



Universidade Federal de Ouro Preto  
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas  
Departamento de Engenharia Elétrica



## **Trabalho de Conclusão de Curso**

# **Compensador Ativo de Potência Reativa Aplicado à Partida de Motores de Indução**

**Rodrigo Figueiredo Assis**

João Monlevade, MG  
2021

**Rodrigo Figueiredo Assis**

# **Compensador Ativo de Potência Reativa Aplicado à Partida de Motores de Indução**

Trabalho de Conclusão de curso apresentado à Universidade Federal de Ouro Preto como parte dos requisitos para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica pelo Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas.  
Orientador: Prof. Dr. Carlos Henrique da Silva

**Universidade Federal de Ouro Preto  
João Monlevade  
2021**

## SISBIN - SISTEMA DE BIBLIOTECAS E INFORMAÇÃO

A848c Assis, Rodrigo Figueiredo .  
Compensador ativo de potência reativa aplicado à partida de motores de indução. [manuscrito] / Rodrigo Figueiredo Assis. - 2021.  
57 f.: il.: color., tab..

Orientador: Prof. Dr. Carlos Henrique da Silva.  
Monografia (Bacharelado). Universidade Federal de Ouro Preto.  
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas. Graduação em Engenharia Elétrica .

1. Energia elétrica - Consumo. 2. Eletrônica de potência. 3. Motores elétricos de indução. 4. Tensão - Concentração . I. Silva, Carlos Henrique da. II. Universidade Federal de Ouro Preto. III. Título.

CDU 621.3

Bibliotecário(a) Responsável: Flavia Reis - CRB6-2431



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO  
UNIVERSIDADE FEDERAL DE OURO PRETO  
REITORIA  
INSTITUTO DE CIÊNCIAS EXATAS E APLICADAS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA



FOLHA DE APROVAÇÃO

Rodrigo Figueiredo Assis

Compensador Ativo de Potência Reativa Aplicado à Partida de Motores de Indução

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Ouro Preto como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista

Aprovada em 09 de novembro de 2011

Membros da banca

Dr - Carlos Henrique da Silva - Orientador(a) Universidade Federal de Ouro Preto  
Dr- Juan Carlos Galvis Manso - Universidade Federal de Ouro Preto  
Dr - Carlos Henrique Nogueira de Resende Barbosa - Universidade Federal de Ouro Preto

Carlos Henrique da Silva, orientador do trabalho, aprovou a versão final e autorizou seu depósito na Biblioteca Digital de Trabalhos de Conclusão de Curso da UFOP em 20/12/2021



Documento assinado eletronicamente por **Carlos Henrique da Silva, PROFESSOR DE MAGISTERIO SUPERIOR**, em 20/12/2021, às 15:29, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site [http://sei.ufop.br/sei/controlador\\_externo.php?acao=documento\\_conferir&id\\_orgao\\_acesso\\_externo=0](http://sei.ufop.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0), informando o código verificador **0261061** e o código CRC **60A1D614**.

# Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus por ter me dado a oportunidade de ter chegado até este momento, próximo à conclusão do curso de Engenharia Elétrica. À minha família, por sempre ter sido minha base, por terem moldado meu caráter e por todo apoio durante esses anos de curso. À minha esposa, por me acompanhar e apoiar durante essa jornada. Aos meus grandes amigos, por estarem ao meu lado em todos os momentos.

Agradeço de forma especial ao meu orientador, Dr. Carlos Henrique da Silva, por compartilhar comigo um pouco do seu grande conhecimento, por me guiar pelo caminho do aprendizado na elaboração deste trabalho de conclusão de curso e por todos os conselhos durante o desenvolvimento deste trabalho.

*"O importante é não parar de questionar. A curiosidade tem a sua própria razão para existir."*

*– Albert Einstein*

# Resumo

O aumento cada mais vez significativo no consumo de energia elétrica, exige soluções que envolvam melhora da qualidade da energia e eficiência dos equipamentos. Um problema comum que envolve transitórios é o acionamento direto de motores de indução, que são capazes de provocar afundamentos de tensão devido à elevada corrente de partida. Este trabalho apresenta um método para compensar a parcela de potência reativa da corrente de partida de motores de indução, reduzindo os efeitos no afundamento de tensão e minimizando a necessidade de superdimensionamento dos sistemas. A metodologia utilizada consiste na simulação, utilizando o *simulink*, de um compensador ativo e aplicação em uma fonte de tensão, que simula uma barra, além de um grupo diesel. Os resultados obtidos com compensador ativo são comparados a compensação realizada com banco de capacitores.

**Palavras-chave:** Partida de Motores de Indução. Compensador de Potência Reativa. Afundamento de Tensão.

# Abstract

The increasingly significant increase in electricity consumption requires solutions that involve improving energy and equipment efficiency. A common problem involving transients is the direct drive of induction motors, which are capable of causing voltage dips due to the high inrush current. This work presents a method to compensate a portion of reactive power from the induction motors starting current, the effects on voltage sag and minimizing the need for oversizing the systems. The application consists of the simulation, using the textit simulink, of an active compensator and application to a voltage source, which simulates a bus, in addition to a diesel group. The results obtained with active compensator are compared to, obtained with capacitor bank compensation.

**Keywords:** Induction Engine Start. Reactive Power Compensator. Voltage sag.

# Lista de ilustrações

Figura 2.1 – Modelo de um transformador para um motor de indução. . . . .	4
Figura 2.2 – Escorregamento durante a partida e degrau de carga. . . . .	5
Figura 2.3 – Reatância indutiva em função da frequência e escorregamento. . . . .	6
Figura 2.4 – Tipos de conversores na eletrônica de potência. . . . .	7
Figura 2.5 – Circuito conversor ativo trifásico. . . . .	8
Figura 2.6 – Circuito gerador de sinal PWM. . . . .	8
Figura 2.7 – Sinal PWM - Pulse Width Modulation. . . . .	9
Figura 2.8 – Circuito gerador de sinal SPWM. . . . .	9
Figura 2.9 – Sinal SPWM - Sinusoidal Pulse Width Modulation. . . . .	10
Figura 2.10 – Comparador com banda de histerese. . . . .	11
Figura 2.11 – Curva de histerese. . . . .	12
Figura 2.12 – Sinal PWM gerado pelo controle por histerese. . . . .	12
Figura 2.13 – Transformação do sinal ABC para $\alpha\beta 0$ . . . . .	13
Figura 2.14 – Transformação do sinal ABC para $dq0$ . . . . .	14
Figura 2.15 – Transformação do sinal $\alpha\beta 0$ para $dq0$ . . . . .	15
Figura 2.16 – Representação de uma máquina síncrona ideal. . . . .	15
Figura 2.17 – Transformação do sinal trifásico de corrente para $\alpha\beta 0$ e $dq0$ . . . . .	17
Figura 2.18 – Filtragem direta de correntes ABC e utilizando sistema de coordenadas $dq0$ . . . . .	19
Figura 2.19 – Característica de afundamento de tensão. . . . .	20
Figura 2.20 – Circuito PLL implementado a partir da transformada de <i>Clarke</i> . . . . .	21
Figura 3.1 – Circuito simplificado proposto. . . . .	23
Figura 3.2 – Linha do tempo da simulação na barra . . . . .	24
Figura 3.3 – Bloco de fonte de tensão no simulink. . . . .	24
Figura 3.4 – Bloco de impedância trifásica no simulink. . . . .	25
Figura 3.5 – Grupo diesel utilizado. . . . .	26
Figura 3.6 – Correntes de partida do motor de indução decomposta em parcelas ativas de reativas. . . . .	27
Figura 3.7 – Bloco de máquina de indução no simulink. . . . .	28
Figura 3.8 – Simulação: circuito conversor. . . . .	30
Figura 3.9 – Simulação: sinais de corrente e tensão na saída do conversor. . . . .	31
Figura 3.10 – Simulação: corrente de saída com 15 Hz. . . . .	31
Figura 3.11 – Simulação: corrente de saída com 30 Hz. . . . .	32
Figura 3.12 – Simulação: corrente de saída com 60 Hz. . . . .	32
Figura 3.13 – Simulação: degrau na corrente de 1 A para 4 A. . . . .	33
Figura 3.14 – Simulação: degrau na corrente de 4 A para 1 A. . . . .	33

Figura 3.15–Simulação: deslocamento de cento e oitenta graus na fase. . . . .	34
Figura 3.16–Bloco controlador com histerese. . . . .	35
Figura 3.17–Fluxograma do algoritmo criado. . . . .	35
Figura 3.18–Bloco regulador de tensão linkDC . . . . .	36
Figura 3.19–Fluxograma regulador de tensão linkDC . . . . .	37
Figura 3.20–Regulagem da tensão do linkDC . . . . .	38
Figura 4.1 – Diagrama unifilar da partida sem compensação de potência reativa . . .	39
Figura 4.2 – Corrente aparente do motor sem compensação de potência reativa . . .	40
Figura 4.3 – Corrente reativa do motor sem compensação de potência reativa . . . .	40
Figura 4.4 – Corrente ativa do motor sem compensação de potência reativa . . . . .	41
Figura 4.5 – Tensão da barra sem compensação de potência reativa . . . . .	41
Figura 4.6 – Tempo de partida dos motores sem compensação de potência reativa . .	42
Figura 4.7 – Diagrama unifilar da partida com compensador estático . . . . .	42
Figura 4.8 – Corrente aparente do motor com compensador estático . . . . .	43
Figura 4.9 – Corrente reativa do motor com compensador estático . . . . .	43
Figura 4.10–Corrente ativa do motor com compensador estático . . . . .	44
Figura 4.11–Tensão da barra com compensador estático . . . . .	44
Figura 4.12–Tempo de partida dos motores com compensador estático . . . . .	45
Figura 4.13–Diagrama unifilar da partida com compensador ativo . . . . .	45
Figura 4.14–Corrente aparente do motor com compensador ativo . . . . .	46
Figura 4.15–Corrente aparente do motor com compensador ativo . . . . .	47
Figura 4.16–Corrente aparente do motor com compensador ativo . . . . .	47
Figura 4.17–Tensão da barra com compensador ativo . . . . .	48
Figura 4.18–Tempo de partida dos motores com compensador ativo . . . . .	48
Figura 4.19–Diagrama unifilar da partida utilizando grupo diesel sem compensação de potência reativa . . . . .	49
Figura 4.20–Tensão terminal e do gerador e corrente do motor sem compensação de potência reativa . . . . .	49
Figura 4.21–Tempo de partida do motor sem compensação de potência reativa . . .	50
Figura 4.22–Diagrama unifilar da partida utilizando grupo diesel com compensador ativo . . . . .	50
Figura 4.23–Tensão terminal do gerador e corrente do motor com compensador ativo	51
Figura 4.24–Tempo de partida do motor com compensador ativo . . . . .	51

# Lista de tabelas

Tabela 3.1 – Parâmetros da fonte de tensão. . . . .	25
Tabela 3.2 – Parâmetros da impedância trifásica. . . . .	25
Tabela 3.3 – Parâmetros do gerador à diesel. . . . .	26
Tabela 3.4 – Dados dos motores que serão utilizados na simulação. . . . .	27
Tabela 3.5 – Entradas e saídas do bloco de controle de corrente. . . . .	29
Tabela 3.6 – Entradas e saídas do bloco de controle de corrente. . . . .	34
Tabela 3.7 – Entrada e saídas do bloco de regulação de tensão. . . . .	37
Tabela 4.1 – Base de tensão e potência de cada simulação. . . . .	39

# Lista de abreviaturas e siglas

<i>ANEEL</i>	Agência Nacional de Energia Elétrica
$A_{sin}$	Amplitude da onda senoidal
$A_{sin}$	Amplitude da onda triangular
$\beta_m$	Início do pulso do sinal PWM - borda de subida
<i>C</i>	Capacitância
<i>CAT</i>	Certidão de Acervo Técnico
<i>CorrenteAparente</i>	Valor total da corrente, composto pelas parcelas ativa e reativa
<i>CorrenteAtiva</i>	Parcela da corrente que corresponde à potência ativa
<i>CorrenteReativa</i>	Parcela da corrente que corresponde à potência reativa
<i>CSI</i>	Inversor fonte de corrente
$\delta_m$	Final do pulso do sinal PWM - borda de decida
$E_R$	Tensão induzida no rotor no momento da partida
$E_{Rs}$	Tensão induzida no rotor em função do escorregamento
$f$	Frequência
$f_2$	Frequência máxima induzida no rotor
$f_{2s}$	Frequência real induzida no rotor em função do escorregamento
<i>HB</i>	Largura de banda do sinal em histerese
$i$	Corrente de saída do conversor
<i>IEEE</i>	Institute of Electrical and Electronic Engineers
$i^*$	Corrente de referência
$I_c$	Corrente do capacitor
$I_d$	Corrente de eixo direto
$I_{nc}$	Corrente nominal do capacitor
$I_q$	Corrente de eixo em quadratura

$LinkDC$	Tensão na parte contínua do conversor
$M$	Índice de modulação
$n$	Velocidade do rotor
$n_1$	Velocidade síncrona
$p$	Número de polos
$PWM$	Modulação por largura de pulsos
$RPM$	Rotações por minuto
$SPWM$	Modulação senoidal por largura de pulsos
$Q_c$	Potência reativa do capacitores
$s$	Escorregamento
$SIN$	Sistema Interligado Nacional
$SEPN$	Sistema Elétrico de Potência
$S_{abc}$	Sinal no sistema de coordenadas abc
$S_{\alpha\beta 0}$	Sinal no sistema de coordenadas de <i>Clarke</i>
$S_{dq0}$	Sinal no sistema de coordenadas <i>Park</i>
$TC$	Transformador de corrente
$TP$	Transformador de potencial
$VSI$	Inversor fonte de tensão
$V_F$	Tensão de fase
$X_L$	Reatância indutiva
$X_R$	Reatância indutiva do rotor

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
1.1	Contextualização	1
1.2	Justificativa	1
1.3	Objetivos	2
1.3.1	Objetivos Específicos	2
<b>2</b>	<b>REFERENCIAL TEÓRICO</b>	<b>3</b>
2.1	Princípio de Funcionamento de um Motor de Indução	3
2.2	Conversores	6
2.3	Controle PWM	8
2.4	Controle SPWM	9
2.5	Controle por Histerese	10
2.6	Transformações de Coordenadas - Sistemas de Clarke e Park	13
2.6.1	Transformada de Clarke	13
2.6.2	Transformada de Park	14
2.7	Compensação de Fator de Potência	17
2.8	Compensador Ativo	18
2.9	Filtragem de Sinais DQ0	18
2.10	Afundamento de Tensão - Voltage Sag	19
2.11	Phase Locked Loop - PLL	20
2.12	Dimensionamento de Geradores à Diesel	21
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA</b>	<b>23</b>
3.1	Simulação	23
3.2	Fontes de Tensão	24
3.2.1	Barramento SEP	24
3.2.2	Gerador à Diesel	25
3.3	Motores	26
3.4	Banco de Capacitores - Compensador Estático	28
3.5	Circuito Conversor - Compensador Ativo	29
3.5.1	Testes Iniciais do Conversor	31
3.5.2	Circuito de Controle	34
3.5.3	Controle do Compensador Ativo	35
3.5.4	Regulagem de Tensão do LinkDC	36
<b>4</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÃO</b>	<b>39</b>

<b>4.1</b>	<b>Simulações na Barra SEP</b> . . . . .	<b>39</b>
4.1.1	Barra SEP sem Compensação de Reativo . . . . .	39
4.1.2	Barra SEP com Compensador Estático . . . . .	42
4.1.3	Barra SEP com Compensador Ativo . . . . .	45
<b>4.2</b>	<b>Simulações no Grupo Diesel</b> . . . . .	<b>48</b>
4.2.1	Grupo Diesel sem Compensação de Reativo . . . . .	49
4.2.2	Grupo Diesel com Compensador Ativo . . . . .	50
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO E RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTU- ROS</b> . . . . .	<b>52</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	<b>54</b>

# 1 Introdução

## 1.1 Contextualização

Os motores elétricos são os principais responsáveis por movimentar a indústria, eles são utilizados em transportadores, ventiladores, bombas, compressores de ar, entre outras aplicações. Apenas em 2016, eles foram responsáveis por um consumo de 26% da energia elétrica produzida no Brasil, o equivalente à duas vezes a produção da usina nuclear de Angra I (VALORGLOBOWEG, 2019). Com isso, é de extrema importância que os motores possuam boa eficiência, garantindo um consumo consciente de energia elétrica.

Outra característica importante é que a maior parte dos motores aplicados na indústria são de indução. Isso acontece por vários fatores, entre eles, menor custo de aquisição e manutenção, robustez e simplicidade (WEG, 2021).

Os motores de indução, geralmente, compartilham de uma mesma característica: elevada corrente de partida. Por esse motivo, foram desenvolvidas várias técnicas para reduzir este problema, como por exemplo, compensadores estáticos, partidas Y- $\Delta$ , *Soft-Starters*, chaves compensadoras e até a utilização de banco de capacitores.

A proposta deste trabalho é desenvolver um conversor ativo, tipo fonte de corrente e posteriormente, utiliza-lo como um compensador de reativo. Esse compensador, será inserido em paralelo ao sistema de alimentação de motores, realizando a compensação da parcela reativa da potência absorvida por esses equipamentos durante o transitório de partida. Com esse compensador, é possível reduzir parcialmente a corrente fornecida pelo sistema para a partida de motores além de reduzir afundamentos de tensão (PACHECO, 2008). Podendo minimizar o superdimensionamento de geradores que alimentam cargas com essas características.

## 1.2 Justificativa

A grande motivação desse trabalho está na importância das aplicações da eletrônica de potência nas várias áreas de atuação de engenheiros eletricitas. Desde a geração ao consumidor final são usados dispositivos de eletrônica de potência para as mais diversas aplicações. Dessa forma, entender os princípios de funcionamento de compensadores e aplica-los em sistemas interligados e isolados, pode reduzir custos operacionais, viabilizar projetos e garantir maior eficiência no uso da energia elétrica.

## 1.3 Objetivos

O objetivo principal desse trabalho é desenvolver um conversor, tipo fonte de corrente, com controle por histerese. Utilizar esse conversor como um compensador de potência reativa, reduzindo os efeitos de afundamento de tensão observados durante a partida de motores de indução. Além de aprimorar os conhecimentos obtidos durante o curso de Engenharia Elétrica nas áreas de eletrônica de potência e máquinas elétricas.

### 1.3.1 Objetivos Específicos

- Estudar técnicas de modulação de conversores
- Entender a teoria relacionada ao controle por histerese
- Montar uma simulação, via *simulink*, do conversor
- Aplicar esse conversor em um sistema, como um compensador de potência reativa
- Simular a operação em paralelo à uma barra com baixa potência de curto circuito
- Simular a operação em paralelo à um gerador à diesel

## 2 Referencial Teórico

### 2.1 Princípio de Funcionamento de um Motor de Indução

O funcionamento de uma máquina assíncrona se baseia na interação eletromagnética do campo giratório produzido pelo estator e correntes que são induzidas no rotor. Assim, o motor de indução, ou máquina assíncrona, é análogo em determinados aspectos a um transformador. Sendo o enrolamento primário, comparado ao estator e o enrolamento secundário, comparado ao rotor (KOSTENKO; PIOTROVSKI, 1976). Quando o campo girante tem caráter senoidal, a velocidade síncrona será obtida a partir da Equação 2.1 (CHAPMAN, 2014).

$$n_1 = \frac{120f}{p} \quad (2.1)$$

Sendo:

- $n_1$  - Velocidade síncrona
- $f$  - Frequência da tensão aplicada no estator
- $p$  - Número de pólos

Além disso, as interações entre o estator e rotor, no motor de indução só são possíveis quando as velocidades do campo girante ( $n_1$ ) e do rotor ( $n$ ) são distintas (KOSTENKO; PIOTROVSKI, 1976). Isso define um dos conceitos mais importantes em um motor de indução que é o escorregamento ( $s$ ), Equação 2.2.

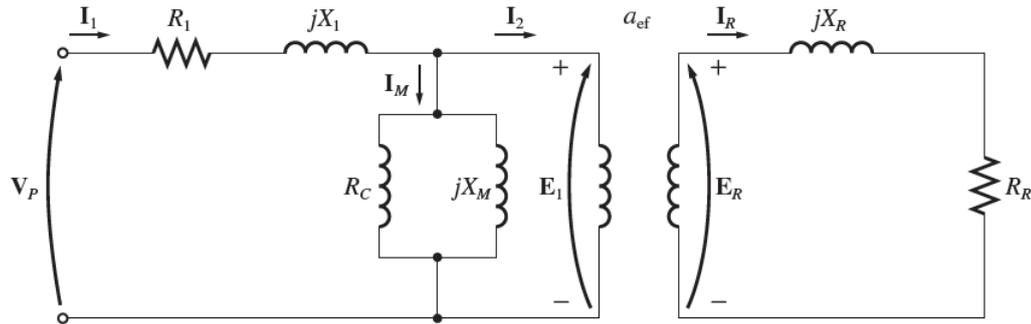
$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (2.2)$$

Sendo:

- $s$  - Escorregamento
- $n$  - Velocidade do rotor

Um detalhe importante para este trabalho está na reatância indutiva ( $jX_R$ ) do rotor, Figura 2.1. Sabe-se que a reatância indutiva é calculada conforme a Equação 2.3. Dessa forma, quanto maior for a frequência, maior a reatância indutiva. Substituindo o termo  $n_1$  na Equação 2.4, pela Equação 2.1, pode ser encontrada a relação entre a frequência do rotor  $f_2$  e a frequência do estator  $f$ .

Figura 2.1 – Modelo de um transformador para um motor de indução.



Fonte: (CHAPMAN, 2014)

$$X_L = 2\pi fL \quad (2.3)$$

Sendo:

- $X_L$  - Reatância indutiva
- $L$  - Indutância

$$f_2 = p(n_1 - n) = pn_1\left(\frac{n_1 - n}{n_1}\right) = fs \quad (2.4)$$

Sendo:

- $f_2$  - Frequência da tensão induzida no rotor

Além disso, considerando que no entreferro da máquina o fluxo é constante, pode-se calcular a tensão induzida no rotor em função do escorregamento. Sendo  $E_R$  a tensão induzida no momento da partida ( $s = 1$ ) e  $E_{Rs}$  a tensão induzida em função do escorregamento, a Equação 2.5 descreve essa relação (KOSTENKO; PIOTROVSKI, 1976).

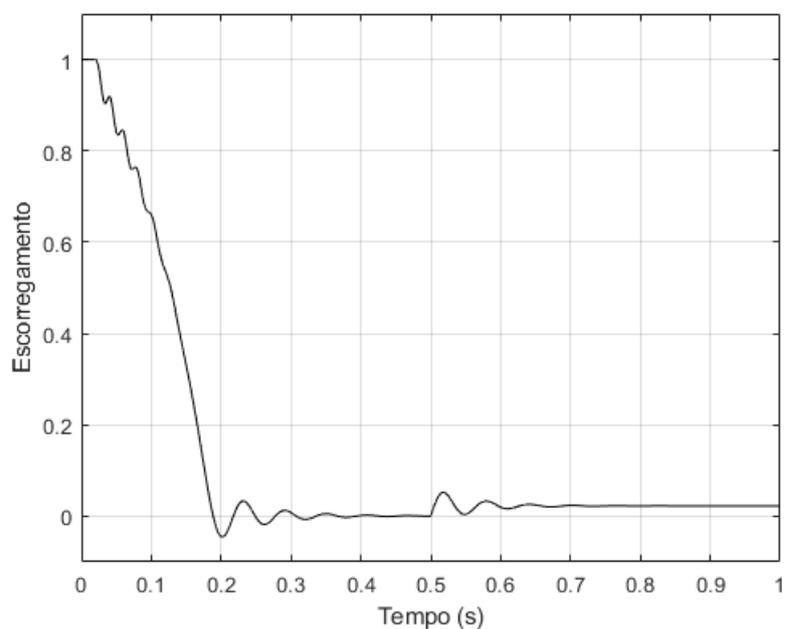
$$E_{Rs} = E_R \frac{f_2}{f} = E_R s \quad (2.5)$$

Sendo:

- $E_{Rs}$  - Tensão induzida no rotor
- $E_R$  - Tensão induzida no rotor no momento da partida

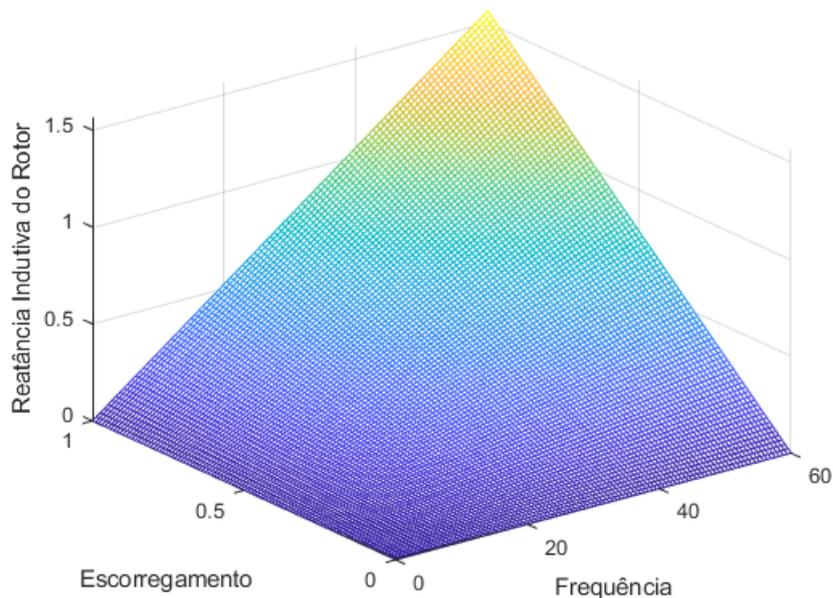
A curva do escorregamento de um dos motores simulados neste trabalho pode ser observada na Figura 2.2. O parâmetro de indutância do rotor, utilizado no simulink é de  $L_2 = 0.004152$  H. Além disso, este é um motor de 4 polos, com velocidade nominal de 1760 RPM. Sendo assim, pode ser aplicada a Equação 2.2 para calcular o escorregamento nominal. Posteriormente, pode ser usada a Equação 2.3 para calcular a reatância indutiva em relação à frequência da tensão aplicada no estator e o escorregamento do rotor, conforme a Figura 2.3.

Figura 2.2 – Escorregamento durante a partida e degrau de carga.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 2.3 – Reatância indutiva em função da frequência e escorregamento.



Fonte: elaborado pelo autor.

Como a tensão induzida no rotor depende diretamente do escorregamento, pode-se concluir que no momento da partida existirá uma corrente com alto valor. Além disso, como a frequência da tensão no rotor também é diretamente proporcional ao escorregamento. Pode-se concluir que no momento da partida ( $s = 1$ ), o rotor terá um comportamento muito indutivo, conforme pode ser observado na Figura 2.3. Isso acontecerá até que a máquina atinja velocidades mais próximas à nominal ( $s \rightarrow 0$ ). Assim, será provado na seção 3.3 que a maior parcela da corrente de partida em um motor de indução, está relacionada à potência reativa.

## 2.2 Conversores

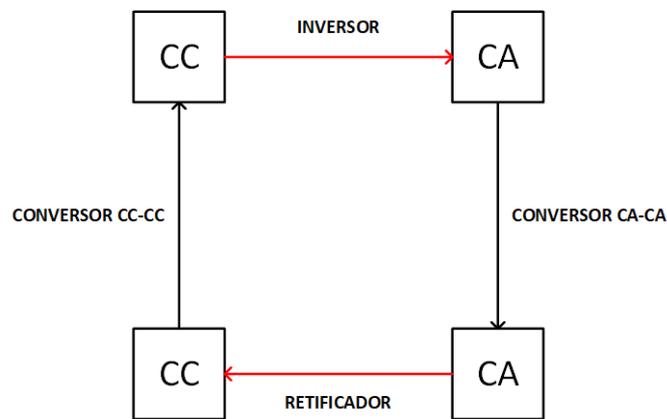
A junção da eletrônica de potência com a microeletrônica criou uma revolução na engenharia elétrica. Desde a década de 60, com a criação do tiristor, varias técnicas de conversão e dispositivos semicondutores foram criados. Existem seis tipos de circuitos na eletrônica de potência capazes de realizar tarefas simples, desde a comutação de uma chave, até operações mais complexas, como a manipulação da forma de onda de elevados níveis de potência elétrica (RASHID, 1999).

- Retificadores com Diodos;
- Conversores CA-CC (Retificadores controlados);

- Conversores CA-CA (Controladores de tensão CA);
- Conversores CC-CC (Choppers);
- Conversores CC-CA (Inversores);
- Chaves estáticas.

O foco deste trabalho está nos dois tipos de circuitos que estão destacados em vermelho na Figura 2.4. Os circuitos inversores, que convertem tensão ou corrente elétrica CC em CA e o circuito retificador, que faz a operação oposta.

Figura 2.4 – Tipos de conversores na eletrônica de potência.

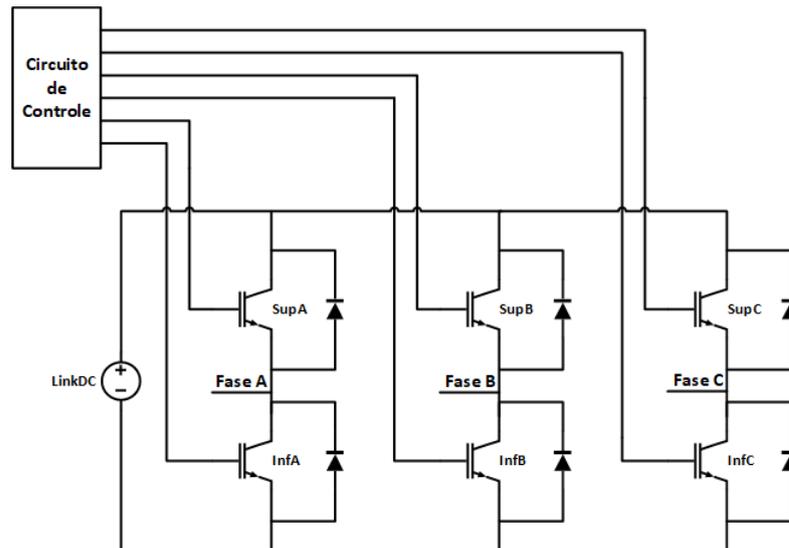


Fonte: elaborado pelo autor.

O circuito que será usado neste trabalho, Figura 2.5, é composto por seis *IGBT's* - *Insulated Gate Bipolar Transistor* e geralmente é utilizado em aplicações de potência elevada. Cada conjunto de *IGBT's* em série está relacionado com uma fase, o superior à saída será denominado SupX enquanto que o inferior será denominado InfX. Os sinais de controle devem ser adiantados ou atrasados entre si cento e vinte graus, de forma a se obter tensões ou correntes trifásicas fundamentais. Além disso, a fonte CC representada pode ser obtida através de um retificador trifásico (RASHID, 1999). Esse nível CC localizado antes do circuito inversor é chamado *linkDC*.

Conforme mostra a Figura 2.5, existem diversos circuitos de controle que podem ser implementados para chavear esses *IGBT's*, cada técnica possui suas vantagens e desvantagens. A proposta desse trabalho, controle por histerese, será descrita mais adiante.

Figura 2.5 – Circuito conversor ativo trifásico.



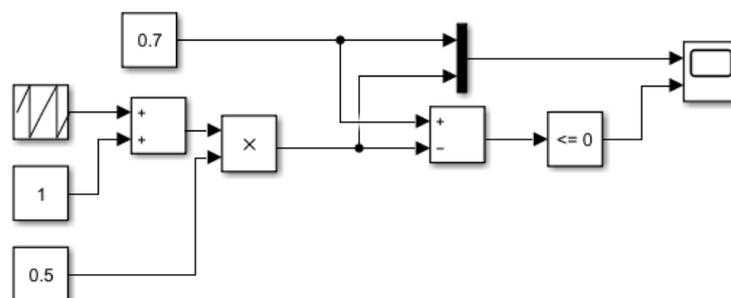
Fonte: elaborado pelo autor.

## 2.3 Controle PWM

Um controle baseado no ângulo de disparo, possuirá apenas um pulso por semiciclo. Dessa forma, a corrente poderá possuir todos os harmônicos ímpares, dependendo da configuração (POMILIO; DECKMANN, 2009). No controle PWM (*Pulse Width Modulation*), as chaves são abertas e fechadas varias vezes durante um semiciclo e a variável controlada, no caso deste trabalho, a corrente, é controlada pela variação da largura dos pulsos.

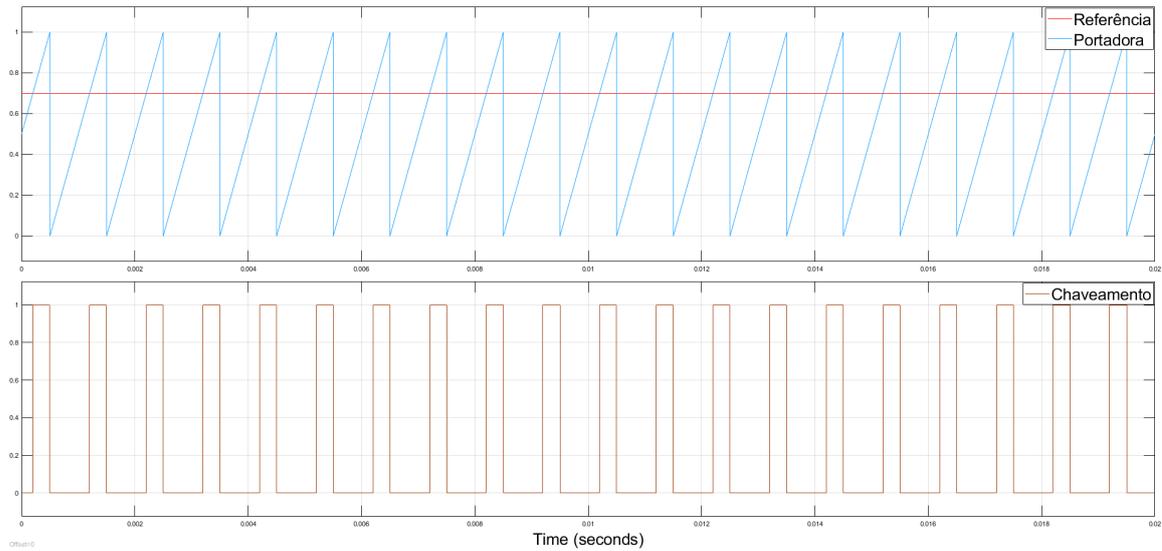
Os sinais em PWM, Figura 2.7, são gerados a partir de um circuito que realiza a comparação de uma onda dente de serra com um sinal de referência CC, Figura 2.6. Além disso o valor médio do sinal PWM gerado pode ser calculado através da largura dos pulsos.

Figura 2.6 – Circuito gerador de sinal PWM.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 2.7 – Sinal PWM - Pulse Width Modulation.



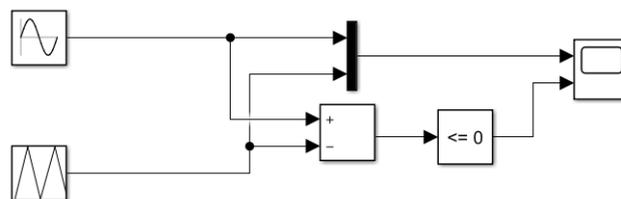
Fonte: elaborado pelo autor.

## 2.4 Controle SPWM

Neste trabalho, serão geradas três ondas senoidais, defasadas cento e vinte graus entre si. Uma técnica capaz de realizar isso é o controle SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*). Nesta técnica, a largura dos pulsos é gerada através da comparação de uma onda triangular e uma referência senoidal, além disso elas são variáveis, permitindo alterar a amplitude do sinal modulado, ou o índice de modulação  $M$ , Equação 2.6. A Figura 2.8 mostra o circuito gerador do sinal SPWM representado na Figura 2.9.

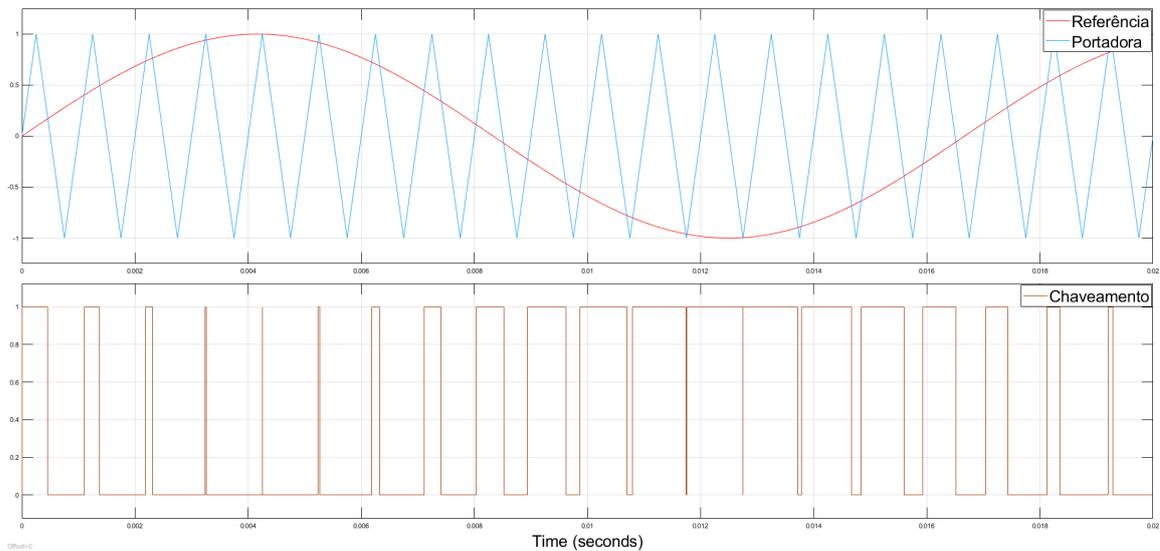
$$M = \frac{A_{sin}}{A_{tri}} \quad (2.6)$$

Figura 2.8 – Circuito gerador de sinal SPWM.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 2.9 – Sinal SPWM - Sinosoidal Pulse Width Modulation.



Fonte: elaborado pelo autor.

## 2.5 Controle por Histerese

O controle SPWM pode ser realimentado de forma a minimizar seu erro, porém, devido as altas frequências de chaveamento, ele pode se tornar mais complexo de se implementar, exigindo uma capacidade de processamento maior. Além disso, devido a sua frequência de chaveamento, que já é definida pela portadora, esse controle possui uma resposta ao transitório mais lenta. Assim, o controle por histerese, que já é um controle naturalmente em malha fechada se torna uma alternativa melhor.

Essa é uma técnica de controle *ON/OFF* baseada na geração de um sinal de referência  $i^*$ , uma banda limite  $HB$  e na realimentação da corrente de saída do conversor  $i$ . De forma que o sinal PWM é gerado através do erro  $(i^* - i)$ . Segundo (BOSE, 2002), os sinais para ligar as chaves são dadas pelas Equação 2.7 e Equação 2.8, de forma que:

IGBT Superior Ligado

$$(i^* - i) > HB \quad (2.7)$$

IGBT Inferior Ligado

$$(i^* - i) < -HB \quad (2.8)$$

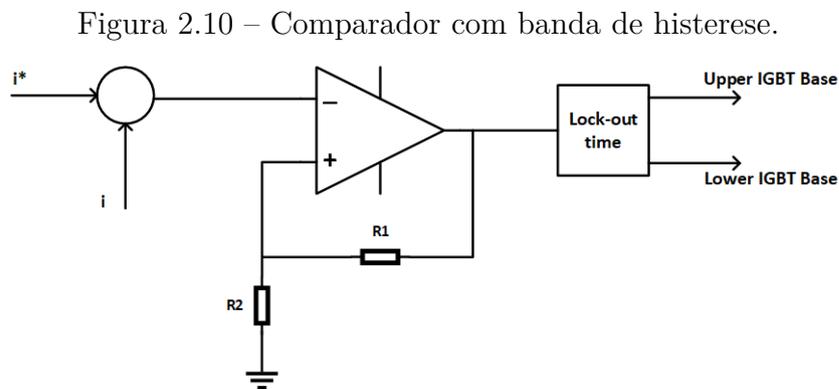
Sendo:

- $i^*$  - Corrente de referência
- $i$  - Corrente de saída do conversor

- $HB$  - Limite da variação da corrente de referência e saída do conversor

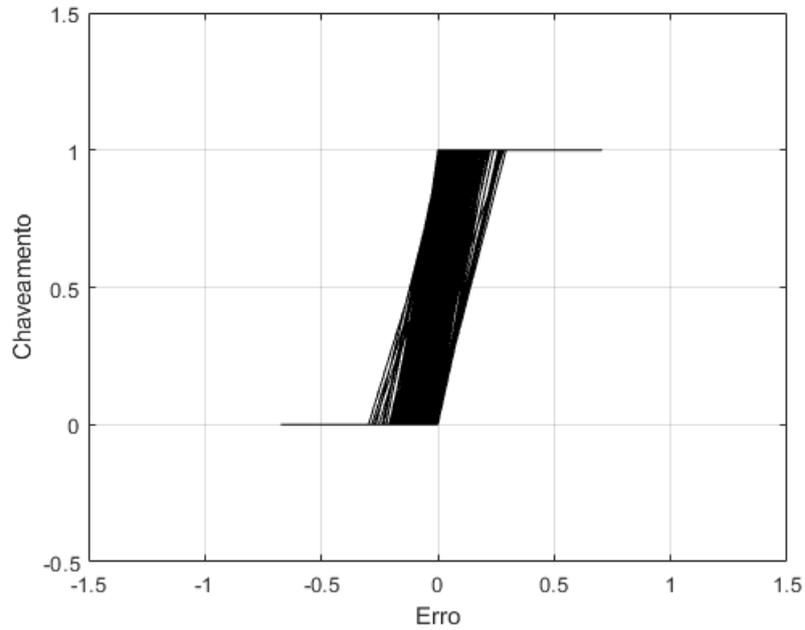
O circuito comparador com banda de histerese é conhecido como *Schmitt Trigger*, Figura 2.10. Neste circuito, para determinar a banda,  $HB$ , do comparador, devem ser ajustados os valores de  $R_2$  e  $R_1$ , obedecendo a Equação 2.9. Onde  $V$  é a tensão de alimentação do amplificador operacional. Além disso, o nome desse comparador é dado devido a sua função de transferência. A figura Figura 2.11 mostra o sinal de chaveamento dos *IGBTs* em função do erro ( $i^* - i$ ).

$$HB = V \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.9)$$



Fonte: elaborado pelo autor.

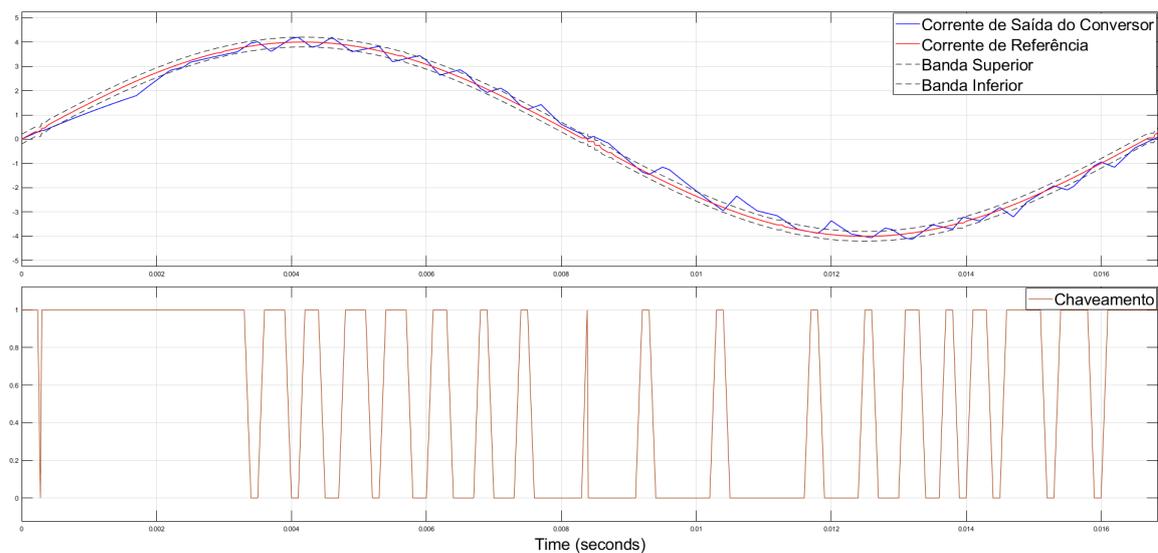
Figura 2.11 – Curva de histerese.



Fonte: elaborado pelo autor.

O tipo de sinal gerado por esse controlador pode ser visto na Figura 2.12. Apesar desse sinal ser mais poluído, pode-se observar uma quantidade menor de chaveamentos para o mesmo período. Dessa forma, pode ser possível encontrar uma relação, para dimensionar a banda HB, de forma atender a aplicação e ter um baixo custo de processamento.

Figura 2.12 – Sinal PWM gerado pelo controle por histerese.



Fonte: elaborado pelo autor.

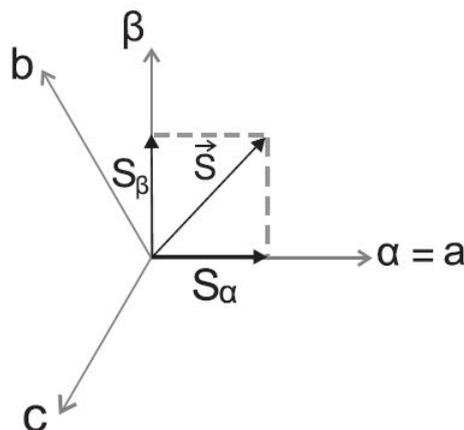
## 2.6 Transformações de Coordenadas - Sistemas de Clarke e Park

A representação de sinais trifásicos no tempo é amplamente utilizada, porém, em alguns casos, torna-se mais interessante uma mudança no sistema de coordenadas. Essa mudança facilita os cálculos, projetos e até a filtragem de sinais (WATANABE; AREDES, "s.d."). Neste trabalho, serão aplicadas as transformações nos sistemas de coordenadas  $\alpha\beta 0$  (*Clarke*) e  $dq0$  (*Park*).

### 2.6.1 Transformada de Clarke

A transformada de *Clarke* permite a representação de um sistema trifásico em um sistema de coordenadas ortogonal estacionário (TRANSFORMADAS..., 2020), representado pelo vetor  $[S_\alpha, S_\beta, S_0]^T$ . Para isso, deve ser aplicada a transformada de *Clarke* (SANTOS, 2015), conforme pode ser visto na Figura 2.13. A Equação 2.10 define a matriz de transformação de *Clarke*.

Figura 2.13 – Transformação do sinal ABC para  $\alpha\beta 0$ .



Fonte: (SANTOS, 2015).

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Além disso, a Equação 2.11, define como aplicar a matriz de transformação de

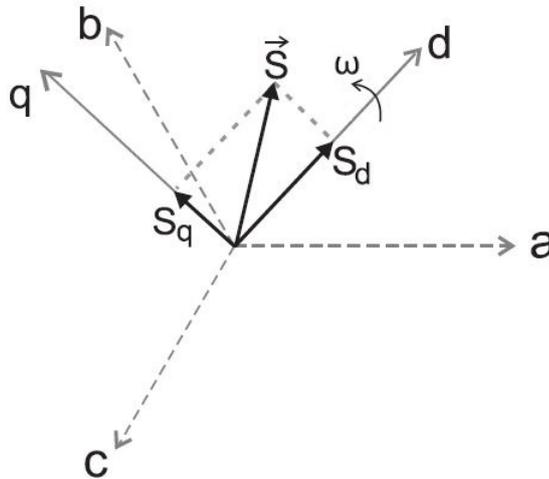
Clarke em um sistema trifásico.

$$\begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \\ S_0 \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta 0}] \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

## 2.6.2 Transformada de Park

Já a transformada de *Park* permite a representação dos sinais trifásicos em um sistema ortogonal e rotacional. Através desse sistema é possível obter duas componentes da corrente. Uma que está em fase com a tensão (eixo em quadratura) e representa a parcela de potência ativa, além de outra que está  $90^\circ$  da tensão (eixo direto) e representa a parcela de potência reativa. O sistema de coordenadas  $dq0$  síncrono é representado pelo vetor  $[S_d, S_q, S_0]^T$ , conforme pode ser observado na Equação 2.12.

Figura 2.14 – Transformação do sinal ABC para  $dq0$



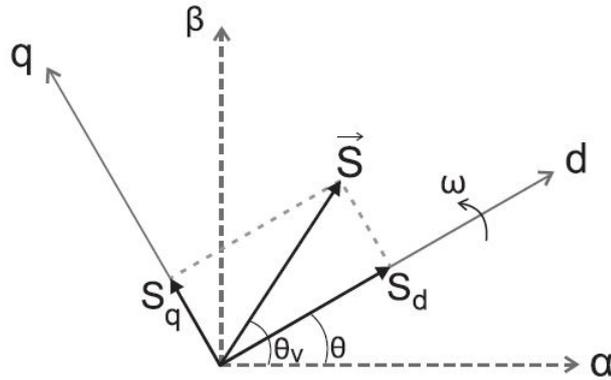
Fonte: (SANTOS, 2015).

$$[T_{dq0}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Um detalhe importante é que se pode aplicar a transformação de *Park* em sinais  $\alpha\beta 0$ . Para isso, basta aplicar a matriz de transformação  $[T2_{dq0}]$ , conforme descrito na Equação 2.14. Na Figura 2.15 pode-se observar a representação no sistema de  $dq0$  a partir

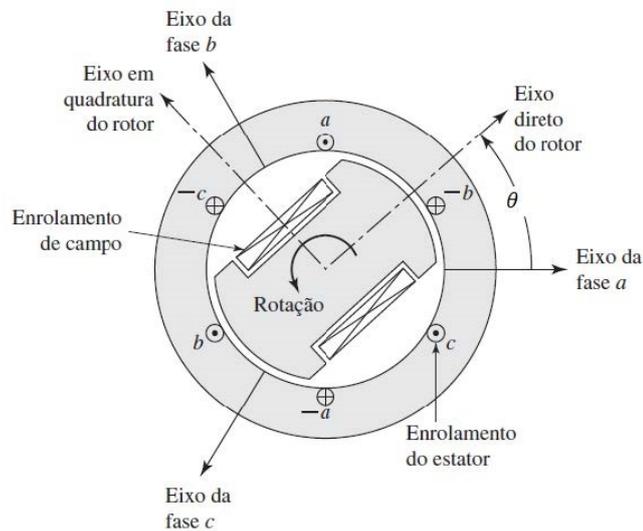
de  $\alpha\beta 0$ . Além disso, é possível observar também que o ângulo  $\theta$ , que aparece nas matrizes de transformação é o ângulo entre o eixo direto do rotor e o eixo da fase a do estator, conforme Figura 2.16. A Equação 2.14 define como aplicar essa transformação.

Figura 2.15 – Transformação do sinal  $\alpha\beta 0$  para  $dq0$



Fonte: (SANTOS, 2015).

Figura 2.16 – Representação de uma máquina síncrona ideal.



Fonte: (TRANSFORMADAS..., 2020).

$$[T_{2dq0}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} = [T_{2dq0}] \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

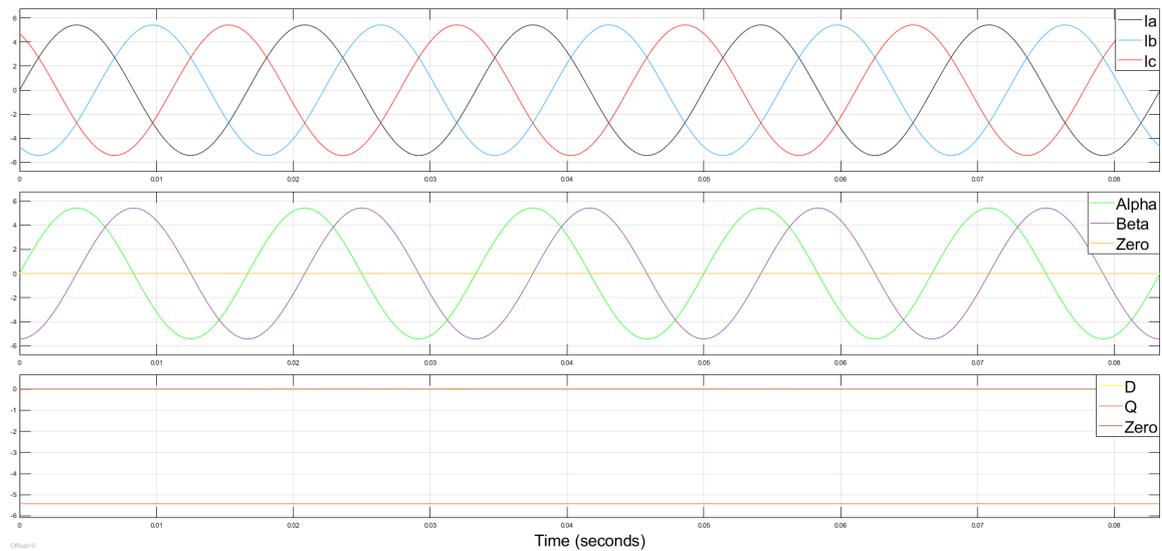
Além da transformação para esses novos sistemas, também é possível retornar ao sistema de coordenadas que o gerou. Para isso, basta aplicar a transformação inversa de *Clarke* e *Park*, conforme as Equação 2.15, Equação 2.16 e Equação 2.17. Além disso, como explicado anteriormente, os sinais representados no sistema de coordenadas de *Park* podem ter sido originados a partir de um sistema *abc* ou  $\alpha\beta 0$ . Sendo assim, também existem duas transformadas inversas relacionadas ao sistema de *Park*.

$$S_{abc} = [T_{\alpha\beta 0}]^{-1} S_{\alpha\beta 0} \quad (2.15)$$

$$S_{abc} = [T_{dq0}]^{-1} S_{dq0} \quad (2.16)$$

$$S_{\alpha\beta 0} = [T_{2dq0}]^{-1} S_{dq0} \quad (2.17)$$

Na Figura 2.17 é possível ver um sinal de corrente trifásico sendo transformado para o sistema de coordenadas de *Clarke* e *Park*. Vale ressaltar que as referências senoidal e cossenoidal, necessárias na transformada de *Park* foram obtido aplicando a transformada de *Clarke* na tensão.

Figura 2.17 – Transformação do sinal trifásico de corrente para  $\alpha\beta 0$  e  $dq0$ 

Fonte: elaborado pelo autor.

## 2.7 Compensação de Fator de Potência

Uma das formas mais simples e comuns de se compensar potência reativa proveniente de cargas indutivas é a utilização de bancos de capacitores. De forma geral, pode-se calcular a capacitância de um capacitor, para um banco em estrela, que possa compensar a potência reativa trifásica utilizando a Equação 2.18. Onde  $Q_c$  representa a potência reativa a ser absorvida pelos capacitores.

$$C = \frac{Q_c}{V_F^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot 10^{-6}} [\mu F] \quad (2.18)$$

Sendo:

- $C$  - Capacitância
- $Q_c$  - Potência reativa por fase
- $V_F$  - Tensão de fase

Também é possível calcular a corrente nominal de um capacitor para compensar uma determinada potência reativa. Para isso, basta conhecer as informações descritas na Equação 2.19.

$$I_{nc} = \frac{Q_c \cdot 1000}{3 \cdot V_F} [A] \quad (2.19)$$

Sendo:

- $I_{nc}$  - Corrente nominal do capacitor

Um detalhe importante é que para trabalhar corretamente com esses bancos de capacitores, é necessário um bom controle de fase. Lembrando que a corrente do capacitor é dada pela Equação 2.20. Assim, chavear um banco de capacitores no instante em que a senoide da tensão esteja no seu valor máximo, pode causar uma grande elevação da corrente de carga. Isso acontece porque no instante do chaveamento (degrau), a derivada tende ao infinito.

$$I_c = C \frac{dV}{dt} [A] \quad (2.20)$$

## 2.8 Compensador Ativo

Compensadores ativos são conversores que trabalham em paralelo ao sistema CA. Eles são responsáveis por permitir um aumento da potência ativa que pode ser transmitida, através de uma compensação da potência reativa do sistema (WATANABE et al., 1998). Neste trabalho, o compensador irá atuar no regime transitório de partida de motores, compensando a potência reativa e diminuindo o afundamento de tensão.

Conversores projetados para aplicações de controle de torque e velocidade, têm em seus terminais uma fonte CC conectada, conforme pode ser observado na Figura 2.5. Porém, na aplicação deste trabalho, essa fonte pode ser substituída por um banco de capacitores (WATANABE et al., 1998). Esse banco, ainda permite que a potência ativa seja armazenada e devolvida ao sistema CA. Essa possibilidade será útil para o controle do nível de tensão CC do conversor, desenvolvido neste trabalho. Outro detalhe importante é que o conversor da Figura 2.5 é um modelo tipo fonte de tensão. Sendo necessário a inserção entre o conversor e o sistema CA, um indutor ("*snubber*"). Esse indutor irá diminuir a amplitude das correntes durante o chaveamento dos *IGBT's*.

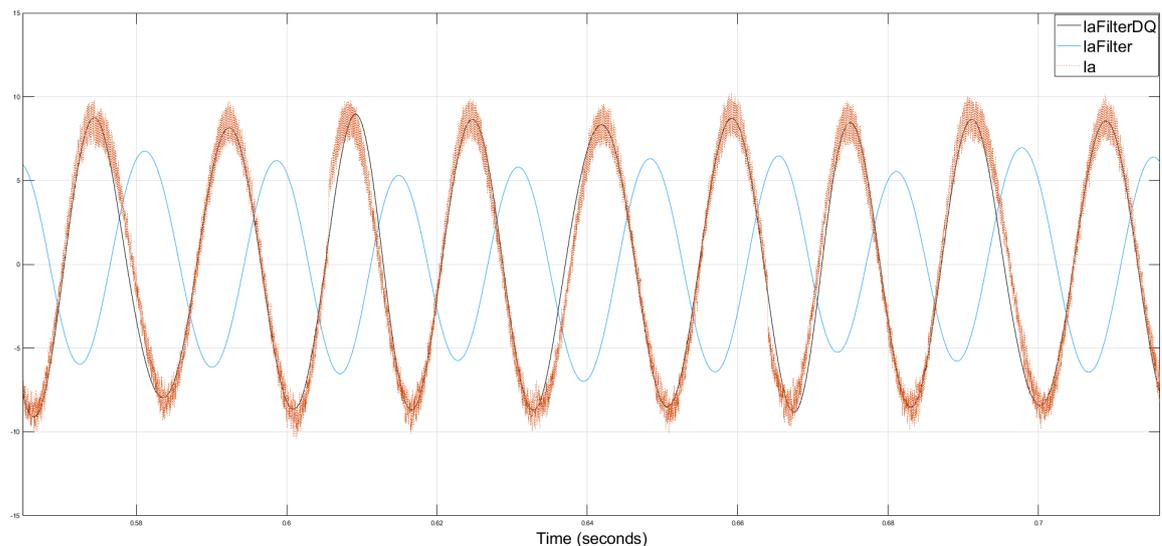
## 2.9 Filtragem de Sinais DQ0

Filtros elétricos são dispositivos, ativos ou passivos, capazes de atenuar determinadas frequências do espectro do sinal e permitir a passagem das demais (JUNIOR, 2003). Uma característica importante sobre esses dispositivos, é que além de características de ganho e atenuação, eles também possuem efeitos de defasagem nos sinais. Assim, em algumas aplicações, torna-se necessária a utilização de técnicas específicas para minimizar esses efeitos.

Através das transformadas de *Clarke* e *Park*, é possível separar as parcelas de potência ativa e reativa dos sinais. Além disso, outra vantagem da utilização dessa técnica é que não será percebido efeito na fase e módulo do sinal. Facilitando a filtragem dos sinais para separar as parcelas fundamentais e harmônicas.

Neste trabalho, a filtragem dos sinais de corrente e tensão para eliminação de harmônicos será feita utilizando os sinais no sistema de coordenadas de *Park*. Na Figura 2.18 pode-se observar a corrente real  $I_a$  (em laranja). São aplicadas duas técnicas, a filtragem direta do sinal  $I_a$  e a filtragem do sinal convertido em  $dq0$ . O efeito observado é similar ao existente na teoria da potência instantânea. Onde foi aplicado diretamente o filtro,  $I_aFilter$  (em azul), além de uma atenuação maior do sinal em 60hz, pode-se observar a mudança de fase em relação ao sinal original. Já filtrando o sinal no sistema de coordenadas  $dq0$ ,  $I_aFilterDQ$  (em preto), além de apresentar uma atenuação menor do sinal desejado, 60hz, ainda não sofreu mudança de fase. Se tornando uma escolha melhor para o controle das correntes do conversor.

Figura 2.18 – Filtragem direta de correntes ABC e utilizando sistema de coordenadas  $dq0$



Fonte: elaborado pelo autor.

## 2.10 Afundamento de Tensão - Voltage Sag

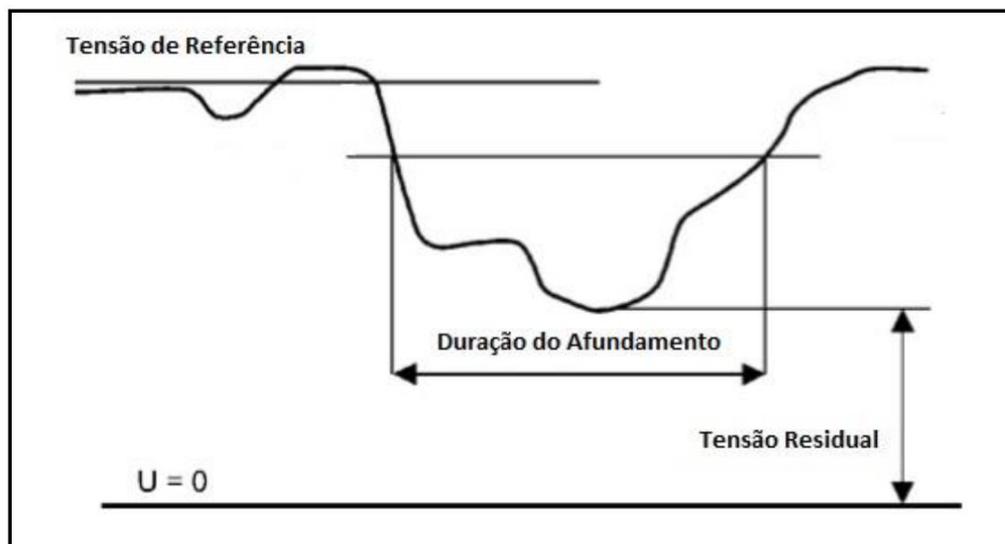
Afundamento de tensão, ou voltage sag, é uma rápida redução dos valores RMS da tensão em um SEP (Sistema Elétrico de Potência), logo seguido de uma recuperação para os níveis considerados normais (FRANKE, 2017). Eles podem ser causados quando grandes cargas, como motores, entram no SEP. Tais equipamentos drenam uma elevada *corrente reativa* em um curto período, afundando o sinal de tensão. Além disso, características como inércia da carga e impedância da fonte definem a duração desse distúrbio (FRANKE,

2017). A magnitude e/ou duração do afundamento podem causar problemas na operação de equipamentos e desligamentos.

No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), é responsável por definir os padrões de qualidade de energia e da prestação de serviços. Além disso, normas internacionais, como o IEEE 1159-1995, estabelecem valores mínimos recomendados, conforme a seguir (LOPEZ, 2001):

- Sag ou dip é uma redução do valor RMS da tensão entre 0.1 e 0.9 PU, com duração entre 0.5 a 60 ciclos.
- Surge ou swell é um aumento do valor RMS da tensão entre 1.1 e 1.8 PU, com duração entre 0.5 a 60 ciclos.

Figura 2.19 – Característica de afundamento de tensão.



Fonte: (FRANKE, 2017)

Uma das soluções para minimizar os problemas devido a esse distúrbio, são condicionadores de energia, dentre eles, o compensador estático, desenvolvido neste trabalho. (FRANKE, 2017)

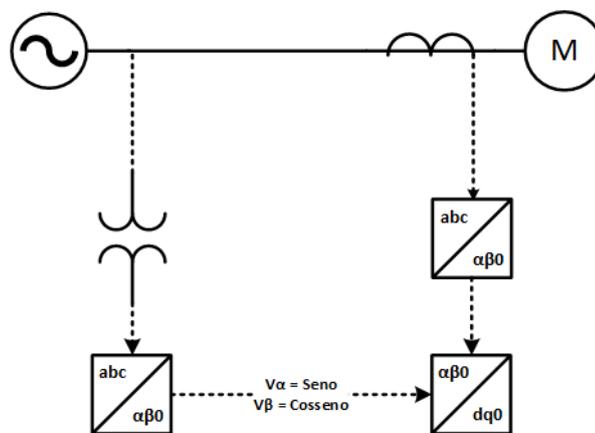
## 2.11 Phase Locked Loop - PLL

Um circuito *PLL - Phase Locked Loop*, que pode ser traduzido como: "Malha de Controle de Fase", é um sistema de controle capaz de gerar um sinal de saída com frequência e fase instantâneas, em sincronismo com o sinal de entrada amostrado. As propriedades desse sistema de controle permitem diversas aplicações como rádio, telecomunicações, análise de sinais, entre outras (EMBARCADOS, 2017).

Neste trabalho, a função do PLL será gerar os sinais seno e cosseno de referência para a transformada de *Park*, a partir do sinal de tensão de entrada. Garantindo assim que as parcelas de eixo direto e em quadratura, representarão as partes ativas e reativas do sinal de corrente.

Existem diversas formas de se implementar um circuito PLL. No próprio simulador utilizado, já existe um bloco capaz de realizar esse controle. Neste trabalho, uma forma alternativa de se implementar o PLL seria aplicar a transformada de *Clarke* na tensão. Assim, os sinais de seno e cosseno a serem inseridos na transformada de *Park*, seriam  $V_\alpha$  e  $V_\beta$ , conforme pode ser visto na Figura 2.20.

Figura 2.20 – Circuito PLL implementado a partir da transformada de *Clarke*.



Fonte: elaborado pelo autor.

## 2.12 Dimensionamento de Geradores à Diesel

Uma das grandes aplicações do compensador desenvolvido, envolve a aplicação em grupos diesel utilizados para acionar motores de indução. Isso acontece porque o dimensionamento de geradores à diesel deve levar em consideração diversos aspectos relacionados às cargas, dentre eles, picos de potência ativa e reativa, que podem ser reduzidos utilizando o compensador desenvolvido neste trabalho (OSETORELETRICO, 2021).

As variações de carga na rede praticamente não influenciam parâmetros do *SIN*. Isso porque essas variações são distribuídas em diversas unidades geradoras, não representando grandes solicitações individualmente. Além disso, o *SIN* possui uma potência de curto-circuito elevada, garantindo uma grande estabilidade de tensão (ELETRICIDADE-MODERNA, 2016).

Em operação isolada, os grupos diesel representam apenas uma fonte de tensão. De forma que ele é confrontado com cargas relativamente altas, em relação à sua potência

nominal. Em função dessas características, podem ocorrer distúrbios como afundamentos, oscilações na frequência e tensão (ELETRICIDADEMODERNA, 2016).

No Anexo A deste trabalho, está parte de um relatório de proposta técnica para fornecimento de energia emergencial, utilizando geradores à diesel. É possível verificar que o dimensionamento dos geradores é realizado em função das correntes de partida dos motores de 75 CV, e não em relação à corrente nominal. Essa prática é adotada para reduzir o afundamento de tensão causado pela corrente de partida dos motores de indução.

Outro detalhe importante está no valor da energia. Considerando o Anexo B, é possível verificar um sistema de geração de emergência baseado em grupos diesel, que fornece um total de 60,5 MVA de potência e possui um custo de aproximadamente R\$ 13 milhões. Considerando uma relação de proporcionalidade entre as variáveis, é possível estimar que nesta aplicação existe um custo de R\$ 215 mil por cada MVA de potência fornecido.



com o motor sendo alimentado por um gerador à diesel, com tempo total de três segundos. A Figura 3.2 mostra a linha do tempo da simulação realizada na barra de tensão. Já na simulação no gerador à diesel, será realizada apenas o acionamento de um motor à vazio.

Figura 3.2 – Linha do tempo da simulação na barra



Fonte: elaborado pelo autor.

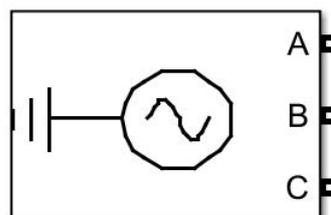
## 3.2 Fontes de Tensão

Conforme citado na seção 3.1, serão utilizadas duas formas para alimentar os motores de indução. Será utilizado uma barra do SEP e um grupo diesel. A ideia é testar o funcionamento do conversor na barra e posterior a isso, trazer o conversor para o grupo diesel. Espera-se que no grupo diesel os efeitos do afundamento de tensão sejam mais severos do que os observados na barra devido à proporção da carga em relação à potência nominal do gerador. Os parâmetros da barra bem como do gerador serão descritos nas duas próximas subseções.

### 3.2.1 Barramento SEP

Inicialmente, o conversor foi testado utilizando uma barra de tensão, para isso foi utilizado o bloco *Three-Phase Source* do *simulink*, Figura 3.3. Os parâmetros desse bloco estão descritos na Tabela 3.1. Além disso, para simular a impedância da fonte, foi adicionado em série, um bloco *Three-Phase Series RLC Branch*, Figura 3.4. Os parâmetros deste bloco estão descritos na Tabela 3.2.

Figura 3.3 – Bloco de fonte de tensão no simulink.

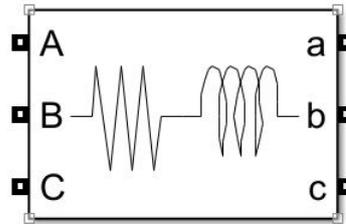


Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 3.1 – Parâmetros da fonte de tensão.

Tensão de Linha RMS [V]	460
Fase [Graus]	0
Frequência [Hz]	60
Configuração	Yg

Figura 3.4 – Bloco de impedância trifásica no simulink.



Fonte: elaborado pelo autor.

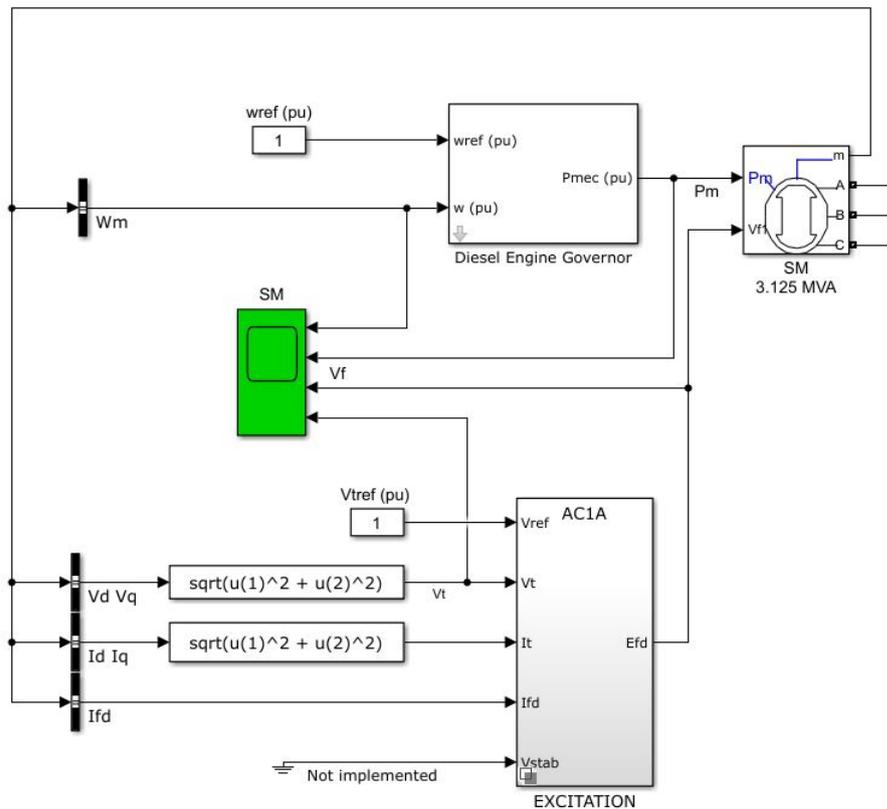
Tabela 3.2 – Parâmetros da impedância trifásica.

Resistência [ $\Omega$ ]	10
Indutância [H]	$0.2/2\pi 60$

### 3.2.2 Gerador à Diesel

Para simular a máquina sendo acionada pelo gerador, foi necessário utilizar o modelo de gerador à diesel existente no simulink, que pode ser acessado através do comando *power\_machines* digitado no script. Esse comando leva à uma simulação com um gerador à diesel de 3.125MVA. Foi necessário reduzir essa potência pela metade, a fim de que não fosse necessário elevar muito a tensão do *LinkDC*, obedecendo aos valores definidos que serão explicados na subseção 3.5.4. A parametrização do bloco da máquina de indução, bem como da máquina primária, estão descritas na Tabela 3.3.

Figura 3.5 – Grupo diesel utilizado.



Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 3.3 – Parâmetros do gerador à diesel.

MÁQUINA DE INDUÇÃO	
Potência Nominal [VA]	1,5625e6
Tensão de Linha [V]	2400
Frequência [Hz]	60
MÁQUINA PRIMÁRIA	
Valor Inicial da Potência Mecânica [PU]	0.064089

### 3.3 Motores

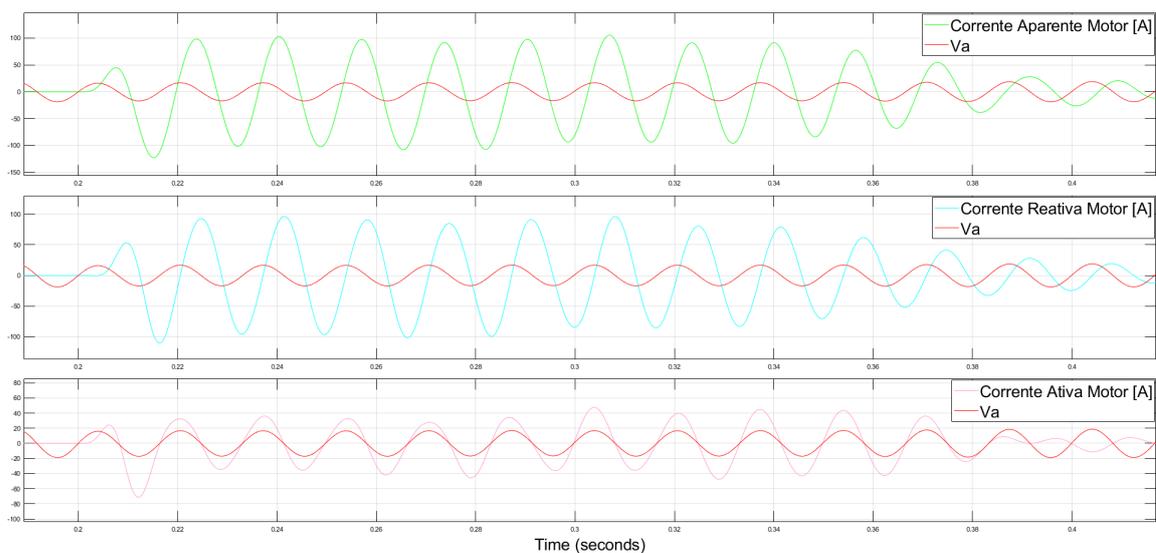
Como já foi dito, o objetivo do conversor desenvolvido neste trabalho, será compensar a potência reativa de partida de motores de indução. Reduzindo o afundamento de tensão e melhorando a qualidade da energia. Além de possibilitar uma redução do superdimensionamento de geradores para alimentação de cargas com essas características. Neste trabalho, serão acionadas três máquinas de indução, tipo gaiola de esquilo, com os parâmetros descritos conforme a Tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Dados dos motores que serão utilizados na simulação.

	Motor 1	Motor 2	Motor 3
Potência [VA]	7460	7460	234,8k
Tensão [V]	460	460	2400
Frequência [Hz]	60	60	60
Velocidade [RPM]	1760	1760	1760
Inércia [J]	0,05	0,2	15

Realizando o acionamento do motor um, descrito na Tabela 3.4, foi observada, uma corrente de partida aproximadamente 100 A, para uma nominal de 15 A, conforme Figura 3.6. Para confirmar a informação descrita na seção 2.10, foi aplicada a transformada de *Clake* e *Park* nas correntes deste motor. Assim foi possível observar que aproximadamente 75 A estão relacionados à potência reativa. Enquanto que 39 A, estavam relacionados à potência ativa. O sinal em vermelho é a referência de tensão da fase A, comprovando o funcionamento da transformação de *Park*.

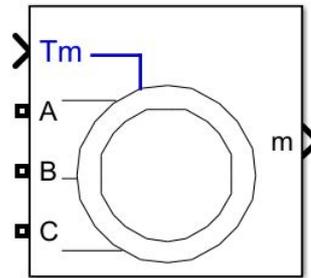
Figura 3.6 – Correntes de partida do motor de indução decomposta em parcelas ativas de reativas.



Fonte: elaborado pelo autor.

Os motores um e dois serão acionados utilizando uma barra, como fonte de tensão. Já o motor três será acionado a partir de um gerador à diesel. O bloco utilizado para simular esses motores será *Asynchronous Machine SI Units*, conforme pode ser visto na Figura 3.7.

Figura 3.7 – Bloco de máquina de indução no simulink.



Fonte: elaborado pelo autor.

### 3.4 Banco de Capacitores - Compensador Estático

A primeira técnica que será utilizada para compensar o reativo dos motores que estão conectados ao barramento do SEP, será através de banco de capacitores, ligado em estrela. Na seção 2.7 foi mostrada a forma convencional de calcular um capacitor para compensar reativos. Neste trabalho, foi utilizado amplamente o sistema de coordenadas de *Park*, assim, o cálculo do banco para compensar a potência reativa foi realizado neste sistema.

Ao realizar a partida e colocar os motores em plena carga, foi aplicada a transformada para o sistema de coordenadas de *Park*, onde foi possível separar as parcelas ativas e reativas das correntes da máquina. Encontrando um valor de aproximadamente  $I_d = 15$  A de corrente de eixo direto em regime permanente, referente à parcela reativa da máquina. Além disso, conforme dito na subseção anterior, foi observada uma corrente de eixo direto de 5 vezes a nominal durante a partida da máquina.

Posterior à essa separação dos sinais, foi aplicada a transformada inversa e utilizada a Equação 3.1 para calcular a reatância capacitiva necessária para compensar a potência reativa nominal. Após isso, foi calculado o capacitor utilizando a Equação 3.2. Como a corrente reativa medida na partida foi aproximadamente 75 A, para compensar essa potência reativa do motor, devem-se utilizar 5 bancos, cada um com 3 capacitores ligados em estrela calculados através da Equação 3.2.

$$X_c = \frac{V}{I} = \frac{460/\sqrt{3}}{15} = 17,7\Omega \quad (3.1)$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot X_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot 17,7} = 150\mu F \quad (3.2)$$

É importante ressaltar que para o funcionamento correto, sem elevação de corrente durante o chaveamento, foi utilizado um modelo de chave estática (com instantes pré definidos), para entrar com os capacitores no cruzamento pelo zero da tensão. Isso poderia ser implementado utilizando a técnica *TSC* (*Thyristor Switched Capacitor*). Dessa forma, os bancos foram chaveados nos instantes mostrados na Tabela 3.5. Os instantes de chaveamento de entrada e saída dos bancos, foram definidos de acordo com a curva de corrente reativa observada.

Tabela 3.5 – Entradas e saídas do bloco de controle de corrente.

INSTANTES DE CHAVEAMENTO DOS CAPACITORES			
	Entrada do Banco [s]	Saída do Banco [s]	Valor do Banco [ $\mu\text{F}$ ]
Banco 1	12/60	19/60	150
Banco 2	12/60	20/60	450
Banco 3	12/60	24/60	150

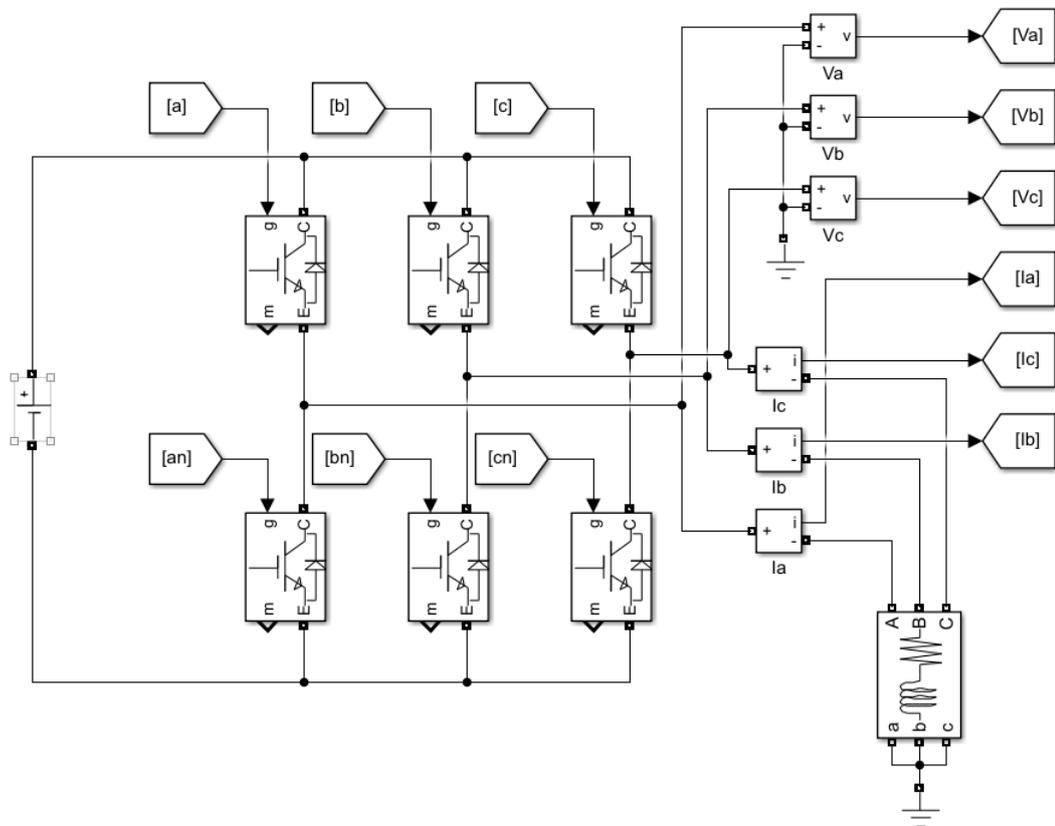
### 3.5 Circuito Conversor - Compensador Ativo

Será usado um conversor modelado como *VSI*, porém, acionado como *CSI*. Isso será realizado através da técnica de modulação por limites de corrente, descrita na seção 2.5 e a configuração como compensador em derivação descrita na seção 2.8.

Sendo assim, para testar o funcionamento do conversor, ele foi simulado conforme a Figura 3.8. Inicialmente ele alimentará uma carga RL, os dados dos componentes e variáveis da simulação estão descritos abaixo:

- Frequência de amostragem = 10 kHz
- Tensão CC = 100 V
- Resistor = 5  $\Omega$
- Reatância indutiva = 10  $\Omega$

Figura 3.8 – Simulação: circuito conversor.

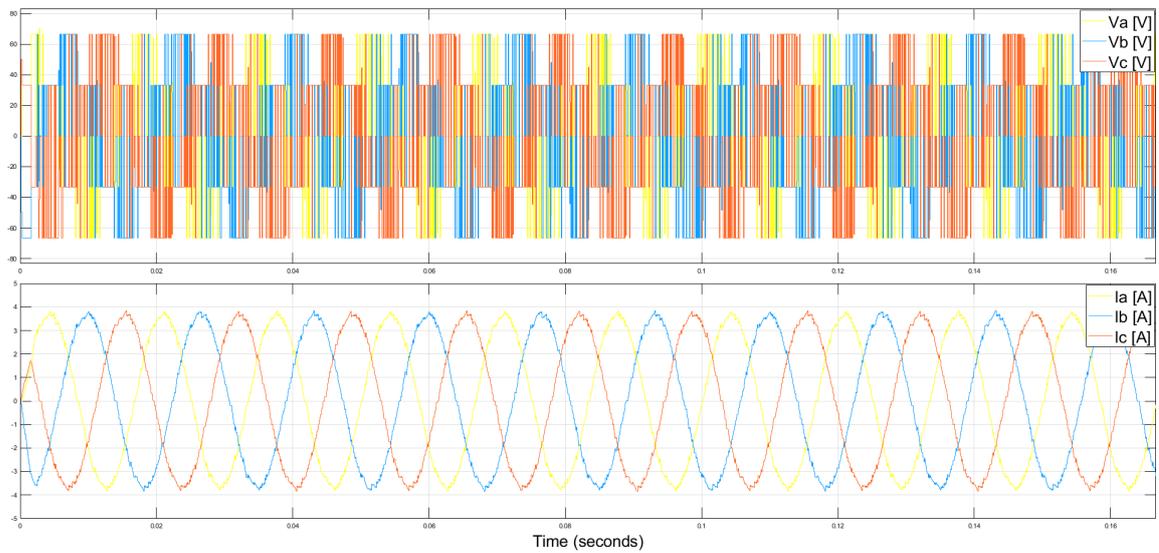


Fonte: elaborado pelo autor.

A forma de onda na saída desse conversor para essa configuração de carga, considerando os dados de entrada a seguir pode ser vista na Figura 3.9. Ela comprova que esse é um conversor tipo fonte de corrente. Abaixo segue os valores das variáveis da Figura 3.9.

- Amplitude da corrente = 4 A
- Frequência gerada = 60 Hz
- Limite do erro de corrente = 0.01
- Fase da corrente (em função da tensão) =  $0^\circ$

Figura 3.9 – Simulação: sinais de corrente e tensão na saída do conversor.



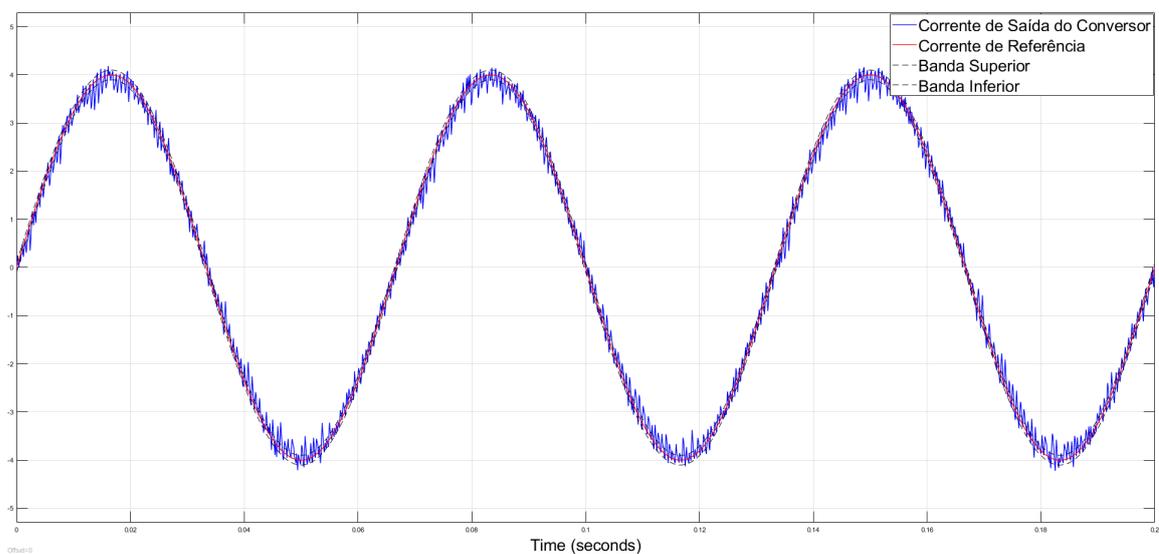
Fonte: elaborado pelo autor.

### 3.5.1 Testes Iniciais do Conversor

Foram realizados alguns testes com o objetivo de avaliar a capacidade de resposta do conversor à transitórios. Esses resultados viabilizaram a implementação do compensador em derivação utilizando essa técnica de controle.

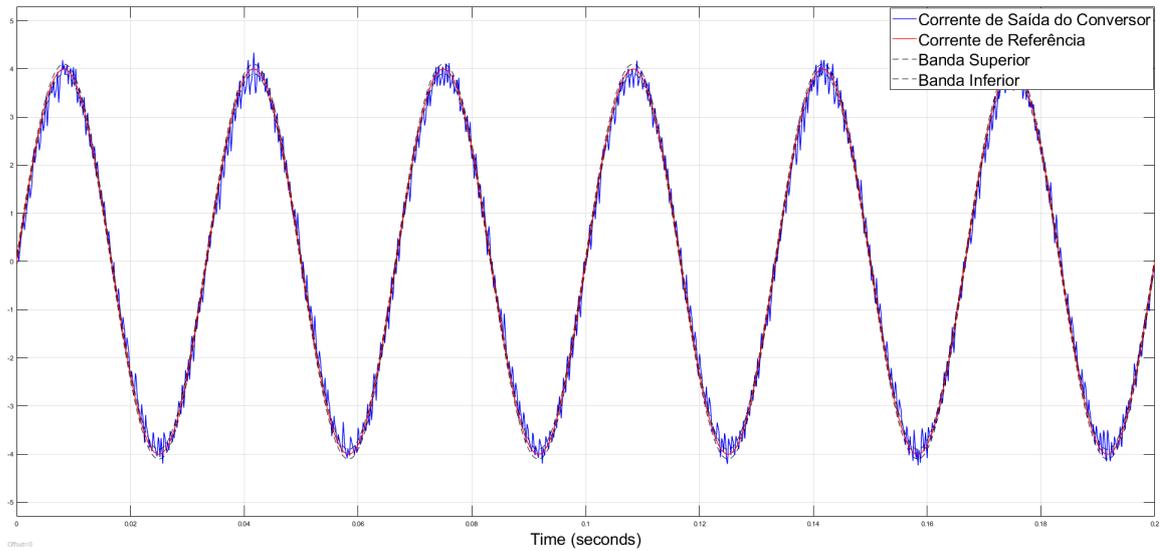
O primeiro teste realizado foi a alteração da frequência da corrente de saída do conversor. Foram escolhidos os valores de 15, 30 e 60 Hz e os resultados que foram obtidos estão representados, respectivamente, nas Figura 3.10, Figura 3.11 e Figura 3.12.

Figura 3.10 – Simulação: corrente de saída com 15 Hz.



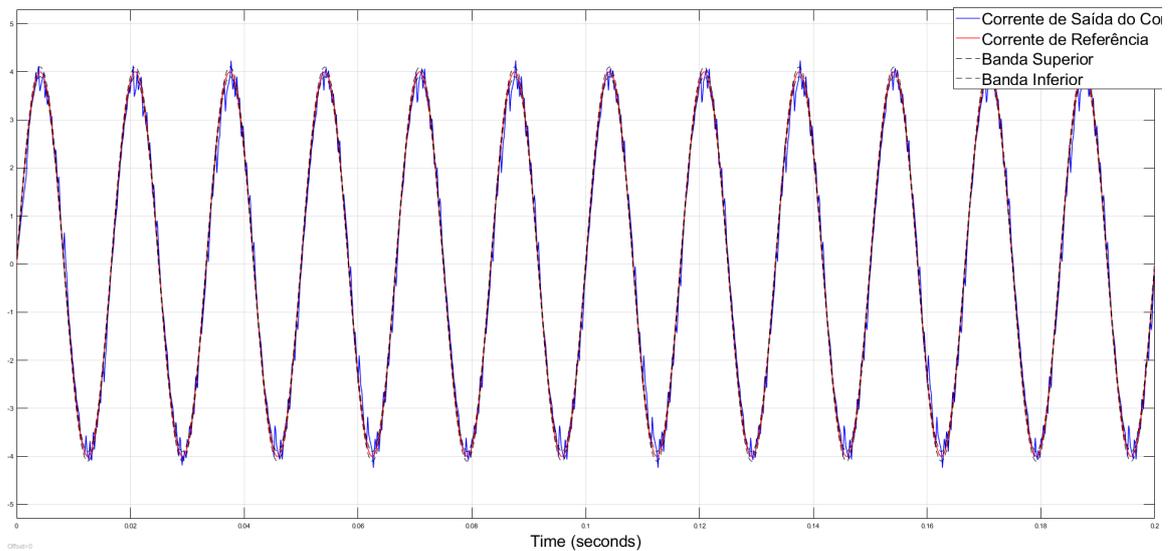
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 3.11 – Simulação: corrente de saída com 30 Hz.



Fonte: elaborado pelo autor.

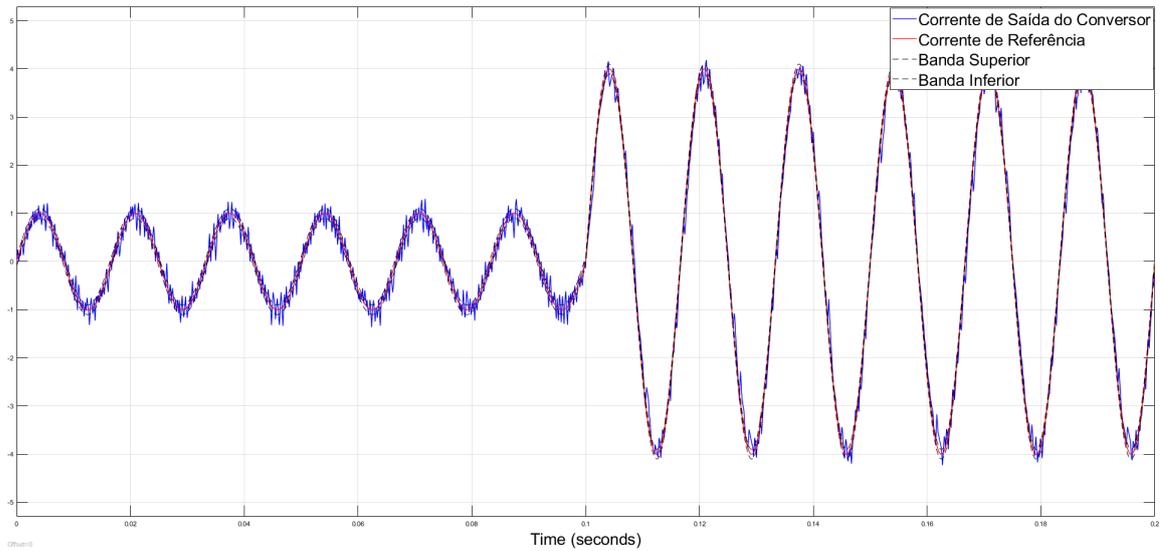
Figura 3.12 – Simulação: corrente de saída com 60 Hz.



Fonte: elaborado pelo autor.

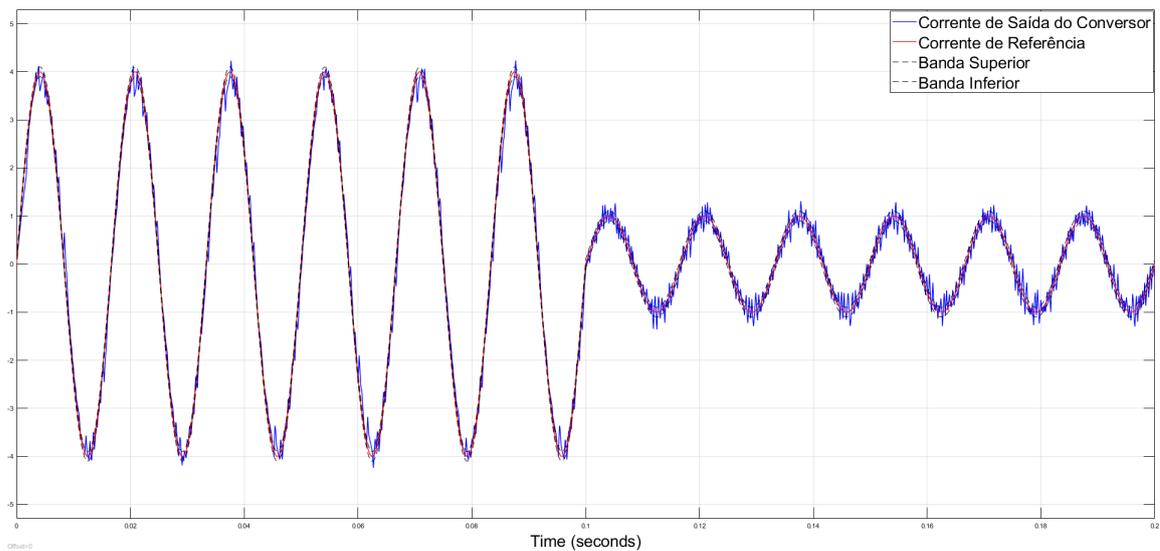
O segundo teste realizado foi a alteração da amplitude das correntes na saída do conversor. Foi gerado uma referência com amplitude inicial de 1 A e posteriormente realizado um degrau para 4 A no pico do sexto ciclo da corrente, Figura 3.13. Em um segundo momento foi realizado o contrário, gerando uma referência inicial de 4 A e posteriormente, um degrau reduzindo a corrente para 1 A, conforme a Figura 3.14.

Figura 3.13 – Simulação: degrau na corrente de 1 A para 4 A.



Fonte: elaborado pelo autor.

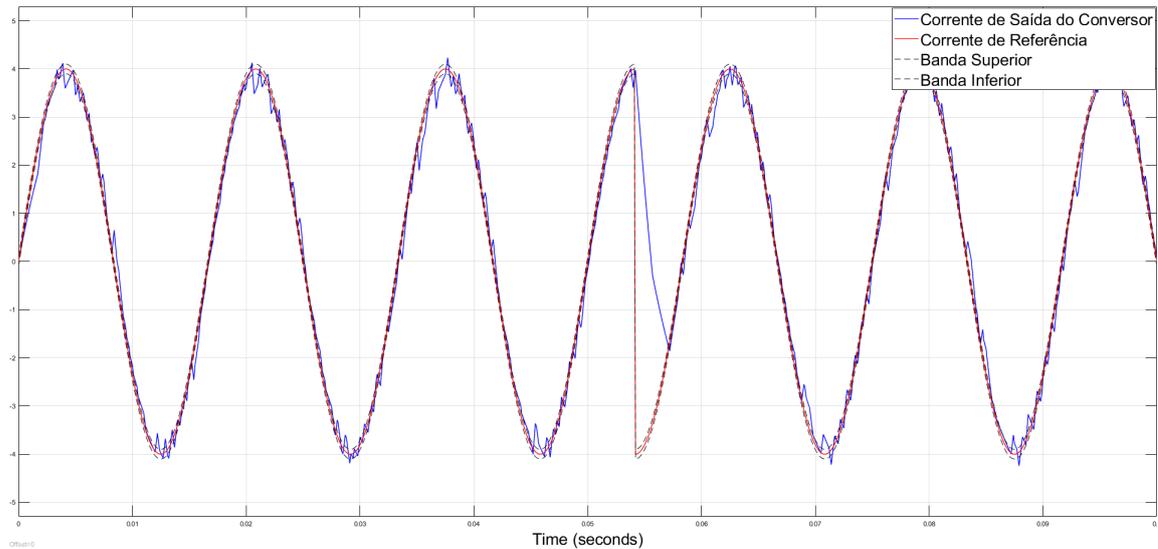
Figura 3.14 – Simulação: degrau na corrente de 4 A para 1 A.



Fonte: elaborado pelo autor.

Também foi realizado um teste alterando a fase da corrente de saída do conversor. O objetivo foi realizar o maior deslocamento de fase possível na referência e observar a resposta do conversor. Sendo assim, durante o pico do sexto ciclo da corrente, a referência foi alterada em cento e oitenta graus, conforme pode ser observado na Figura 3.15.

Figura 3.15 – Simulação: deslocamento de cento e oitenta graus na fase.



Fonte: elaborado pelo autor.

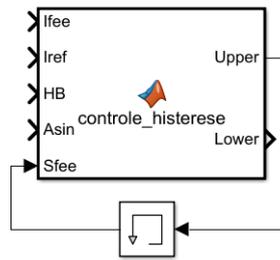
### 3.5.2 Circuito de Controle

Para realizar o chaveamento dos *IGBT's* conforme o circuito da Figura 2.10, foi criado um bloco no *simulink*, Figura 3.16. O algoritmo existente dentro desse bloco está representado na Figura 3.17 por meio de um fluxograma, sendo o ERRO definido como  $I_{fee} - I_{ref}$ . Além disso, a curva da Figura 2.11, responsável pelo nome dessa técnica de controle, foi gerada usando esse bloco. A Tabela 3.6 descreve todas as entradas e saídas deste bloco. Vale ressaltar que a entrada *Asin* foi usada apenas quando as referências de corrente eram em *abc*. Após a implementação da transformada de *Park* para separar parcelas ativas e reativas, essa entrada é mantida com valor igual a um.

Tabela 3.6 – Entradas e saídas do bloco de controle de corrente.

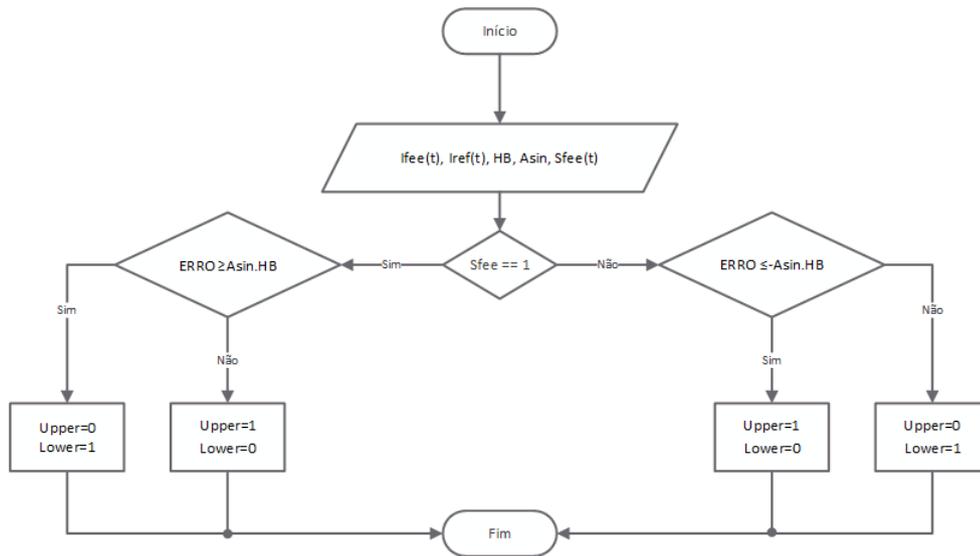
INPUTS		OUTPUTS	
$I_{fee}$	Corrente realimentada	$Upper$	Sinal para ligar o IGBT superior
$I_{ref}$	Corrente de referência	$Lower$	Sinal para ligar o IGBT inferior
$HB$	Limite da banda em porcentagem		
$Asin$	Amplitude da corrente de referência		
$S_{fee}$	Memória do valor anterior da saída upper		

Figura 3.16 – Bloco controlador com histerese.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 3.17 – Fluxograma do algoritmo criado.



Fonte: elaborado pelo autor.

Para que fosse possível gerar a forma de onda da Figura 3.9 foram usados três desses blocos. As referências de corrente tinham a mesma amplitude, porém, defasadas cento e vinte graus entre si, simulando um sistema trifásico equilibrado e simétrico.

### 3.5.3 Controle do Compensador Ativo

Uma parte do circuito de controle foi a implementação da transformação para o sistema de coordenadas de *Park*, além da filtragem dos sinais neste sistema, conforme descrito na seção 3.1. Para isso, foram criados quatro blocos contendo as transformadas de *Clark* e *Park*, além das suas transformadas inversas. Dessa forma, conforme a Figura 3.1, as correntes são transformadas do sistema convencional em *abc* para *dq0* e após isso são filtradas, eliminando os harmônicos existentes devido ao chaveamento do conversor. Então, apenas a parcela reativa da corrente do motor é enviada como referência para o controle, realizando o objetivo deste trabalho.

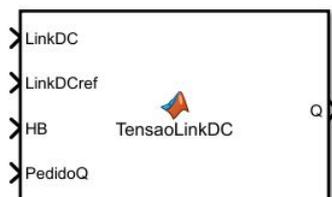
Assim como descrito na seção 2.8, não existe uma fonte de tensão no *LinkDC* deste compensador, apenas um capacitor e um resistor. O que torna a proposta interessante, uma vez que não é necessário nenhuma outra fonte primária de energia para realizar uma alimentação externa do compensador.

### 3.5.4 Regulagem de Tensão do LinkDC

No compensador ativo, simulado neste trabalho, torna-se necessário regular a tensão no capacitor. Garantindo um nível de tensão ideal para fornecer as correntes e ao mesmo tempo, evitando que sejam atingidos valores acima do dimensionado em aplicações práticas. Sendo assim, foi desenvolvido um bloco de controle da tensão do *LinkDC*, funcionando como um acumulador, conforme Figura 3.18. Foi utilizada a mesma técnica de controle por histerese para regular a tensão CC e o fluxograma de controle pode ser visto na Figura 3.19, sendo o ERRO definido como  $LinkDC - LinkDCref$ . Além disso, a Tabela 3.7 relaciona todas as entradas e saídas do bloco, bem como as suas respectivas funções.

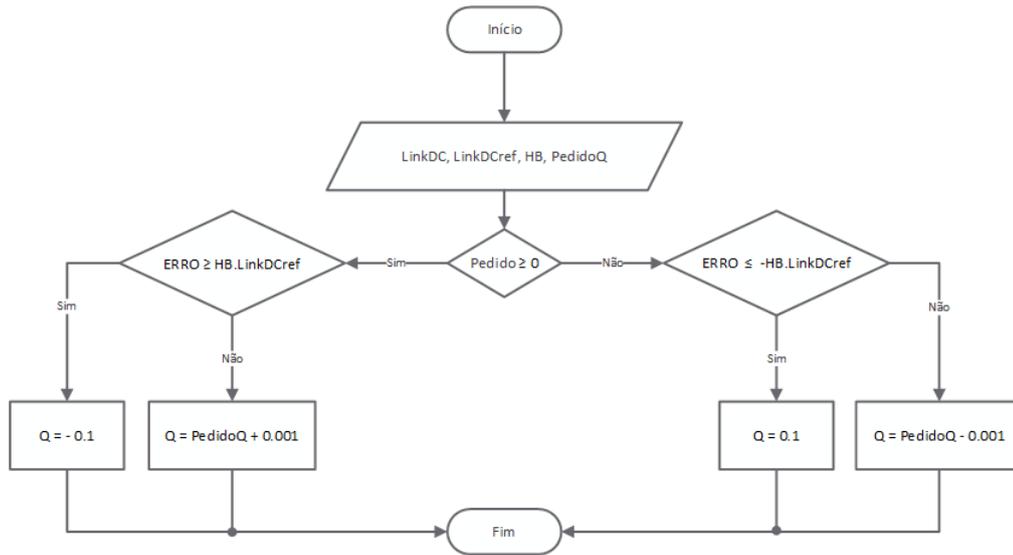
Para obter uma forma de onda melhor da corrente de saída do conversor, foi necessário elevar a tensão do *LinkDC* para aproximadamente três vírgula cinco vezes a tensão de linha rms do motor. Outro detalhe importante é que para aumentar a amplitude da tensão do *LinkDC*, é necessário uma corrente ativa para carregar o capacitor. Neste trabalho, foi definido como um valor aceitável para a corrente de controle em regime, o valor da corrente à vazio do motor a ser compensado. A Figura 3.20 mostra o controle de tensão sendo realizado na partida dos motores um e dois. Para partir esses motores, foi necessário elevar a tensão para um mil e seissentos volts.

Figura 3.18 – Bloco regulador de tensão linkDC



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 3.19 – Fluxograma regulador de tensão linkDC

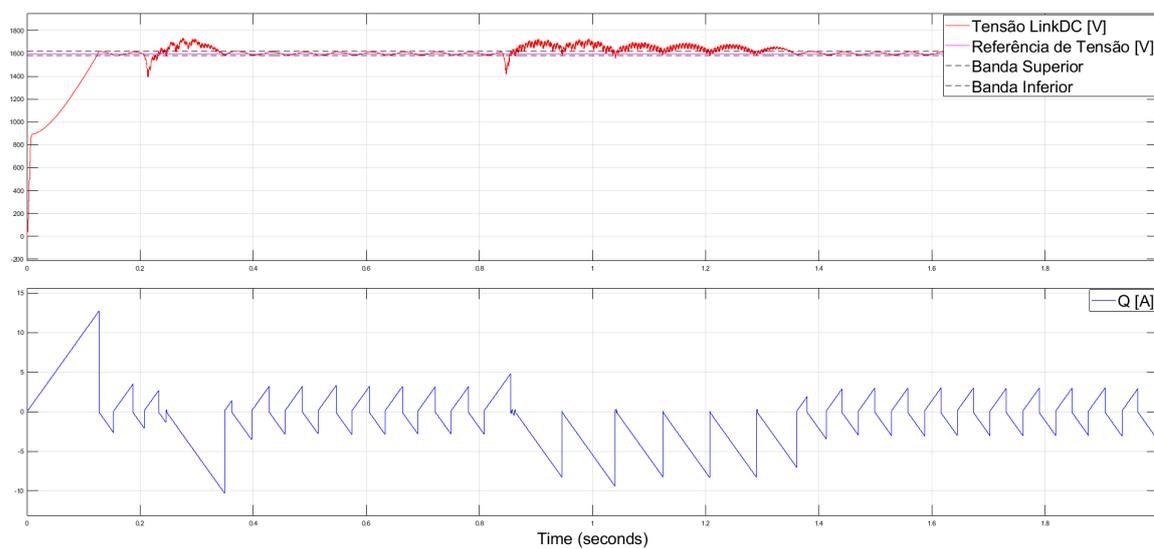


Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 3.7 – Entrada e saídas do bloco de regulação de tensão.

INPUTS		OUTPUTS	
<i>LinkDC</i>	Valor real de tensão do LinkDC	$Q$	Pedido de corrente em quadratura
<i>LinkDCref</i>	Valor de referência para a tensão do LinkDC		
<i>HB</i>	Limite da banda em porcentagem		
<i>PedidoQ</i>	Realimentação do pedido de corrente em quadratura		

Figura 3.20 – Regulagem da tensão do linkDC



Fonte: elaborado pelo autor.

## 4 Resultados e Discussão

Conforme descrito no início seção 1.1, existem diversas técnicas de compensação de potência reativa. Neste trabalho, serão mostrados os resultados obtidos, sem compensação, utilizando o compensador estático e por último, compensador ativo. Os resultados serão apresentados utilizando valores em PU, considerando como base, os valores nominais dos motores, conforme a Tabela 4.1.

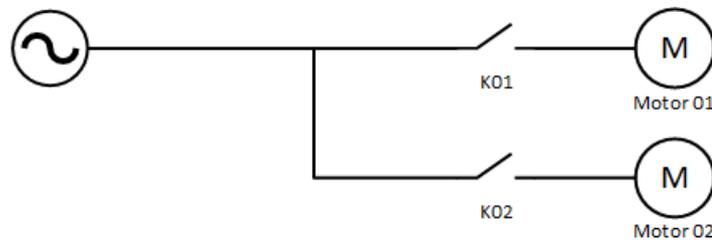
Tabela 4.1 – Base de tensão e potência de cada simulação.

	Barra SEP	Grupo Diesel
Potência [VA]	7460	234,8k
Tensão [V]	460	2400

### 4.1 Simulações na Barra SEP

#### 4.1.1 Barra SEP sem Compensação de Reativo

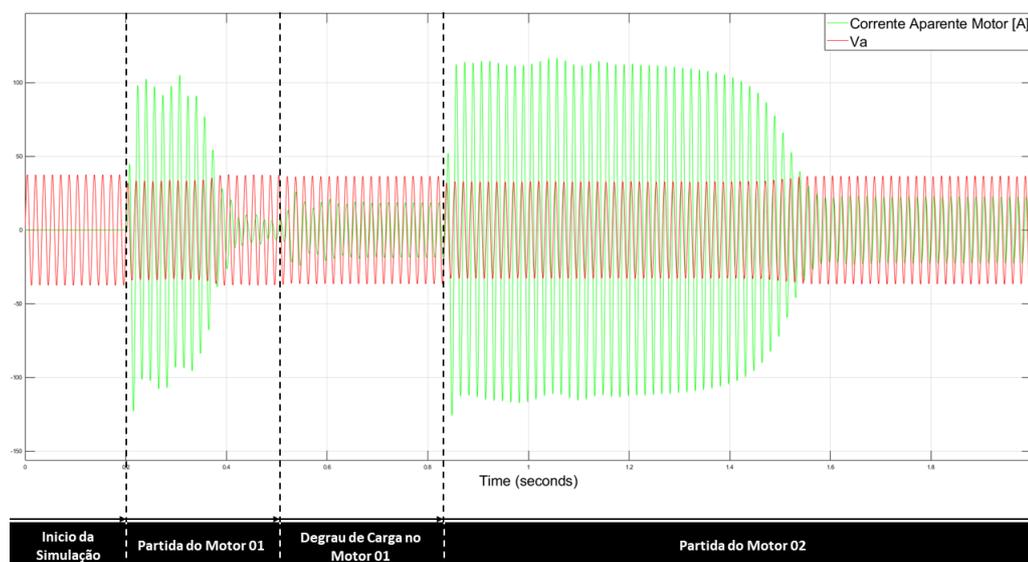
Figura 4.1 – Diagrama unifilar da partida sem compensação de potência reativa



Fonte: elaborado pelo autor.

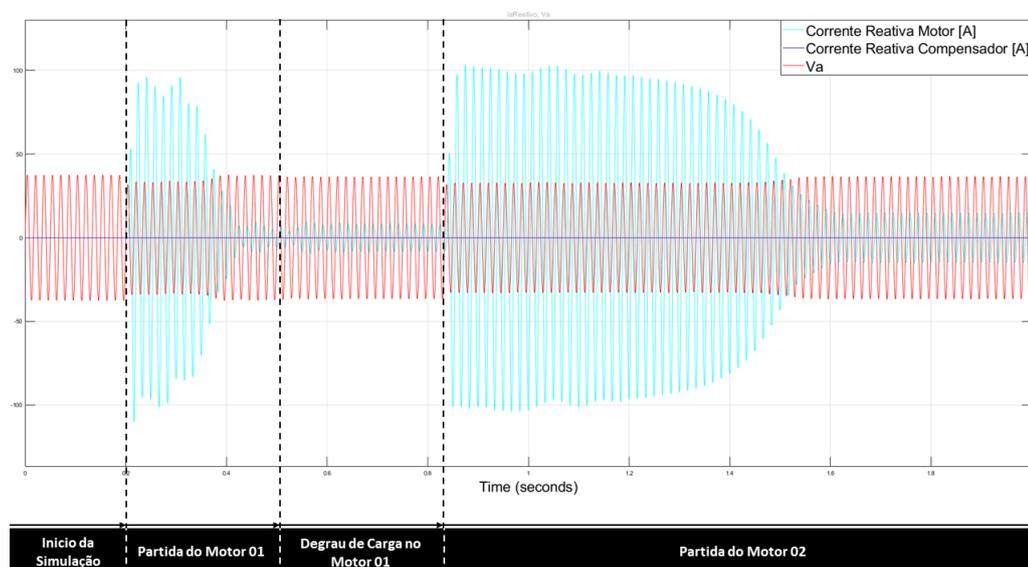
A primeira simulação foi realizada sem a utilização de nenhuma técnica para compensação de potência reativa, conforme pode ser visto na Figura 4.1. Foram monitoradas as correntes do motor, conforme Figura 4.2, Figura 4.3 e Figura 4.4 além da tensão rms da barra, conforme Figura 4.5. Pode-se observar que a partida do primeiro motor provocou um afundamento na tensão durante 200 ms, chegando a atingir o valor de 0,87 PU. Enquanto que na partida do segundo motor, que possui um momento de inércia maior, o afundamento durou aproximadamente 750 ms, atingindo um valor de 0,85 PU. As curvas que mostram a velocidade desenvolvida pelos motores pode ser vista na Figura 4.6.

Figura 4.2 – Corrente aparente do motor sem compensação de potência reativa



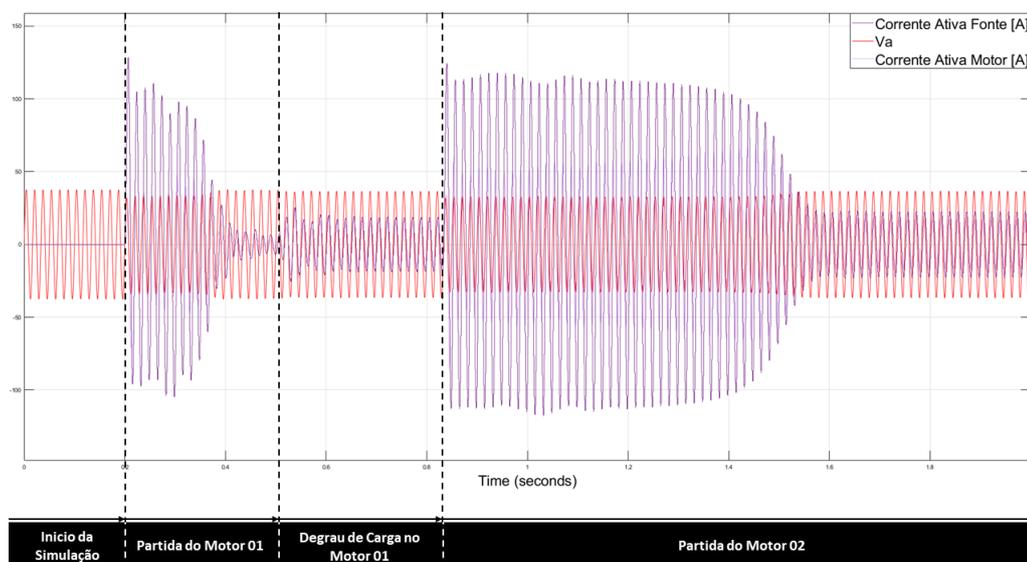
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.3 – Corrente reativa do motor sem compensação de potência reativa



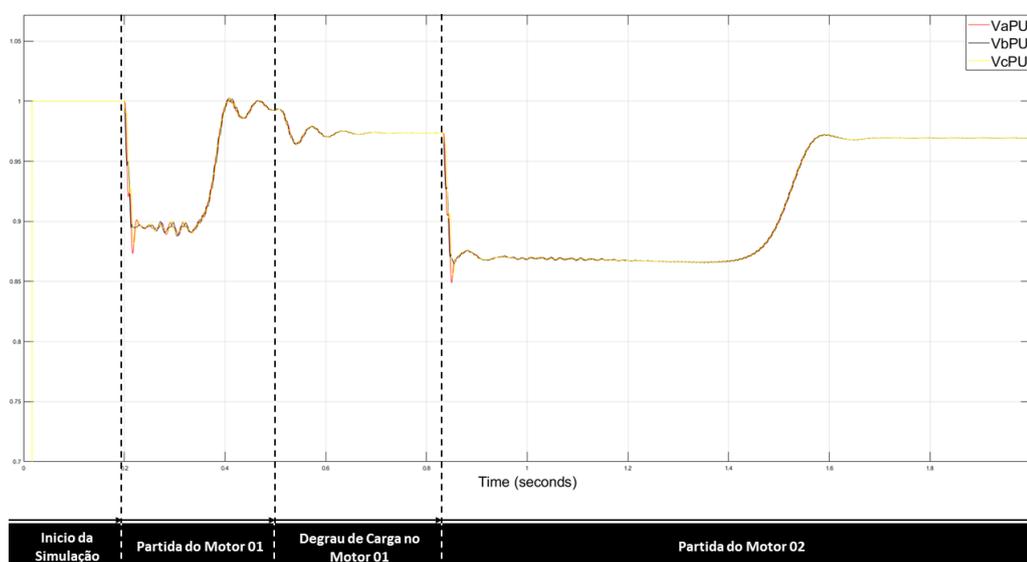
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.4 – Corrente ativa do motor sem compensação de potência reativa



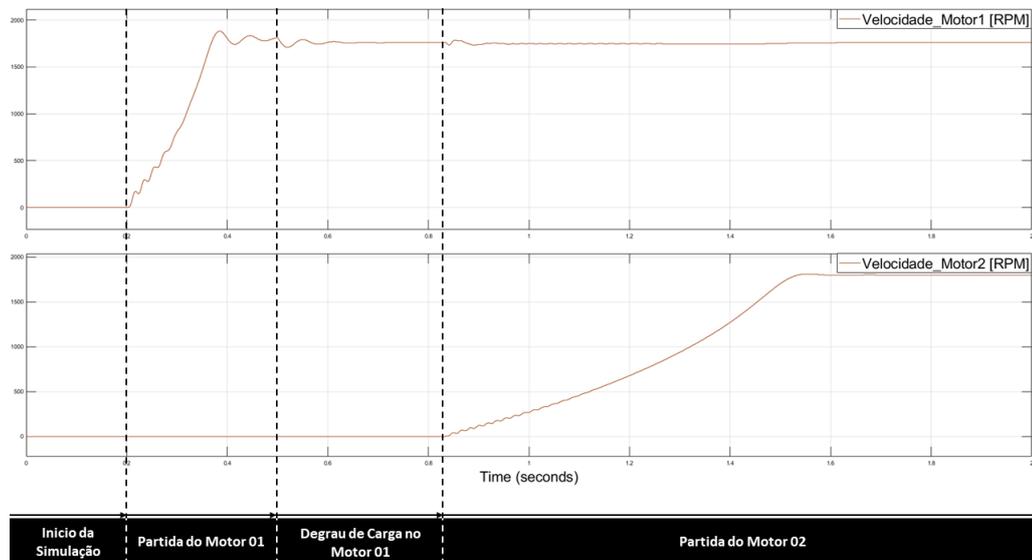
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.5 – Tensão da barra sem compensação de potência reativa



Fonte: elaborado pelo autor.

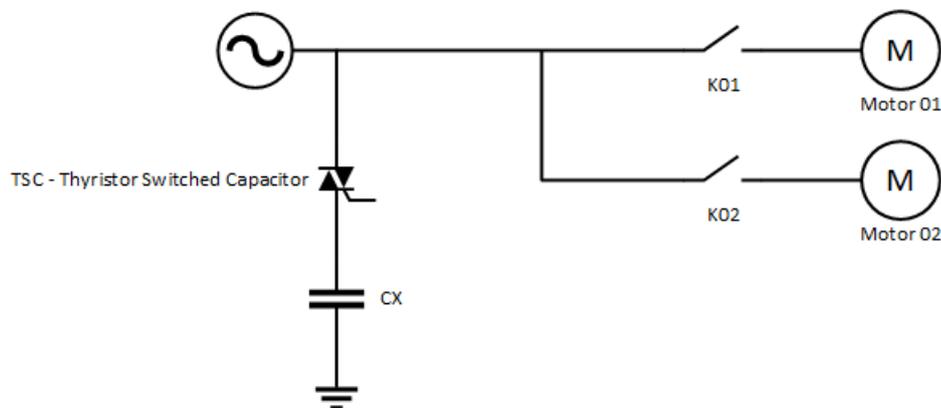
Figura 4.6 – Tempo de partida dos motores sem compensação de potência reativa



Fonte: elaborado pelo autor.

#### 4.1.2 Barra SEP com Compensador Estático

Figura 4.7 – Diagrama unifilar da partida com compensador estático

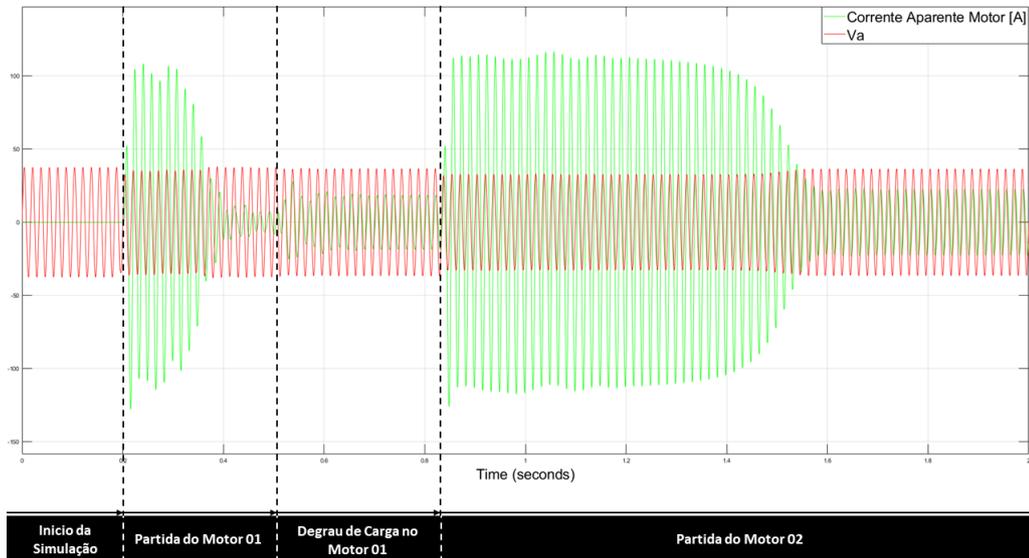


Fonte: elaborado pelo autor.

Conforme descrito na seção 3.4, para compensar a parcela da corrente, referente à potência reativa de partida e diminuir o afundamento de tensão, foi dimensionado um banco de capacitores a ser adicionado em paralelo à barra, conforme está representado na Figura 4.7. Além disso, a Figura 4.11 mostra que adicionando o banco, a tensão rms da barra sofreu um afundamento menor, chegando a atingir 0,92 PU, e também uma duração menor do distúrbio, 180 ms. Vale ressaltar que o banco foi dimensionado apenas para a partida do motor um, o motor dois partiu sem compensação. Esse valor representa um afundamento 5% menor em relação ao valor nominal quando comparado com a partida sem compensação. Pode ser observado na Figura 4.8, que foram necessários doze ciclos para a

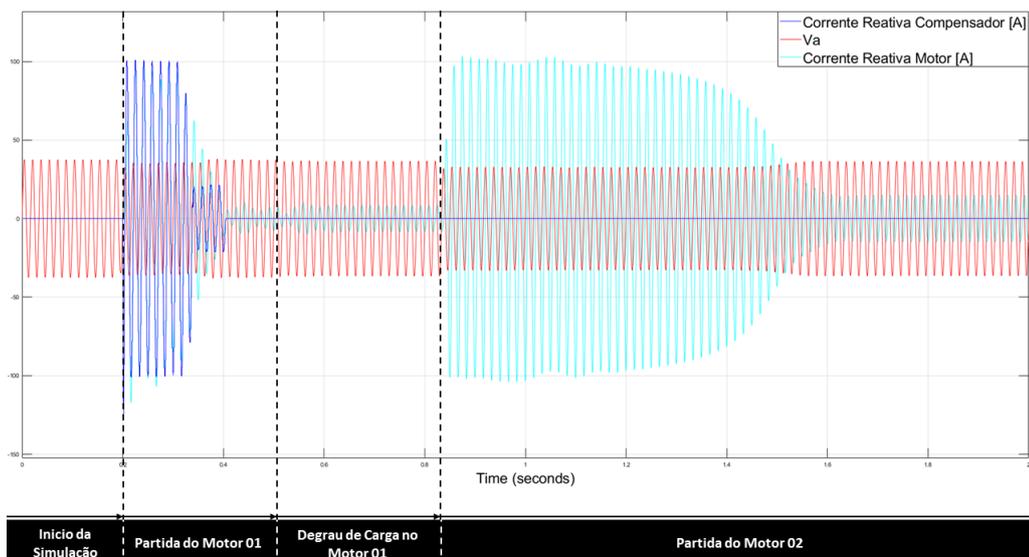
partida do motor um, sendo um ciclo a menos do que a partida sem compensação, isso acontece porque o motor consegue desenvolver o torque mais rápido devido ao afundamento menor da tensão. A Figura 4.12 mostra a velocidade desenvolvida no eixo dos dois motores.

Figura 4.8 – Corrente aparente do motor com compensador estático



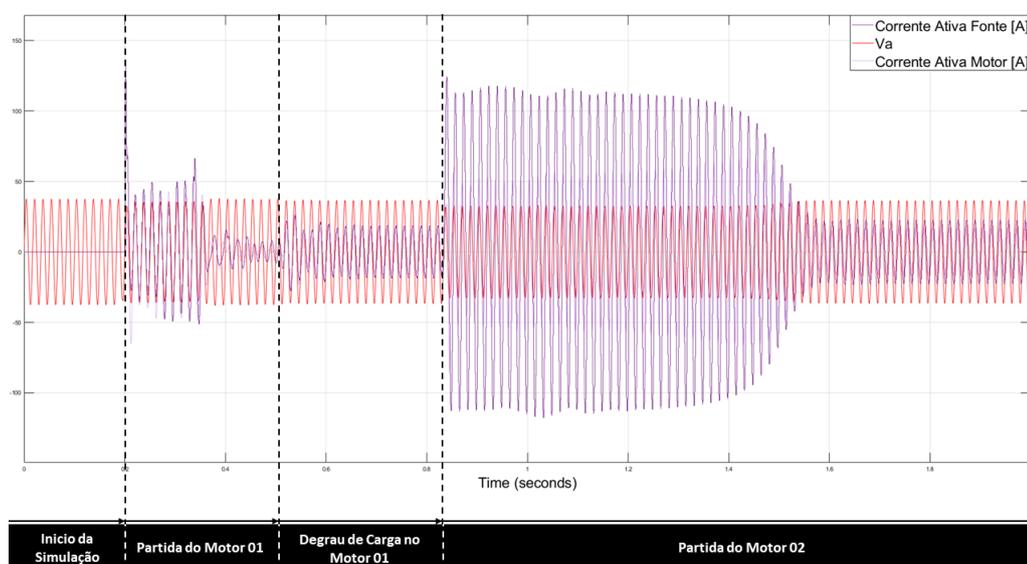
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.9 – Corrente reativa do motor com compensador estático



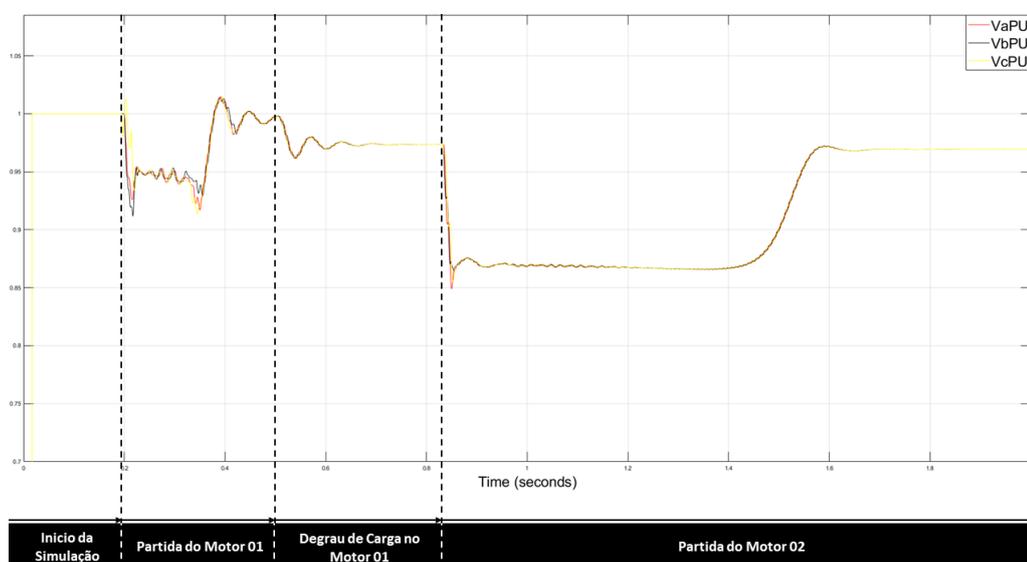
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.10 – Corrente ativa do motor com compensador estático



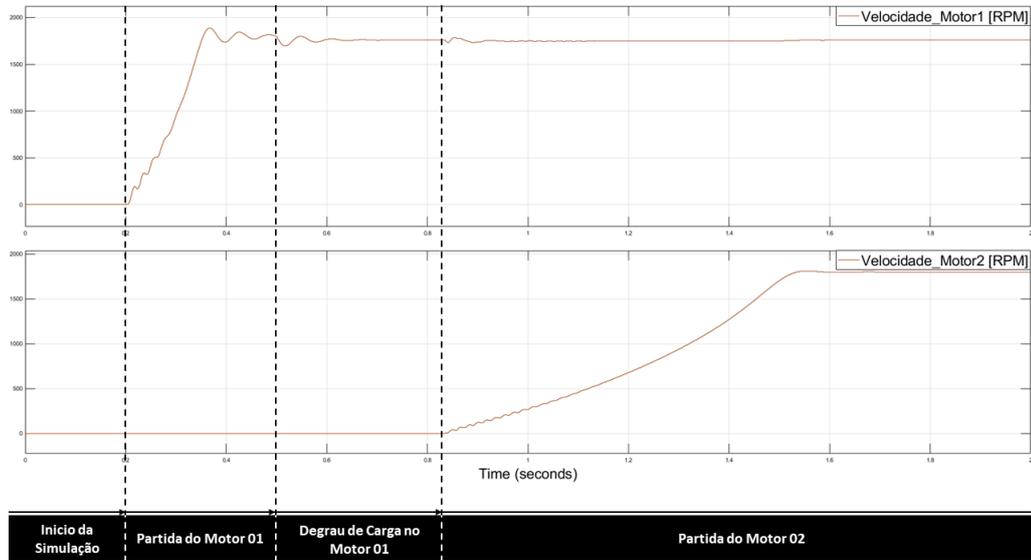
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.11 – Tensão da barra com compensador estático



Fonte: elaborado pelo autor.

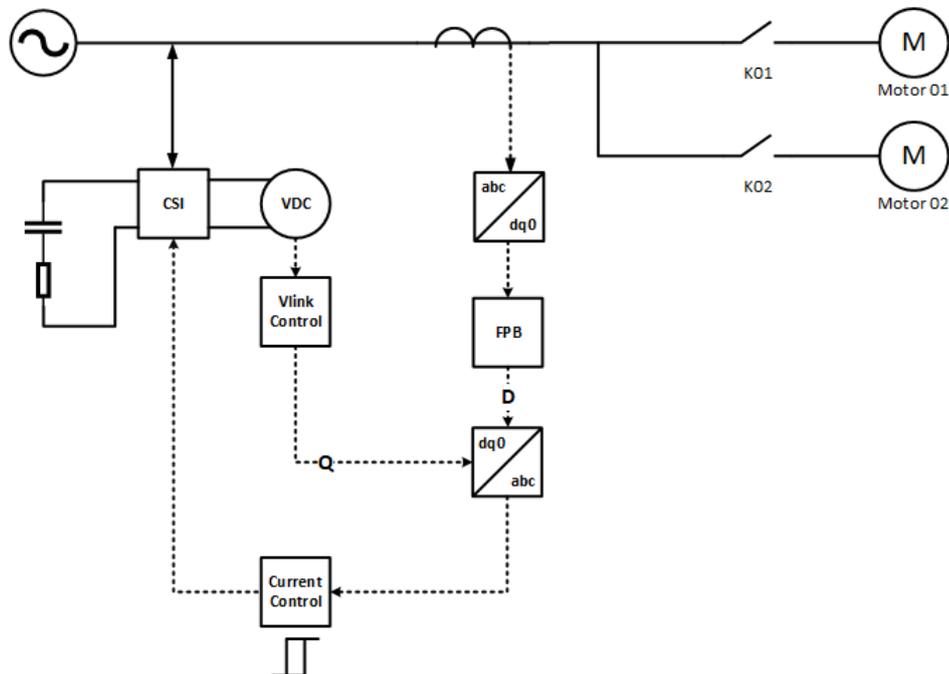
Figura 4.12 – Tempo de partida dos motores com compensador estático



Fonte: elaborado pelo autor.

### 4.1.3 Barra SEP com Compensador Ativo

Figura 4.13 – Diagrama unifilar da partida com compensador ativo



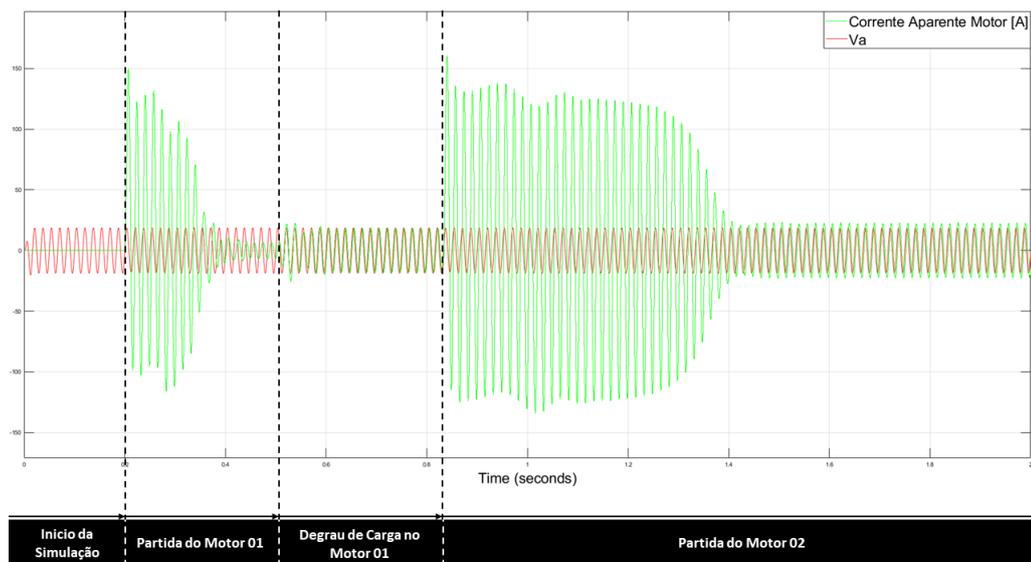
Fonte: elaborado pelo autor.

O diagrama representado na Figura 4.13 mostra o primeiro teste do compensador proposto neste trabalho. Ele foi realizado no SEP descrito na subseção 3.2.1. Na Figura 4.17, é possível ver que o afundamento da tensão durou apenas o tempo de resposta do filtro,

atingindo um valor de apenas 0,98 PU (gerando uma redução de aproximadamente 13%), com duração de 30 ms para o motor um e 26 ms para o motor dois. Após isso, o conversor compensou toda a corrente reativa proveniente da partida dos motores, zerando o afundamento de tensão. Devido à redução do afundamento de tensão da barra, o tempo de partida do motor um foi reduzido mais dois ciclos, em comparação com a partida compensada com capacitores, atingindo um tempo de partida equivalente à dez ciclos. As correntes de partida e a velocidade dos motores em função do tempo, utilizando a compensação via compensador podem ser vistas nas Figura 4.14, Figura 4.15, Figura 4.16 e Figura 4.18.

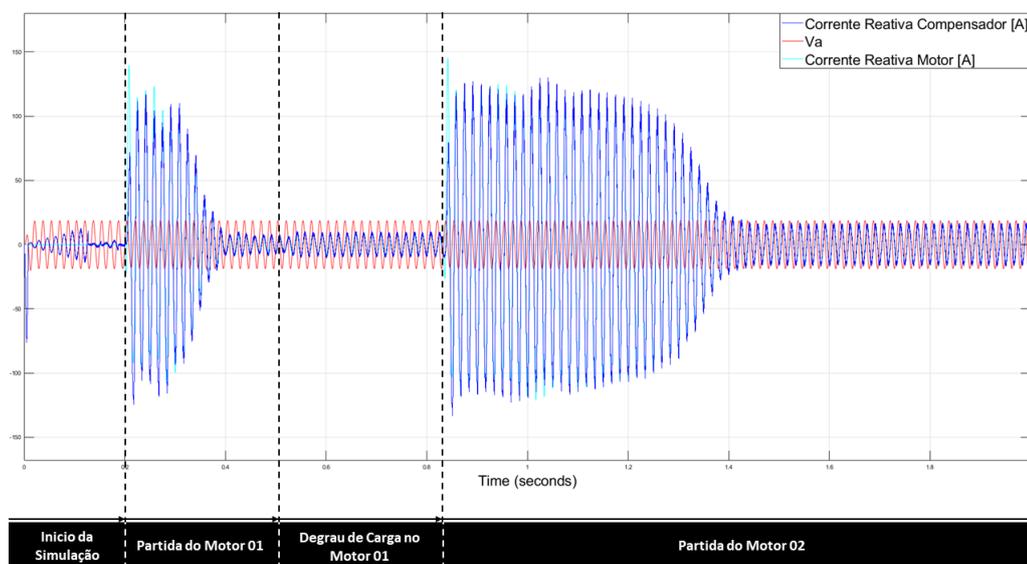
Além disso, uma outra possibilidade do conversor, que foi aplicada mas não é o foco do trabalho, foi a compensação de reativo em regime permanente. Isso possibilita uma melhora do fator de potência do motor de forma dinâmica, diferente do que acontece com a compensação com banco de capacitores.

Figura 4.14 – Corrente aparente do motor com compensador ativo



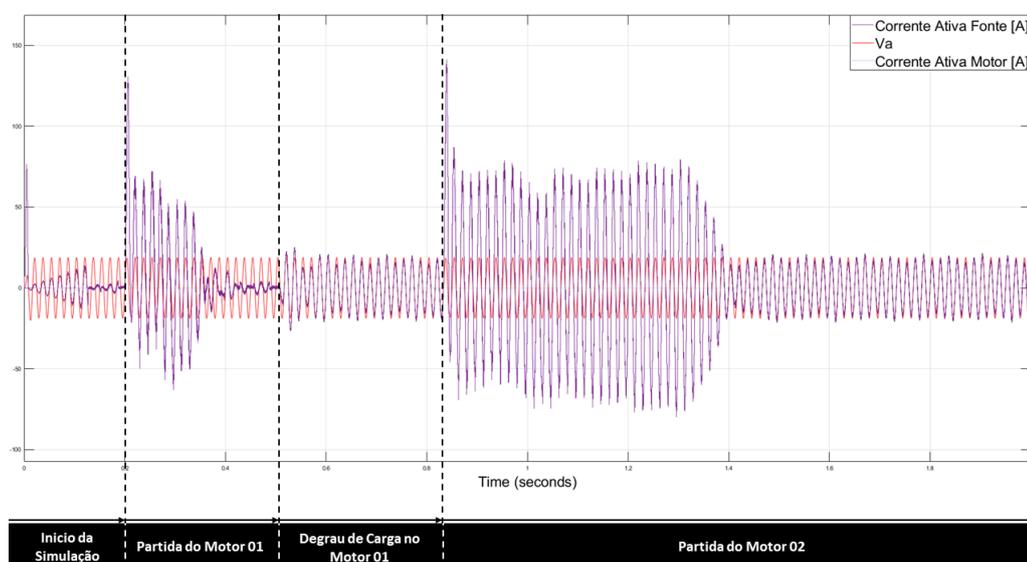
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.15 – Corrente aparente do motor com compensador ativo



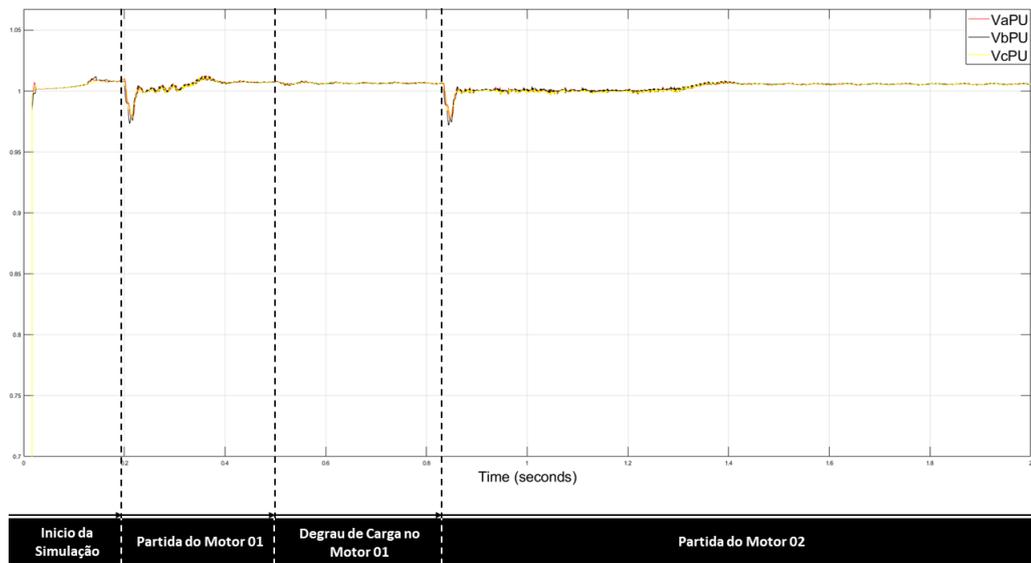
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.16 – Corrente aparente do motor com compensador ativo



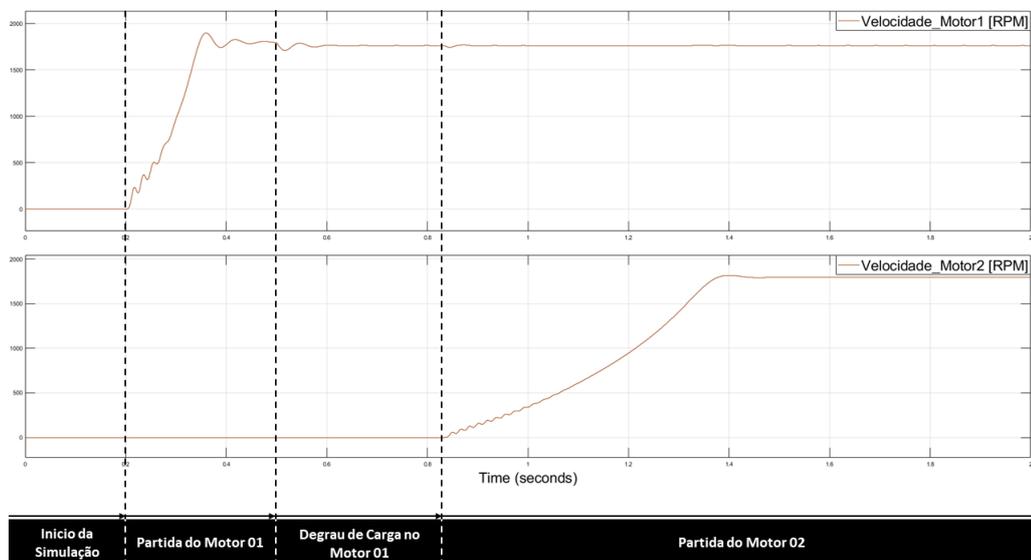
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.17 – Tensão da barra com compensador ativo



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.18 – Tempo de partida dos motores com compensador ativo



Fonte: elaborado pelo autor.

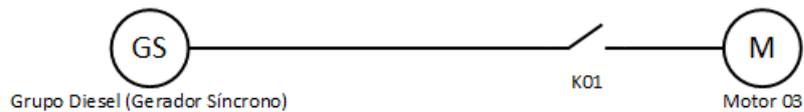
## 4.2 Simulações no Grupo Diesel

Para contextualizar uma grande aplicação para o compensador desenvolvido neste trabalho, será realizado o acionamento do motor três, descrito na seção 3.3. Dessa forma, serão realizadas duas simulações. Na primeira, o grupo diesel irá acionar a máquina

diretamente, sem nenhum tipo de compensação de potência reativa. Num segundo momento, será simulado o mesmo sistema, porém, com compensação de reativo através do conversor.

#### 4.2.1 Grupo Diesel sem Compensação de Reativo

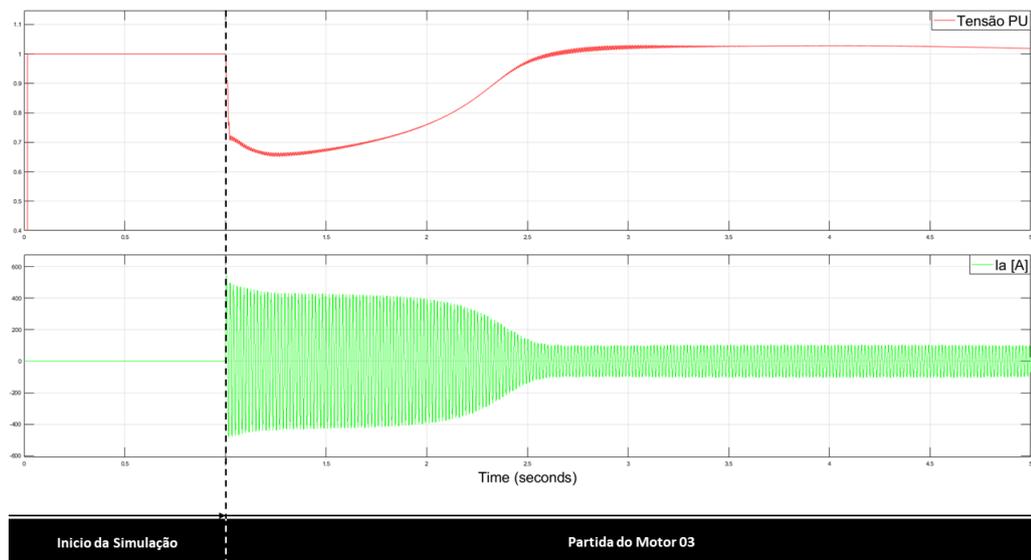
Figura 4.19 – Diagrama unifilar da partida utilizando grupo diesel sem compensação de potência reativa



Fonte: elaborado pelo autor.

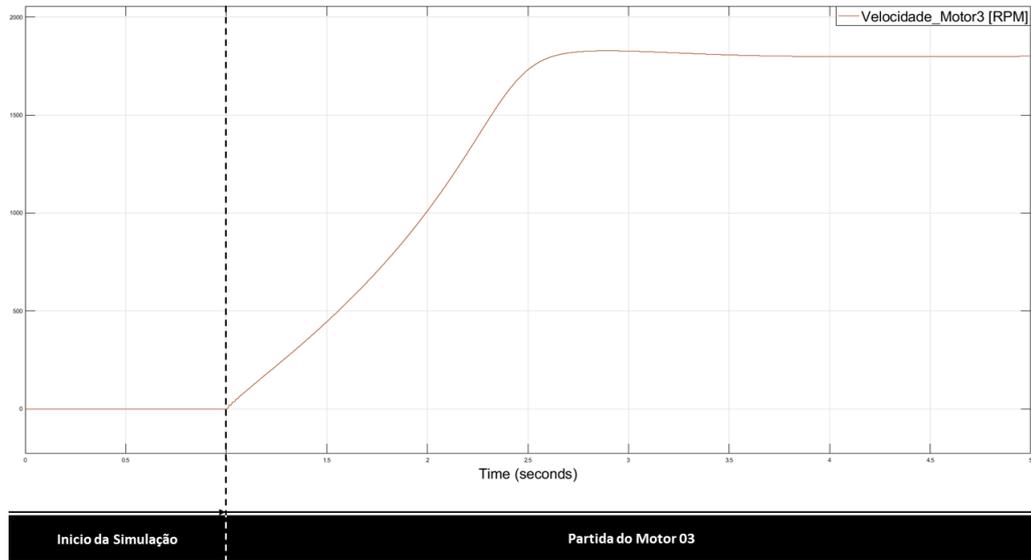
O diagrama da primeira simulação utilizando o grupo diesel pode ser visto na Figura 4.19, ela foi realizada sem nenhum tipo de compensação. Na Figura 4.20, pode-se observar um afundamento de tensão máximo de 0,65 PU, com duração total do distúrbio de 1,6 s. Além disso, pode-se observar, na Figura 4.21, que a partida do motor durou aproximadamente 90 ciclos. Vale ressaltar, que foi inserido um valor alto de inércia neste motor para observar melhor o efeito do afundamento de tensão no grupo diesel.

Figura 4.20 – Tensão terminal e do gerador e corrente do motor sem compensação de potência reativa



Fonte: elaborado pelo autor.

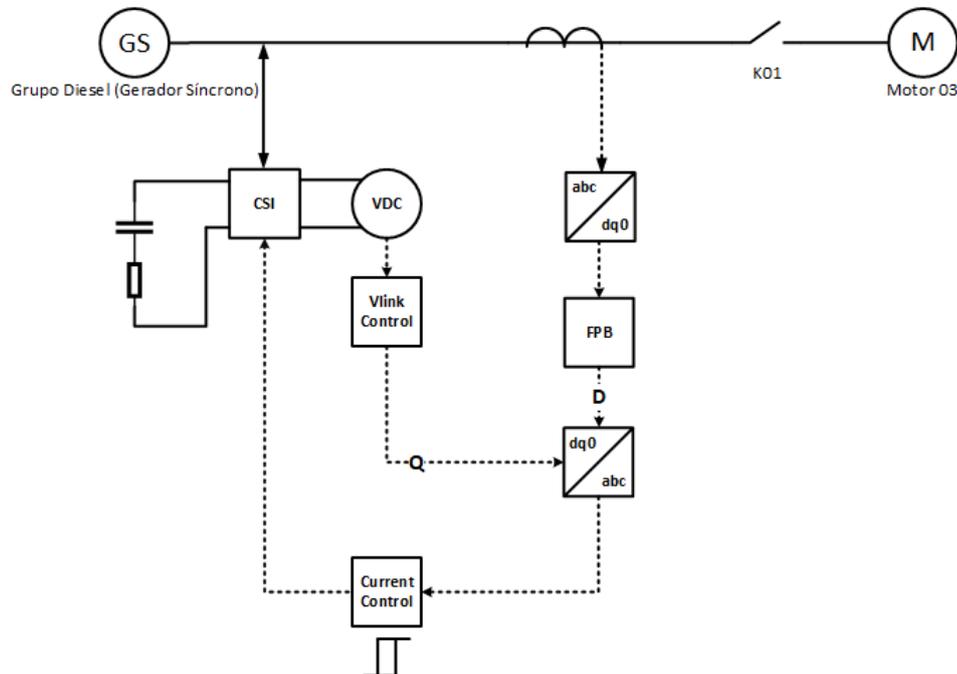
Figura 4.21 – Tempo de partida do motor sem compensação de potência reativa



Fonte: elaborado pelo autor.

### 4.2.2 Grupo Diesel com Compensador Ativo

Figura 4.22 – Diagrama unifilar da partida utilizando grupo diesel com compensador ativo

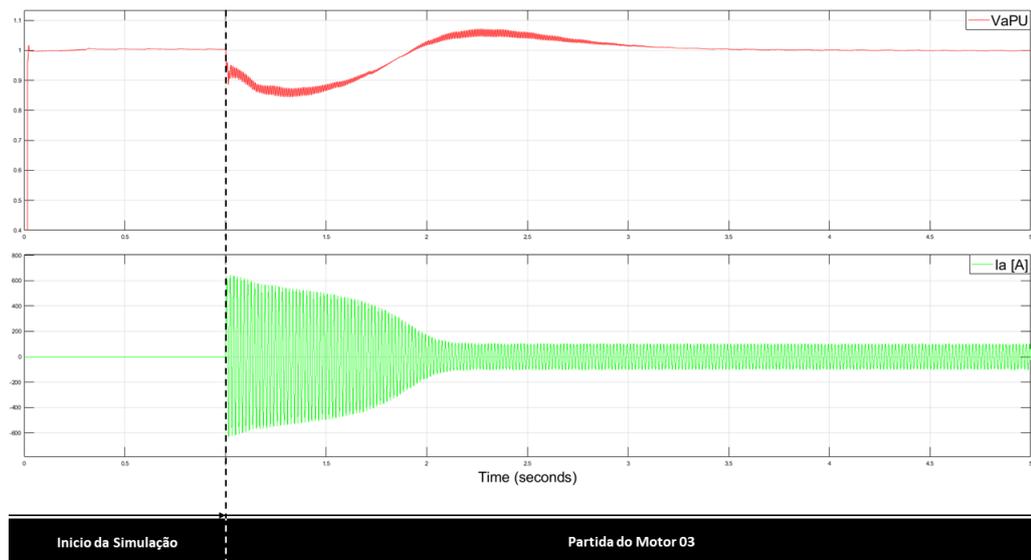


Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 4.22 mostra o diagrama da segunda simulação com o compensador, que foi realizado no sistema alimentado pelo grupo diesel. Pode-se observar na Figura 4.23, que o afundamento máximo da tensão reduziu para um valor em torno de 0,84 PU, uma redução

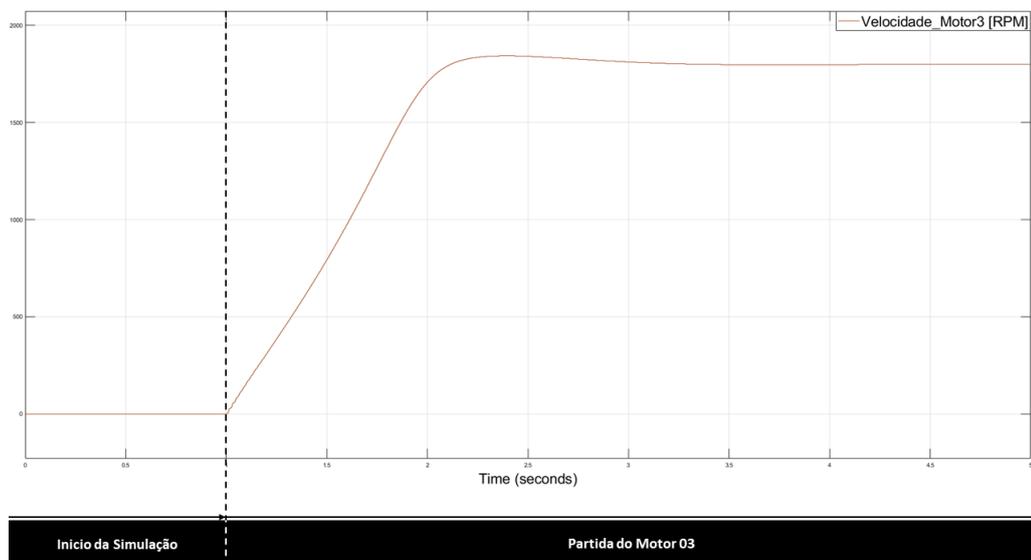
de 19%, considerando o valor nominal. A duração do distúrbio também diminuiu para 900 ms. Com isso, foi possível partir o motor com 60 ciclos, Figura 4.24, uma redução de 30 ciclos da corrente de partida. Outro detalhe importante é que comparando as Figura 4.20 e Figura 4.23, pode-se observar que utilizando o compensador ativo, o gerador apresentou uma regulação de tensão melhor. Na primeira simulação, após a partida do motor, o gerador ficou sobrecitado, elevando a tensão terminal em regime para 1,03 PU.

Figura 4.23 – Tensão terminal do gerador e corrente do motor com compensador ativo



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.24 – Tempo de partida do motor com compensador ativo



Fonte: elaborado pelo autor.

## 5 Conclusão e Recomendações para Trabalhos Futuros

Durante a execução deste projeto foi possível entender melhor o funcionamento das máquinas bem como dos circuitos conversores, aprendendo diferentes técnicas de modulação e aplicando-as no conversor desenvolvido. Também foi possível aprender sobre as transformadas de *Clarke* e *Park* e utilizá-las para filtrar sinais de uma forma mais eficiente. Além de reforçar o entendimento do princípio de funcionamento de motores de indução bem como o conceito e importância das principais variáveis desta máquina.

O desenvolvimento da simulação, aplicada a um sistema compensando potência reativa de partida de motores abre várias possibilidades para estudos futuros. Os resultados apresentados na Capítulo 4, mostram que o conversor é uma alternativa mais eficiente para a compensação de reativo, quando comparado com o banco de capacitores. Pode ser visto que em alguns casos, ele foi capaz de praticamente zerar o afundamento de tensão na barra. Além disso, por se tratar de um conversor, ele pode ser dimensionado para compensar a partida de motores com características diferentes. Enquanto que para compensar a partida de outros motores com capacitores, seria necessário dimensionar outros bancos ou, pelo menos, uma chave estática controlada.

Os resultados no grupos diesel foram ainda melhores. Observou-se uma redução do afundamento da tensão de 19%. Assim, esse compensador poderia ser capaz de reduzir o superdimensionamento no projeto de fornecimento de energia utilizando geradores à diesel. No Anexo A deste trabalho, existe uma página de uma proposta técnica para implementação de grupos diesel para alimentação contínua de cargas críticas da Usina Cauê, da Vale em Itabira. Nela, é possível verificar que o dimensionamento dos geradores é feito considerando a corrente de partida dos motores. Como resultado, alguns geradores são projetados com potência nominal seis vezes maior que as cargas que são alimentadas por eles.

Além disso, no Anexo B, existe uma Certidão de Acervo Técnico - CAT que mostra o custo de implementação de um projeto de geração de energia via grupos diesel. Realizando apenas um cálculo direto de proporcionalidade, o custo médio por MVA nesta CAT é de R\$ 220.000,00.

Considerando o elevado custo por MVA fornecido em uma geração à diesel e a economia que poderia ser feita utilizando o compensador de reativo. Uma recomendação para próximos trabalhos seria o estudo de custo para a construção do compensador de reativo, de forma a mostrar a viabilidade de implementação do projeto. Para desenvolvimentos práticos, uma outra recomendação seria o desenvolvimento do circuito de controle de tensão no link juntamente com um circuito de pré-carga, utilizado para armazenar a

energia no capacitor de forma gradual.

As possibilidades, porém, não se limitam apenas para a aplicação desenvolvida neste trabalho. Por se tratar de um conversor universal, ele pode ser aplicado para diversas outras finalidades, como por exemplo o controle de velocidade e torque de motores, controle de excitação de máquinas síncronas, bem como diversas outras aplicações que envolvam o controle de corrente alternada ou contínua ou o tratamento de potências ativas e reativas.

# Referências

- BOSE, B. K. *Modern Power Electronics and AC Drivers*. Upper Saddle River: Prentice Hall PTR, 2002.
- CHAPMAN, S. J. *Fundamento de Máquinas Elétricas*. Porto Alegre: AMGH Editora Ltda., 2014.
- ELETRICIDADEMODERNA. 2016. <[https://www.arandanet.com.br/revista/em/materia/2016/11/20/fontes\\_de\\_alimentacao.html](https://www.arandanet.com.br/revista/em/materia/2016/11/20/fontes_de_alimentacao.html)>. Acessado em 01/08/2021.
- EMBARCADOS. 2017. <<https://www.embarcados.com.br/controlador-pll/>>. Acessado em 01/08/2021.
- FRANKE, G. M. Estudo do impacto da inserção da minigeração distribuída nos afundamentos de tensão em um sistema de distribuição. Porto Alegre - RS, Brazil, 2017.
- JUNIOR, A. P. *Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos*. Porto Alegre: Bookman, 2003.
- KOSTENKO, M. P.; PIOTROVSKI, L. M. *Máquinas Elétricas II*. Moscou: Editorial Mir, 1976.
- LOPEZ, R. A. *Qualidade na Energia Elétrica*. São Paulo: Artliber, 2001.
- OSETORELETRICO. 2021. <<https://osetoreletrico.com.br/aplicacao-de-geradores-em-instalacoes-eletricas-alguns-cuidados-necessarios/>>. Acessado em 01/08/2021.
- PACHECO, J. M. Determinação dos parâmetros de compensadores estáticos de reativos e estratégia para o projeto otimizado de reatores saturados. Uberlândia - MG, Brazil, 2008.
- POMILIO, J. A.; DECKMANN, S. M. *Condicionamento de Energia Elétrica e Dispositivos FACTS*. São Paulo: UNICAMP, 2009.
- RASHID, M. H. *Eletrônica de Potência, Circuitos, Dispositivos e Aplicações*. São Paulo: M.Books, 1999.
- SANTOS, V. S. *Controle GDSC Aplicado a um Restaurador Dinâmico de Tensão*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, Recife - PE, Brazil, 2015.
- TRANSFORMADAS de Clarke e Park. 2020. <<https://www.researchgate.net/publication/340809565>>. Acessado em 09/12/2021.
- VALORGLOBOWEG. 2019. <<https://valor.globo.com/patrocinado/weg/weg/noticia/2019/12/02/motores-eficientes-geram-economia-de-energia-na-industria.ghtml>>. Acessado em 04/08/2021.
- WATANABE, E. H.; AREDES, M. Teoria de potência ativa e reativa instatânea e aplicações - filtros ativos e facts. Rio de Janeiro - RJ, Brazil, "s.d."
- WATANABE, E. H. et al. Tecnologia facts - tutorial. *SBA Controle Automação Vol. 9*, Rio de Janeiro - RJ, Brazil, 1998.

WEG. *Guia de Especificação - Motores Elétricos*. Jaraguá do Sul: WEG, 2021.

## ANEXO A



TECNOGERA GERADORES  
Locação e Transformação de Energia  
0800 772 1601 | 55 11 4053 4888

## Cálculo dos geradores

Os geradores foram dimensionados seguindo as informações do motor enviada de 500CV em 4160V e dois motores de 75CV em 480V, considerando FP=0,8.

500CV:

$$kVA(A) = \frac{CV * 0,736}{FP \text{ motor}} = \frac{500 * 0,736}{0,8} \cong 460kVA$$

$$I (A) = \frac{460 \text{ kVA}}{(\sqrt{3} \times 4160V)} = 64A$$

Após transformação dos transformador em 4160V para 440V possui uma corrente de aproximadamente 603A, multiplicado pela partida de 6 vezes a nominal, ficará em 3621A

Para partir o motor de 500CV, devido a corrente de partida do motor ser de 6 vezes a nominal (Ip/In) (normalmente), serão necessários 5 geradores de 550kVA:

$$I (A) = \frac{550 \text{ kVA}}{(\sqrt{3} \times 440V)} = 721A$$

Corrente total dos geradores: 721A x 5 = 3605A

Os geradores possuem uma margem de 10% da potência de sobrecarga.

Portanto, para acionar o motor com partida direta, será utilizado no mínimo 5 geradores de 550 kVA. Um gerador de 550kVA ficará como Back up, caso algum dos motores venha a se danificar.

75CV:

$$kVA(A) = \frac{CV * 0,736}{FP \text{ motor}} = \frac{75 * 0,736}{0,8} \cong 69kVA$$

$$I (A) = \frac{69 \text{ kVA}}{(\sqrt{3} \times 480V)} = 83A$$

Considerando a partida direta de um motor sendo 6 vezes a nominal (83A), seria de 498A.

Com isso para os motores de 75CV em 480V em partida direta será necessário apenas um gerador de 550 KVA onde a corrente máxima será de 661A, pois estará em 480V.

## ANEXO B



Certidão de Acervo Técnico - CAT  
Resolução nº 1.025, de 30 de outubro de 2009  
Conselho Regional de Engenharia e Agronomia de Minas Gerais

**CREA-MG**

CAT COM REGISTRO DE ATESTADO  
1420170002705  
Atividade concluída

Página 1/1

CERTIFICAMOS, em cumprimento ao disposto na Resolução nº 1.025, de 30 de outubro de 2009, do Confea, que consta dos assentamentos deste Conselho Regional de Engenharia e Agronomia de Minas Gerais - CREA-MG, o Acervo Técnico do profissional TIAGO PEREIRA BARBOSA..... referente à(s) Anotação(ões) de Responsabilidade Técnica - ART abaixo descrita(s):

Profissional: **TIAGO PEREIRA BARBOSA**.....  
Registro: **06.0.5063281052**..... RNP: **2609669720**.....  
Título Profissional: **ENGENHEIRO ELETRICISTA**.....

Número ART: **1420160000003392887**.. Tipo de ART: **Obra/Serviço - Nova ART**.....  
Registrada em: **5/10/2016**..... Baixada em: **15/11/2015**.....  
Forma de Registro: **Inicial**..... Participação Técnica: **Individual**.....  
Empresa Contratada: **TECNOGERA - LOCAÇÃO E TRANSFORMAÇÃO DE ENERGIA S/A**.....  
Contratante: **SAMARCO MINERAÇÃO S.A.**..... CPF/CNPJ: **16628281000161**  
Logradouro: **RUA PARAIBA**..... Nº: **1122**..  
Complemento: ..... Bairro: **FUNCIONÁRIOS**.....  
Cidade: **BELO HORIZONTE**..... UF: **MG**..... CEP: **30130-918**  
Contrato: **4500152442**..... celebrado em ..... Vinculado à ART: .....  
Valor do contrato: **R\$ 12767288,00**..... Tipo de contratante: **PESSOA JURÍDICA DE DIREITO PRIVADO**.....  
Ação institucional: .....  
Endereço da obra/serviço: **RODOVIA MG 129**..... Nº: .....  
Complemento: **UNIDADE GERMANO**..... Bairro: .....  
Cidade: **MARIANA**..... UF: **MG**..... CEP: **35420-000**  
Data Início: **15/10/2014** Conclusão efetiva: **15/11/2015** Coord. Geográficas: .....  
Finalidade: **OUTRO**..... Código: .....  
Proprietário: **SAMARCO MINERAÇÃO S.A.**..... CPF/CNPJ: **16628281000323**  
Atividade Técnica: **EXECUÇÃO INSTALAÇÃO/MANUTENÇÃO DE EQUIPAMENTO GERAÇÃO, TRANSF., TRANSMISSÃO E UTILIZAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA GERAD.ELET/EQ.DIST.ENERGIA ELETR , Quantidade 60,50 , Unidade mva; EXECUÇÃO INSTALAÇÃO/OPERAÇÃO DE EQUIPAMENTO GERAÇÃO, TRANSF., TRANSMISSÃO E UTILIZAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA GERAD.ELET/EQ.DIST.ENERGIA ELETR , Quantidade 60,50 , Unidade mva**.....

Observações

**O PRESENTE CONTRATO TEM POR OBJETO A EXECUÇÃO, PELA CONTRATADA, DOS SERV. DE OPERAÇÃO DAS UNID. GERADORAS DE ENERGIA, NAS UNID. DA CONTRATANTE. FORNEC. DE USINA GERADORA DE 60,5 MVA NA TENSÃO DE 13,8**.....

Informações Complementares

CERTIFICAMOS, finalmente, que se encontra vinculado à presente Certidão de Acervo Técnico - CAT, conforme selos de segurança 259740 a 259740, o documento contendo 1 folha(s), expedido pelo contratante da obra/serviço, a quem cabe a responsabilidade pela veracidade e exatidão das informações nele constantes.....

Certidão de Acervo Técnico nº 1420170002705/2017

26/04/2017, 09:32:00

1420170002705

A CAT à qual o atestado está vinculado é o documento que comprova o registro do atestado no Crea.

A CAT à qual o atestado está vinculado constituirá prova da capacidade técnico-profissional da pessoa jurídica somente se o responsável técnico indicado estiver ou venha a ser integrado ao seu quadro técnico por meio de declaração entregue no momento da habilitação ou da entrega das propostas.

A CAT é válida em todo o território nacional.

A CAT perderá a validade no caso de modificação dos dados técnicos qualitativos e quantitativos nela contidos, bem como de alteração da situação do registro da ART.

A autenticidade e a validade desta certidão deve ser confirmada no site do Crea-MG ([www.crea-mg.org.br](http://www.crea-mg.org.br)) ou no site do Confea ([www.confea.org.br](http://www.confea.org.br)).

A falsificação deste documento constitui crime previsto no Código Penal Brasileiro, sujeitando o autor à respectiva ação penal.

**Conselho Regional de Engenharia e Agronomia de Minas Gerais**

Av. Álvares Cabral, 1600 - Santo Agostinho - Belo Horizonte, CEP:30170-917

Telefone: (31)3299-8700 - Ouvidoria: 0800 283 0273 - Atendimento: 0800 031 2732 - [www.crea-mg.org.br](http://www.crea-mg.org.br)

