Propostas de Continuidade . . . . .               | 30        |
|          | <b>Referências Bibliográficas</b>                 | <b>31</b> |
| <b>A</b> | <b>Plataforma de simulações no PSIM</b>           | <b>33</b> |



# Lista de Figuras

|      |   |    |
|------|---|----|
| 2.1  | Reprodução de Especificação Técnica no. 122 Versão no.02 data: 03/09/2018 ENEL . . . . .  | 4  |
| 3.1  | Representação simplificada da plataforma base criada no software PSIM para a realização das simulações. . . . .   | 7  |
| 3.2  | Representação nos níveis de corrente na microrrede que são utilizados em cada simulação. . . . .  | 9  |
| 3.3  | Representação simplificada de um <i>half-bridge converter</i> . . . . .   | 10 |
| 3.4  | Representação simplificada controle conversor DC-DC . . . . .   | 10 |
| 3.5  | Exemplo de topologias de retificadores . . . . .  | 11 |
| 3.6  | Representação simplificada balanceador de tensão para topologia de três níveis. . . . .   | 11 |
| 3.7  | Etapas do controle do retificador de dois ou três níveis. . . . .   | 12 |
| 3.8  | Representação simplificada do controlador de tensão do <i>link</i> DC. . . . .  | 13 |
| 3.9  | Representação simplificada do gerador de referência. . . . .  | 13 |
| 3.10 | Representação simplificada do controlado de corrente. . . . .   | 14 |
| 4.1  | Desempenho do módulo Semikron SKM200GB125D utilizado como conversor. . . . .  | 16 |
| 4.2  | Desempenho do módulo Powerex CM100TU-12H utilizado como retificador. . . . .  | 16 |
| 4.3  | Desempenho do módulo Powerex SK75GB066T utilizado como conversor. . . . .   | 17 |
| 4.4  | Desempenho do módulo Infineon FS150R06KE3 utilizado como retificador. . . . .   | 18 |
| 4.5  | Desempenho do módulo Infineon IPW60R041P6 utilizado como conversor. . . . .   | 18 |
| 4.6  | Desempenho do módulo Infineon IPT60R028G7 utilizado como retificador. . . . .   | 19 |
| 4.7  | Desempenho do módulo Wolfspeed CAB006M12GM3 . . . . .   | 20 |
| 4.8  | Perdas no conversor DC-DC utilizando o SK75GB066T (IGBT de Si), o IPW60R041P6 (MOSFET de Si) e o CAB006M12GM3 (MOSFET de SiC) a 1kHz, 10kHz e 100kHz enquanto a microrrede opera a -10kW. . . . . | 21 |
| 4.9  | Perdas no conversor DC-DC utilizando o SK75GB066T (IGBT de Si), o IPW60R041P6 (MOSFET de Si) e o CAB006M12GM3 (MOSFET de SiC) a 1kHz, 10kHz e 100kHz enquanto a microrrede opera a -50kW. . . . . | 22 |
| 4.10 | Perdas no retificador DC-AC utilizando o FS150R06KE3 (IGBT de Si), o IPT60R028G7 (MOSFET de Si) e o CAB006M12GM3 (MOSFET de SiC) a 1kHz, 10kHz e 100kHz. . . . .                                  | 22 |
| 4.11 | Perdas no retificador DC-AC utilizando o FS150R06KE3 (IGBT de Si), o IPT60R028G7 (MOSFET de Si) e o CAB006M12GM3 (MOSFET de SiC) numa topologia de dois e três níveis. . . . .                    | 23 |

|      |   |    |
|------|---|----|
| 4.12 | Perdas no conversor DC-DC utilizando a chave SK75GB066T (IGBT de Si) em diferentes níveis de tensão na microrrede. . . . .              | 24 |
| 4.13 | Perdas no conversor DC-DC utilizando a chave CAB006M12GM3 (MOS-FET de SiC) em diferentes níveis de tensão na microrrede. . . . .        | 25 |
| 4.14 | Perdas no conversor DC-DC utilizando a chave CAB006M12GM3 (MOS-FET de SiC) em diferentes níveis de tensão no <i>link DC</i> . . . . .   | 26 |
| 4.15 | Perdas no retificador AC-DC utilizando a chave CAB006M12GM3 (MOS-FET de SiC) em diferentes níveis de tensão no <i>link DC</i> . . . . . | 26 |

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Motivação e Justificativa

Com a crescente demanda por energia elétrica, novos padrões de consumo [16] e novas regulações ambientais dos últimos anos, há a necessidade de que a sociedade e também o setor elétrico se adaptem às novas realidades e busquem modernizar tanto a infraestrutura do sistema elétrico, incorporando novas tendências de geração, transmissão e distribuição, quanto a forma de uso da energia elétrica, por parte dos consumidores [10].

Uma dessas tendências é a utilização de fontes renováveis na geração de energia, impulsionada pelo esforço conjunto do mundo em reduzir a emissão de poluentes. Essa tendência puxa para a mesa outros conceitos como o de geração distribuída e microrredes, que não apenas contribuem para se atingir o objetivo ambiental como também são uma oportunidade para melhorarmos todo o sistema de distribuição [10].

A geração distribuída, por exemplo, pode diminuir a pressão no sistema de distribuição provendo parte da carga que seria necessária para algumas regiões, ou mesmo servir de fonte alternativa num caso de falha da fonte primária.

No mundo real temos limitações técnicas de como conectar essas fontes de geração distribuída, especialmente quando pensamos que, na maioria, as fontes renováveis de energia são intermitentes (painéis solares, turbinas eólicas, ...). A intermitência no fornecimento de energia é um grande problema para o sistema elétrico atual, uma vez que grandes flutuações de potência podem degenerar a qualidade da energia provida aos consumidores de uma determinada localidade e a disponibilidade da energia nem sempre será casada com a demanda.

Além disso, o sistema atual foi construído sob um paradigma centralizado, isto é, focado em grandes usinas geradoras e na transmissão da energia por elas produzida até os centros consumidores por meio de longas linhas de transmissão, onde o fluxo de energia é sempre unidirecional. Com a introdução da geração distribuída, um fluxo bidirecional de energia será observado no sistema, demandando o aprimoramento de sistemas de proteção e controle da rede. Uma maneira de suavizar essa característica da geração distribuída seria o conceito de microrrede, onde se agrega, em uma mesma unidade, geradores distribuídos, consumidores, unidades de armazenamento e sistema de supervisão e controle. Este novo sistema permite desacoplar a dinâmica das unidades de geração e da rede elétrica, ou seja, a intermitência dessas fontes seriam suavizadas pelo sistema de armazenamento, o qual também provém capacidade de despacho para a unidade como um todo, conferindo maior previsibilidade

e segurança ao sistema. As microrredes possuem estruturas capazes de fazer a interface das “fontes distribuídas” com a rede convencional atendendo normas de conexão e possibilitando que a remoção ou adição de uma microrrede ao restante do sistema de distribuição ocorra com o menor impacto possível.

O dispositivo que gerencia a interface entre a microrrede e a rede elétrica, no ponto de acoplamento comum, depende da topologia de sistema adotada. Em microrredes c.a., tal dispositivo pode ser uma chave estática inteligente, a qual monitora as grandezas da conexão, como potências ativas e reativas, níveis de tensão e etc, e realiza manobras de desconexão e reconexão, quando necessário. Em microrredes c.c., o dispositivo é um conversor estático c.a./c.c., o qual promove também todo o controle do fluxo de potência entre os sistemas. As microrredes c.c. notoriamente tem um grande potencial de elevação da eficiência do uso da energia elétrica, pois menos estágios de conversão de energia são necessários para integrar todos os elementos de uma microrrede, contudo, como o fluxo de potência entre a rede elétrica e a microrrede varia fortemente ao longo do dia, o conversor de interface irá operar grande parte do tempo em regiões de baixa carga, bem abaixo de sua potência nominal, onde a sua eficiência energética é mais baixa. Com isso, todas as vantagens de se utilizar uma topologia c.c. seriam perdidas neste elemento, o que indica que o projeto deste conversor deve levar em consideração técnicas que possibilitem elevar a sua curva de eficiência em regiões de baixa carga.

Neste contexto, nosso projeto busca focar na eficiência do conversor de interface, realizando o estudo de desempenho de topologias e dispositivos semicondutores de modo a se definir uma estrutura vantajosa para aplicação em sistemas de geração distribuída em microrredes c.c.. Assim, passaremos primeiro por uma breve revisão bibliográfica, um capítulo sobre o desenvolvimento dos modelos e da simulação como um todo, e, no capítulo quatro, serão exibidos gráficos com um compilado dos resultados obtidos nas simulações, com breves discussões sobre os resultados obtidos.

## 1.2 Objetivos do Projeto

Tendo em vista o exposto acima, este projeto tem como principal objetivo estudar as fontes de queda de desempenho em conversores estáticos de interface por meio de modelos e simulações numa microrrede c.c., explorando diferentes tecnologias de chaves, topologias e configurações.

Como objetivos secundários temos a busca alternativas para se combater essas quedas de desempenho num ambiente onde não se é possível prever os perfis de carga e a comparação de eficiência das topologias propostas com soluções comumente utilizadas, levantando-se os pontos positivos e negativos de cada um.

## 1.3 Local de Realização

Dado ao escopo do projeto e seus objetivos, não houve a necessidade de uma instalação para seu desenvolvimento. Todas as etapas puderam ser realizadas por meio de *softwares* de computador que nos permitiram simular os dispositivos em estudo.

Assim, todo o projeto foi desenvolvido dentro das dependências da universidade, se fazendo uso dos laboratórios de informática quando necessário.

# Capítulo 2

## Revisão Bibliográfica

### 2.1 Produção e consumo de eletricidade

#### 2.1.1 Características da infraestrutura atual

##### O fluxo de potência

A mentalidade em que nossa rede elétrica foi desenvolvida parte do princípio de que existe uma fonte centralizada e cargas distribuídas ao longo de grandes distâncias, e o sentido do fluxo de potência é sempre o mesmo. Nesse sistema, a produção, distribuição e consumo estão acoplados e a estabilidade tem que ser garantida passivamente fazendo com que a dinâmica do sistema seja a mais lenta possível [5].

Ao redor do mundo o que se observa é a produção de energia elétrica em grandes usinas, geralmente localizadas em locais remotos e distantes dos consumidores (as cargas). Os motivos para isso são dos mais variados, como preocupações com segurança, necessidade de uma grande área para a realização do projeto, localização de algum recurso em abundância ou até mesmo preocupações com potenciais danos estéticos e ambientais a uma comunidade.

##### O tipo de corrente

Independente de onde as usinas são localizadas, essa energia tem que estar disponível para seus consumidores que estão a quilômetros de distância. Hoje a discussão sobre a transmissão de energia é uma disciplina por si só, mas o nosso uso da corrente alternada para tal tem muita influência no evento histórico cunhado de "Guerra das Correntes" onde, por diversos motivos, dentre eles a melhor eficiência desta para a transmissão da energia com a tecnologia disponível na época, terminou com a vitória da corrente alternada sendo usada para a transmissão de eletricidade produzida na hidrelétrica de Niagara Falls para a cidade americana de Nova Iorque [19].

#### 2.1.2 Mudanças de paradigmas

##### A geração distribuída

A preocupação com sustentabilidade e eficiência juntamente com o surgimento e aumento da acessibilidade de sistemas de geração de energia como células solares e turbinas eólicas

fizeram submergir ideias ligadas a geração distribuída [15] [6]. Infelizmente múltiplos geradores distribuídos podem causar diversos problemas na arquitetura atualmente utilizada por nossa rede elétrica.

Para se minimizar estes possíveis problemas a solução preferível gravita para a utilização de microrredes fazendo uma interface com a rede por meio de inversores bidirecionais [10] [4] [9]. Essa solução nos trás diversas vantagens como:

- utilização da rede elétrica sem modificações da infraestrutura atual;
- não há a necessidade da utilização de nenhum tipo de sistema de comunicação complexo para a sincronização dos inversores com a rede;
- baixa degradação da qualidade de energia da rede com a remoção ou adição de uma nova microrrede;
- adição de novas microrredes à rede elétrica sendo "plug-and-play" sem a necessidade de nenhum tipo de engenharia customizada para diferentes locais;
- isolamento da microrrede em caso de falha ou baixa qualidade de energia da rede elétrica, aumentando seu grau de disponibilidade;
- eliminação de problemas relacionados à estabilidade de frequências e reatância.

### Utilização das microrredes

Ao redor do mundo microrredes já são utilizadas a bastante tempo e em âmbito nacional a situação não é muito diferente e, dependendo da concessionária de energia elétrica, já nos é possível a algum tempo o fluxo bidirecional de potência entre consumidor e rede elétrica.

A Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), através da resolução normativa número 482 de 17/04/2012 (e sua subsequente atualização número 687 de 24/11/2015), estipulou regras para o acesso a rede elétrica para o que é chamado "microgeração e minigeração distribuída"[3]. Em um dos documentos técnicos da concessionária de energia ENEL podemos ver diagramas unifilares simplificados, aqui reproduzidos na figura 2.1, de como seria essa interface com a rede.

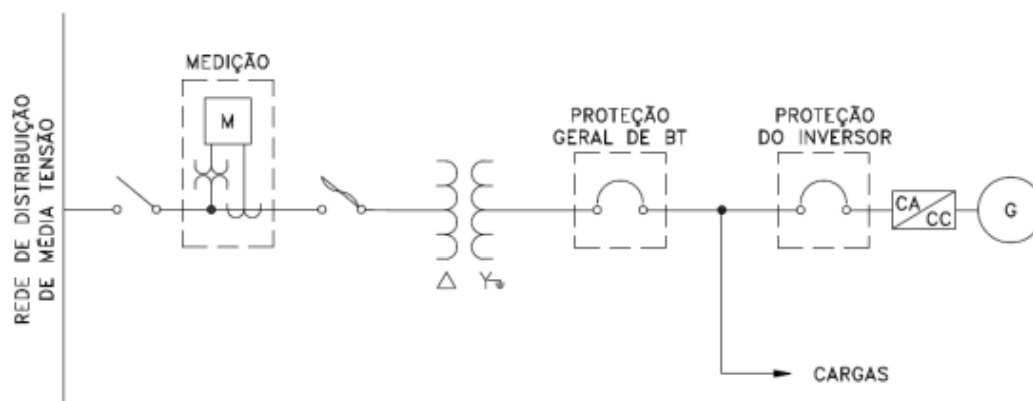


Figura 2.1: Reprodução de Especificação Técnica no. 122 Versão no.02 data: 03/09/2018 ENEL

A resolução permite ao cliente funcionar de maneira ilhada mas, como observado no diagrama, toda a produção de energia está no lado c.c. enquanto as cargas estão no lado c.a.. Essa configuração faz total sentido já que nossos dispositivos, mesmo em sua maioria funcionando com corrente contínua, fazem interface com a rede através de conversores c.a./c.c..

### **Possível futuro das microrredes**

Essa estrutura baseada em microrredes é uma oportunidade para repensarmos em como utilizamos nossa energia elétrica e, se assim o fizermos, podemos dar um salto no quesito eficiência. Por exemplo, como uma microrrede apresenta não só dispositivos geradores mas também armazenadores de energia, algoritmos podem ser implementados para que não só seja consumido da rede elétrica quando necessário, mas que também seja feito quando oportuno economicamente.

E eficiência econômica não é o único item que se pode ganhar com o uso de uma microrrede. Como conversões c.c./c.c. são mais eficientes que c.a./c.c. e a maioria de nossos eletrodomésticos são eletrônicos, e mesmo os que não são o poderiam ser, nossas microrredes poderiam ser c.c. do lado consumidor com inversores c.c./c.c. antes de cada carga, assim expandindo um sistema que já é utilizado para maximizar a eficiência do uso da energia em dispositivos móveis como smartphones e laptops [5].

Não só um aumento da eficiência seria alcançado, como também uma diminuição da complexidade da microrrede, já que menos estágio de conversão seriam necessários para as fontes geradoras conectadas. Um painel solar ou banco de baterias, por exemplo, que numa microrrede c.a. mais comumente utilizaria uma conversão de dois estágios (c.c./c.c./c.a.) ou uma turbina eólica (c.a./c.c./c.a.) poderiam agora conter apenas um estágio de conversão (c.c./c.c. e c.a./c.c., respectivamente) [5] para se conectar a microrrede.

A utilização de microrredes c.c. traria todas essas vantagens, mas qual o nível de tensão a se utilizar dentro dela? Atualmente não há um padrão para a tensão de uma suposta microrrede c.c., mas uma tensão por volta de 400V é comumente adotada em artigos científicos com alguns adotando uma segunda tensão aproximadamente 10 vezes menor a essa para a alimentação de dispositivos de menor consumo como iluminação, pequenos eletrônicos e outros [5].

## **2.2 Mecanismos de perda**

### **2.2.1 Características desejáveis de semicondutores ideais**

Para que se seja atingido um alto nível de desempenho em conversores elétricos, deve-se começar pela escolha dos dispositivos que o compõe no mais baixo nível. Essa escolha deve considerar características do circuito implementado com o objetivo de minimizar perdas.

As características buscadas nos semicondutores são as mais próximas possíveis de um semicondutor ideal. Para a aplicação em eletrônica de potência, características como [17].:

- Perda por condução nula;
- Perda por chaveamento nula;

- Corrente de fuga no estado desligado nula;
- Resistência térmica nula;
- Capacidade de condução de corrente ilimitada;
- Perda no gate nula;
- Capacidade de operação em altas temperaturas;
- Resistência a radiação.

mesmo que irreais, devem ser vistas como características desejadas.

Muitas dessas características são totalmente inalcançáveis com os semicondutores baseados em silício que comumente são utilizados nos dias de hoje [12]. Como citado por Shenai, Scott e Baliga em 1989, "Há uma crescente necessidade por novas tecnologias e materiais, superiores ao silício, para atingir os requisitos necessários em sistemas eletrônicos de alta potência e temperatura." [17]. E ainda hoje essa é a tecnologia predominantemente em uso.

### **2.2.2 Novas tecnologias em semicondutores**

Para atingir-se novos patamares de eficiência, novas tecnologias estão sendo desenvolvidas e espera-se que, num futuro próximo, estejam em estágio de desenvolvimento maduro o suficiente para seu uso em larga escala.

Exemplo dessas novas tecnologias são os chamados semicondutores de banda proibida (WBG - Wide-bandgap semiconductor) de SiC (carboneto de silício) [11] e GaN (nitreto de gálio) [12]. Com a utilização desses novos tipos de semicondutores não só uma maior eficiência poderia ser alcançada, como também dispositivos mais leves e de menor tamanho podem ser produzidos.

### **2.2.3 Topologias de conversores na minimização de perdas**

Outra forma de atingirmos um melhor desempenho em eletrônica de potência é a escolha de topologias que minimizem as fontes de perda nos semicondutores utilizados. Esse trabalho também explorará esse tipo de abordagem.

Um dos tipos de perda mais comumente discutidos é a perda por chaveamento nos semicondutores de silício. Esse tipo de perda tem origem na característica não ideal dos semicondutores de não trocar de estado instantaneamente, gerando dissipação de potência durante o tempo  $T$  de transição. Esse tipo de perda pode ser atenuado, por exemplo, numa topologia multinível [8].

### **2.2.4 Métodos de modulação**

Outro modo para se atenuar perdas é a utilização de diferentes métodos de modulação (PWM) que, sem alteração da topologia, consegue ganhos significativos também atacando o problema da perda por chaveamento [18] [13].



# Capítulo 3

## Descrição do Processo

### 3.1 Software utilizado

Para o desenvolvimento das simulações será utilizado o software PSIM (PSIM Professional 9.1.1.400). O PSIM se mostrou o software ideal para o levantamento das perdas de diferentes topologias de conversores elétricos, pois é uma ferramenta específica para a simulação de circuitos de eletrônica de potência. Um dos motivos é a presença do software chamado *PSIM's Thermal module*, já incluso na instalação da versão do PSIM utilizada.

O *Thermal module* é uma ferramenta que permite o cálculo de perdas em dispositivos semicondutores. Como descrito pelo próprio site do PSIM, “O Thermal module provê uma maneira rápida de estimar perdas por condução e chaveamento de semicondutores (diodos, IGBT e MOSFET).”[14] e “Os cálculos das perdas são termicamente dependentes e a temperatura de junção ou temperatura do núcleo é utilizada pelos modelos para refletir essa dependência.”[14].

### 3.2 Desenvolvimento do projeto

O primeiro passo do projeto consiste no desenvolvimento de uma plataforma de simulações no PSIM, que será utilizada para o teste de todas as topologias quotadas. Uma representação da plataforma pode ser visualizada na figura seguinte.

Após o desenvolvimento da plataforma base de simulações, o desenvolvimento se estenderá por diversas iterações com os seguintes passos:

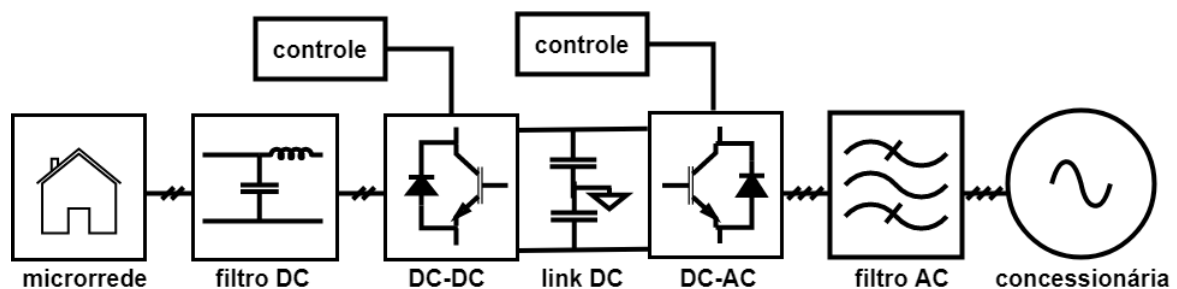


Figura 3.1: Representação simplificada da plataforma base criada no software PSIM para a realização das simulações.

1. Escolha de topologia/tecnologia;
2. Identificação de componentes;
3. Inserção das características dos componentes no PSIM;
4. E simulação da topologia na plataforma construída para cargas definidas.

Com os dados de todas as simulações em mãos, os próximos passos consistem na análise, discussão e comparação das diferentes topologias a fim de propor melhoria e/ou estratégia que maximize a eficiência de inversores no uso em microrredes.

### **3.3 Desenvolvimento da plataforma de simulações**

Como descrito na seção anterior, uma plataforma (Fig. 3.1) deve ser desenvolvida para o teste das diferentes topologias/tecnologias. Os próximos tópicos descreverão brevemente, e em ordem, a construção de cada item nessa plataforma.

No apêndice A está o resultado, em forma de impressão do PSIM, do que aqui está descrito.

#### **3.3.1 Microrrede**

A microrrede c.c. foi arbitrariamente definida como uma carga/fonte de até 50kW. Esse valor é mais que o suficiente para se representar uma grande residência (ou um pequeno negócio), mesmo considerando-se tendências de consumo de um futuro próximo como, por exemplo, a crescente presença de eletrônicos e o uso de carros elétricos.

Para a simulação dela, o modelo adotado foi de uma simples fonte de corrente. Assim, a simples troca do valor de corrente (e seu sentido) é suficiente para varrer todas as potências (positivas e negativas) necessárias para se verificar a eficiência do sistema.

Como o sistema como um todo é composto por diversas malhas de controle, que precisam de um tempo de resposta, além de componentes que podem trazer atrasos nos sinais de correntes e tensão, como filtros, a potência não é linearmente varrida utilizando-se a fonte de corrente mas sim feita em degraus incrementais.

Dado que a tensão da microrrede foi escolhida a 400V, a fonte de corrente vai de -125 a 125A, para se atingir os 50kW, em degraus de 25A. Assim são gerados 11 pontos (considerando-se o 0W) para análise.

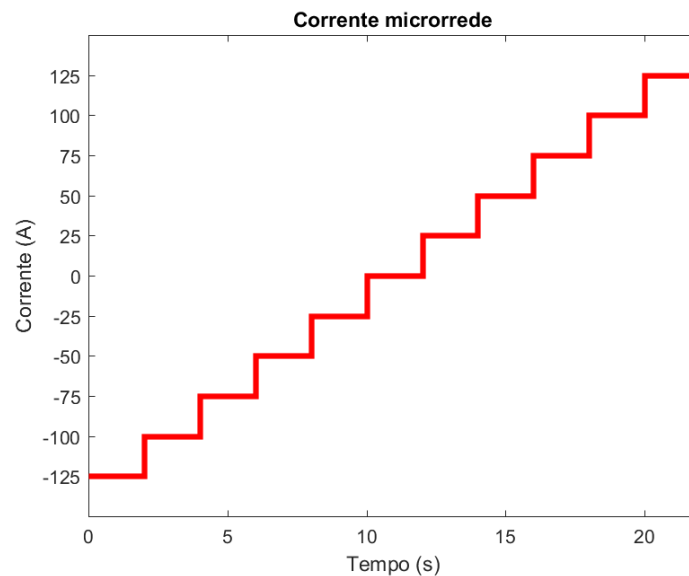


Figura 3.2: Representação nos níveis de corrente na microrrede que são utilizados em cada simulação.

### 3.3.2 Filtro DC

O filtro DC é necessário para se filtrar qualquer distúrbio que venha a degenerar a qualidade de energia na microrrede. Ele é um item importante do sistema que também gera perdas e merece aprofundado estudo, mas que aqui será negligenciado, sendo que o foco do trabalho é a análise de perdas nos inversores/retificadores.

Dado isso, o modelo aqui utilizado é composto por capacitores e indutores ideais disponíveis no PSIM. Os valores destes são escolhidos sem muito esmero, apenas considerando-se que seja necessário filtrar a frequência de chaveamento do conversor DC-DC a que ele está diretamente conectado.

### 3.3.3 Conversor DC-DC e seu controle

#### O modelo

O conversor DC-DC tem apenas como função abaixar a tensão observada no *link* DC para o nível escolhido para a microrrede, mas permitindo que a potência flua tanto da microrrede para a rede elétrica quanto da rede elétrica para a microrrede. Dado a essa característica bidirecional um simples *buck* não seria o suficiente, por isso aqui é usado um *half-bridge converter*.

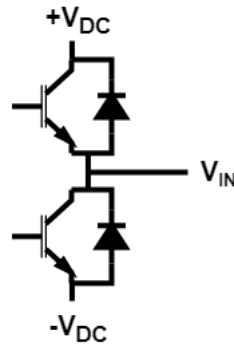


Figura 3.3: Representação simplificada de um *half-bridge converter*

### O controle

A estratégia de controle escolhida foi o uso de duas malhas de controle em cascata, sendo a mais interna usada para se controlar a corrente, enquanto a malha externa controla a tensão (usando como referência o valor de tensão escolhido para funcionamento da microrrede).

Para se projetar os controladores PI, durante o modelamento do sistema, foi-se considerado o efeito capacitivo e indutivo do filtro DC enquanto as chaves foram consideradas como itens ideais. Aqui é importante tomar o cuidado de se projetar controladores que proporcionem para a malha interna uma resposta suficientemente mais rápida que a externa.

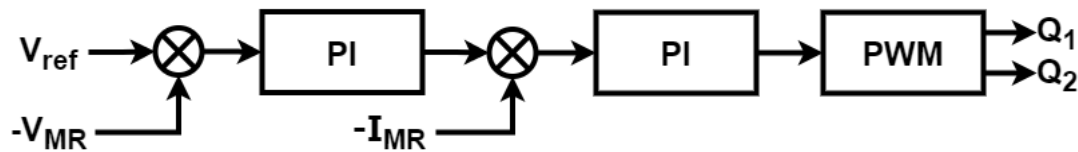


Figura 3.4: Representação simplificada controle conversor DC-DC

### 3.3.4 *Link* DC

O modelo do *link* DC é apenas, seguindo o modal do filtro DC, composto por um ou mais capacitores ideais, sendo um item completamente passivo. O número de capacitores depende da topologia utilizada pelo retificador, como é possível ver na figura 3.5.

### 3.3.5 Retificador/Inversor DC-AC

#### O modelo

Aqui o modelo utilizado, assim como ocorre com o conversor DC, é alterado para que se sejam realizados diferentes testes e comparações. As topologias utilizadas são os retificadores de dois e três níveis. É importante que o *half-bridge converter* seja bem compreendido, já que este é o *building block* para a construção dos dispositivos mais complexos aqui utilizados.

A composição do *link* DC é definida pela topologia aqui utilizada já que, por exemplo, um retificador de dois níveis necessitaria de apenas um capacitor no *link* DC para operar, enquanto um retificador de cinco níveis necessitaria de quatro.

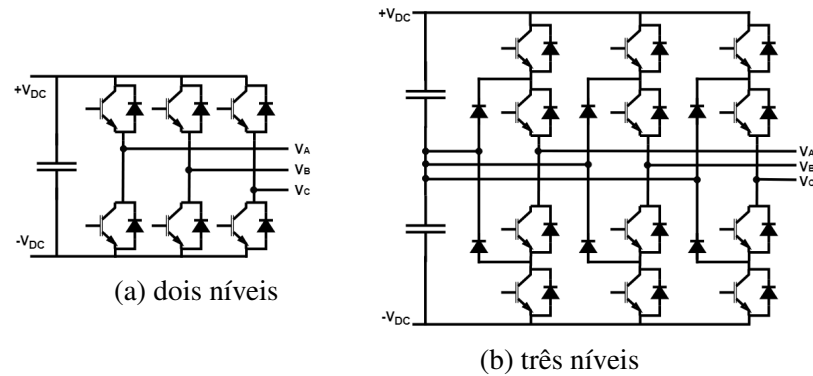


Figura 3.5: Exemplo de topologias de retificadores

É interessante notar que é possível utilizar exatamente o mesmo controle para a topologia de dois e três níveis utilizando-se o que é chamado de “modelo unificado”, com a única diferença sendo a adição de um pequeno circuito no controle chamado de “balanceador de tensão” para se manter a mesma tensão nos dois capacitores do *link* DC através da adição de um sinal ao sinal de referência do PWM.

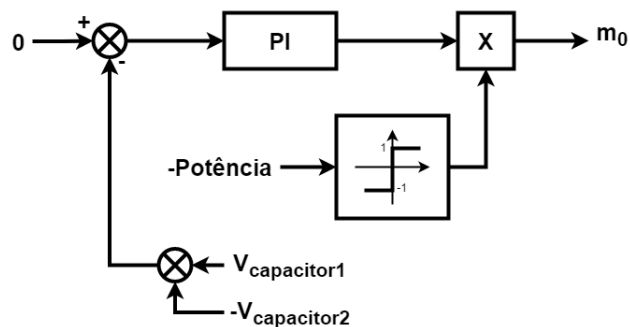


Figura 3.6: Representação simplificada balanceador de tensão para topologia de três níveis.

Atenção é dada as características não ideais das chaves estáticas, e onde é feito uso do *Thermal Module* do PSIM. Como citado anteriormente algumas perdas são dependentes da temperatura e cada chave tem suas próprias características, que podem ser encontradas nos *datasheets*. O *software* nos auxilia com o modelamento das chaves e cálculo de perdas.

Essas características das chaves, que nos são passadas por gráficos de tensão por correntes nos *datasheets*, são o que, em ultima análise, irão se traduzir em diferenças de eficiência entre retificadores e conversores que utilizam a mesma topologia.

As perdas que o PSIM nos permite acompanhar com o *Thermal Module* são as perdas por chaveamento e por condução, isso deixa de fora outras fontes de perda de eficiência, mas cobre as principais delas.

### O controle

Um compensador proporcional e integral (PI) seria ótimo para se seguir um comando DC, mas aqui desejamos seguir não apenas uma, mas três formas de ondas senoidais (provindas da rede elétrica). Isso dificulta as coisas, já que para se seguir uma senoide necessitaríamos

de compensadores de maior ordem e largura de banda, e três malhas de controle (uma para cada fase da rede elétrica) [1].

Para simplificar o controle, poderíamos adotar a transformada  $\alpha\beta$  (transformada de Clarke) ou a transformada dq0 (*Direct-quadrature-zero transformation* ou também chamada Transformada de Clarke e Park).

A transformada  $\alpha\beta$  nos permite simplificar o controle dos três *half-bridge converters* (pensando-se num retificador de dois níveis) em um sistema equivalente de apenas duas variáveis, assim, considerando-se que o sistema é simétrico, poderíamos diminuir o número de malhas de controle de três para dois com compensadores SISO. Num sistema assimétrico as variáveis  $\alpha$  e  $\beta$  estariam acopladas e um controlador MIMO seria requerido [1].

Mas uma complexidade se manteria, que é se seguir um sinal senoidal, assim exigindo um compensador de maior ordem e largura de banda para se atingir níveis de performance satisfatórios e um baixo erro em estado estacionário. A transformada dq0 soluciona este problema fazendo com que a forma de onda da transformada  $\alpha\beta$  assumam uma forma DC em estado estacionário, assim possibilitando o uso de um compensador de menor ordem. Desse modo, um compensador PI já seria o suficiente para atingirmos níveis satisfatórios de controle com erro nulo em estado estacionário. Duas malhas de controle ainda seriam necessárias, mas agora de complexidade reduzida.

Uma complexidade que é adicionada ao se utilizar a transformada dq0 é a necessidade de adição de um sistema de sincronização, geralmente um *phase-locked loop* (PLL), mas seu uso não é considerado um demérito já que o PLL é de fácil e não custosa implementação.

Seguindo com o uso da transformada dq0 para se ler o sinal senoidal trifásico da rede elétrica, ainda é preciso decidir o método de controle. Aqui será utilizado um método de controle comum na literatura para se seguir uma frequência imposta, chamado controle de potência ativa/reactiva (em inglês *Real-/Reactive-Power Controller*). Com esse tipo de controle temos dois principais “modos”, o chamado *voltage-mode control* e o *current-mode control*, cada um com seus respectivos benefícios. Aqui será utilizado o segundo, já que este proporciona melhor precisão de controle, robustez e desempenho dinâmico [1].

Como os nomes sugerem, neste método é controlado o fluxo de potência pela corrente. Mas são necessárias uma série de etapas para que isso seja possível. A figura seguinte sumaria quais são essas etapas.

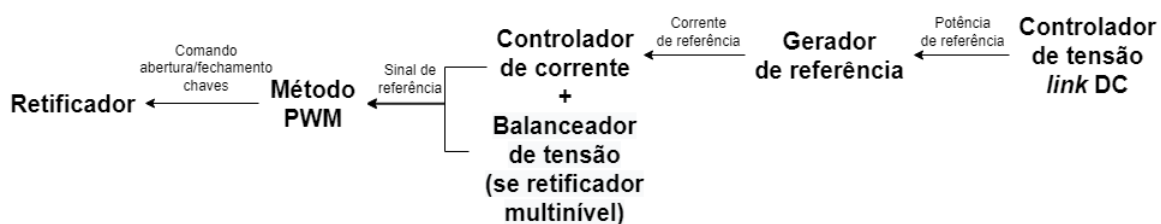


Figura 3.7: Etapas do controle do retificador de dois ou três níveis.

O controle de tensão no *link DC* é necessário por questões de instabilidade, já que não há uma fonte de tensão nesse ponto, qualquer desequilíbrio de potência entre os dois lados do *link DC* pode ser um problema. Além disso é necessário se manter um certo nível de tensão para garantir que as chaves funcionem dentro de sua especificação, e seja possível manter o nível de tensão tanto da microrrede quanto da rede elétrica. As normas hoje em vigor e, se mantida a infraestrutura atual, possivelmente do futuro próximo, preveem regras

de desconexão caso não se seja mantido o nível de tensão, o que ilharia nossa microrrede.

Assim, o controle acaba sendo necessário e é o responsável por ditar o fluxo de potência ativa entre os dois lados. O cálculo do erro é feito com o quadrado da tensão dado a dinâmica do reificador, sendo a tensão do *link* DC ( $V_{DC\ link\ ref}$ ) a saída do sistema, a potência da rede elétrica a entrada e a potência da microrrede ( $P_{ext}$ ) e as perdas sendo distúrbios.

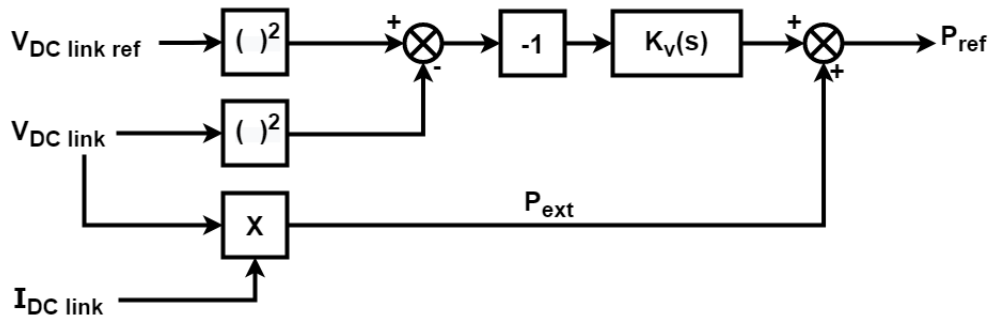


Figura 3.8: Representação simplificada do controlador de tensão do *link* DC.

O gerador de referência nada mais é que uma simples relação matemática para se transformar valores de potência ativa e reativa em valores de corrente no plano dQ0. Aqui é desejado que a potência reativa seja zero, então geramos o valor de corrente a partir desse zero, enquanto a potência ativa vem da etapa anterior (figura 3.6). Note que para isso também são utilizados valores de tensão da rede elétrica no plano dQ0 ( $V_d$ ).

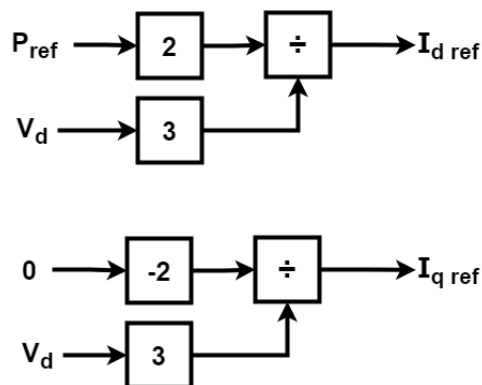


Figura 3.9: Representação simplificada do gerador de referência.

O controlador de corrente é a malha de controle mais interna do retificador, não sendo tão simples como o do conversor. Por conta da dinâmica do retificador, um *feed-forward* é adicionado para se desacoplar  $I_d$  de  $I_q$  para que se seja possível utilizar controladores SISO. Um segundo *feed-forward* ainda é adicionado para se melhorar a rejeição a ruídos, a resposta transiente/*start-up* do sistema e ainda desacoplar a rede elétrica do controle.

Os dois PIs, utilizados na malha de corrente do eixo d e eixo q, podem ser iguais já que essas malhas são, após o uso do *feed-forward*, idênticas.

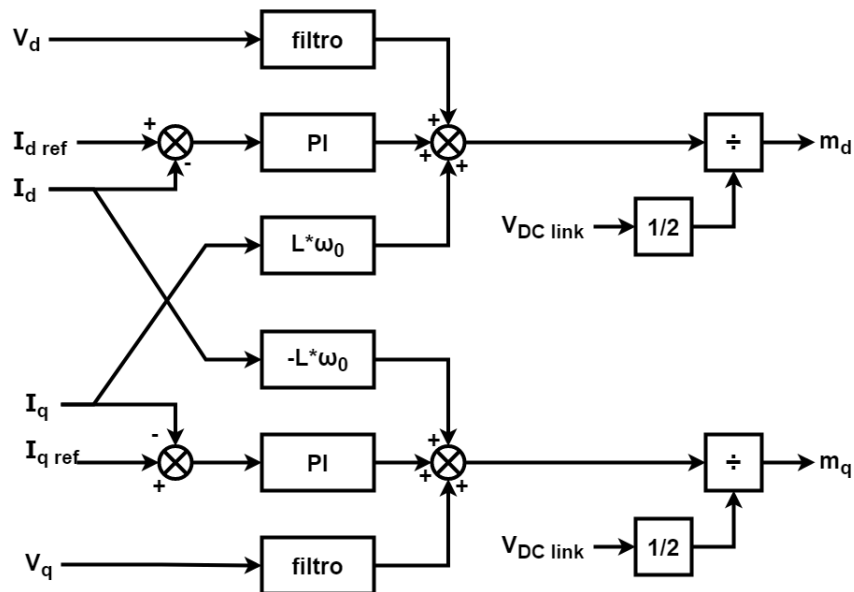


Figura 3.10: Representação simplificada do controlado de corrente.

Após o sinal de referência ( $m_d$  e  $m_q$ ) ser gerado, ele é convertido da coordenada dQ0 para a coordenada abc. Se o retificador for de topologia multinível, o sinal de referência é somado ao sinal de referência gerado pelo balanceador de tensão (figura 3.6) antes de ser comparado com o sinal de modulação do PWM. Caso seja interessante, o sinal de referência pode passar por uma etapa da adição de terceiro harmônico antes de ser adicionado ao sinal de referência do balanceador de tensão.

### 3.3.6 Filtro AC (LCL)

Aqui, no que foi nomeado de filtro AC, um filtro LCL deveria ser implementado para que harmônicos produzidos pela comutação das chaves não fossem transmitidos para a rede elétrica, degenerando a qualidade de energia desta. Isso é importante pois também é um fator, definido em norma, que pode causar a desconexão e ilhamento da microrrede.

Seguindo o raciocínio implementado no filtro e *link* DC, o modelo utilizado na plataforma de simulações é idealizado. Como preocupação com a qualidade de energia fornecida a rede elétrica nem mesmo é um fator aqui considerado esse filtro poderia ser inteiramente retirado da simulação se não fosse sua relação com a frequência de chaveamento do PWM (quanto menor a indutância, maior a frequência necessária) e sua relação com o controle (que foi desenvolvido com um modelo mais realista em mente).

### 3.3.7 Rede elétrica

A rede elétrica é vista como um item extremamente estável e lento, sendo impossível para nosso sistema o perturbar. Por isso seu modelo é uma fonte de tensão ideal com amplitude  $127V_{rms}$  (180V de pico) e 60Hz (377rad/s) assim como grande parte do que se é visto no Brasil.



# Capítulo 4

## Resultados e Discussões

Neste capítulo é exposto e discutido os resultados de simulações realizadas com a plataforma desenvolvida no capítulo anterior. Aqui é explorada diferentes configurações para se verificar ganhos (e perdas) de eficiência observados nos retificadores/inversores e conversores que podem ser utilizados no sistema proposto.

Tendo em mente que outros componentes, como o controle e valores de indutância e capacitância, influenciam a eficiência observada nas chaves em regime transitório, aqui os valores citados e os expostos nos gráficos são do sistema em regime permanente. Assim as características dos sistemas em análise, i.e. chaves estáticas, podem ser analisadas mais isoladamente.

A tabela abaixo mostra os valores que, por padrão, são utilizados nas simulações. Quando explícito valores distintos destes podem ser utilizados.

|  |              |
|--|--------------|
| Capacitância filtro DC                         | 250 $\mu$ F  |
| Indutância filtro DC                           | 300 $\mu$ H  |
| Capacitância link DC (retificador dois níveis) | 9625 $\mu$ F |
| Indutância filtro AC                           | 600 $\mu$ H  |
| Capacitância filtro AC                         | -            |
| Tensão da microrrede                           | 400V         |
| Tensão link DC                                 | 600V         |
| Frequência de chaveamento do retificador       | 10kHz        |
| Frequência de chaveamento do conversor         | 10kHz        |

### 4.1 A escolha da chave

#### 4.1.1 Modelos de IGBTs presentes no *thermal module*

Inicialmente, para adquirir um parâmetro de comparação e para verificar os demais modelos de chaves e módulos que são utilizados nas simulações, são utilizados dois modelos já fornecidos pelo *thermal module* do PSIM. Um deles é o Semikron SKM200GB125D (figura 4.1), um *half-bridge* com dois IGBTs, enquanto o outro é o Powerex CM100TU-12H (figura 4.2), um *six-pack* também composto por IGBTs. Dentre os modelos disponíveis, estes foram os escolhidos por possuírem características compatíveis com o sistema, como tensão de bloqueio entre coletor e emissor e corrente máxima.

Em todo esse capítulo os retificadores simulados são retificadores de dois níveis (como exibido na figura 3.5a) e os conversores são *half-bridge* (como na figura 3.3), a não ser que explicitamente dito o contrário.

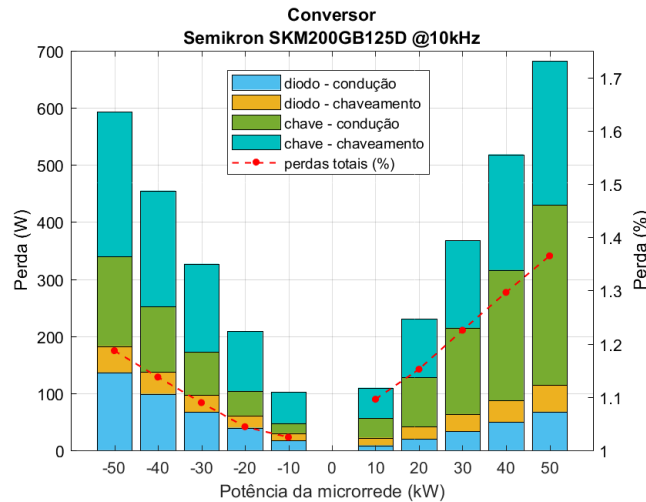


Figura 4.1: Desempenho do módulo Semikron SKM200GB125D utilizado como conversor.

Observe que, estranhamente, não há visíveis perdas por chaveamento pelos diodos do retificador (figura 4.2). Inspeccionando-se os dados de entrada do modelo no *thermal module* é possível ver que, por mais que todos os dados que lá estão sejam coerentes com os fornecidos pelo datasheet, não há entrada para o gráfico de *Reverse recovery energy  $E_{rr}$  vs Current  $I_F$*  assim impossibilitando que o programa faça o cálculo da perda.

Isso ilustra o quão importante o uso de modelos bem aferidos são para uma boa análise. Para comparação, perdas por chaveamento dos diodos no Infineon FS150R06KE3 (que será utilizado a frente) funcionando com a microrrede operando a 50kW correspondem a mais de 16% das perdas calculadas pelo *thermal module*.

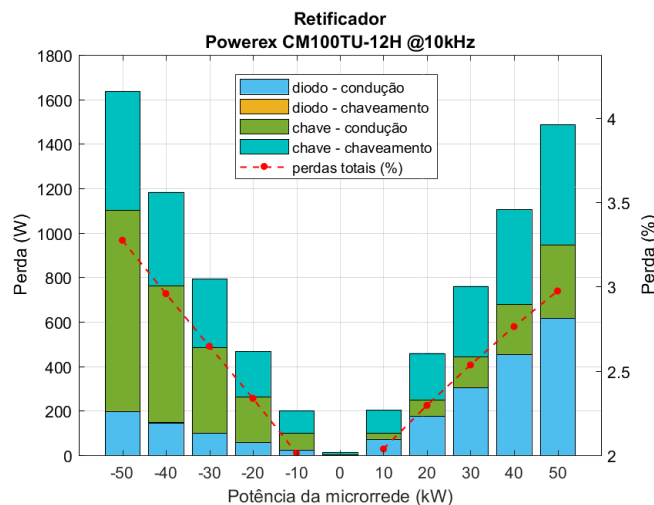


Figura 4.2: Desempenho do módulo Powerex CM100TU-12H utilizado como retificador.

### 4.1.2 Desenvolvimento de novos modelos de IGBTs no *thermal module*

Apenas com a troca das chaves em si, sem nenhuma mudança no restante do sistema, é possível se obter relevantes ganhos de eficiência. Para se ilustrar isso, foram substituídos na simulação acima o retificador e conversor por dispositivos também compatíveis e com algumas características semelhantes.

Com o uso do conversor Powerex SK75GB066T no lugar do Semikron SKM200GB125D, é observado até 36% menos perdas nas faixas de potência simuladas. Esse valor é observado nos 40kW, onde o SK75GB066T apresenta 0.83% de perdas contra 1.3% do SKM200GB125D.

Esses valores são reflexo das menores energias no chaveamento (que pode chegar a quase quatro vezes menor) observadas no *datasheet* e a menor energia no *reverse recovery* ( $E_{rr}$ ) do diodo de roda livre. As perdas por condução, assim como observado no *datasheet* e nos resultados obtidos da simulação, são comparáveis.

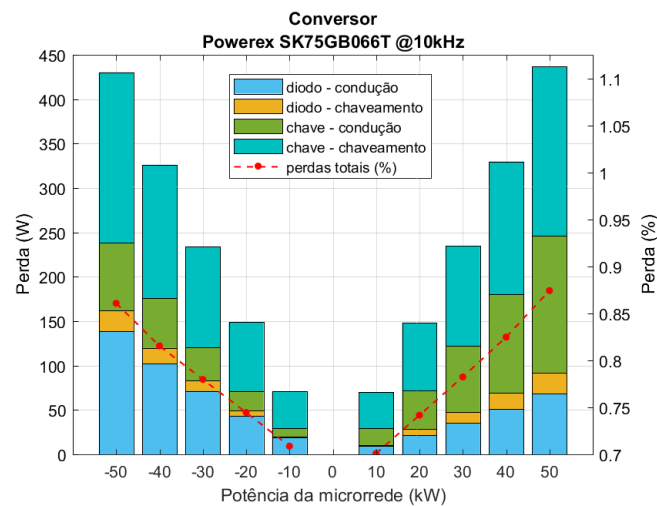


Figura 4.3: Desempenho do módulo Powerex SK75GB066T utilizado como conversor.

A situação é semelhante no retificador, onde o FS150R06KE3 consegue até 37% menos perdas em potências mais altas, mesmo não se considerando as perda por chaveamento dos diodos do CM100TU-12H (o que lhe da uma vantagem na comparação). Os motivos são quase os mesmos do conversor, menores energias de chaveamento, com a diferença que aqui os diodos do FS150R06KE3 também contribuem pra esse melhor resultado.

Nas potências mais baixas observamos uma resposta distinta, onde, graças a uma menor energia usada no fechamento da chave ( $E_{off}$ ) em correntes menores o CM100TU-12H acaba sendo mais eficiente. No entanto, não há no *datasheet* do Powerex CM100TU-12H esses dados e, para se chegar a essa conclusão foi-se utilizado os pontos de entrada do modelo.

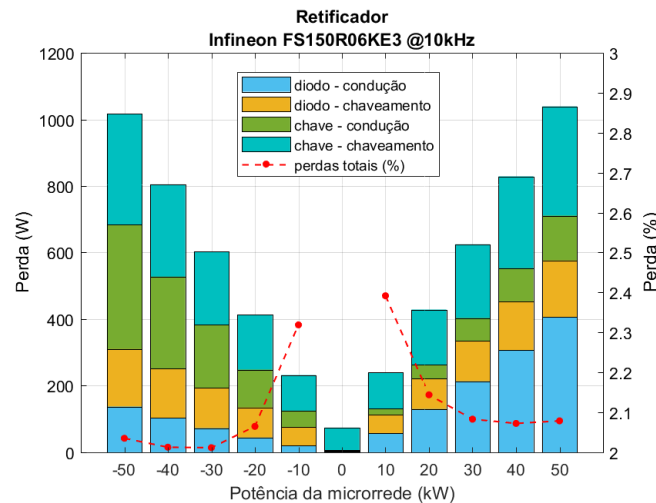


Figura 4.4: Desempenho do módulo Infineon FS150R06KE3 utilizado como retificador.

### 4.1.3 Desenvolvimento de novos modelos de MOSFETs no *thermal module*

MOSFETs de silício também podem ser utilizados como chaves estáticas aqui. Por isso foram modelados dois MOSFETs discretos, o Infineon IPW60R041P6 que foi usado como *half-bridge* para a conversão DC-DC, e o Infineon IPT60R028G7 como um VSC de dois níveis na conversão AC-DC.

Como é possível ver na imagem abaixo (figura 4.5), o MOSFET utilizado tem um desempenho melhor que o IGBT utilizado anteriormente (figura 4.3) até a primeira metade do gráfico, com as perdas variando de 1,05 a 0,68 vezes em comparação a este.

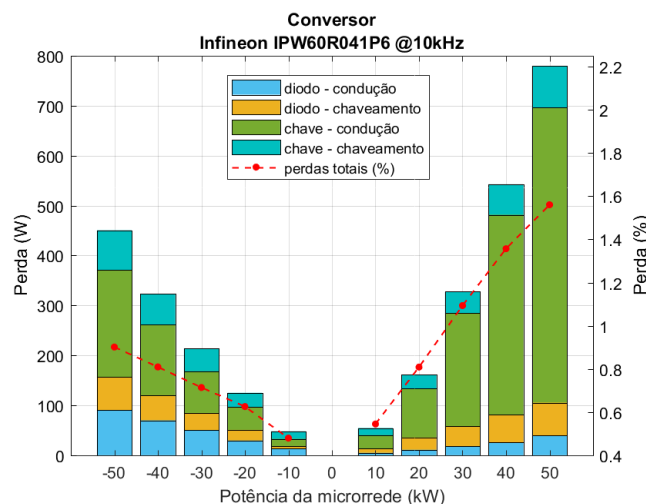


Figura 4.5: Desempenho do módulo Infineon IPW60R041P6 utilizado como conversor.

Na segunda metade o MOSFET performa consideravelmente pior, chegando a dissipar 1,8 vezes mais energia. Claramente o ofensor é a condução da chave, e ela se torna expressiva nas potências positivas dado ao sentido da corrente que faz o conversor trabalhar como um

*Boost Converter*, deixando a corrente fluir cerca de 68% das vezes pela chave ao invés do diodo. Para comparação, funcionando como um *Buck Converter*, a corrente passa pela chave cerca de 38% do tempo.

No retificador a situação é análoga, sendo o desempenho inferior na primeira metade do gráfico e superior na segunda. Novamente as perdas são menores em todas as fontes de perda analisadas a exceção da condução da chave.

Outra característica visível é o quanto mais energia é dissipada no chaveamento do IGBT em comparação ao MOSFET. No conversor a energia dissipada nas chaves é de 2,2 a 2,7 vezes maior que no IGBT e no retificador de 1,5 a 1,8 vezes. Esse dado corrobora com a visão comumente aceita que MOSFETs podem ser utilizados em aplicações que necessitam maior frequência de chaveamento.

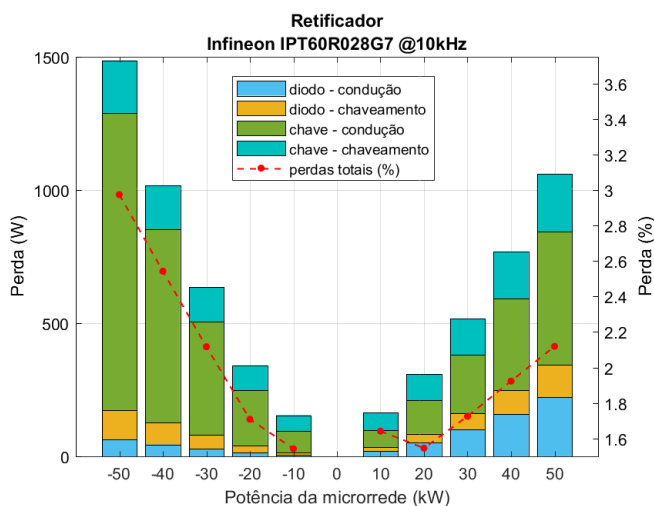


Figura 4.6: Desempenho do módulo Infineon IPT60R028G7 utilizado como retificador.

#### 4.1.4 MOSFETs de SiC e GaN

Foi introduzido ao *thermal module* do PSIM, na versão 11.1.3, um modelo para o cálculo de perdas em MOSFETs de SiC e GaN. Infelizmente este recurso não pôde ser utilizado nas simulações aqui realizadas por não estar presente na versão disponível para uso.

Utilizar o modelo genérico de MOSFETs para a simulação desse tipo de chave se mostrou inviável, com resultados claramente fora do esperado e completamente em desacordo com outros documentos estudados na revisão bibliográfica deste trabalho.

No entanto um método alternativo, que já é utilizado por pesquisadores da área, é mapear as características do MOSFET de SiC no modelo de IGBTs do PSIM. Os resultados expostos abaixo foram obtidos com esse método.

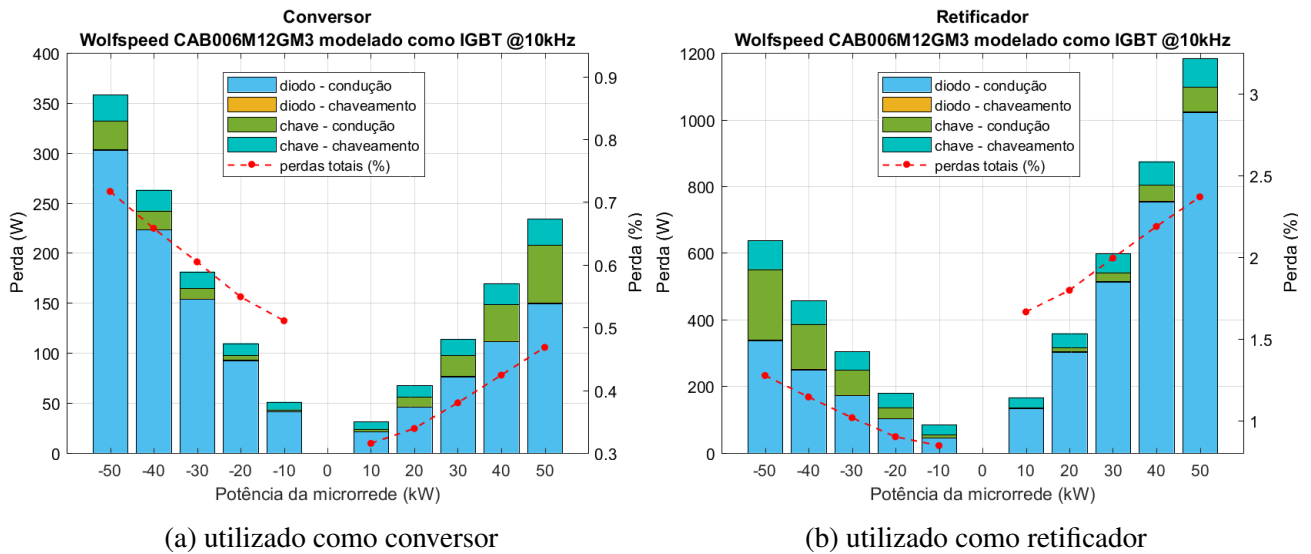


Figura 4.7: Desempenho do módulo Wolfspeed CAB006M12GM3

Sendo assim, foi-se utilizado o MOSFET de SiC Wolfspeed CAB006M12GM3 tanto como um *half-bridge* para a conversão DC-DC quanto para o retificador de dois níveis na conversão AC-DC.

Os resultados tanto para o retificador quanto para o conversor foram impressionantes. No melhor dos casos o MOSFET de SiC chega a dissipar 30% da energia que o MOSFET testado anteriormente (figuras 4.5 e 4.6) dissipa na comutação das chaves e, em comparação ao IGBT de Si (figuras 4.3 e 4.4), esse valor chega a 13%!

Observando os gráficos acima, no entanto, o desempenho geral não é tão melhor como apenas as perdas por chaveamento das chaves e diodos nos levam a pensar. As perdas por condução do diodo de roda livre são muito maiores que as do IGBT ou MOSFET de Si testados, mas não grandes o suficiente para se descartar esse MOSFET como uma boa escolha. Esse pobre desempenho do diodo é claramente observado no *datasheet* e foi esperado antes mesmo da realização das simulações.

## 4.2 Itens passivos

Simulações foram feitas com diferentes valores de capacitância e indutância nos filtros. Assim como esperado não houveram diferenças de eficiência em regime permanente (claro, mantendo as conversões em modo contínuo). Dependendo dos picos de corrente que menores valores de indutância impõem no sistema, o PSIM pode exibir mensagens de erro caso a chave utilizada seja um MOSFET e o pico de corrente ultrapasse os limites especificados na entrada do modelo.

Mesmo não contribuindo para a análise aqui feita, a escolha dos itens passivos, como indutores e capacitores, presentes no sistema é de suma importância e afeta diversos fatores como a escolha das chaves, controle de temperatura, qualidade de energia, escolha da frequência de chaveamento, custo financeiro, densidade de potência e tamanho.

## 4.3 A frequência de chaveamento

Outro importante fator no desempenho de chaves estáticas é a frequência de chaveamento. A troca de estado das chaves é uma das mais severas fontes de perda e, claramente, o aumento da frequência de chaveamento acarretará no aumento das perdas observadas. No entanto se é desejável explorar os benefícios que o aumento da frequência de chaveamento nos trás, e por isso aqui serão expostos alguns gráficos com os resultados obtidos de alguns experimentos.

Aqui foram realizadas simulações com frequências inferiores as anteriormente exibidas e, para se garantir a estabilidade do sistema, a capacitância e indutância do filtro DC foram multiplicadas por 10.

### 4.3.1 Efeito da frequência no conversor DC-DC

No gráfico da figura 4.8 é possível ver as perdas no conversor DC-DC observadas num sistema utilizando o IGBT Powerex SK75GB066T, um sistema utilizando o MOSFET Infineon IPW60R041P6 e um utilizando o MOSFET de SiC Wolfspeed CAB006M12GM3, a 1kHz, 10kHz e 100kHz. Note como perdas por condução se tornam cada vez menos relevante quanto mais se é aumentado a frequência.

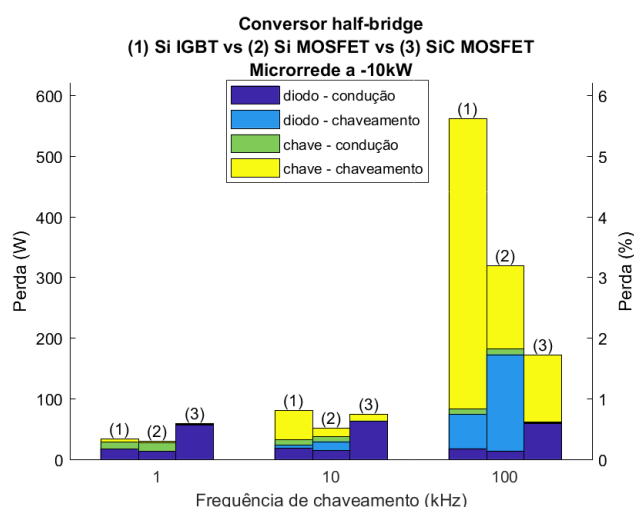


Figura 4.8: Perdas no conversor DC-DC utilizando o SK75GB066T (IGBT de Si), o IPW60R041P6 (MOSFET de Si) e o CAB006M12GM3 (MOSFET de SiC) a 1kHz, 10kHz e 100kHz enquanto a microrrede opera a -10kW.

Como já observado em 4.1.3 o MOSFET de Si utilizado é claramente uma melhor escolha que o IGBT em maiores frequências, mesmo este tendo aumentos superiores nas perdas por chaveamento no diodo de roda livre. O MOSFET de SiC testado reforça isso e trás ainda a vantagem de ter uma perda por chaveamento muito menor em seus diodos.

Aumentando-se o nível de corrente (figura 4.9) é obtido resultados bem semelhantes, mas a vantagem do MOSFET de Si se torna um pouco menos proeminente. O MOSFET de SiC, no entanto, mantém o mesmo nível de perdas (1,7% nos -10kW contra 1,5% nos -50kW) e se mostra uma ótima escolha para frequências mais altas.

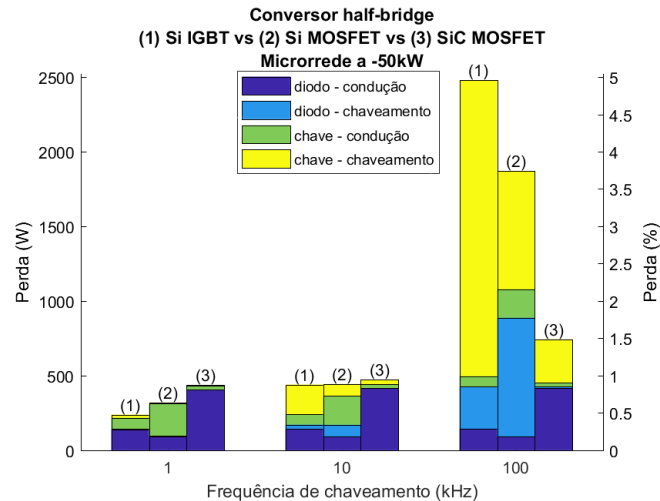


Figura 4.9: Perdas no conversor DC-DC utilizando o SK75GB066T (IGBT de Si), o IPW60R041P6 (MOSFET de Si) e o CAB006M12GM3 (MOSFET de SiC) a 1kHz, 10kHz e 100kHz enquanto a microrrede opera a -50kW.

### 4.3.2 Efeito da frequência no inversor AC-DC

Fazendo-se a mesma análise para o inversor (figura 4.10), também utilizando-se as chaves modeladas nas seções anteriores (o IGBT de Si SK75GB066T, o MOSFET de Si IPW60R041P6 e o MOSFET de SiC CAB006M12GM3 na mesma configuração), é obtido os mesmos resultados observados com os conversores DC-DC: o MOSFET de Si é superior em altas frequências mas essa superioridade é reduzida com o aumentar da potência, enquanto o MOSFET de SiC dissipa bem menos perdas que os outros dois e consegue ser ligeiramente melhor em altas potências (mas bem melhor em altas frequências).

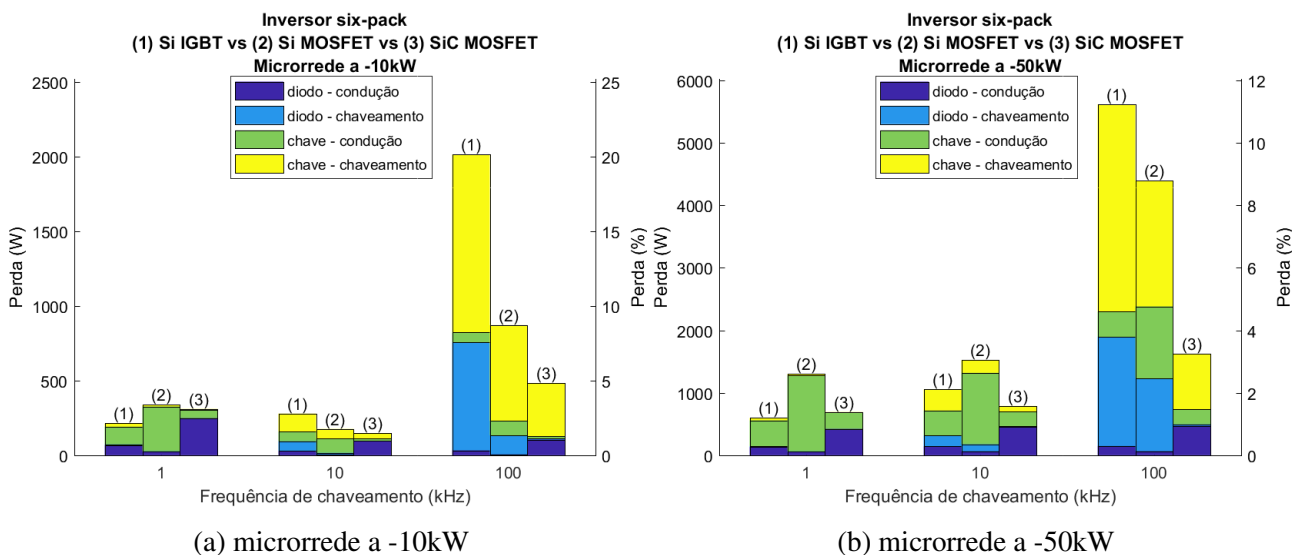


Figura 4.10: Perdas no retificador DC-AC utilizando o FS150R06KE3 (IGBT de Si), o IPT60R028G7 (MOSFET de Si) e o CAB006M12GM3 (MOSFET de SiC) a 1kHz, 10kHz e 100kHz.



## 4.4 Topologias multiníveis

Certamente outro fator que impacta diretamente a eficiência desse sistema é a quantidade e disposição das chaves. Até aqui todas as simulações foram feitas com um retificador na topologia de dois níveis (figura 3.5a), mas nessa seção o substituiremos por um retificador de três níveis (figura 3.5b) e analisaremos o impacto na performance do sistema. O retificador aqui referido como “retificador de três níveis” também é comumente conhecido por *Neutral-Point diode-Clamped converter* (NPC).

Para termos a menor variação de parâmetros possível para que se seja possível comparação, as chaves utilizadas são as mesmas das seções anteriores. A topologia de três níveis requer a adição de *clamp diodes* e o mesmo diodo será utilizado para todas as simulações dessa seção, o Infineon IDP40E65D2.

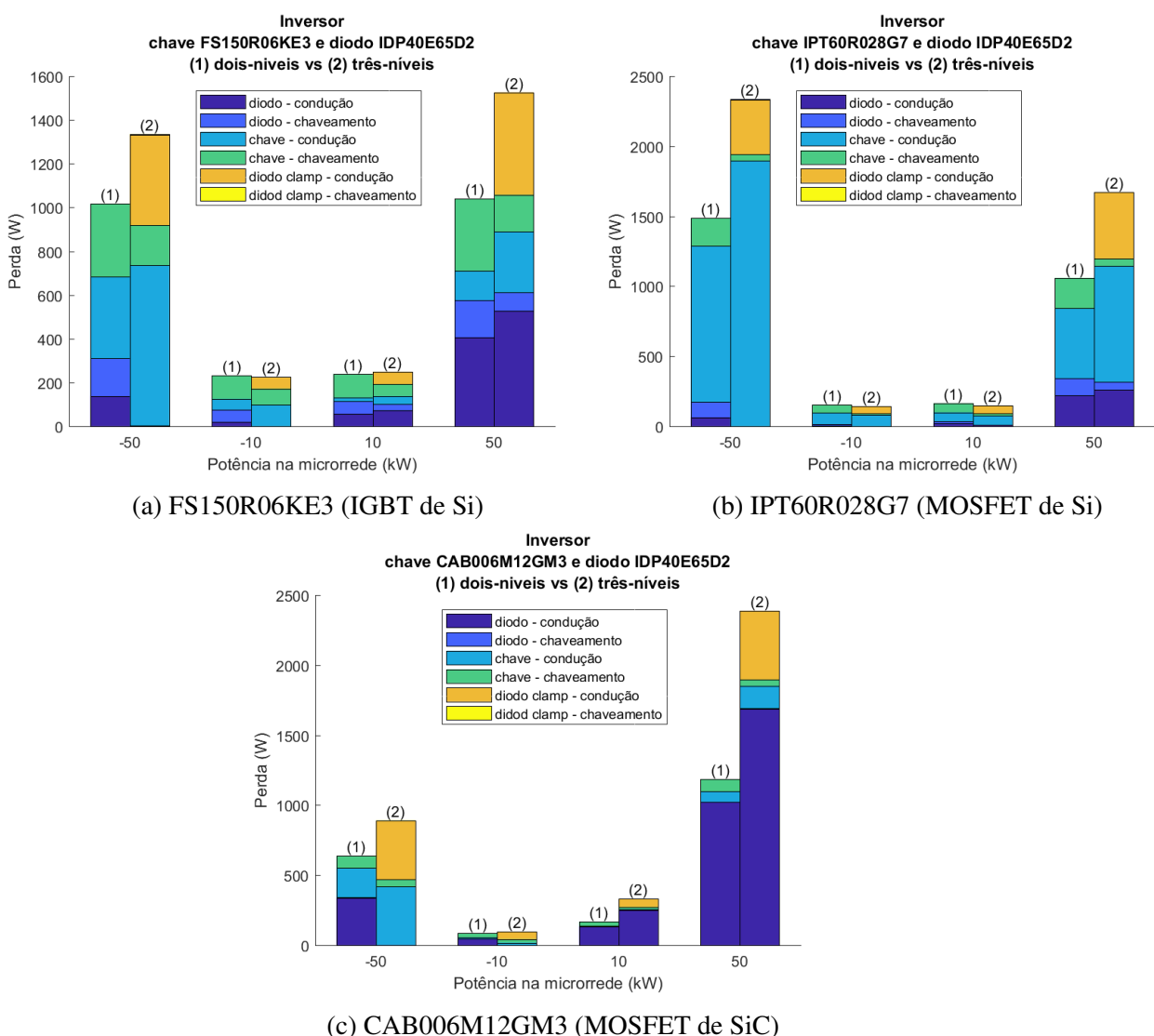


Figura 4.11: Perdas no retificador DC-AC utilizando o FS150R06KE3 (IGBT de Si), o IPT60R028G7 (MOSFET de Si) e o CAB006M12GM3 (MOSFET de SiC) numa topologia de dois e três níveis.

A escolha da topologia de três níveis em detrimento da de dois, no entanto, geralmente não é feita na busca por eficiência e sim de outros atributos como: a sintetização de uma onda AC menos distorcida e um nível reduzido de *switch stress* nas chaves. Mas se espera sim uma menor perda por chaveamento, afinal, a topologia tem o dobro de chaves.

A figura 4.11 exibe o compilado das simulações realizadas. Assim como esperado as perdas por chaveamento sempre são menores no NPC, o contrário do observado nas perdas por condução. As perdas por condução nos diodos são maiores no NPC em todas as simulações, e, ainda há o agravante das perdas do *clamp diode* que era inexistente anteriormente.

Este resultado não surpreende, dado ao maior número de componentes mas é um interessante exercício observar o ganho de eficiência, puxada pela menor perda por chaveamento, em comparação com a perda de eficiência, imposta por mais perdas por condução.

## 4.5 Variação de tensão na microrrede

A troca da tensão da microrrede tem um efeito interessante nas perdas do conversor, como é possível ver nos gráficos das figuras 4.12 e 4.13. Em comparação ao visto nas simulações anteriores, o aumento da tensão se traduz numa melhora no desempenho enquanto a diminuição resulta no efeito contrário. Essa resposta é devido a menor/maior corrente circulando pelas chaves e diodos quando se aumenta/diminui a tensão.

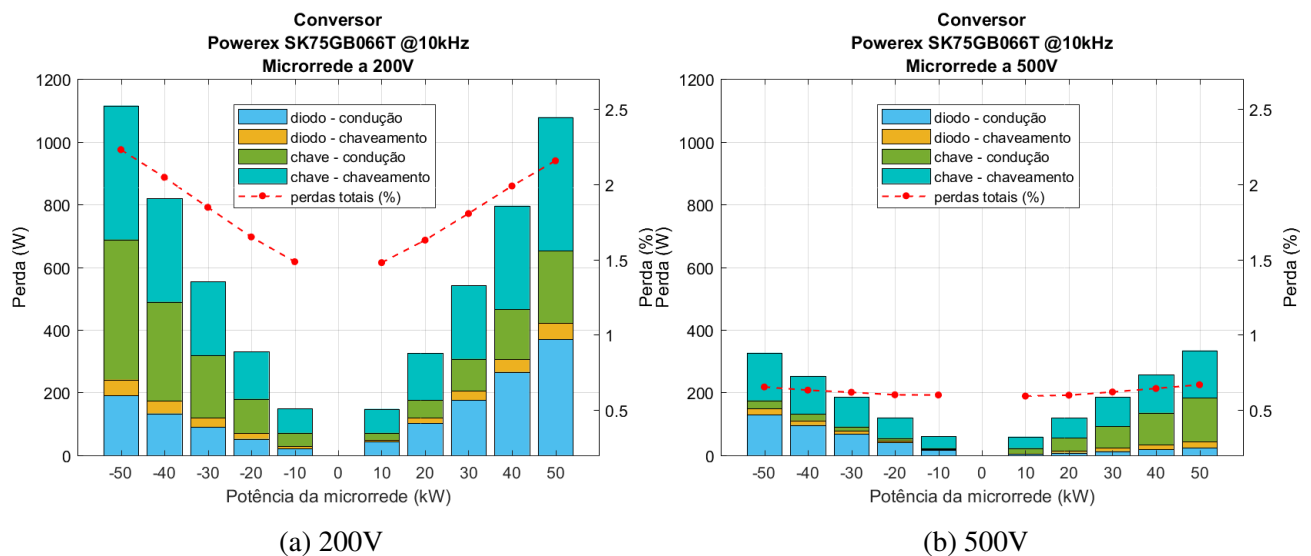


Figura 4.12: Perdas no conversor DC-DC utilizando a chave SK75GB066T (IGBT de Si) em diferentes níveis de tensão na microrrede.

As respostas das simulações feitas com o MOSFET de SiC testado são um pouco mais interessantes.

Já havíamos observado anteriormente (figura 4.7a) que essa chave tem uma eficiência bem diferente entre a metade do gráfico com potência negativa e positiva, e que essa discrepância é devido ao sentido da corrente e as perdas observadas no diodo. O que não foi observado, no entanto, foi a possibilidade de que, mantendo-se o sentido da corrente, fosse possível alterar-se a metade do gráfico com melhor desempenho. Observe os gráficos da

figura 4.13 e como, no primeiro, há percentualmente mais perdas nas potências positivas e, no segundo, mais perdas nas potências negativas.

Essa não é uma observação óbvia, mas tem como um dos motivos o mesmo fenômeno dos gráficos do IGBT dessa seção (uma maior tensão se traduz em menores correntes que, por sua vez, em menores perdas). A diferença aqui é que, por as perdas de condução do diodo serem bem expressivas, é mais fácil de se ver o quão rápido a tensão entre os terminais do diodo (e, em extensão, a resistência) cai em correntes menores (observe no gráfico de  $V_d$  vs  $I_F$  de qualquer *datasheet* de diodos).

O segundo motivo, esse que também é possível se observar nos gráficos do IGBT, é a diferença do *duty cycle* do conversor em seu modo *Buck* e em seu modo *Boost*. Nas simulações dos gráficos 4.12a e 4.13a (200V) o *duty cycle* do *Boost* é maior que o do *Buck*, e, nos gráficos 4.12b e 4.13b (500V), o contrário é observado. O resultado disso é traduzido nas perdas por chaveamento serem maiores na metade esquerda dos gráficos de 200V comparado a metade direita, e as perdas por condução do diodo serem maiores na metade direita em comparação a metade esquerda. Por exemplo, no gráfico 4.13a, as perdas por comutação da chave são maiores em -50kW que em +50kW enquanto as perdas por condução dos diodos são menores. O comportamento contrário é observado nos gráficos em 500V.

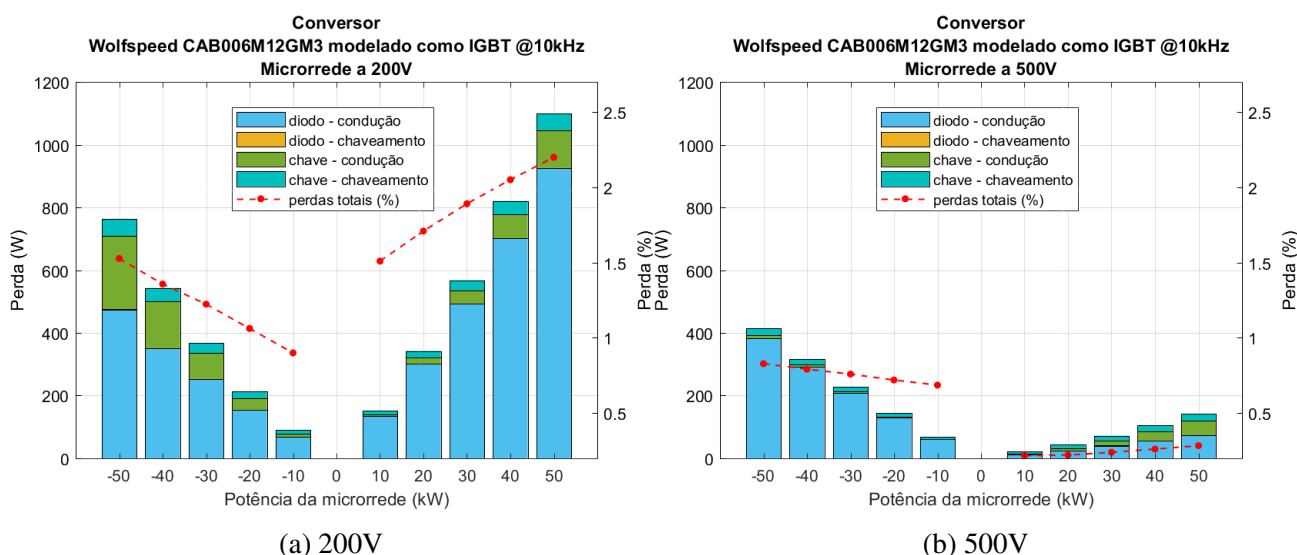


Figura 4.13: Perdas no conversor DC-DC utilizando a chave CAB006M12GM3 (MOSFET de SiC) em diferentes níveis de tensão na microrrede.

Não foram observadas mudanças nas perdas dos retificadores. Esse comportamento faz total sentido já que ele apenas tem contato com o *link DC* e a rede elétrica, e ambos permaneceram inalterados.

## 4.6 Variação de tensão no *link DC*

Diferentemente da troca da tensão na microrrede, vista na seção anterior, a troca da tenção do *link DC* afeta a eficiência tanto do conversor quanto do retificador.

Observando os gráficos da figura 4.14 verificamos que há uma diminuição das perdas no conversor com o aumento da tensão do *link DC*. Os motivos para isso são os mesmos já

discorridos na seção anterior, mas agora o *duty cycle* do *Boost* e do *Buck* no gráfico 4.14b se tornam bem próximos e é o motivo das perdas em potência negativas e positivas estarem tão próximos.

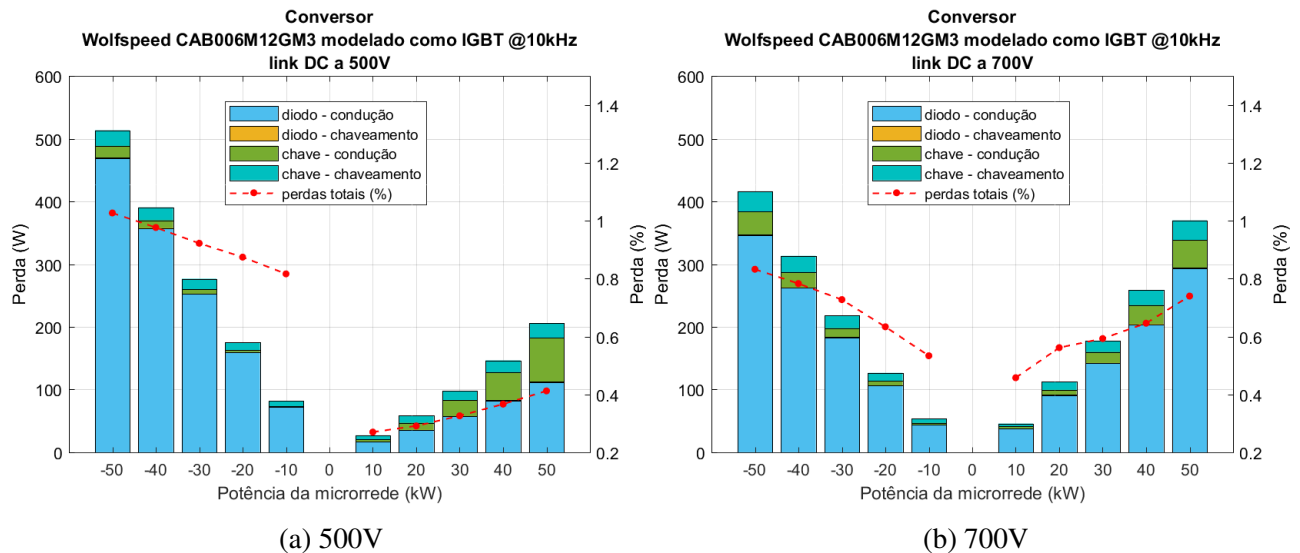


Figura 4.14: Perdas no conversor DC-DC utilizando a chave CAB006M12GM3 (MOSFET de SiC) em diferentes níveis de tensão no *link DC*

O observado nas simulações feitas com o retificador foi um pouco diferente. No geral, a 500V temos melhor desempenho em potências negativas, mas nas potências positivas temos um melhor desempenho a 700V.

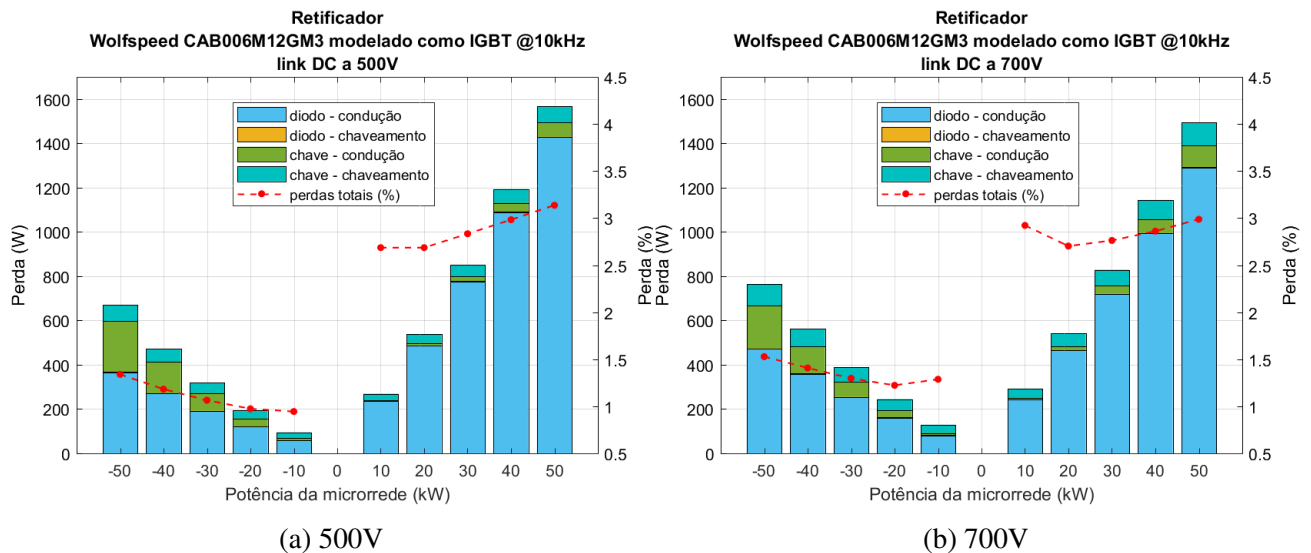


Figura 4.15: Perdas no retificador AC-DC utilizando a chave CAB006M12GM3 (MOSFET de SiC) em diferentes níveis de tensão no *link DC*

O motivo disso também é o controle das chaves somado ao caminho que a corrente percorre. Veja como nas potências negativas as perdas por condução nas chaves sempre são

maiores no gráfico de 500V comparado a mesma potência no gráfico de 700V, mas sempre são menores nas potências positivas. Enquanto isso as perdas por condução nos diodos seguem a tendência contrária.

As perdas por condução nos diodos, por serem bem mais expressivas no MOSFET testado, é o fator que acaba determinando a ocasião mais vantajosa.



# Capítulo 5

## Conclusões

A geração distribuída já é uma realidade e seu uso já é até mesmo regulamentado pelas concessionárias de energia elétrica no Brasil. Infelizmente ela ainda está num estágio bem inicial e as soluções oferecidas são bem simples, não utilizando todo o potencial que uma implementação um pouco mais elaborada pode oferecer.

O uso de microrredes, especialmente microrredes DC, não só oferece uma solução para a integração da geração distribuída a infraestrutura atual como também é uma boa alternativa para revermos como utilizamos a energia elétrica.

No entanto, a implementação de uma microrrede não vem sem seus desafios e soluções devem ser estudadas para obtermos o melhor desse sistema. Muitos fatores ditam o quão eficiente um sistema como o proposto será, e a combinação desses diferentes fatores geram um conjunto de possibilidades muito grande.

Com isso em mente, esse trabalho buscou analisar quais os impactos que diferentes escolhas na implementação de uma microrrede DC teriam nas mais comuns fontes de perda em chaves estáticas.

### 5.1 Considerações Finais

Algumas respostas aqui obtidas são intuitivas. É claro que uma chave que comuta mais lentamente, uma maior frequência de chaveamento ou se adicionar mais um componente no caminho da corrente aumentam as perdas do sistema.

A questão é o quão melhor ou pior a solução atual é em relação as alternativas, pois existem inúmeras restrições que aqui não foram consideradas mas num projeto real seriam indispensáveis. O custo financeiro, o tamanho da solução, o controle de temperatura, os níveis de tensão e outras questões não foram abordadas aqui.

Ainda não existem normas ou boas práticas para um projeto como esse e, mesmo se não houvessem restrições ao projeto, a adoção das práticas mais vantajosas aqui verificadas talvez não sejam o melhor caminho a se tomar. O aumento da tensão na microrrede performa melhor, mas se dentro da microrrede ser necessário o uso de vários conversores *buck* para se conseguir utilizar a rede, é perdido o propósito de se ter um ambiente DC.

## 5.2 Propostas de Continuidade

Esse trabalho explorou alguns fatores que afetam a eficiência desse sistema, e de chaves estáticas no geral, mas ainda existem muitos outros que mereciam atenção como:

- Diferentes aplicações de PWM;
- *Soft Switching*;
- Frequências de chaveamento na ordem dos megahertz;
- Perdas nos itens passivos;
- Uso de chaves discretas em série;
- Uso de chaves discretas em paralelo;
- Influência da dissipação de calor;
- Uso de MOSFETs de GaN;
- Diferentes topologias de conversores;
- Impacto de outras topologias multiníveis.

O desenvolvimento de métodos para o cálculo de outras fontes de perdas não calculadas pelo PSIM e a adição de uma segunda tensão DC dentro da microrrede para uso por dispositivos de menor consumo (cerca de 48V, como já proposto em alguns artigos) também seria de grande valia.

Por último, seria interessante a validação dos modelos contra experimentos em laboratório. Os modelos aqui desenvolvidos confiam em demasia na acurácia do funcionamento e cálculo de perdas do *thermal module* do PSIM.



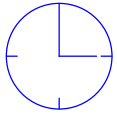
# Bibliografia

- [1] Reza Iravani Amirnaser Yazdani. *VOLTAGE-SOURCED CONVERTERS IN POWER SYSTEMS*. John Wiley & Sons, Inc., 111 River Street, Hoboken, NJ, 2010.
- [2] N. O. Andersen. On the calculation of filter coefficients for maximum entropy spectral analysis. *Geophysics*, 39:69–72, 1974.
- [3] ANEEL. Geração Distribuída - ANEEL. <https://www.aneel.gov.br/geracao-distribuida>. (acessado: 28.07.2021).
- [4] A. Arulampalam, M. Barnes \*, A. Engler, A. Goodwin, and N. Jenkins. Control of power electronic interfaces in distributed generation microgrids. *International Journal of Electronics*, 91(9):503–523, September 2004.
- [5] Dushan Boroyevich, Igor Cvetković, Dong Dong, Rolando Burgos, Fei Wang, and Fred Lee. Future electronic power distribution systems a contemplative view. In *2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, pages 1369–1380, 2010.
- [6] P. Chiradeja. Benefit of Distributed Generation: A Line Loss Reduction Analysis. In *2005 IEEE/PES Transmission Distribution Conference Exposition: Asia and Pacific*, pages 1–5, 2005.
- [7] ENEL. Conexão de micro e minigeração distribuída ao sistema elétrico da enel distribuição ceará / enel distribuição goiás/ enel distribuição rio Distribuída - Especificação Técnica no. 122 - ENEL. (acessado: 09.09.2021).
- [8] A. Gohari, E. Afjei, H. Torkaman, and A. Mosallanejad. Minimizing switching losses in cascaded multilevel inverters by proper switching array selection. In *2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, pages 432–436, February 2018.
- [9] R.H. Lasseter and P. Paigi. Microgrid: A conceptual solution. In *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, volume 6, pages 4285–4290 Vol.6, 2004.
- [10] LASSETER R., AKHIL A., MARNAY C., STEPHENS J., DAGLE J., GUTTROMSON R., Meliopoulos A. S., Yinger R., and Eto. White paper on integration of distributed energy resources. *CERTS - Consortium for Electric Reliability Technology Solutions*, 2002.
- [11] S. Li, Y. Chen, H. Liu, R. Huang, Q. Liu, and S. Bai. Simulation, Fabrication and Characterization of 3300v/10a 4h-SiC Power DMOSFETs. In *2018 15th China International Forum on Solid State Lighting: International Forum on Wide Bandgap Semiconductors China (SSLChina: IFWS)*, pages 1–4, October 2018.
- [12] I. Omura, W. Saito, T. Domon, and K. Tsuda. Gallium Nitride power HEMT for high switching frequency power electronics. In *2007 International Workshop on Physics of Semiconductor Devices*, pages 781–786, December 2007.

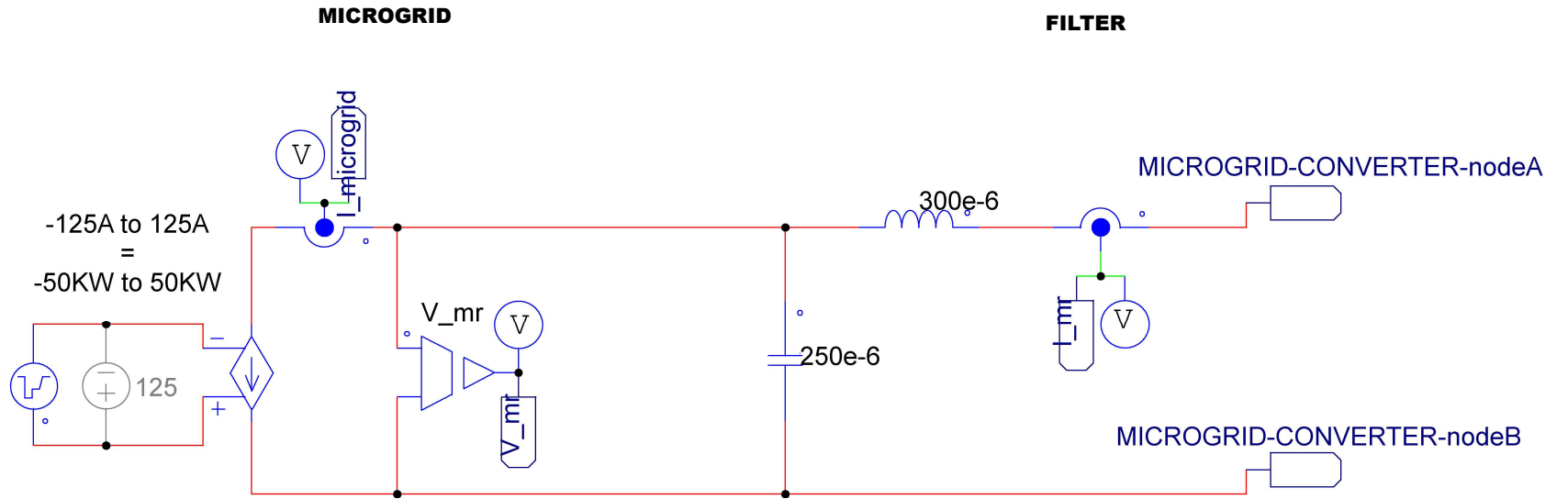
- [13] Wang Pengfei, Chu Wenqiang, and Qi Taian. Comparison of major PWM methods from the aspect of the system efficiency of machine drive system. In *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1–4, 2019.
- [14] POWERSIM. Thermal Module | PSIM | Powersim, Inc. <https://powersimtech.com/products/psim/thermal/>.
- [15] H.B. Puttgen, P.R. MacGregor, and F.C. Lambert. Distributed generation: Semantic hype or the dawn of a new era? *IEEE Power and Energy Magazine*, 1(1):22–29, 2003.
- [16] Ian Richardson, Murray Thomson, David Infield, and Conor Clifford. Domestic electricity use: A high-resolution energy demand model | Elsevier Enhanced Reader.
- [17] K. Shenai, R. S. Scott, and B. J. Baliga. Optimum semiconductors for high-power electronics. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 36(9):1811–1823, September 1989.
- [18] H. Shin, K. Lee, J. Choi, S. Seo, and J. Lee. Power loss comparison with different PWM methods for 3L-NPC inverter and 3L-T type inverter. In *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, pages 1322–1327, 2014.
- [19] Carl L. Sulzberger. Triumph of AC. 2. The battle of the currents. *IEEE Power and Energy Magazine*, 1(4):70–73, 2003.
- [20] Li Wang, Qianlai Zhu, Wensong Yu, and Alex Q. Huang. A medium voltage bidirectional DC-DC converter combining resonant and dual active bridge converters. In *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 1104–1111, 2015.

## **Apêndice A**

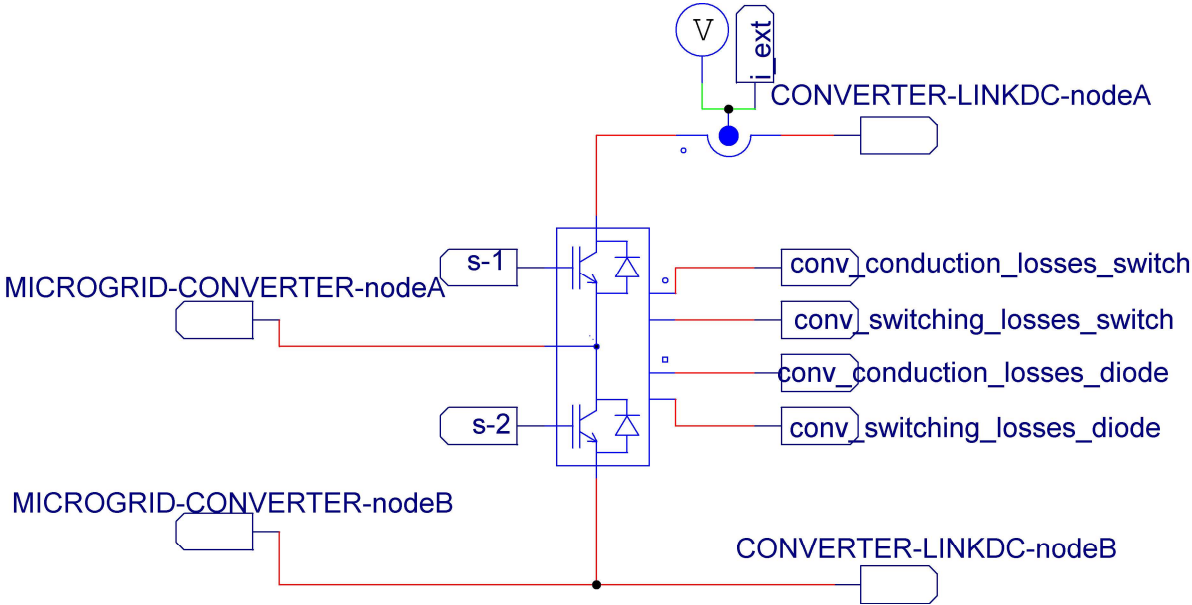
### **Plataforma de simulações no PSIM**



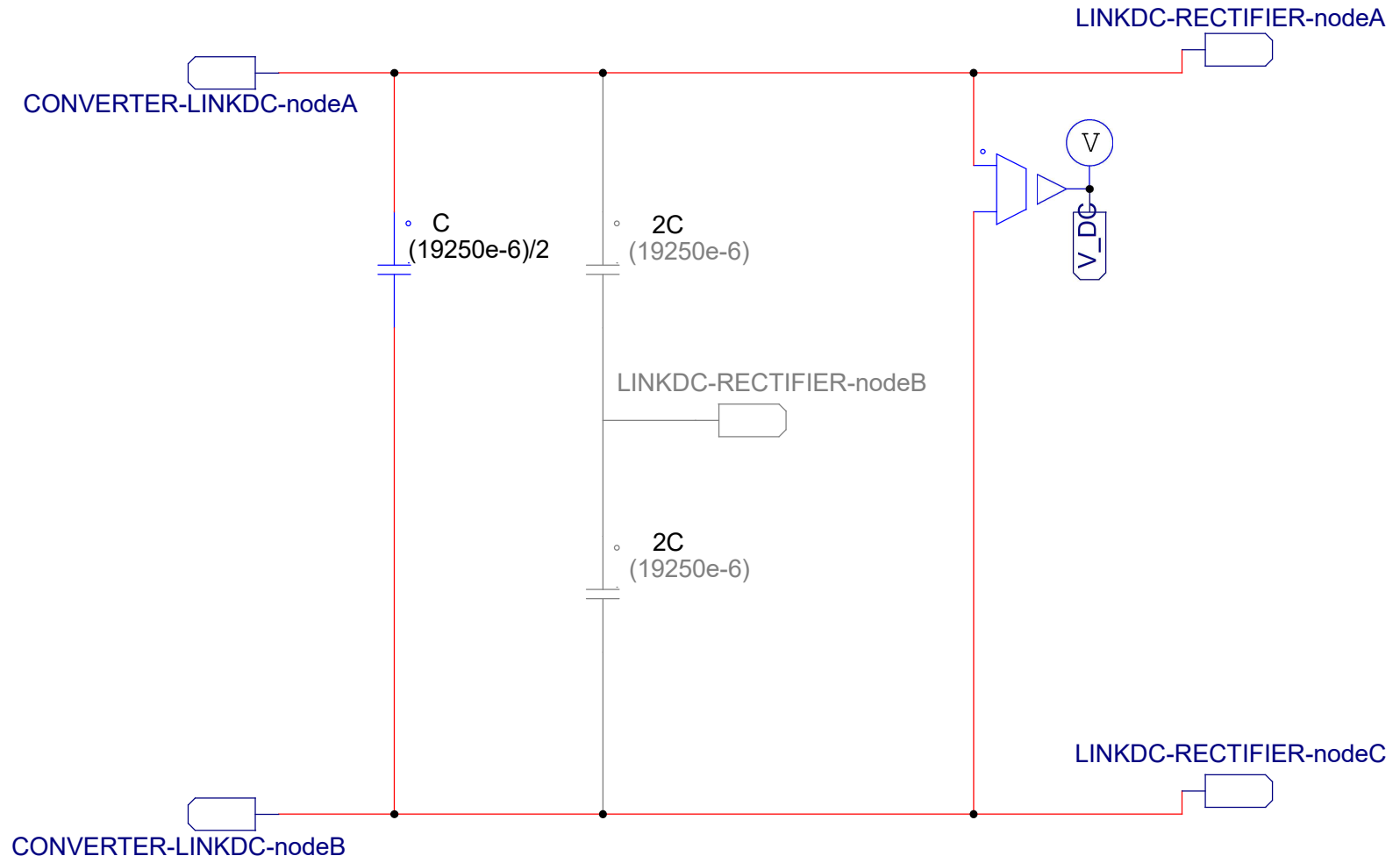
**PARAMETERS**



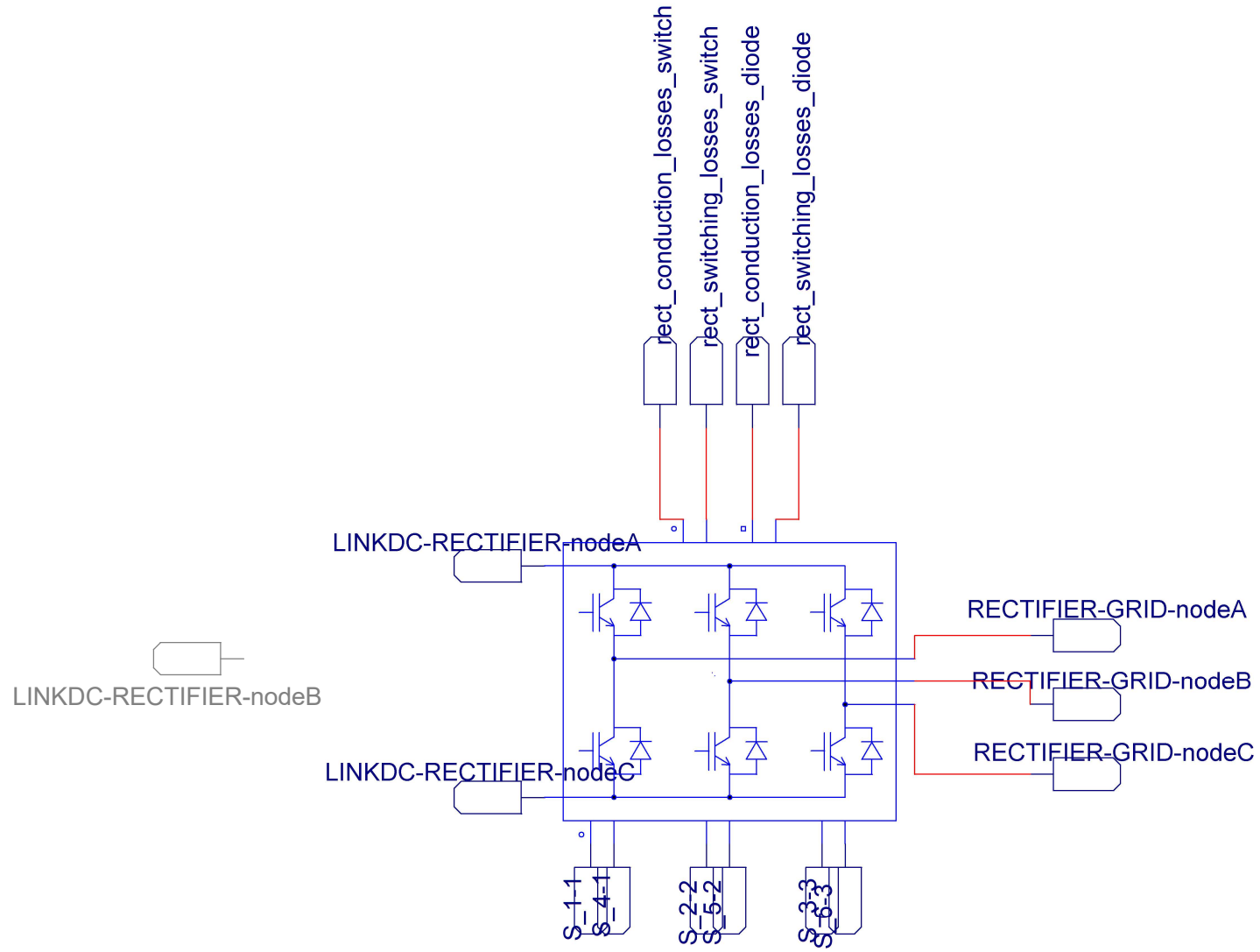
**CONVERTER**



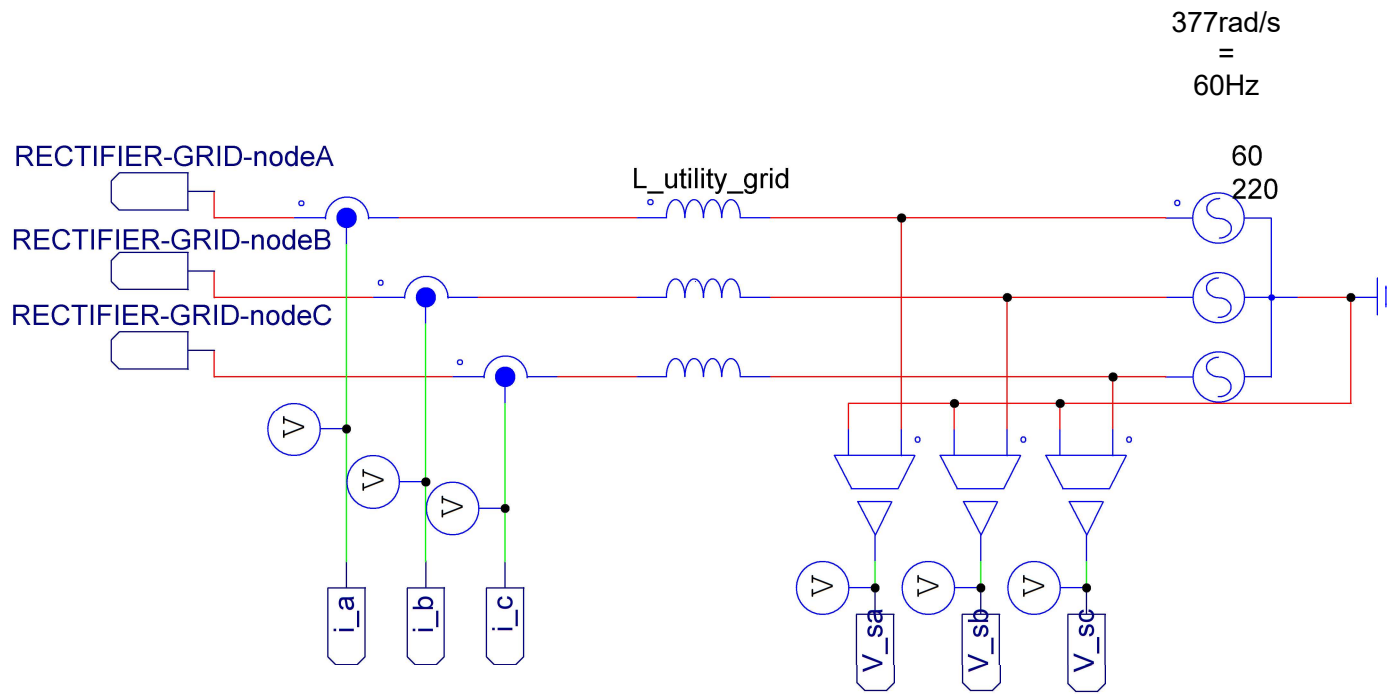
**DC LINK**



# INVERTER

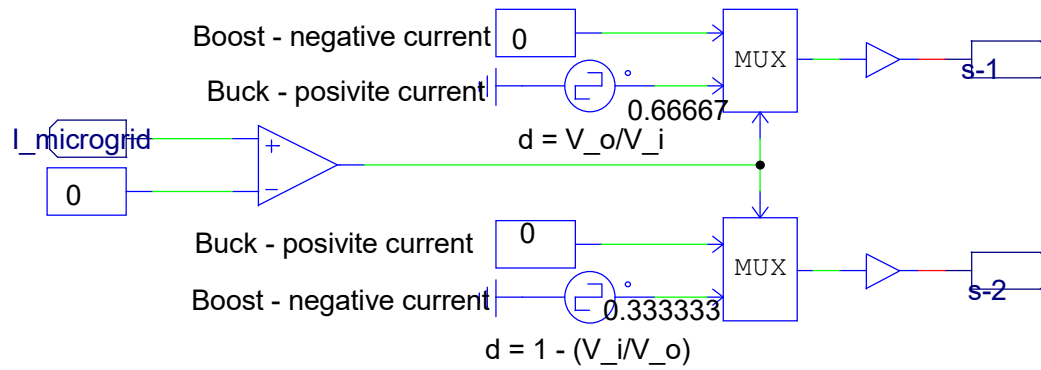


# UTILITY GRID

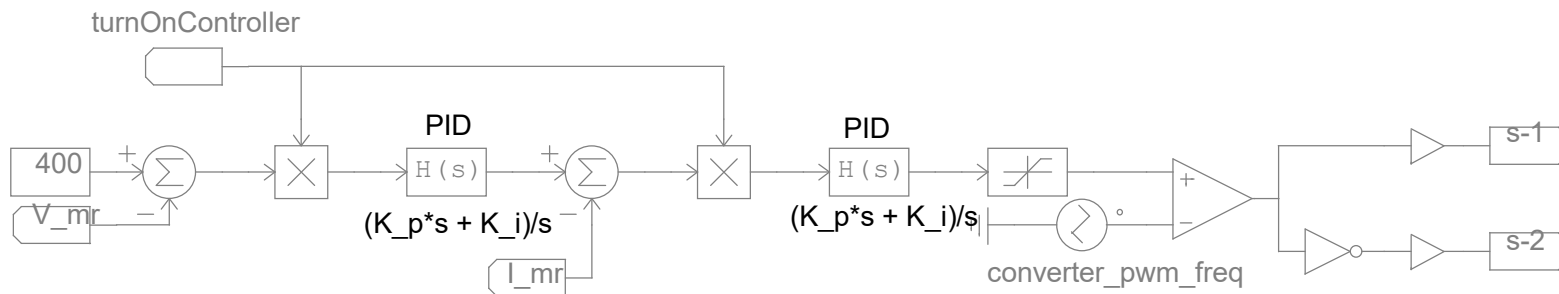




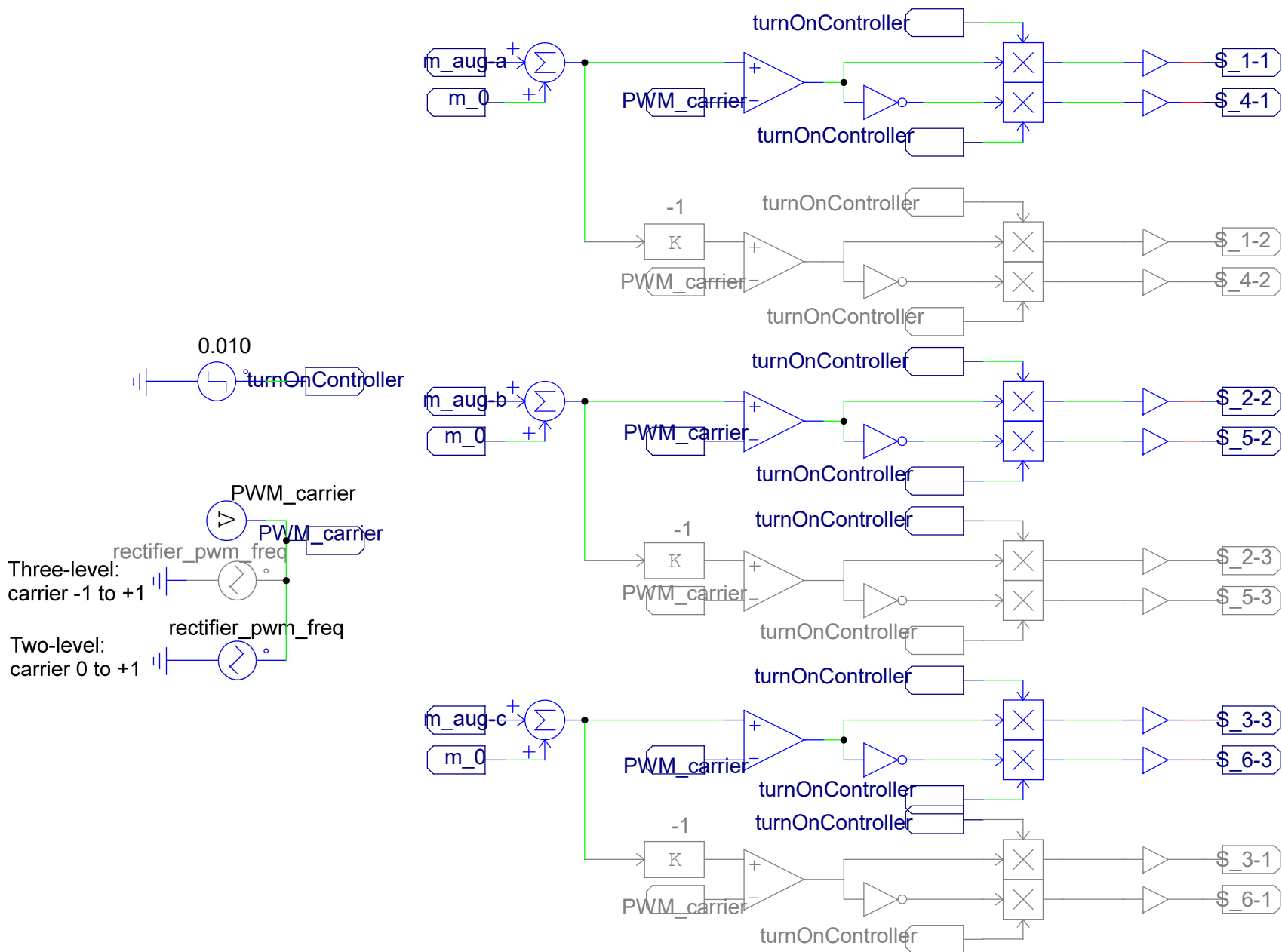
**MICROGRID VOLTAGE CONTROLLER  
FIXED**



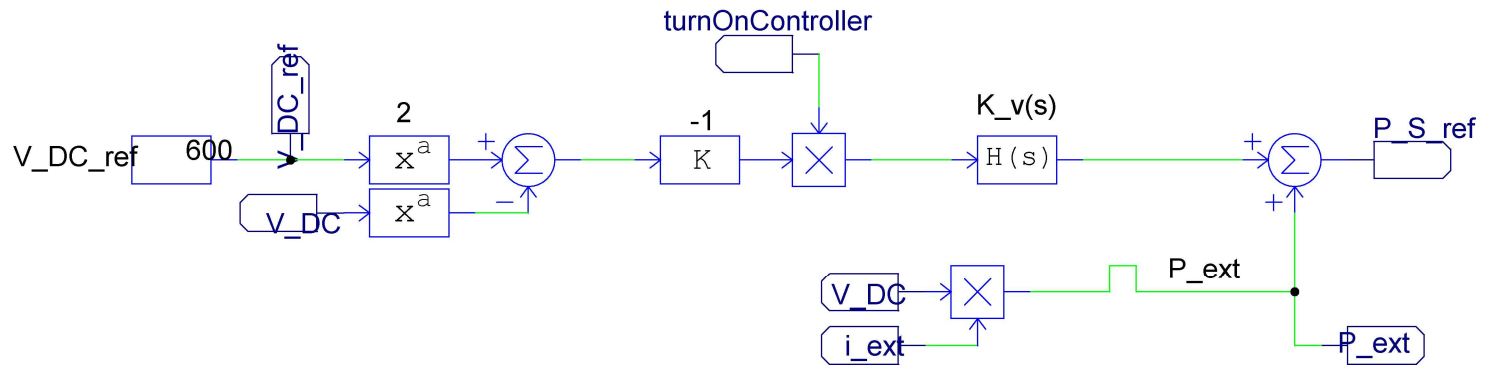
**MICROGRID VOLTAGE CONTROLLER  
CONTROLLED**



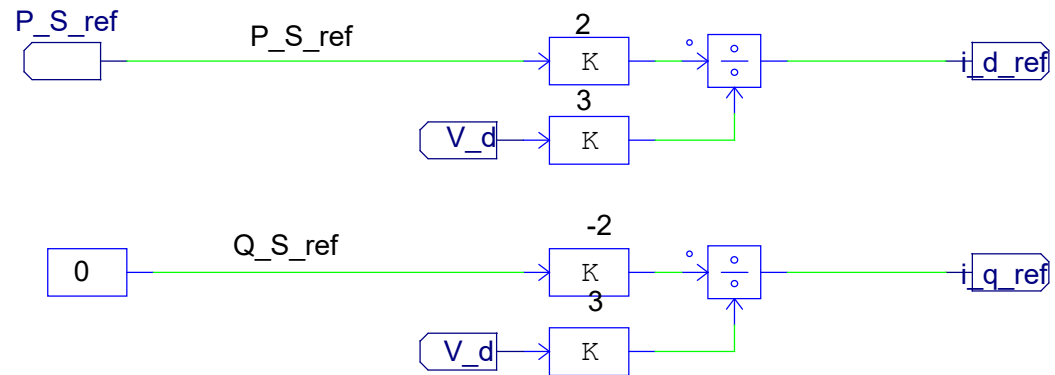
### RECTIFIER PWM



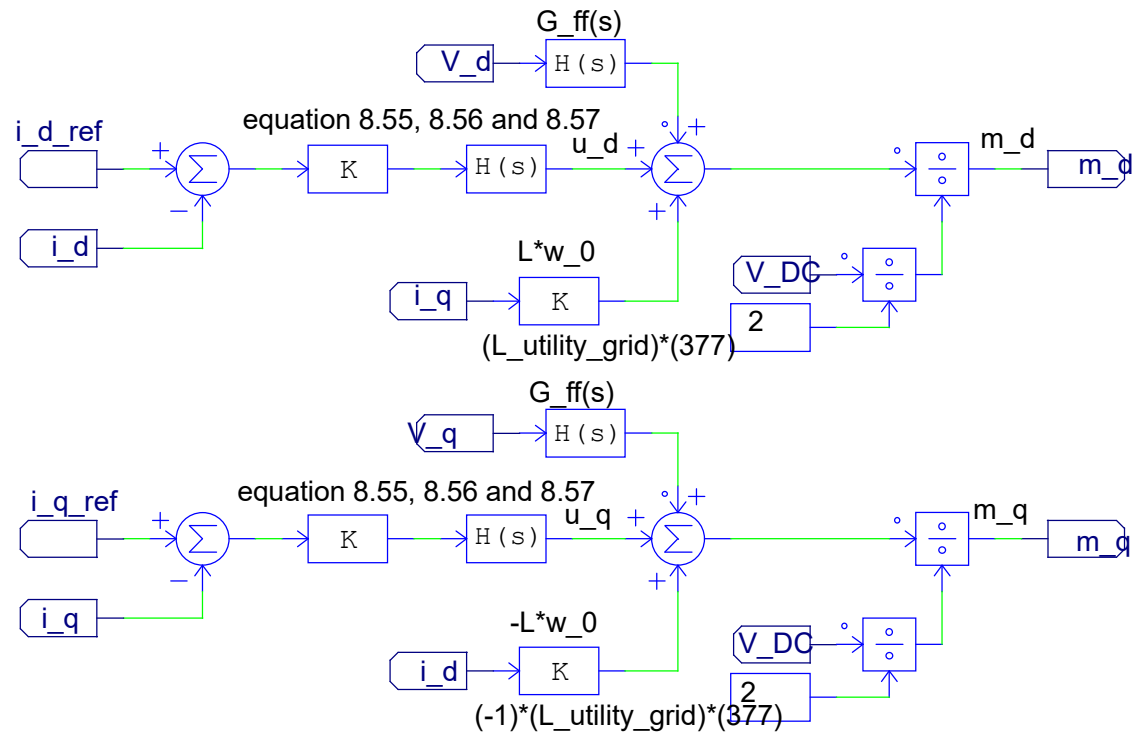
**DC BUS VOLTAGE CONTROLLER**  
maintains dc link voltage



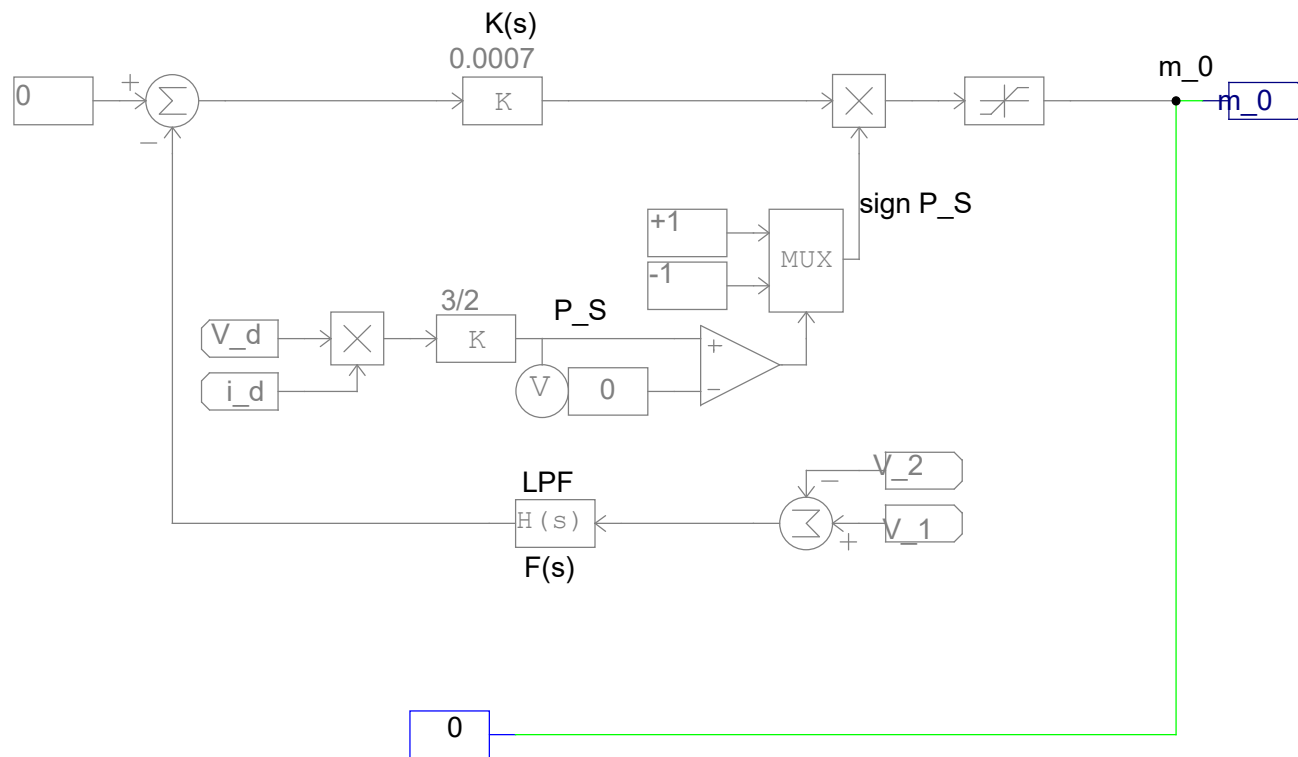
**REFERENCE SIGNAL GENERATOR**  
calculates reference current to the rectifier's current controller



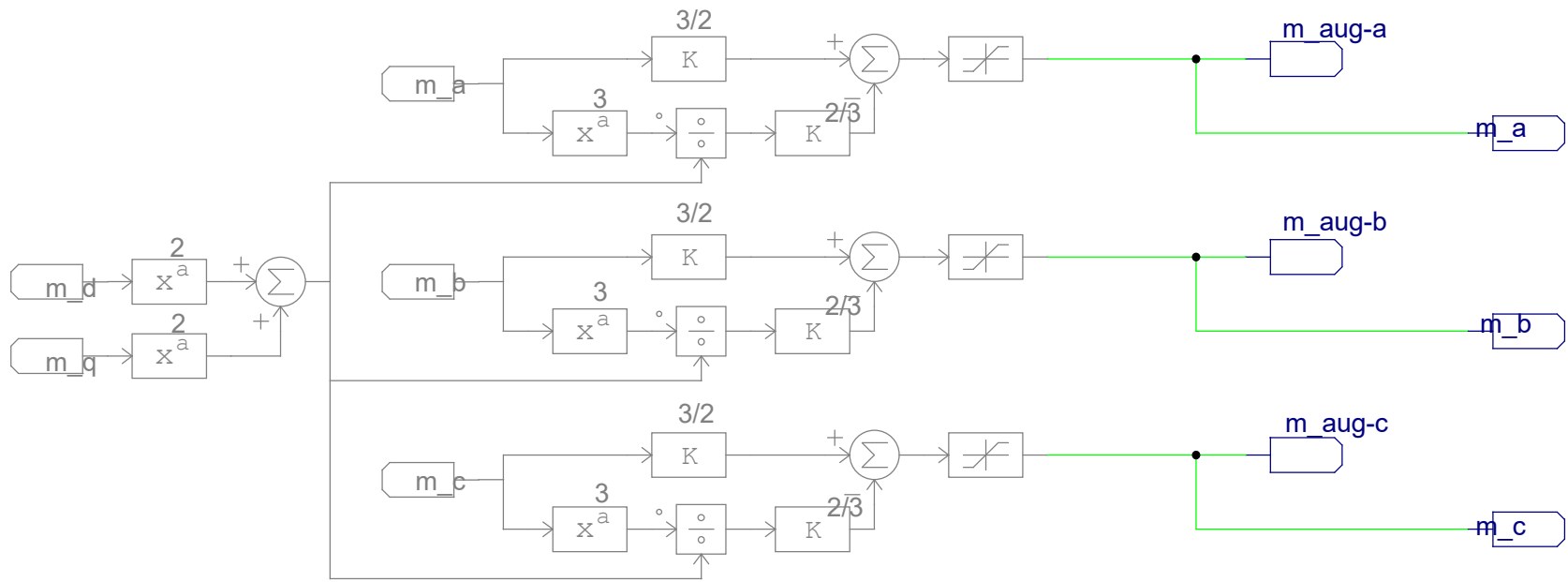
**COMPENSATORS DQ-FRAME**  
**rectifier current controller**



**DC VOLTAGE BALANCER**  
keeps the voltages in the dc link capacitors equal  
used for multi-level rectifiers

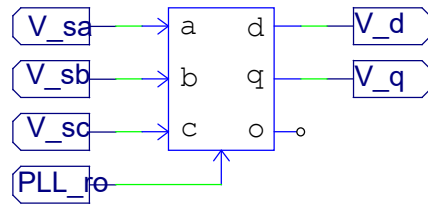


**THIRD-HARMONIC INJECTION**  
**optional**

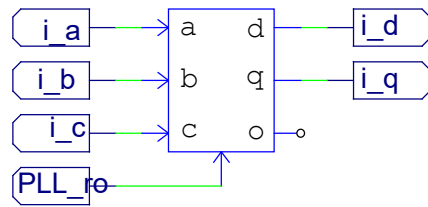
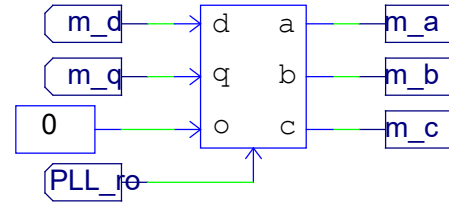


## TRANSFORMATIONS

**abc-dq**

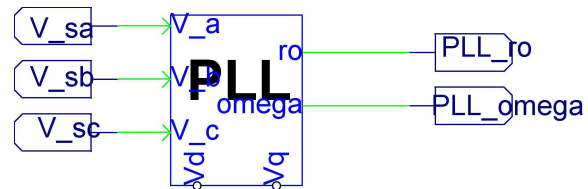


**dq-abc**

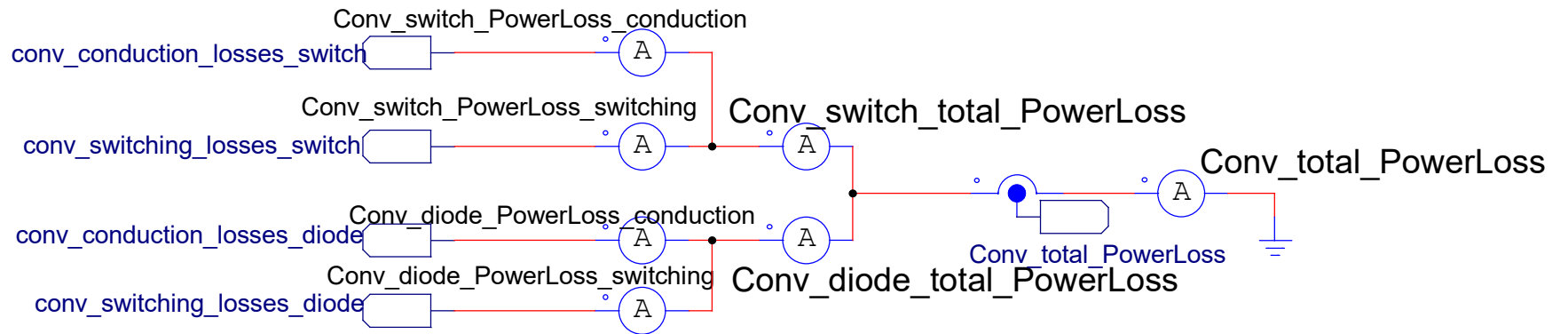
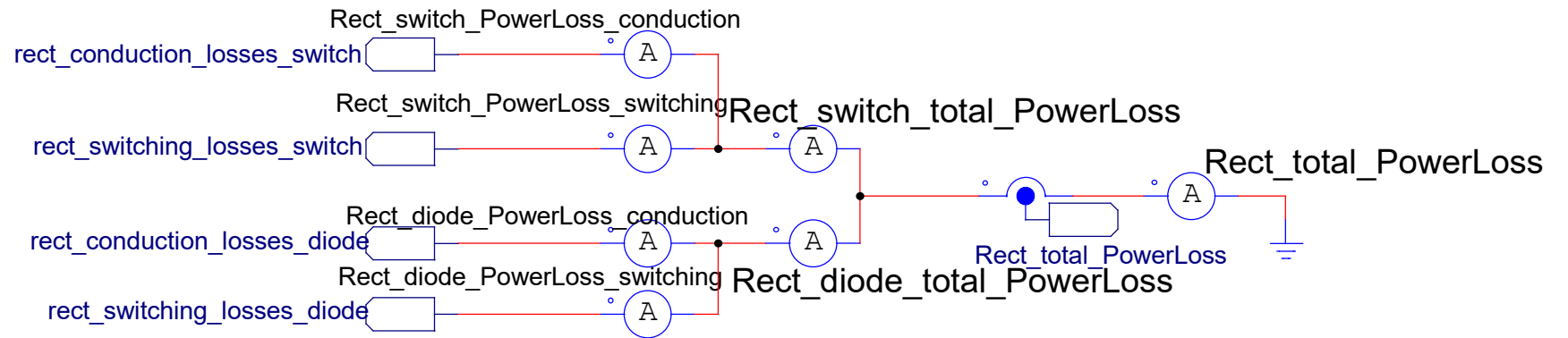


## SYNCHRONIZATION MECHANISM

### PLL

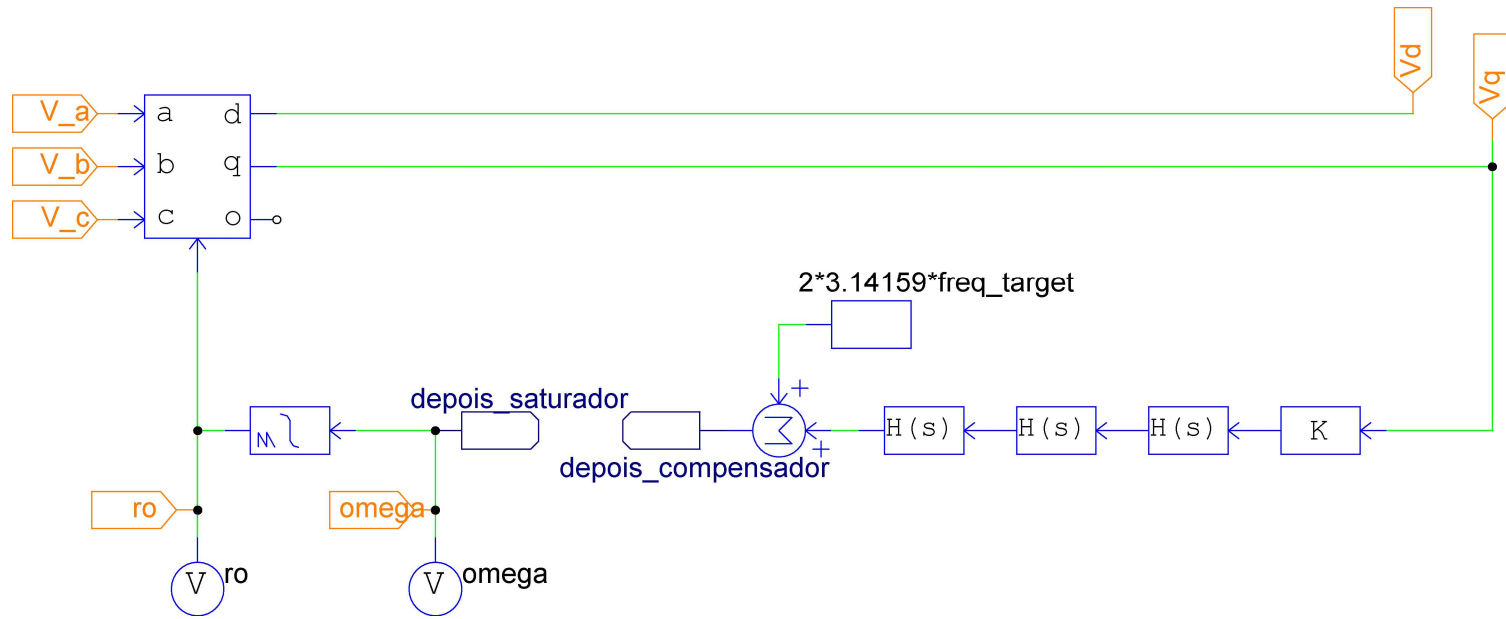


## LOSSES





### PLL block



### SATURADOR

