

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA
CURSO DE ENGENHARIA INDUSTRIAL
ELÉTRICA/ELETROTÉCNICA**

**ALISSON VIEIRA DA SILVA
LINS WELINTON GARCIA LEAL**

**ESTUDO E MONTAGEM DE UM MODELO EXPERIMENTAL DE
ELEVADOR COM FRENAGEM REGENERATIVA**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CURITIBA

2014

**ALISSON VIEIRA DA SILVA
LINS WELINTON GARCIA LEAL**

**ESTUDO E MONTAGEM DE UM MODELO EXPERIMENTAL DE
ELEVADOR COM FRENAGEM REGENERATIVA**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, do Curso de Engenharia Industrial Elétrica - Ênfase em Eletrotécnica do Departamento de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Professor Nataniel G. de Oliveira, Eng. Msc.

**CURITIBA
2014**

AGRADECIMENTOS

Agradecemos primeiramente a Deus por sempre nos abençoar e iluminar nossas vidas.

À nossa família, pelo apoio incondicional em todos os momentos, em especial aos nossos maravilhosos pais e companheiras. Ao orientador Professor Nataniel Gomes de Oliveira pela capacidade de ensinar, estimular e pela orientação deste trabalho.

RESUMO

SILVA, Alisson Vieira; LEAL, Lins Welinton; Estudo e montagem de um modelo de um elevador com frenagem regenerativa. 2014. Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Industrial Elétrica – Ênfase Eletrotécnica), Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT), Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2014.

Com a corrente busca da eficiência energética pelas indústrias e residências, aumentou-se a procura por novos sistemas com maior rendimento e também meios para reduzir as perdas nos atuais.

Os elevadores são uma das cargas mais significativas nos prédios, e reaproveitar a energia gasta na frenagem representa um grande passo para quem busca sistemas mais eficientes.

Com este trabalho buscou-se disponibilizar uma literatura técnica o mais completo possível, modelando o sistema e apresentando equações que ajudam no dimensionamento dos componentes e na escolha dos equipamentos que possibilitam uma frenagem regenerativa eficiente.

Também foi desenvolvida a montagem de um modelo experimental de um elevador com frenagem regenerativa, o qual foi dimensionado conforme a modelagem e equacionamento descrito no trabalho.

Palavras chaves: Frenagem Regenerativa. Aproveitamento de Energia. Motor de Indução Trifásico. Inversor de Frequência.

ABSTRACT

SILVA, Alisson Vieira; LEAL, Lins Welinton; Study and mounting of an experimental model of an elevator with regenerative. 2014. Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Industrial Elétrica – Ênfase Eletrotécnica), Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT), Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2014.

With the current pursuit of energy efficiency by the industries and residences, the search for new systems with higher performance, and also ways to reduce losses in the current ones.

The elevators are one of the most significant loads in buildings, and reusing the energy spent in braking represents a great step for those seeking more efficient systems.

Through this work, we sought to provide a more complete technical literature as possible, modeling the system and presenting equations that help in measuring the components and in the choosing the equipment that makes regenerative braking efficient.

We also developed the mounting of an experimental model of an elevator with regenerative braking, which is dimensioned according to the modeling and the equation described in this work.

Keywords: Regenerative braking. Harnessing energy. Three-phase induction motor. Frequency inverter

LISTA DE FIGURAS

Capítulo 2

Figura 2.1 – Tipos de motores elétricos

Figura 2.2 – Rotor tipo gaiola

Figura 2.3 – Rotor bobinado e reostatos de partida.

Figura 2.4 – Enrolamento Monofásico.

Figura 2.5 - Gráfico da corrente e tensão alternadas de um circuito monofásico.

Figura 2.6 – Enrolamento Trifásico.

Figura 2.7 – Sistema com tensões equilibradas defasadas de 120° .

Figura 2.8 – Soma vetorial dos campos magnéticos em um circuito trifásico.

Figura 2.9 – Rendimento do motor em função de sua potência nominal.

Figura 2.10 – Rendimento do motor em função da potência aplicada ao motor.

Figura 2.11 – Curva fator de potência x potência nominal das máquinas de indução trifásicas.

Figura 2.12 – Curva conjugado x rotação.

Figura 2.13 – Curva característica conjugado x rotação para máquina assíncrona de indução portando gaiola de esquilo.

Figura 2.14 – Gerador assíncrono de indução ligado a um sistema e alimentando energeticamente a carga, também ligado ao sistema.

Figura 2.15 – Gerador assíncrono de indução ligado ao sistema e a um banco de capacitores.

Figura 2.16 – Gerador assíncrono de indução ligado a um banco de capacitores e uma carga.

Capítulo 3

Figura 3.1 – Diagrama do Circuito de um Inversor.

Figura 3.2 – Circuito Simplificado Monofásico.

Figura 3.3 – Inversor monofásico comutando os transistores T1 e T4.

Figura 3.4 – Inversor monofásico comutando os transistores T2 e T3.

Figura 3.5 – Frequência de controle variável com um inversor de frequência.

Figura 3.6 – Representação do acionamento dos IGBT's.

Figura 3.7 – Resposta na saída do inversor de frequência.

Figura 3.8 – Estator de um motor de indução trifásico.

Figura 3.9 – Relação Frequência x Tensão em um inversor de controle escalar.

Figura 3.10 – Região de enfraquecimento de campo.

Figura 3.11 – Gráfico tensão frequência para faixa de 0 a 60Hz.

Figura 3.12 – Motor de corrente contínua.

Figura 3.13 – Circuito equivalente de um motor CA.

Figura 3.14 – Circuito equivalente simplificado de um motor CA.

Figura 3.15 – Nova simplificação do motor de indução CA.

Figura 3.16 – Vetores de corrente para diferentes condições de carga em motor CA.

Capítulo 4

Figura 4.1 – Símbolo de um indutor.

Figura 4.2 - Circuito básico fonte e indutor.

Figura 4.3 - Circuito básico simplificado fonte e indutor.

Figura 4.4 – Símbolo de um capacitor.

Figura 4.5 – Circuito básico fonte e capacitor.

Figura 4.6 - Circuito básico simplificado fonte e capacitor.

Figura 4.7 - Circuito RLC série.

Figura 4.8 - Circuito Inversor e Externo.

Figura 4.9 - Ton e Toff.

Figura 4.10 - Circuito básico.

Figura 4.11 - Circuito básico simplificado.

Figura 4.12 - Circuito básico simplificado total.

Figura 4.13 - Circuito básico chave ligada diodo polarizado inversamente.

Figura 4.14 - Circuito básico chave desligada diodo polarizado diretamente.

Figura 4.15 - Circuito básico chave desligada diodo polarizado diretamente resistência alta.

Figura 4.16 - Circuito RLC série. Chave ligada.

Figura 4.17– Circuito RLC série. Chave desligada e com o diodo polarizado diretamente.

Figura 4.18 - Circuito RLC série simplificado em $t=0$. Chave ligada.

Figura 4.19 - Circuito RLC série simplificado em $t=0$. Chave desligada e com o diodo polarizado diretamente.

Figura 4.20 - Circuito Inversor e Externo.

Capítulo 5

Figura 5.1 – Descida da carga.

Figura 5.2 – Gráfico da Potência x tempo – carga de 5kg.

Figura 5.3 – Circuito de potência de inversor utilizado.

Figura 5.4 – Representação dos bornes de potência de inversor utilizado.

Figura 5.5 – Circuito para armazenamento do excedente de energia gerada pela frenagem.

Figura 5.6 – Representação do circuito da figura (5.5) para sua solução por método iterativo.

Figura 5.7 – Circuito do barramento CC em descarga.

Figura 5.8 – Circuito do barramento CC em descarga com resistor externo R1.

Figura 5.9 – Projeto da primeira versão do modelo experimental.

Figura 5.10 – Montagem do primeiro modelo.

Figura 5.11 – Detalhe da instalação do motor.

Figura 5.12 – Detalhe do carretel.

Figura 5.13 – Detalhe da roldana.

Figura 5.14 – Detalhe do redutor e base nova.

Figura 5.15 – Detalhe do reforço estrutural.

Figura 5.16 – Detalhe do novo carretel.

Figura 5.17 – Diagrama de força para alimentação do motor.

Figura 5.18 – Diagrama de comando para acionamento do motor.

Figura 5.19 – Diagrama de comando para inversão de rotação do motor através das entradas digitais do inversor.

Figura 5.20 – Gráfico de atuação do Schmitt trigger

Figura 5.21 – Circuito de disparo para a carga - Schmitt trigger

Figura 5.22 – Descida da carga com carga de 30kg utilizando a segunda versão do modelo.

Figura 5.23 – Gráfico da Potência x tempo - carga de 30 kg utilizando a segunda versão do modelo.

Figura 5.24 – Descida da carga com carga de 50kg utilizando a segunda versão do modelo.

Figura 5.25 – Gráfico da Potência x tempo - carga de 50 kg utilizando a segunda versão do modelo.

Figura 5.26 – Descida da carga com carga de 50kg utilizando a terceira versão do modelo.

Figura 5.27 – Gráfico da Potência x tempo - carga de 50 kg.

LISTA DE GRÁFICOS

Capítulo 4

Gráfico 4.1 – Corrente x tempo de 0 a 1ms.

Gráfico 4.2 – Corrente x tempo de 13 a 13,66 ms.

Gráfico 4.3 – Gráfico da Tensão x Tempo da simulação 1.

Gráfico 4.4 – Gráfico da Corrente x Tempo da simulação 1.

Gráfico 4.5 – Gráfico do rendimento da simulação 1.

Gráfico 4.6 – Gráfico da Tensão x Tempo da simulação 2.

Gráfico 4.7 – Gráfico da Corrente x Tempo da simulação 2.

Gráfico 4.8 – Gráfico do Rendimento x Tempo da simulação 2.

LISTA DE TABELAS

Capítulo 2

Tabela 2.1 – Rendimento em função de sua potência nominal.

Capítulo 3

Tabela 3.1 – Combinações dos disparos dos IGBT's

Tabela 3.2 – Tensões aplicadas ao motor

Capítulo 4

Tabela 4.1 – Tabela de resultados da planilha eletrônica com as 15 primeiras e as 15 últimas iterações do primeiro semi-ciclo (T_{on})

Tabela 4.2 – Tabela de resultados da planilha eletrônica com as 15 primeiras e as 15 últimas iterações do sétimo ciclo (T_{OFF})

Tabela 4.3 – Parte da planilha eletrônica entre 13ms e 13,66ms

Capítulo 5

Tabela 5.1 – Resultados dos testes com terceiro modelo experimental.

Sumário

1.	INTRODUÇÃO.....	14
1.1.	TEMA	14
1.1.1.	Delimitação do Tema.....	14
1.2.	PROBLEMAS E PREMISSAS	14
1.3.	OBJETIVOS.....	15
1.3.1.	Objetivo Geral.....	15
1.3.2.	Objetivos Específicos	15
1.4.	JUSTIFICATIVA	15
1.5.	PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS.....	16
1.6.	ESTRUTURA DO TRABALHO.....	17
1.7.	CRONOGRAMA.....	17
2.	MOTORES ELÉTRICOS	18
2.1.	Histórico	18
2.2.	Tipos de Motores	19
2.2.1.	Motores trifásicos.....	20
2.2.1.1.	Motores de indução com rotor tipo gaiola.....	20
2.2.1.2.	Motores de indução com rotor bobinado	21
2.2.1.3.	Princípio de Funcionamento - Campo Girante	22
2.2.1.4.	Características dos motores trifásicos.....	25
2.2.1.4.1.	Rendimento	25
2.2.1.4.2.	Rendimento do motor em função de sua potência nominal	26
2.2.1.4.3.	Rendimento do motor em função da potência no seu eixo.....	27
2.2.1.5.	Fator de potência em função de sua potência nominal	28
2.2.1.6.	Escorregamento.....	29
2.2.1.7.	Conjugados	30
2.3.	Máquina de indução trifásica operando como gerador.....	31
2.3.1.	Máquina de indução trifásica auto-excitada operando como gerador.....	33
3.	INVERSORES DE FREQUÊNCIA	36
3.1.	Controle Escalar.....	41
3.2.	Controle Vetorial	45
4.	CIRCUITO BÁSICO DE ARMAZENAMENTO	52
4.1.	Objetivo	52
4.2.	O indutor	52

4.3.	Modelo do indutor – processo iterativo de solução.	53
4.4.	O capacitor	56
4.5.	Modelo do capacitor – processo iterativo de solução.	57
4.6.	Circuito RLC série.....	59
4.7.	Circuito Básico	61
4.8.	Método Numérico	63
4.9.	Solução exata - Circuito RLC Série Sub-amortecido	71
4.10.	Verificação do resultado obtido pelo método numérico	74
4.11.	Simulações.....	79
4.11.1.	Simulação 1.....	79
4.11.1.1.	Conclusão da Simulação 1	81
4.11.2.	Simulação 2.....	81
4.11.2.1.	Conclusão da Simulação 2	82
4.12.	Conclusão e Recomendações	83
5.	O MODELO EXPERIMENTAL.....	85
5.1.	Determinação da potência no eixo do motor durante a frenagem da carga	85
5.2.	Potência entregue no barramento CC do inversor durante a frenagem.....	90
5.3.	Circuito definitivo simplificado para armazenamento da energia produzida na frenagem	91
5.4.	Obtenção do valor do capacitor interno ao inversor (C_i).....	95
5.4.1.	Experimento para obtenção de C_i	95
5.5.	Projeto mecânico do modelo experimental	99
5.6.	Diagrama de força para alimentação do motor	104
5.7.	Diagrama de comando para acionamento do motor.....	104
5.8.	Circuito de controle da tensão no banco de capacitores	105
5.9.	Lista de materiais.....	107
5.10.	Parâmetros do inversor	108
5.11.	Testes com a primeira versão do modelo experimental.....	109
5.11.1.	Conclusões do primeiro teste com o modelo experimental	110
5.12.	Testes com a segunda versão do modelo experimental.....	113
5.12.1.	A escolha do redutor	113
5.12.2.	Avaliação do redutor.....	114
5.12.3.	Cálculo de potência para o primeiro teste da segunda versão do modelo (30 kg)	115

5.12.4.	Cálculo de potência para o segundo teste da segunda versão	
	do modelo (50 kg)	118
5.12.5.	Conclusão dos testes com a segunda versão do modelo experimental.....	121
5.13.	Teste com a terceira versão do modelo experimental.....	121
5.13.6.	Cálculo de potência para teste da terceira versão do modelo (50kg)	123
5.13.7.	Conclusão dos testes com a terceira versão do modelo experimental.....	128
6.	CONCLUSÃO FINAL	130
7.	REFERÊNCIAS	131

1. INTRODUÇÃO

1.1. TEMA

Aproveitamento de Energia.

Estudo e Montagem de um Modelo Experimental de Elevador com Frenagem Regenerativa.

1.1.1. Delimitação do Tema

No contexto de desenvolvimento atual, o estudo na área de Aproveitamento de Energia é de grande interesse acadêmico e também social, visto que a demanda de energia elétrica é crescente.

Diante da ascensão das classes sociais mais baixas e a busca de maior conforto, o consumo de energia elétrica também se elevou, devido à aquisição de um maior número de eletrodomésticos e equipamentos de maior potência.

Assim, justifica-se a pesquisa em busca do melhor aproveitamento de Energia Elétrica.

1.2. PROBLEMAS E PREMISSAS

Nos últimos anos surgiu uma maior necessidade de economia no consumo de recursos não renováveis e um melhor aproveitamento dos recursos renováveis. Essa ideia se firmou pelo medo do esgotamento das fontes de energia.

Gerações anteriores não possuíam tal preocupação, visto que a população da época não era tão numerosa quanto a atual, e o consumo é proporcional ao número de usuários. Assim, os combustíveis fósseis, por exemplo, pareciam ser uma fonte inesgotável de energia.

Seguindo esta tendência e aplicando os conhecimentos da engenharia, o presente trabalho não busca criar novas fontes de energia, mas propõe um modelo de melhor aproveitamento da energia dissipada na frenagem dos elevadores com motor assíncrono.

1.3. OBJETIVOS

1.3.1. Objetivo Geral

Desenvolver um modelo experimental de um elevador com frenagem regenerativa e avaliar sua eficiência energética.

1.3.2. Objetivos Específicos

Além do objetivo principal, uma série de outras atividades serão desenvolvidas durante o trabalho, quais sejam:

- ✓ Estudo do funcionamento do motor de indução assíncrono;
- ✓ Estudo do funcionamento do inversor de frequência;
- ✓ Estudo do funcionamento do taco-gerador;
- ✓ Estudo dos tipos e comportamentos dos capacitores;
- ✓ Estudo de microcontroladores;
- ✓ Estudo do funcionamento dos conversores analógico/digital;
- ✓ Construção de um modelo experimental;
- ✓ Análise do funcionamento/eficiência energética do modelo experimental.

1.4. JUSTIFICATIVA

Uma das mais significativas cargas em uma instalação predial é o elevador. Tal máquina possui um grande potencial energético pouco utilizado, o que nos motivou a escolhê-lo como objeto de estudo.

O que nos motivou a propor esse trabalho foi busca pelo domínio da tecnologia empregada no processo de frenagem regenerativa e que atualmente envolve motores, inversores de frequência, microcontroladores, conversores e sistema de armazenamento.

A aplicação dessa tecnologia não está restrita aos elevadores, mas aplica-se em varias áreas, como nas indústrias pela recuperação de parte da energia usada na frenagem de máquinas, na área automobilística, no processo de frenagem regenerativa e outras.

1.5. PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

O trabalho terá por base os objetivos previamente apresentados, bem como a disposição cronológica para sua efetivação. Para tanto, este será organizado em etapas, descritas a seguir:

Etapa 1 - Pesquisa Bibliográfica

Inicialmente, será feita uma pesquisa bibliográfica, a qual estará também presente em todas as etapas do projeto. Esta terá por foco, primeiramente, o entendimento do funcionamento dos dispositivos e máquinas que serão utilizadas neste trabalho.

Etapa 2 – Desenvolvimento do circuito básico

Nesta etapa será desenvolvido um circuito básico que servirá de apoio para o estabelecimento dos requisitos para a construção do circuito definitivo de armazenamento de energia gerada durante a frenagem.

Etapa 3 – Desenvolvimento da planilha eletrônica

Criação de uma planilha eletrônica para realização de simulações do circuito básico.

Etapa 4 – Montagem da Estrutura Mecânica do Modelo

Desenvolvimento da estrutura mecânica do Modelo Experimental do Elevador com Frenagem Regenerativa.

Etapa 5 – Montagem Completa do Modelo

Reunião e organização do conhecimento obtido nas etapas anteriores para construção e montagem final do Modelo Experimental do Elevador com Frenagem Regenerativa.

Etapa 6 – Testes

Testes de eficiência do modelo e ajustes finais.

Etapa 7 – Avaliação

Análise de viabilidade econômica do sistema de frenagem regenerativa para elevadores.

Etapa 8 – Documentação

Esta etapa encerra o projeto, correspondendo à parte escrita do trabalho. Serão apresentados os documentos que concluem as diferentes etapas do projeto, apresentando os métodos de pesquisa, fundamentação teórica e resultados das etapas.

2. MOTORES ELÉTRICOS

O motor elétrico é um dispositivo que transforma energia elétrica em energia mecânica. No motor, a simples presença da corrente elétrica, seja corrente contínua ou alternada, garante movimento em um eixo, que pode ser aproveitado de diversas maneiras, dependendo da aplicação do motor.

O acionamento de máquinas e equipamentos mecânicos por motores elétricos é um assunto de grande importância econômica. Estima-se que o mercado mundial de motores elétricos de todos os tipos seja da ordem de uma dezena de bilhões de dólares por ano. No campo dos acionamentos industriais, avalia-se que de 70 a 80% da energia elétrica consumida pelo conjunto de todas as indústrias seja transformada em energia mecânica através de motores elétricos.

Isto significa que, admitindo-se um rendimento médio da ordem de 80% do universo de motores em aplicações industriais, cerca de 15% da energia elétrica industrial transforma-se em perdas nos motores. (Franchi, 2007).

2.1. Histórico

O motor de indução trifásico foi “inventado” pelo russo Michael Dolivo-Dobrovolski, que era engenheiro da AEG – Alemanha, em 1889. Tal concepção prevalece até hoje.

O princípio da indução magnética foi estabelecido por M. Faraday, em 1831, embora tenha sido descoberto alguns anos antes por F.D Arago, em 1824. Nessa época, já se sabia que um ímã rotativo era capaz de fazer girar um disco metálico pela ação da indução.

Por volta de 1887, o croata naturalizado norte-americano Nikola Tesla e o italiano Galileo Ferraris conseguiram obter um campo girante, a partir de duas bobinas defasadas de 90° no espaço e alimentadas por correntes senoidais defasadas de 90° no tempo. Era o campo girante bifásico.

Logo em seguida iniciou-se a produção dos motores assíncronos bifásicos pela empresa norte-americana Westinghouse. Eram os motores precursores dos atuais motores de indução monofásicos. Pouco tempo depois da invenção de Dobrovolski, teve início a produção seriada dos motores de indução trifásicos (Filho, 2000).

2.2. Tipos de Motores

Os motores elétricos são basicamente divididos em duas grandes categorias quando consideramos o tipo de tensão: contínua ou alternada. A Figura 2.1 mostra uma descrição detalhada dos principais tipos de motores.

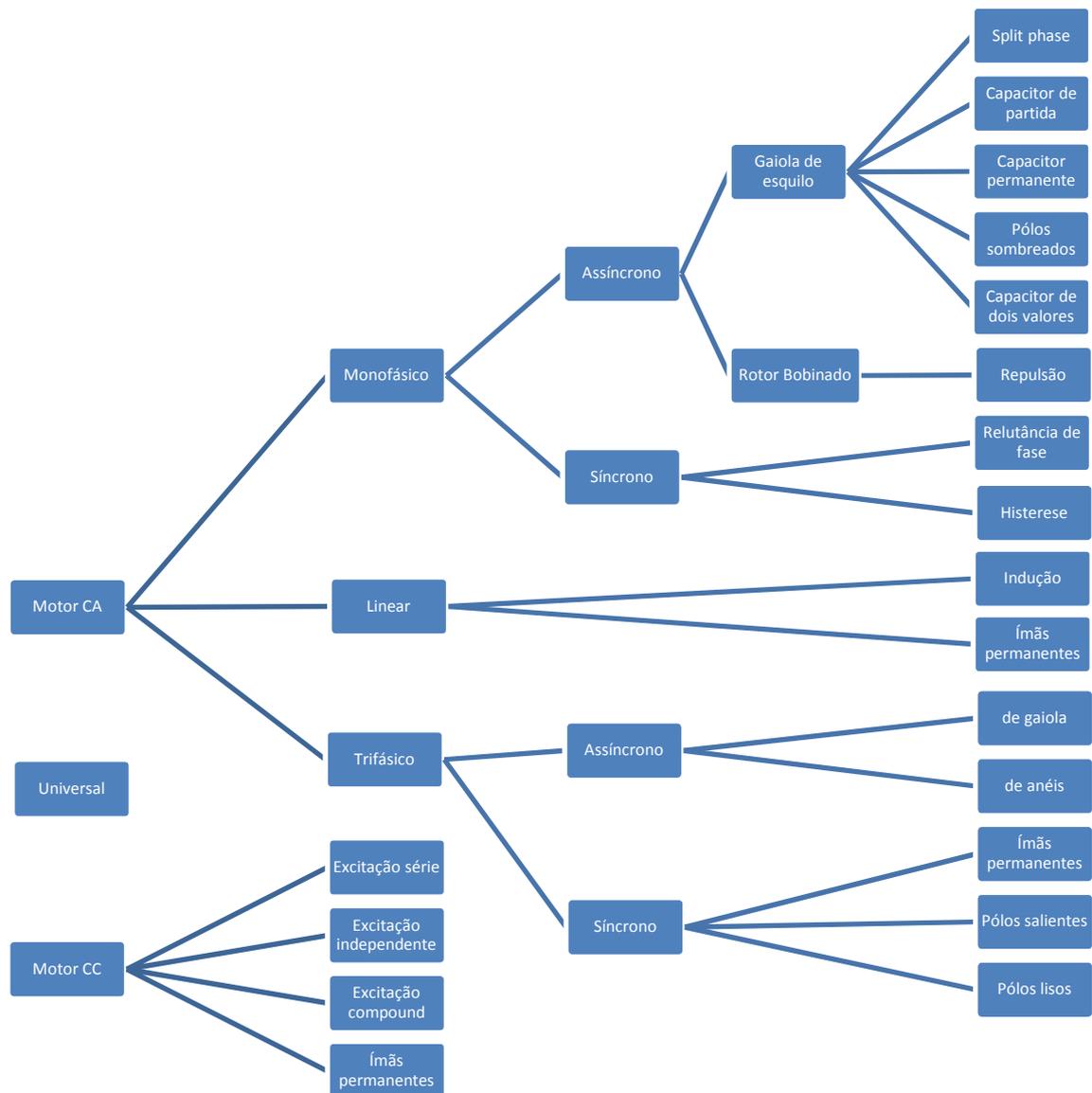


Figura 2.1 – Tipos de motores elétricos.
 Fonte: WEG, 2012.

O presente trabalho propõe um modelo de aproveitamento da energia dissipada na frenagem dos elevadores com motor assíncrono trifásico, motivo pelo qual iremos nos atentar mais a esse tipo de motor.

2.2.1. Motores trifásicos

O motor de indução polifásico é o tipo mais utilizado, tanto na indústria como no ambiente doméstico, porque os sistemas atuais de distribuição de energia elétrica normalmente são trifásicos de corrente alternada. O estudo recaiu essencialmente nos motores de indução trifásicos, já que na prática constituem o grande leque dos motores de indução polifásicos.

A utilização de motores de indução trifásicos é aconselhável a partir dos 2 kW. Para potências inferiores justifica-se o monofásico.

O motor de indução trifásico apresenta relativa vantagem com relação ao monofásico, já que possui partida mais fácil, o ruído é menor e é mais barato para potências superiores a 2kW (Franchi,2007).

2.2.1.1. Motores de indução com rotor tipo gaiola

Nos motores para aplicação normal, os rotores são do tipo gaiola. As bobinas do rotor não se constituem num enrolamento parecido com o do estator. Há uma barra em cada ranhura. O conjunto de barras é curto-circuitado em ambas as extremidades, dando uma forma muito parecida com uma gaiola cilíndrica, razão do nome desse tipo de rotor. A Figura 2.2 mostra essa montagem de forma esquemática, sem as chapas do núcleo magnético.

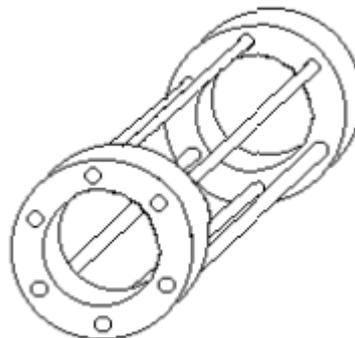


Figura 2.2 – Rotor tipo gaiola

Fonte: Filho, 2000.

Nos motores totalmente fechados, os anéis de curto-circuito das barras são aletados. Isto é feito para aumentar a circulação do ar interno do motor, com o propósito de aumentar a transferência de calor para a carcaça, especialmente daquele gerado nas cabeças das bobinas do enrolamento do estator.

O eixo do motor atravessa o centro do núcleo do rotor, sendo solidário a este. O eixo apóia-se em rolamentos de esfera suportados pelas tampas traseira e dianteira.

O rotor de gaiola é extremamente robusto e não tem qualquer conexão elétrica com o exterior. Sua forma simples e barata não oferece quaisquer problemas de manutenção, por isso são largamente utilizados (Filho,2000).

2.2.1.2. Motores de indução com rotor bobinado

Difere do motor de rotor em gaiola de esquilo apenas quanto ao rotor, constituído por um núcleo ferromagnético laminado sobre o qual são alojadas as espiras que constituem o enrolamento trifásico, geralmente em estrela. Os três terminais livres de cada uma das bobinas do enrolamento trifásico são ligados a três anéis de deslizamento de escovas colocados no eixo do rotor e por meio de escovas de grafite estacionadas no estator. Esses três anéis são ligados exteriormente a um reostato de partida constituído por três resistências variáveis, ligadas também em estrela, conforme a Figura 2.3. Desse modo, os enrolamentos do rotor também ficam em circuito fechado.

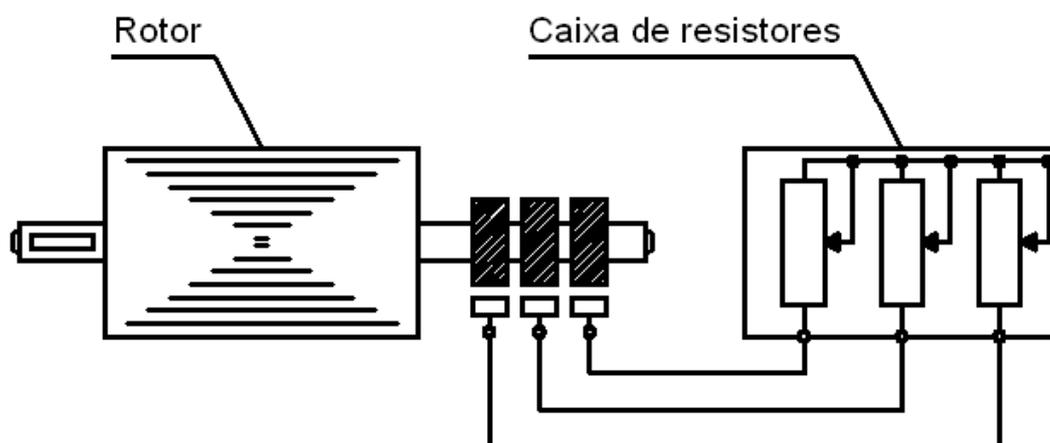


Figura 2.3 – Rotor bobinado e reostatos de partida.
Fonte: Filho, 2000.

A função do reostato de partida, ligado aos enrolamentos do rotor, é reduzir as correntes de partida elevadas, no caso de motores de elevada potência.

À medida que o motor ganha velocidade, as resistências são, progressivamente, retiradas do circuito até ficarem curto-circuitadas (retiradas), quando o motor passa a funcionar no seu regime nominal.

O motor de rotor bobinado também funciona com os elementos do rotor em curto-circuito (tal como o motor de rotor em gaiola de esquilo), quando atinge o seu regime nominal.

O motor de indução de rotor bobinado substitui o de rotor em gaiola de esquilo em potências muito elevadas devido ao abaixamento da corrente de partida permitido pela configuração do rotor. Os rotores bobinados são muito empregados quando se necessita de partida a tensão plena na armadura, com grande conjugado de partida e corrente de linha moderada na partida.

Por intermédio do dimensionamento, os resistores do reostato fazem o motor trabalhar com escorregamento muito maior que o convencional ($>5\%$), fazendo com que se consiga um conjugado de partida maior (Franchi,2007).

2.2.1.3. Princípio de Funcionamento - Campo Girante

Quando uma bobina é percorrida por uma corrente elétrica, é criado um campo magnético orientado conforme o eixo da bobina e de valor proporcional à corrente.

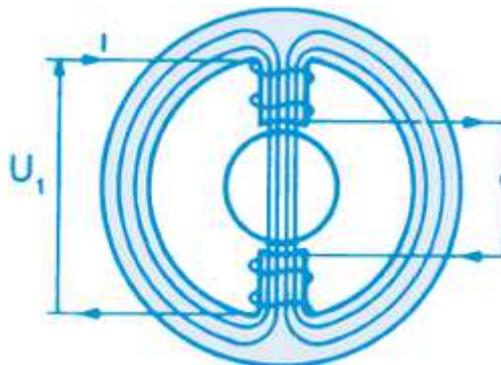


Figura 2.4 – Enrolamento Monofásico.
Fonte: WEG, 2012.

Na Figura 2.4 é indicado um “enrolamento monofásico” atravessado por uma corrente I e o campo H criado por ela. O enrolamento é constituído de um par

de polos (um polo “norte” e um polo “sul”), cujos efeitos se somam para estabelecer o campo H. O fluxo magnético atravessa o rotor entre os dois polos e se fecha através do núcleo do estator. Se a corrente I é alternada, o campo H também é, e o seu valor a cada instante será representado pelo mesmo gráfico da Figura 2.5, inclusive invertendo o sentido em cada meio ciclo.

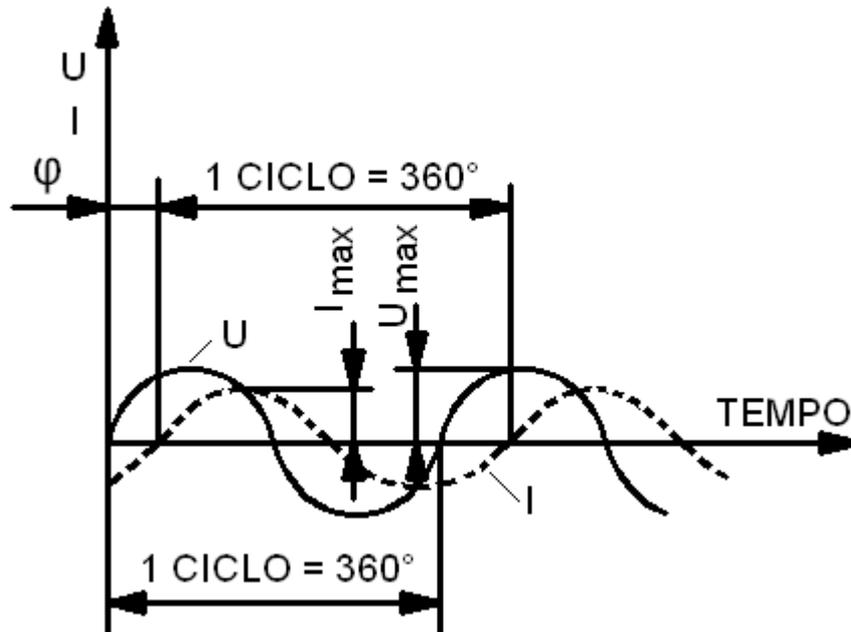


Figura 2.5 - Gráfico da corrente e tensão alternadas de um circuito monofásico.
Fonte: WEG, 2012.

O campo H é “pulsante”, pois sua intensidade “varia” proporcionalmente à corrente, sempre na “mesma” direção norte-sul.

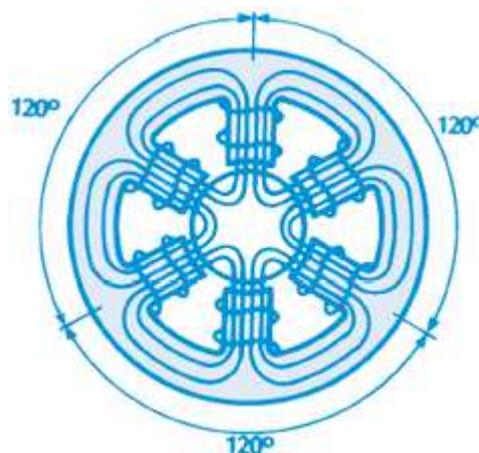


Figura 2.6 – Enrolamento Trifásico.
Fonte: WEG, 2012.

Na Figura 2.6 é indicado um “enrolamento trifásico”, que é composto por três monofásicos espaçados entre si de 120° . Se este enrolamento for alimentado por um sistema trifásico, as correntes I_1 , I_2 e I_3 criarão, do mesmo modo, os seus próprios campos magnéticos H_1 , H_2 e H_3 . Estes campos são deslocados 120° entre si. Além disso, como são proporcionais às respectivas correntes, serão defasados no tempo, também de 120° entre si e podem ser representados por um gráfico igual ao da Figura 2.7 no qual pode-se tomar como sendo de H_1 , H_2 e H_3 os gráficos de I_1 , I_2 e I_3 respectivamente.

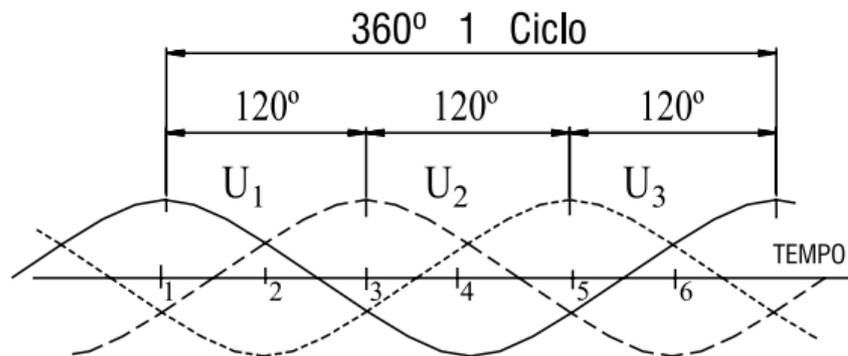
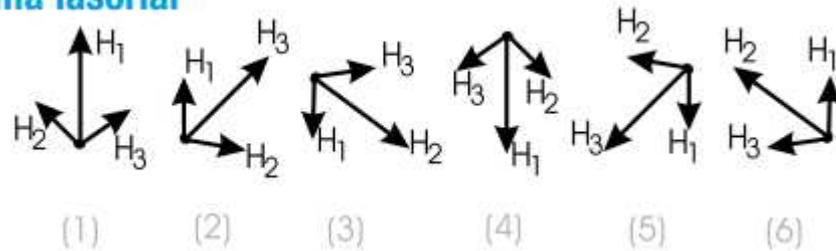


Figura 2.7 – Sistema com tensões equilibradas defasadas de 120° .
Fonte: WEG, 2012.

O campo total H resultante, a cada instante, será igual à soma gráfica dos três campos H_1 , H_2 e H_3 naquele instante. Na Figura 2.8, representamos esta soma gráfica para seis instantes sucessivos. No instante (1), a Figura 2.8, mostra que o campo H_1 é máximo e os campos H_2 e H_3 são negativos, de mesmo valor e em módulos iguais a 0,5 das suas amplitudes máximas. O campo resultante (soma vetorial) é mostrado na parte inferior da Figura 2.8 (1), tendo a mesma direção do enrolamento da fase 1. Repetindo a construção para os pontos 2, 3, 4, 5 e 6 da Figura 2.7, observa-se que o campo resultante H tem intensidade “constante”, porém sua direção vai “girando”, completando uma volta no fim de um ciclo.

Diagrama fasorial



Fasor/Vetor

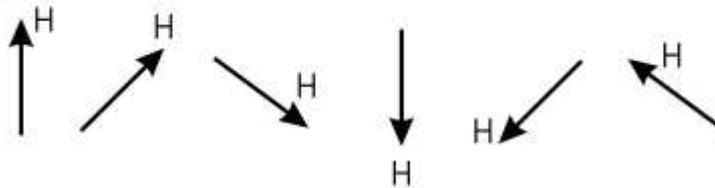


Figura 2.8 – Soma vetorial dos campos magnéticos em um circuito trifásico.
Fonte: WEG, 2012.

Assim, quando um enrolamento trifásico é alimentado por correntes trifásicas, cria-se um “campo girante”, como se houvesse um único par de polos girantes, de intensidade constante. Este campo girante, criado pelo enrolamento trifásico do estator, induz tensões nas barras do rotor (linhas de fluxo magnético cortam as barras do rotor), que por estar curto-circuitadas geram correntes, e, conseqüentemente, um campo no rotor, de polaridade oposta à do campo girante do estator. Como campos opostos se atraem e como o campo do estator é rotativo, o rotor tende a acompanhar a rotação deste campo. Desenvolve-se então, no rotor, um conjugado motor que faz com que ele gire, acionando a carga (WEG, 2012).

2.2.1.4. Características dos motores trifásicos

2.2.1.4.1. Rendimento

É a relação entre a potência ativa fornecida pelo motor e a potência ativa solicitada pelo motor à rede, sendo expresso pela seguinte equação:

$$\eta = \frac{P \text{ saída}}{P \text{ entrada}} \quad (2.1)$$

$$\eta = \frac{\text{potência ativa fornecida pelo motor}}{\text{potência solicitada pelo motor à rede}} \quad (2.2)$$

À medida que é aplicada carga ao motor, o rendimento aumenta e pode chegar a 96% nas máquinas de grande potência (Franchi,2007).

2.2.1.4.2. Rendimento do motor em função de sua potência nominal

Devido a características relativas à massa de ferro e à espessura do entreferro, embora com baixos carregamentos, a máquina de indução trifásica possui uma considerável corrente de armadura. Em razão de os condutores terem suas resistências ôhmicas próprias, isso leva a consideráveis valores para as perdas no cobre do enrolamento de armadura.

Com pouca carga no motor, o rotor possui baixíssimo escorregamento, fazendo com que as correntes induzidas no enrolamento rotórico sejam de pequenas intensidades e as perdas, aí localizadas, sejam pequenas.

A massa de ferro do rotor, apesar de apreciável, quando sob pequenos escorregamentos conduz a pequenas perdas. Então, podemos concluir que, quando a máquina está em vazio, as perdas presentes devem-se, unicamente, ao estator: núcleo de ferro e enrolamento.

Se a potência nominal da máquina for pequena, comparativamente tem perdas elevadas, conduzindo a rendimentos relativamente menores. Deduzimos que de maneira geral, o rendimento aumenta quando a potência nominal aumenta, como podemos observar na Figura 2.9. (Franchi,2007).

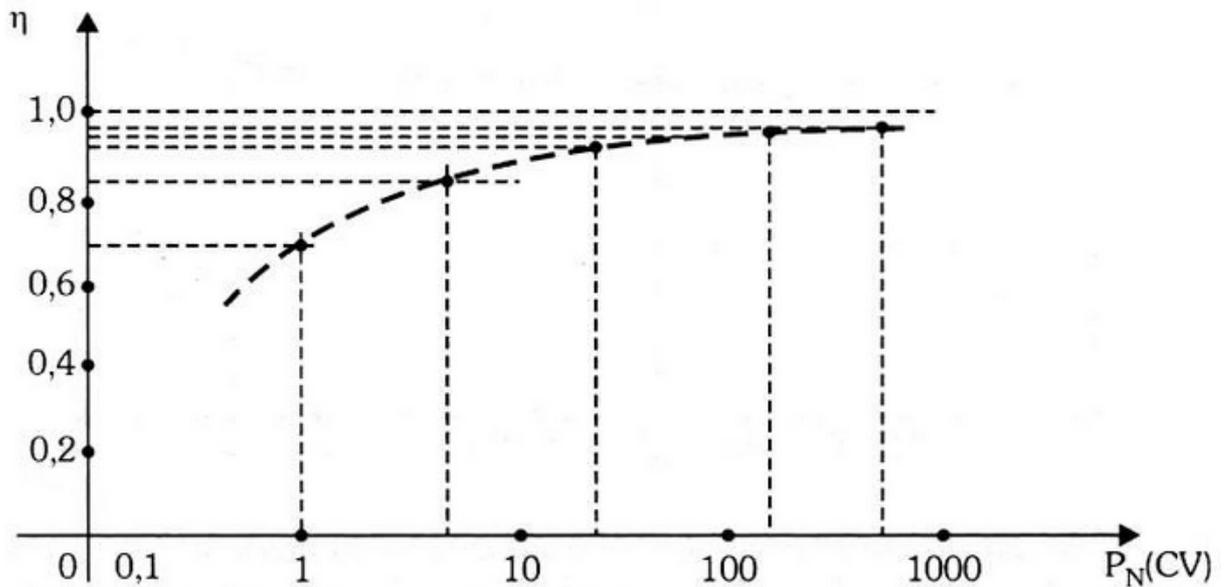


Figura 2.9 – Rendimento do motor em função de sua potência nominal.
Fonte: Franchi, 2007.

A tabela 2.1 mostra um quadro que apresenta rendimento do motor para diversas potências:

Potência nominal (CV)	Rotação (rpm)	Rendimento	Fator de potência
1,0	1705	69%	0,66
5,0	1730	83%	0,80
25,0	1750	90%	0,84
125,0	1770	92%	0,88
500,0	1785	95%	0,91

Tabela 2.1 – Rendimento em função de sua potência nominal.
Fonte: Franchi, 2007.

2.2.1.4.3. Rendimento do motor em função da potência no seu eixo

À medida que se aplica carga no eixo do motor, temos um aumento no seu rendimento. Assim, quanto mais próximo da carga nominal, maior é o rendimento da máquina. O Figura 2.10 mostra uma curva de rendimento x potência no eixo para um motor de indução trifásico de 5 CV e 3470 rpm.

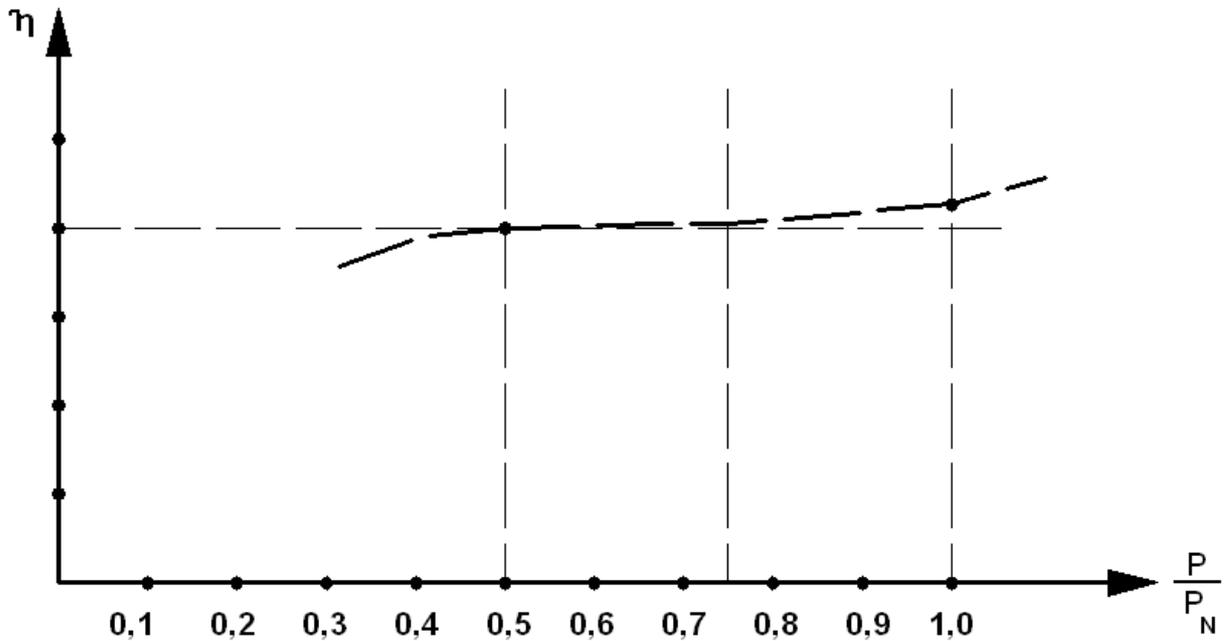


Figura 2.10 – Rendimento do motor em função da potência aplicada ao motor.
Fonte: Franchi, 2007.

2.2.1.5. Fator de potência em função de sua potência nominal

Como visto nas Figuras 2.9 e 2.10, pode-se aquilatar o comportamento do fator de potência dos motores ali elencados. A tendência natural do fator de potência nas máquinas de indução trifásicas é crescer com a potência nominal, conforme visto na Figura 2.11 e isso se deve, fundamentalmente, à massa de ferro envolvida e às energias armazenadas na forma de campos magnéticos. O comportamento do circuito magnético de uma máquina é bastante complexo, porque envolve dispersão de fluxo, espessura de entreferro, perdas no cobre e a potência eletromecânica envolvida, tornando difícil uma visão imediata do sistema. (Simone,2000).

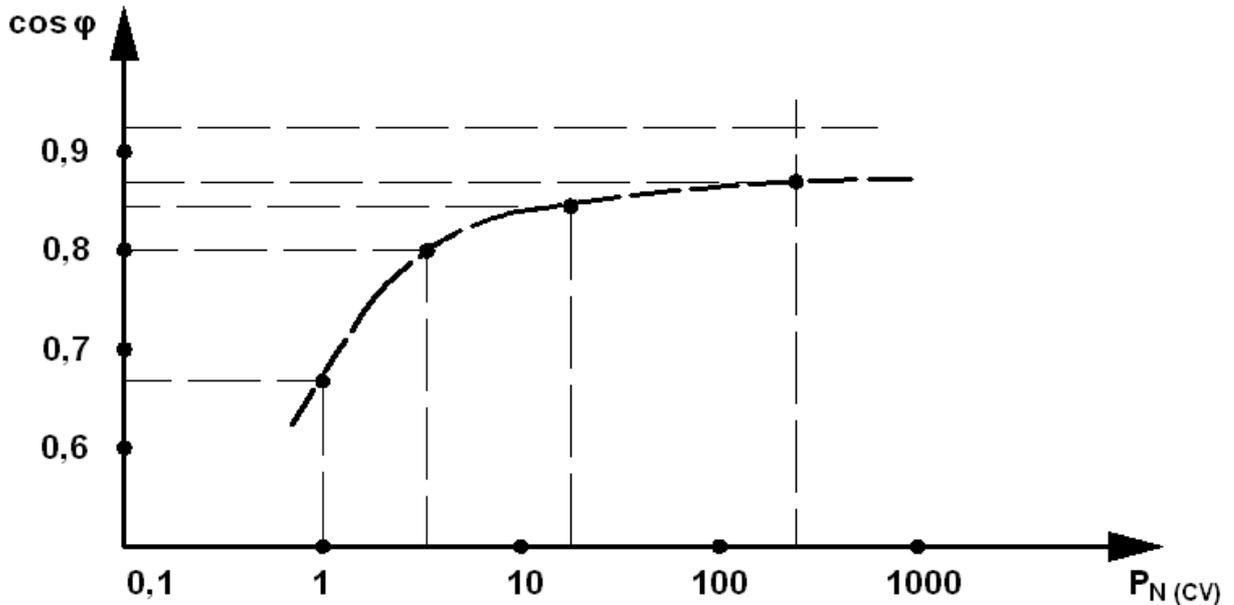


Figura 2.11 – Curva fator de potência x potência nominal das máquinas de indução trifásicas. Fonte: Simone, 2000.

2.2.1.6. Escorregamento

Se o motor gira a uma velocidade diferente da velocidade síncrona, ou seja, diferente da velocidade do campo girante, o enrolamento do rotor “corta” as linhas do campo magnético e, pelas leis do eletromagnetismo, circularão nele correntes induzidas. Quanto maior a carga, maior terá que ser o conjugado necessário para acioná-la. Para obter um maior conjugado, terá que ser maior a diferença de velocidade, para que as correntes induzidas e os campos produzidos sejam maiores. Portanto, à medida que a carga aumenta, a rotação do motor diminui. Quando a carga é zero, motor em vazio, o rotor girará praticamente com a rotação síncrona. A diferença entre as velocidades (em rpm) do motor (N) e a velocidade síncrona (N_s) dividida pela velocidade síncrona, chama-se escorregamento (S), que pode ser expresso como fração da velocidade síncrona, ou como ainda, porcentagem desta.

$$S = \frac{N_s - N}{N_s}; \quad S(\%) = \frac{N_s - N}{N_s} \cdot 100 \quad (2.3)$$

Portanto, para um dado escorregamento S (%), a velocidade do motor será:

$$N = N_s \cdot \left(1 - \frac{S(\%)}{100}\right) \quad (2.4)$$

2.2.1.7. Conjugados

O motor de indução tem conjugado igual a zero com o rotor girando na velocidade síncrona. À medida que a carga aumenta, a rotação do motor vai caindo gradativamente, até um ponto em que o conjugado atinge o valor máximo que o motor é capaz de desenvolver em rotação normal. Se o conjugado da carga aumentar mais, a rotação do motor cai bruscamente, podendo chegar a travar o rotor. Representando num gráfico a variação do conjugado com a velocidade para um motor normal, vamos obter uma curva com aspecto representado na Figura 2.12. Os valores dos conjugados relativos a estes pontos são especificados pelas normas ABNT NBR 17094 e IEC 60034-1, conforme apresentados a seguir

Conjugado mínimo - é o menor conjugado desenvolvido pelo motor ao acelerar desde a velocidade zero até a velocidade correspondente ao conjugado máximo. Na prática, este valor não deve ser muito baixo, isto é, a curva não deve apresentar uma depressão acentuada na aceleração, para que a partida não seja muito demorada, sobreaquecendo o motor, especialmente nos casos de alta inércia ou partida com tensão reduzida.

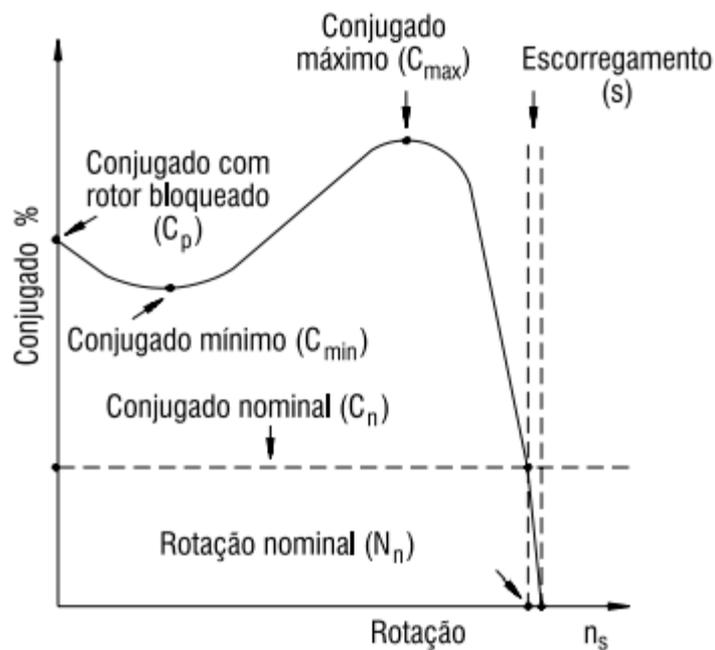


Figura 2.12 – Curva conjugado x rotação.
Fonte: WEG, 2012.

Conjugado máximo - é o maior conjugado desenvolvido pelo motor, sob tensão e frequência nominal, sem queda brusca de velocidade. Na prática, o conjugado máximo deve ser o mais alto possível, por duas razões principais:

1) O motor deve ser capaz de vencer, sem grandes dificuldades, eventuais picos de carga como pode acontecer em certas aplicações, como em britadores, calandras, misturadores e outras.

2) O motor não deve arriar, isto é, perder bruscamente a velocidade, quando ocorrem quedas de tensão, momentaneamente, excessivas. (WEG, 2012).

2.3. Máquina de indução trifásica operando como gerador

A Figura 2.13 mostra que quando a velocidade angular do rotor é maior do que a velocidade angular do campo girante, a máquina de indução trifásica está operando como gerador, isto é, ela recebe energia mecânica de um acionador externo, que pode ser um motor a explosão ou uma turbina hidráulica ou eólica. A máquina de indução trifásica recebendo energia mecânico-motriz em seu eixo motor, converte-a em energia elétrica. É a máquina de indução trifásica operando como gerador. A essa modalidade de geração dá-se o nome de Geração Assíncrona porque o eixo motriz da máquina gira a uma velocidade angular diferente daquela propiciada ao campo magnético que translada a velocidade síncrona.

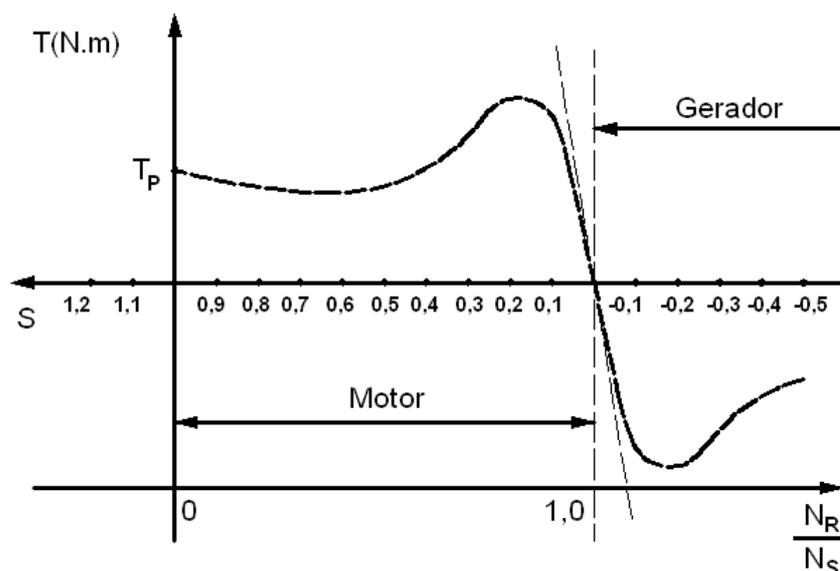


Figura 2.13 – Curva característica conjugado x rotação para máquina assíncrona de indução portando gaiola de esquilo.

Fonte: Simone, 2000.

Voltando à equação 2.3, para a operação da máquina como gerador assíncrono, a velocidade do rotor é, necessariamente, maior do que a velocidade angular do campo magnético girante, o escorregamento do rotor, em relação campo magnético girante, é negativo.

A corrente em trânsito pelo enrolamento de armadura pode ser analisada como formada por duas parcelas bem distintas. A parcela que alimenta sistemas de armazenamento de energia (campo magnético) deve continuar a ser fornecida pela rede de fornecimento. A outra parcela, que está ligada às perdas da máquina e à potência mecânica que é convertida em potência elétrica (operação como gerador), é recebida do acionador externo. Portanto, pode-se dizer que o gerador assíncrono de indução só manipula potências ativas. Dessa forma, o principal sistemas de armazenamento de energia, que cria o campo magnético que atravessa o entreferro, é gerenciado pela rede de fornecimento tradicional.

Essa situação, de certa forma, é limitante para o gerador porque a tensão de seus terminais e a frequência da corrente gerada são gerenciadas pela rede de alimentação da armadura. Dessa forma, o gerador de indução passa a não ter gerenciamento sobre essas duas variáveis, e a velocidade angular de seu eixo mecânico está associada ao nível de energia que é convertida da forma mecânica na elétrica.

Conclui-se que o gerador assíncrono de indução deve estar ligado a um sistema elétrico que é o “gerente” da geração de energia elétrica. Se a tensão nos terminais do gerador cair de valor, o gerador nada pode fazer por ela, em linhas gerais. Isso vale, também para a frequência do sistema sob gestão do referido “gerente”. Na Figura 2.14, uma turbina aciona um gerador assíncrono de indução. Uma grande carga é ligado à rede que alimenta e que gerencia o sistema. Dessa forma, quando a turbina está operando e a velocidade de seu rotor é superior à velocidade do campo magnético girante estabelecido no entreferro da máquina, a energia recebida da turbina é convertida pela máquina e alimenta toda, ou em parte, a demanda da carga. O sistema fornece energia para os sistemas de armazenamento de energia existentes na máquina assíncrona operando como gerador.

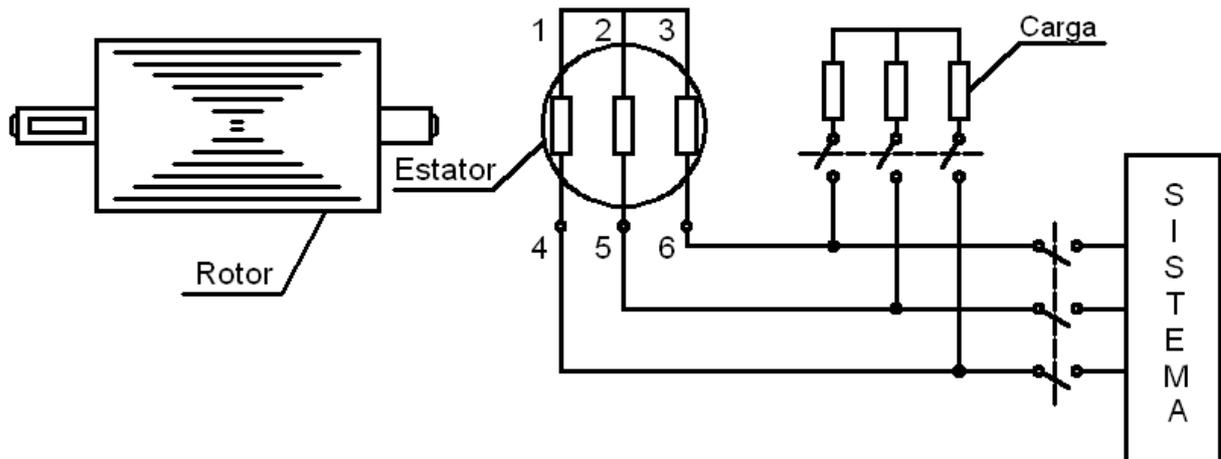


Figura 2.14 – Gerador assíncrono de indução ligado a um sistema e alimentando energeticamente a carga, também ligado ao sistema.
 Fonte: Simone, 2000.

2.3.1. Máquina de indução trifásica auto-excitada operando como gerador

Viu-se, no item 2.3, que da forma como estava operando, o gerador assíncrono de indução fica, de certa forma, limitado porque quem gerencia o armazém de energia, responsável pelo campo magnético, é o sistema elétrico conectado ao gerador. Essa energia fornecida ao campo magnético, para armazenamento é de natureza bem particular e pode, por associação com um banco de capacitores de potencia reativa bem especificada, ser “trocada”, ficando para o banco de capacitores a tarefa de “fornecer os reativos” para o gerador, e ficando para a máquina primária a tarefa de fornecer os ativos que serão convertidos em energia elétrica pelo gerador. É uma condição bastante interessante porque o gerenciamento da tensão dos terminais e da frequência ainda é do sistema elétrico, porém esta já não tem a tarefa de manter os armazéns do gerador. Na Figura 2.15, conectou-se a turbina ao gerador assíncrono de indução e, aos seus terminais, foram ligados: o sistema de energia que irá atuar como “gerente”, a carga que será o consumidor de energia elétrica e o banco de capacitores que irá compensar os reativos indutivos necessários aos armazéns do gerador.

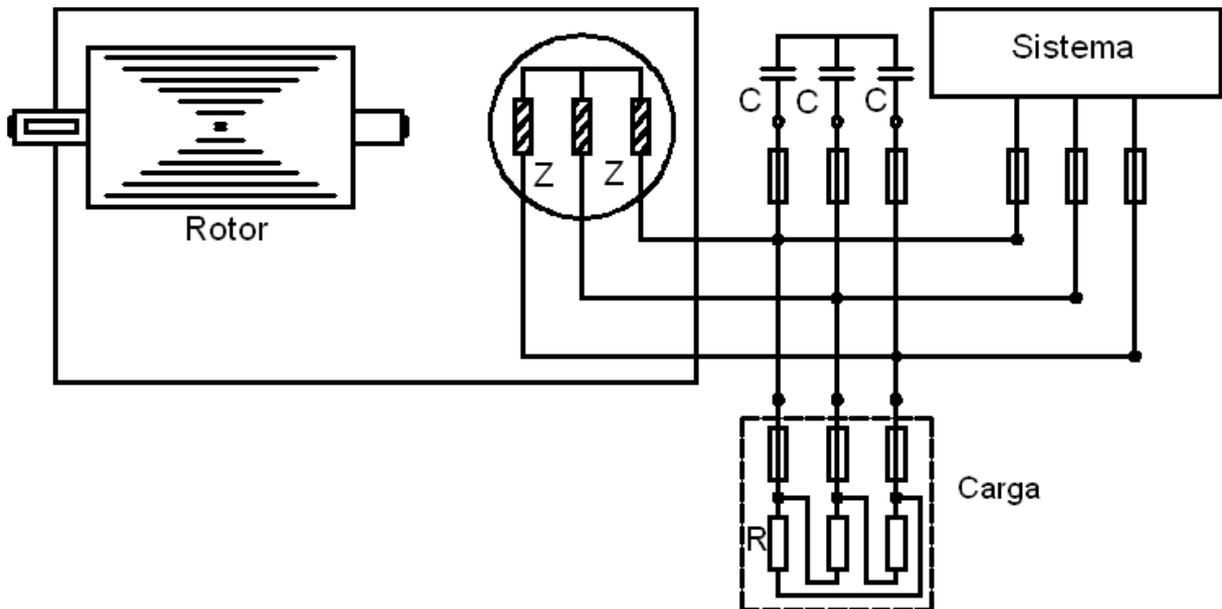


Figura 2.15 – Gerador assíncrono de indução ligado ao sistema e a um banco de capacitores.
Fonte: Simone, 2000.

A situação examinada na figura 2.15 ainda demanda o gerenciamento desenvolvido pelo sistema. Pode-se desenvolver uma terceira condição em que o gerador de indução trifásico opera como máquina isolada. O banco de capacitores, que irá compensar os reativos indutivos gerados pelos armazéns do gerador, será mantido, assim como a carga que está operando como carga ou como consumidor da energia gerada pelo gerador e, em última análise, fornecida pela turbina. Agora, porém, o gerador está desconectado do sistema e, portanto, este passa a ser o responsável pela tensão de terminais e, o que é mais complexo, da frequência do sinal da corrente gerada. Agora o gerador opera como uma unidade isolada e auto-excitada.

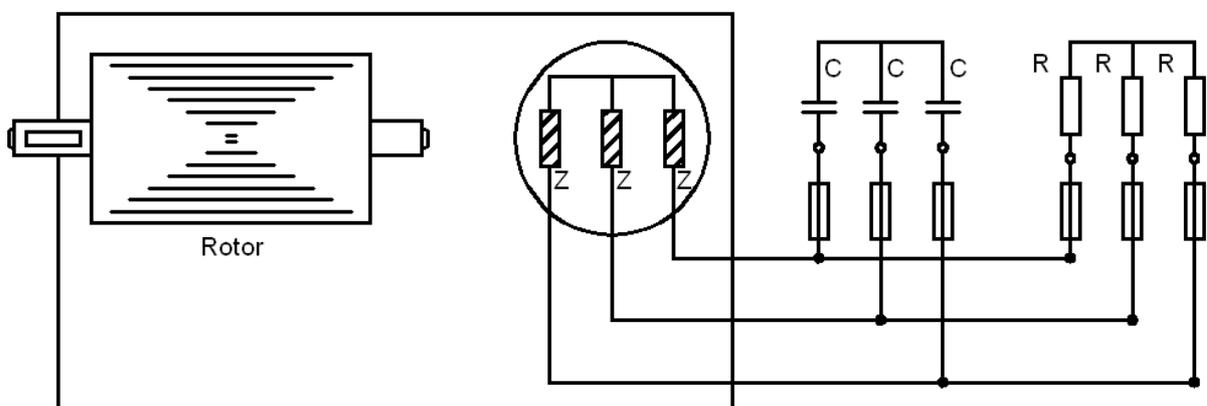


Figura 2.16 – Gerador assíncrono de indução ligado a um banco de capacitores e uma carga.
Fonte: Simone, 2000.

Na Figura 2.16 conectou-se a turbina ao gerador assíncrono de indução, e aos seus terminais foram ligados a uma carga que será o consumidor de energia elétrica e o banco de capacitores que irá compensar os indutivos reativos necessários aos sistemas de armazenamento de energia do gerador. Nessa condição, a determinação da potência reativa do banco de capacitores exige um cuidado muito maior do que no caso anterior, e uma situação muito particular se criou, porque o gerente ou o gerenciamento de tudo passou, integralmente, para o gerador assíncrono de indução, operando isoladamente (Simone, 2000).

3. INVERSORES DE FREQUÊNCIA

Inversores de frequência são dispositivos eletrônicos usados na variação da velocidade de motores de indução. Eles fazem o controle da velocidade variando a frequência entregue ao motor. Como o número de polos do motor não se altera, ao se aumentar a frequência entregue ao motor, a rotação também aumentará. Esse é basicamente o princípio de funcionamento de um inversor de frequência.

$$N = \frac{120f}{p} \quad (3.1)$$

N = Rotação do motor em rpm.

f = Frequência entregue ao motor em Hz.

p = número de polos do motor.

O circuito de um inversor é simplificado na Figura 3.1:

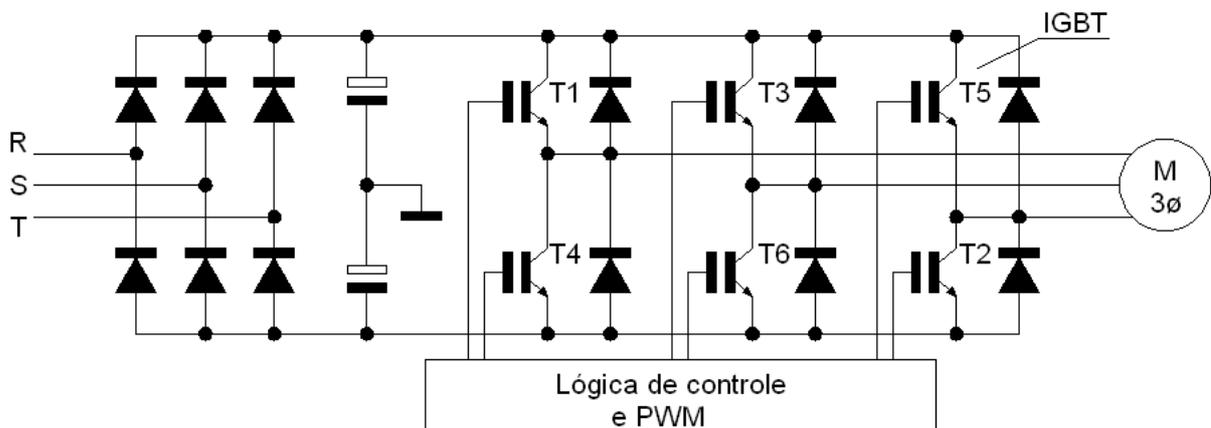


Figura 3.1 – Diagrama do Circuito de um Inversor.

Fonte: Saber Eletrônica, 2000

Esse diagrama ainda pode ser dividido em três partes: a primeira formada pela ponte retificadora de onda completa trifásica e dois capacitores, a segunda se constitui de seis transistores IGBT's que são controlados por uma lógica de controle, que é a terceira parte. A primeira parte também pode ser chamada de barramento DC, pois forma uma fonte DC simétrica com ponto de terra com referência.

Para facilitar a compreensão do funcionamento de um inversor trifásico, a figura 3.2 mostra um diagrama monofásico:

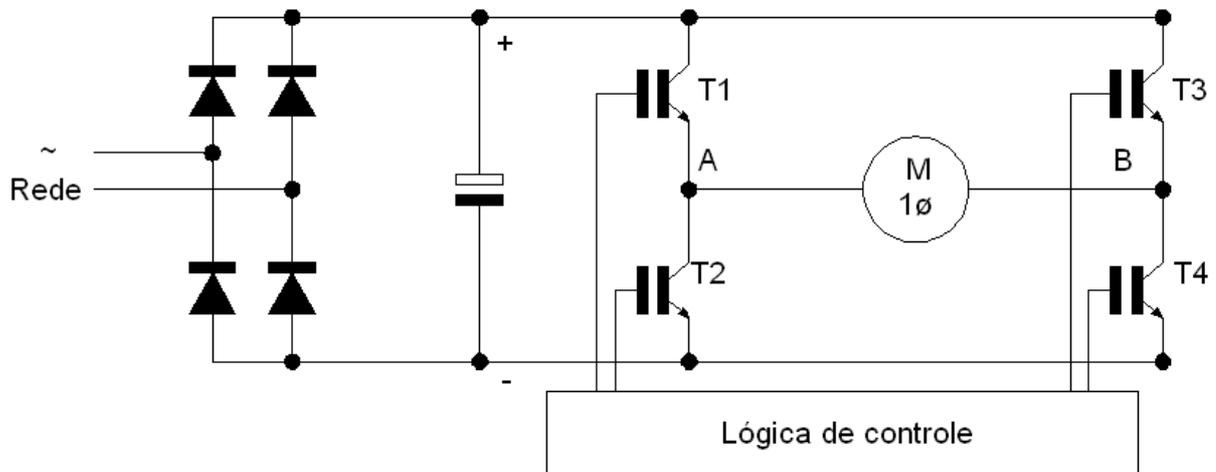


Figura 3.2 – Circuito Simplificado Monofásico.
Fonte: Saber Eletrônica, 2000

Para um melhor entendimento, a lógica de controle faz o acionamento dos transistores sempre aos pares. No primeiro tempo liga os transistores T1 e T4 e mantém desligados T2 e T3, e a corrente circula no sentido de A para B como mostra a Figura 3.3.

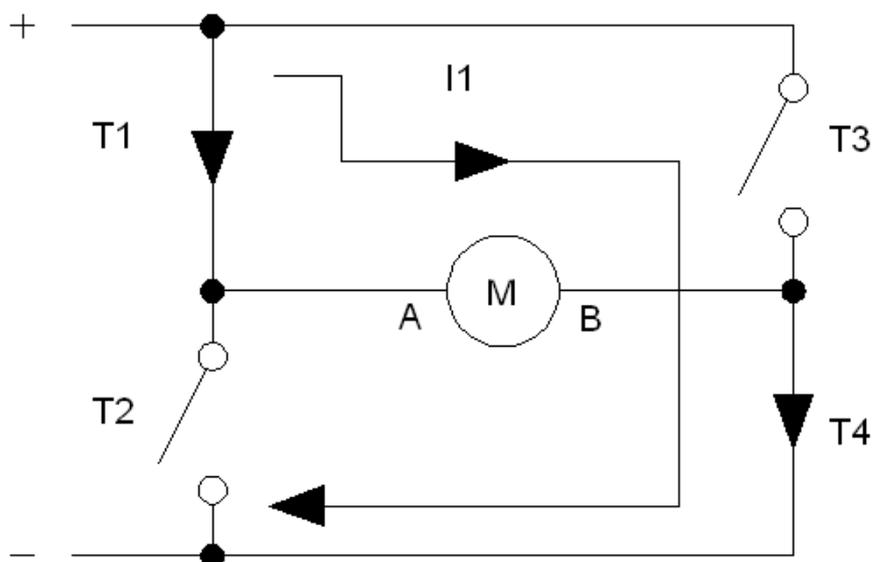


Figura 3.3 – Inversor monofásico comutando os transistores T1 e T4.
Fonte: Franchi, 2011

No segundo tempo os transistores T2 e T3 ligados e T1 e T4 desligados e com corrente no sentido de B para A, como mostra a Figura 3.4.

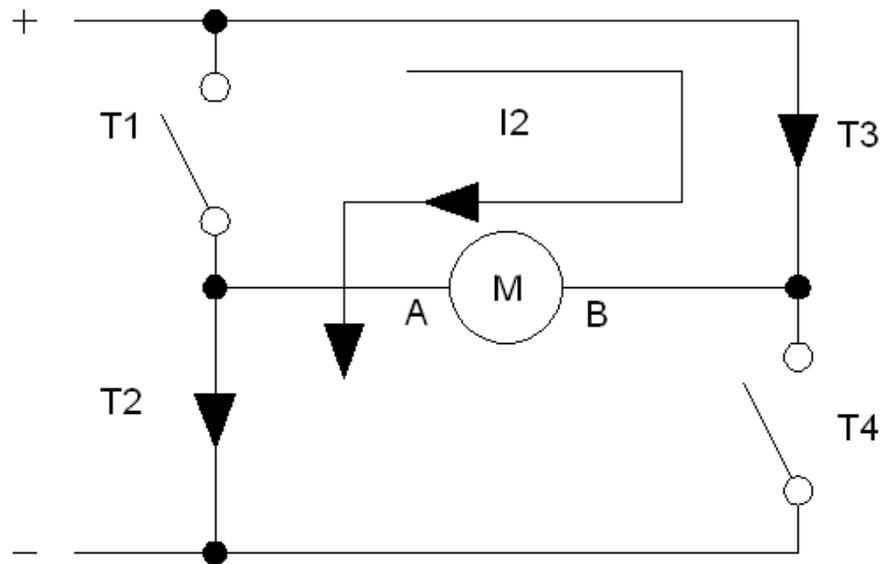


Figura 3.4 – Inversor monofásico comutando os transistores T2 e T3.
Fonte: Franchi, 2011

De acordo com essa sequência ocorre a inversão no sentido de corrente, ou seja, a corrente contínua transforma-se em alternada, sendo a tensão aplicada no motor alternada. De acordo com a variação de chaveamento desses transistores, a velocidade de rotação do motor aumenta ou diminui na proporção da variação da frequência de chaveamento (FRANCHI, 2011).

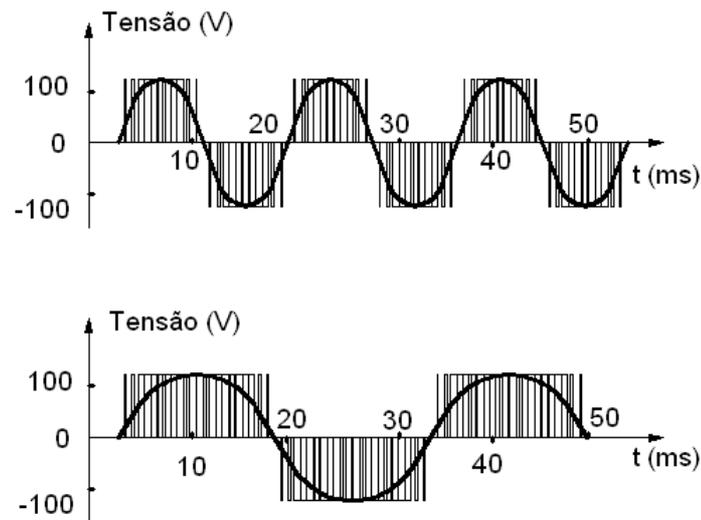


Figura 3.5 – Frequência de controle variável com um inversor de frequência.

Fonte: Franchi, 2011

Não é muito comum a aplicação monofásica nas indústrias, a maioria dos inversores são trifásicos. A Figura 3.6 mostra a lógica de controle para o sistema trifásico.

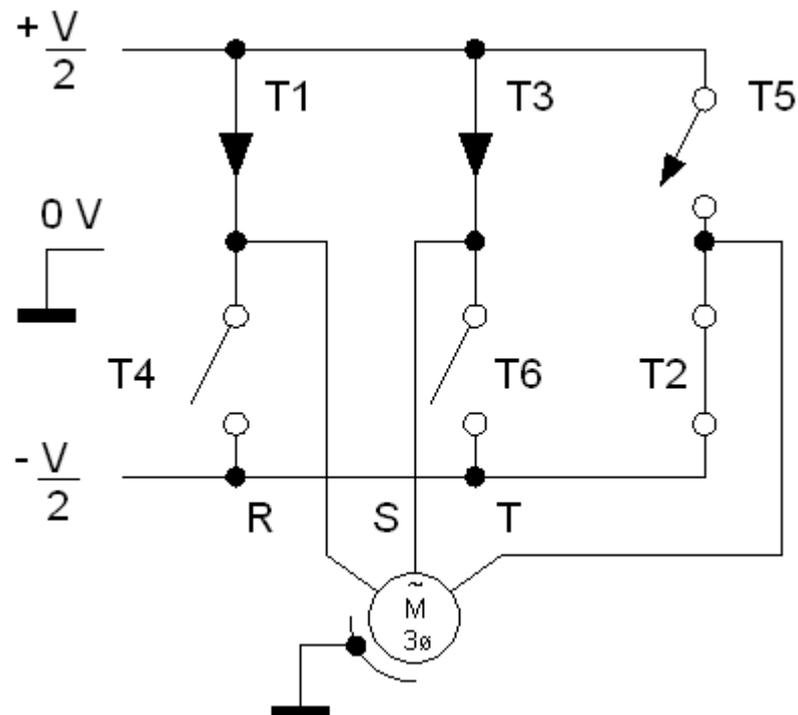


Figura 3.6 – Representação do acionamento dos IGBT's.

Fonte: Franchi, 2011

A lógica de controle faz os disparos dos seis transistores IGBT's de maneira alternada e mantém uma defasagem de 120° entre os pulsos. As ligações são feitas três a três, o que possibilita oito diferentes de ligações, mas apenas seis delas são validas, pois se fossem ligados os transistores T1, T3 e T5 ou T2, T4 e T6 ao mesmo tempo, nada aconteceria, logo essa é uma possibilidade descartada na lógica de controle.

1 tempo	2 tempo	3 tempo	4 tempo	5 tempo	6 tempo
T1, T2, T3	T2,T3,T4	T3,T4,T5	T4,T5,T6	T5,T6,T1	T6,T1,T2

Tabela 3.1 – Combinações dos disparos dos IGBT's.

A análise a seguir será feita para uma das condições e as outras podem ser deduzidas de maneira análogas.

No 1º tempo tem-se os transistores T1, T2 e T3 ligados, e os restantes desligados. O barramento CC possui uma referência central (terra), pois +V/2 e -V/2 como tensão CC. Como o motor é trifásico, é necessário que as tensões de linha V_{rs} , V_{st} e V_{tr} estejam defasadas de 120°. Para esse primeiro tempo de chaveamento, teremos (FRANCHI, 2011):

$$V_{rs} = +\frac{V}{2} - \frac{V}{2} = 0 \quad (3.2)$$

$$V_{st} = +\frac{V}{2} - \left(-\frac{V}{2}\right) = +V \quad (3.3)$$

$$V_{tr} = -\frac{V}{2} - \frac{V}{2} = -V \quad (3.4)$$

A tensão V_{st} é a diferença de potencial entre as fases V_s e V_t . Fazendo uma extensão do raciocínio para os outros tempos, tem-se a tabela 3.2:

	Vrs	Vst	Vtr	
T1, T2, T3	0	+V	-V	1 tempo
T2,T3,T4	-V	+V	0	2 tempo
T3,T4,T5	-V	0	+V	3 tempo
T4,T5,T6	0	-V	+V	4 tempo
T5,T6,T1	+V	-V	0	5 tempo
T6,T1,T2	+V	0	-V	6 tempo

Tabela 3.2 – Tensões aplicadas ao motor.

Com os dados da Tabela 2, tem-se o seguinte diagrama de tempos, com defasagem de fase de 120° elétricos, tensão que se usa no acionamento dos motores elétricos trifásicos de indução.

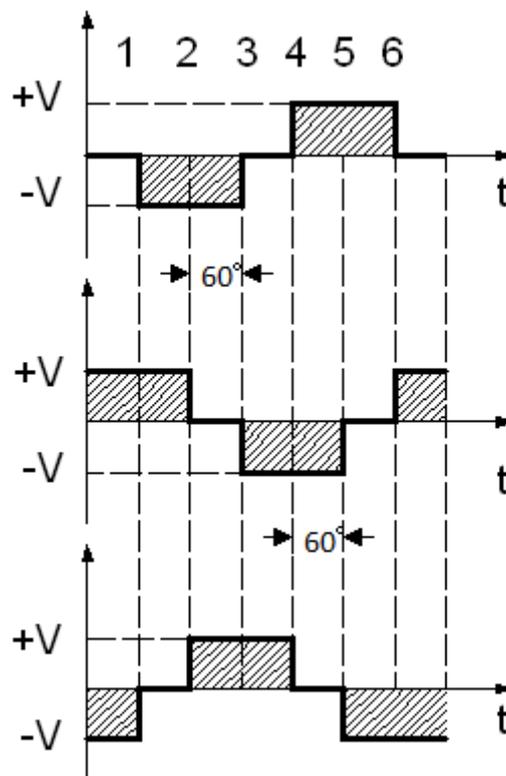


Figura 3.7 – Resposta na saída do inversor de frequência.

Fonte: Saber Eletrônica, 2000

3.1. Controle Escalar

O inversor de frequência escalar trabalha com a estratégia de manter a relação V/F (Tensão/Frequência) constante, o que mantém seu torque constante, igual ao nominal, para qualquer rotação do motor.

O estator do motor de indução possui um bobinado trifásico como mostrado na Figura 3.8. Este bobinado tem dois parâmetros que definem suas características. Um deles é sua resistência ôhmica R (Ohm) e o outro é a indutância L (Henry). (WEG, 2004)

A resistência depende do tipo de material, da área de seção transversal e do comprimento do fio e a indutância depende da interação do estator com o rotor e da disposição espacial do bobinado.

Pode-se considerar que a corrente no estator do motor irá variar com o valor da resistência R , da indutância L e da frequência f .

$$X_L = 2\pi fL \quad (3.5)$$

$$I = \frac{V}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \quad (3.6)$$

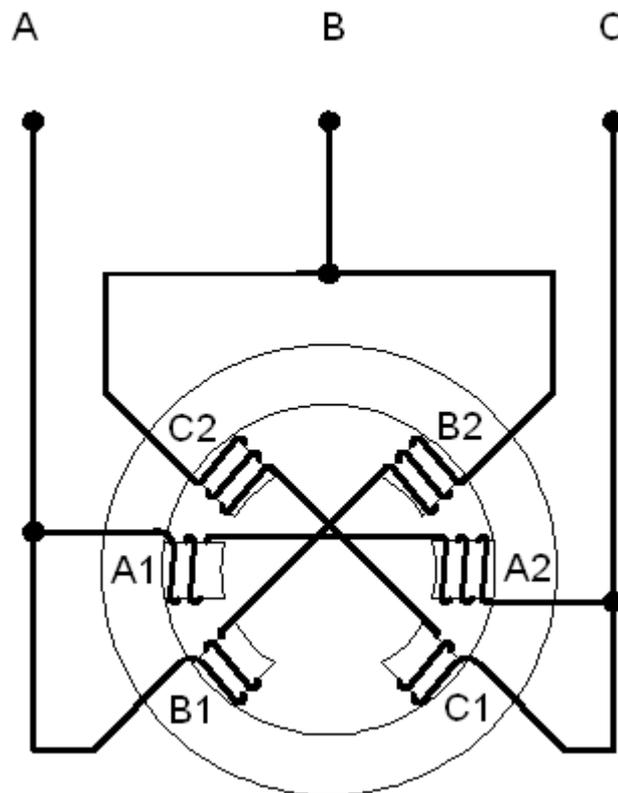


Figura 3.8 – Estator de um motor de indução trifásico.

Fonte: WEG, 2004

Sendo:

- R = resistência do estator em ohms;
 L = indutância do estator em Henry;
 f = frequência da tensão aplicada ao motor em Hertz;
 I = corrente no estator em ampère;
 V = tensão no estator em volts.

Para valores de frequência acima de 30Hz, o valor da resistência é muito pequeno quando comparado com o valor da reatância indutiva; desta maneira podemos, nesta aproximação, e para um método de controle simples como o escalar, desprezá-lo. Assim teremos que o valor da corrente será proporcional à tensão de alimentação V, à indutância L e a frequência f. O valor da indutância L é uma constante do motor, mas a tensão e a frequência são dois parâmetros que podem ser controlados pelo inversor de frequência. Assim, se para variar a velocidade do motor de indução temos que variar a frequência da tensão de alimentação, a estratégia de controle V/F constante varia a tensão proporcionalmente a com a variação da frequência de alimentação (e a indutância reativa) no motor para obter no estator uma corrente constante de ordem da corrente nominal do motor como mostra a equação 3.7 e a Figura 3.9 (WEG 2004).

$$I = \frac{V}{f} = Constante \quad (3.7)$$

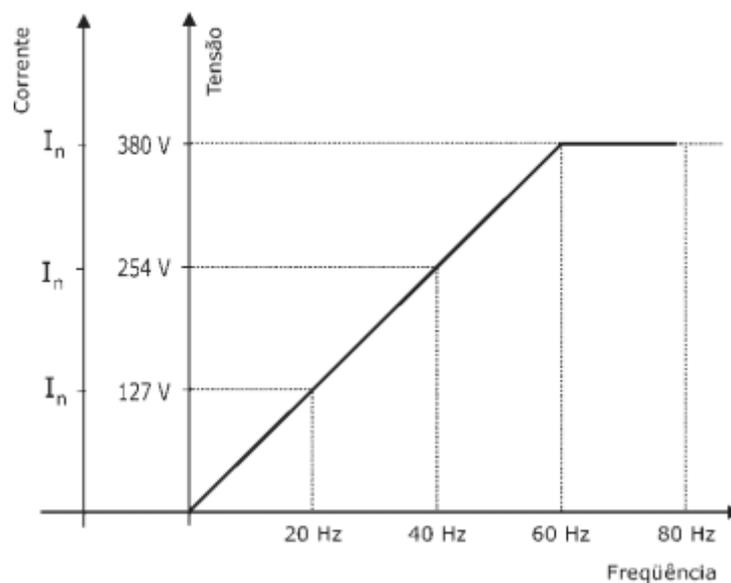


Figura 3.9 – Relação Frequência x Tensão em um inversor de controle escalar.

Fonte: WEG, 2004

Como ficou evidente na Figura 3.9, a tensão deixa de aumentar proporcionalmente a frequência a partir do 60Hz, visto que a tensão da rede já foi atingida (tensão máxima). A partir deste ponto o torque e a corrente do motor diminuirão e esta região recebe o nome de região de enfraquecimento de campo, como ilustra a Figura 3.10.

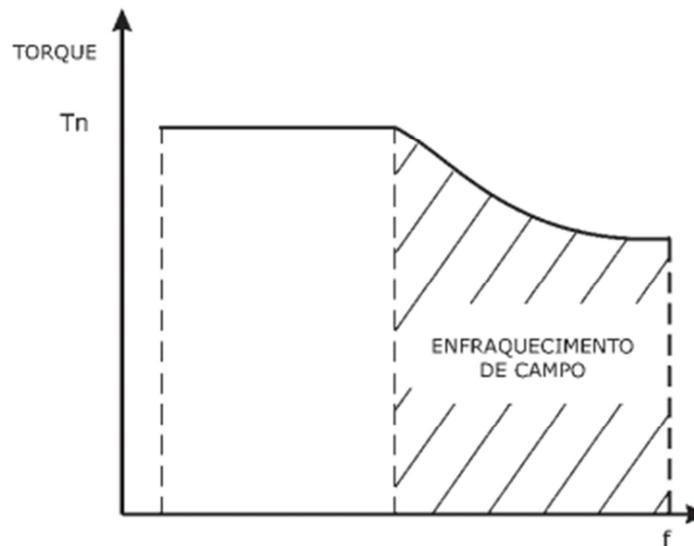


Figura 3.10 – Região de enfraquecimento de campo.

Fonte: WEG, 2004

Para frequências abaixo de 30Hz, o termo correspondente a resistência R do estator, que foi desprezada anteriormente, começa a ter influência no cálculo da corrente. É assim que, para baixas frequências, mantendo-se a proporcionalidade entre a frequência e a tensão, a corrente e proporcionalmente o torque do motor diminuem bastante. Para que isto seja evitado, a tensão do estator em baixas frequências deve ser aumentada, através do método chamado de Compensação $I \times R$, conforme a Figura 3.11(WEG 2004)

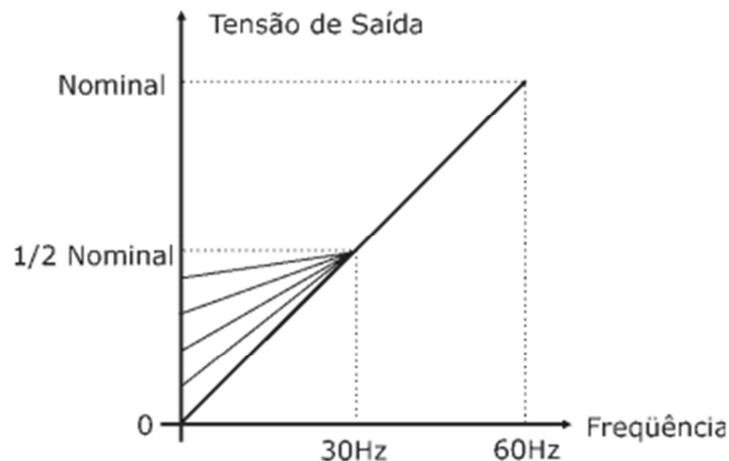


Figura 3.11 – Gráfico tensão frequência para faixa de 0 a 60Hz.
Fonte: WEG, 2004

O controle escalar de inversores de frequência é recomendado para aplicações simples que não requerem elevada dinâmica (grandes acelerações e frenagens) nem controle de torque e elevada precisão. Um inversor com controle escalar pode controlar a velocidade de rotação do motor com uma precisão de até 0,5% da rotação nominal para sistemas sem variação de carga e de 3% a 5% com variação de carga de 0 a 100% do torque nominal. Pelo princípio de funcionamento e aplicação, são utilizados na maioria das vezes motores de indução convencionais sem nenhum sistema de realimentação de velocidade em malha fechada. A taxa de variação de velocidade é pequena e de ordem de 1:10 (Ex: 6 a 60Hz) (WEG 2004).

3.2. Controle Vetorial

O controle vetorial é recomendado em aplicações em que é necessário alta performance dinâmica, respostas rápidas e alta precisão de regulação de velocidade. É recomendado que o motor forneça um controle preciso de torque para um faixa extensa de condições de operação. As máquinas de corrente contínua com sistema de controle em malha fechada já atendiam a essas condições e, no acionamento em potência, tinham total domínio. Elas eram freqüentemente utilizadas devido à proporcionalidade de corrente de armadura, do fluxo e do torque que permitem um meio direto para seu controle. (FRANCHI, 2011)

O inversor de frequência com controle vetorial segue alguns princípios do controle do motor de corrente contínua, visto que esse possui controle de torque e velocidade independente, ou seja, possuem duas fontes de tensão independentes, uma para o estator (controle de velocidade) e outra para o rotor (controle de torque).

Algumas equações regem o funcionamento dos motores CC e facilitarão a compreensão do funcionamento do inversor com controle vetorial.

A tensão da armadura V_a , pode ser expressa como a soma da queda de tensão devido a resistência de armadura ($I_a R_a$) e a tensão interna da armadura (V_e).

$$V_a = V_e + I_a R_a \quad (3.8)$$

A velocidade do motor CC é indiretamente proporcional ao fluxo de campo ϕ , que depende da corrente de excitação do rotor e diretamente proporcional a tensão de armadura.

O torque (T) é proporcional ao produto do fluxo de campo e da corrente de armadura.

$$\text{Velocidade do motor CC} \approx V_e / \phi$$

$$T \approx I_a \cdot \phi \quad (3.9)$$

A potência (P) de saída do motor CC será diretamente proporcional ao produto da velocidade (n) pelo torque.

$$P \approx n \cdot T \quad (3.10)$$

Conclusões que podem ser extraídas das equações acima:

A velocidade do motor CC pode ser controlada pelo ajuste do fluxo de campo, pela tensão da armadura ou por ambos.

Um aumento adicional na velocidade pode ser obtido pela redução do fluxo de campo, quando a tensão de armadura V_a estiver alcançado o seu valor de saída máximo.

Como as fontes que controlam torque e velocidade são independentes, o torque máximo pode ser alcançado com velocidades fora da faixa normal, mesmo acima da nominal ou ainda parado.

A Figura 3.12 ilustra os elementos constituintes de um motor CC.

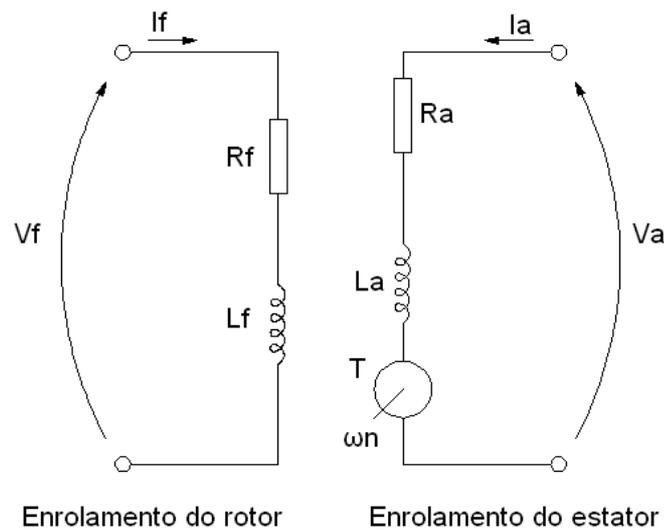


Figura 3.12 – Motor de corrente contínua.

Fonte: FRANCHI, 2007

Sendo:

R_f = resistência de campo	R_a = resistência da armadura
T = torque	ω_n = velocidade
L_f = indutância de campo	I_f = corrente de campo
L_a = indutância da armadura	V_a = tensão na armadura
I_a = corrente da armadura	V_f = tensão de campo

Para descrever o funcionamento do controle vetorial do motor, o motor de indução será modelado como sendo um transformador. A relação da velocidade com a tensão de armadura é diretamente proporcional e o torque é função do fluxo no entreferro. Um circuito equivalente mostra o resultado da variação da frequência e da tensão na armadura ou variação do torque exigido pela carga ou ainda quando o escorregamento se altera.

As resistências representam as perdas em um motor de indução e podem ser divididas em:

R_s : para as perdas na resistência dos enrolamentos do estator.

R_r : para as perdas na resistência dos enrolamentos do rotor.

R_c : para as perdas no ferro (núcleo), por atrito, ventilação do motor, etc.

As indutâncias mostram que nem todo fluxo produzido pelos enrolamentos do estator cruza o entreferro para o enrolamento do rotor, nem todo fluxo que chega até o entreferro produz torque.

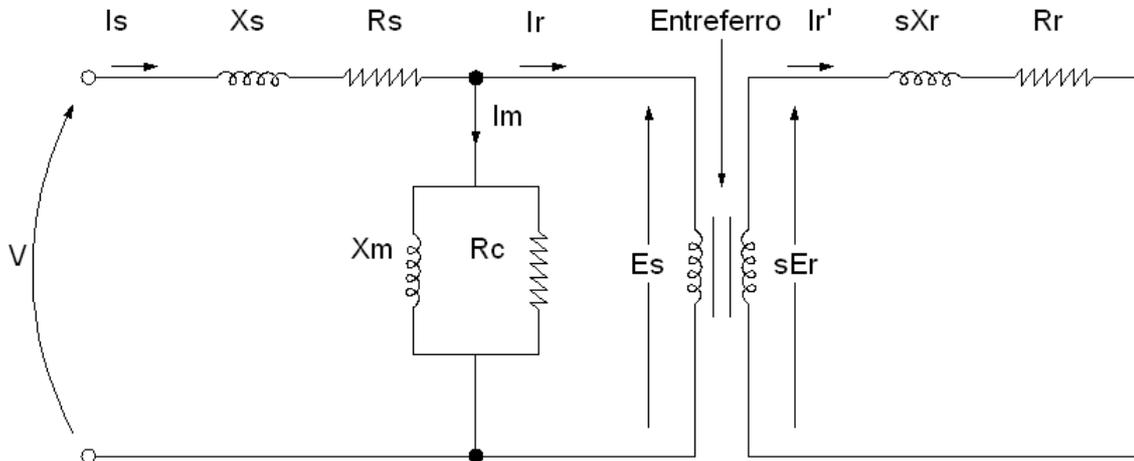


Figura 3.13 – Circuito equivalente de um motor CA.

Fonte: FRANCHI, 2007.

Sendo:

V = tensão de alimentação do estator

E_s = tensão induzida no estator

E_r = tensão induzida no rotor bloqueado

N_s = número de espiras no estator

N_r = número de espiras no rotor

I_s = corrente no estator

R_c = perdas no núcleo, atrito dos rolamentos, perdas por ventilação, etc

s = escorregamento fracionário

R_s = resistência no estator

X_s = reatância de dispersão do estator (velocidade nominal)

R_r = resistência do rotor

X_r = reatância de dispersão do rotor bloqueado

X_m = indutância magnetizante

I_m = corrente magnetizante

I_r = corrente no rotor

Diferente do motor CC, o de indução em CA não possui enrolamentos de campo separados. A corrente no estator pode ser dividida em duas:

I_M – Corrente magnetizante (campo magnético girante)

I_R – Corrente que é transmitida ao rotor (torque no eixo)

Usando a razão $N_2=(N_s/N_r)^2$ podemos transferir o rotor para o lado do estator. Essa manipulação matemática deve também ajustar a tensão do rotor que depende do escorregamento. A Figura 3.14 mostra o novo circuito.

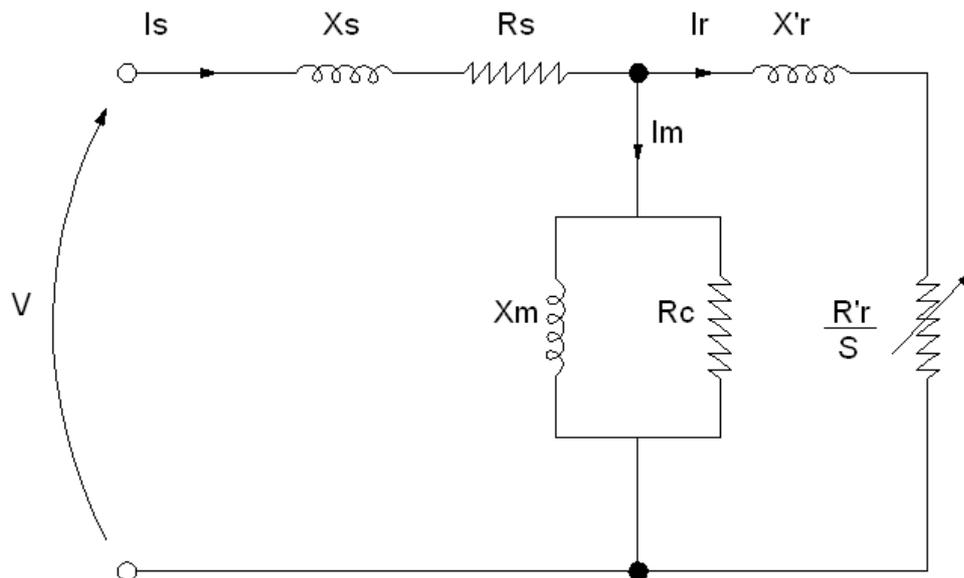


Figura 3.14 – Circuito equivalente simplificado de um motor CA.
Fonte: FRANCHI, 2007.

$$X'_R = N_2 \cdot X_R \quad (3.11)$$

$$R'_R / s = N_2 \cdot R_R \quad (3.12)$$

N = a relação de espiras entre estator e rotor.

Nota-se que a resistência do rotor é representada por um elemento dependente do escorregamento S . Sendo assim, a tensão induzida no rotor e a corrente dependem do escorregamento.

Pode-se desconsiderar alguns componentes menos significativos e de pequena magnitude e modificar o circuito equivalente novamente e, neste novo circuito, a corrente total do estator I_s representa o vetor, soma da corrente reativa magnetizante (I_M) com a corrente ativa do rotor (I_R).

X_M = Indutância magnetizante

R'_R / s = Resistência variável do rotor

A corrente I_m não depende da carga, ela é quem cria o campo magnético girante. I_m está atrasada da tensão em aproximadamente 90° e seu valor depende da frequência e da tensão no estator. Um fluxo constante no motor só é possível se

a relação de V/F for mantida. A indutância magnetizante pode ser representada pela equação (3.13):

$$X_M = j\omega L_M = j(2.\pi.f)L_M \quad (3.13)$$

$$I_M = \frac{V}{j2\pi f L_M} \quad (3.14)$$

$$I_M = k \frac{V}{F} \text{ em que } k = (j2\pi L_M)^{-1} \text{ constante} \quad (3.15)$$

A corrente que produz o torque no motor é a I_r e está em fase com a tensão. Ela depende das características de carga e é proporcional ao escorregamento.

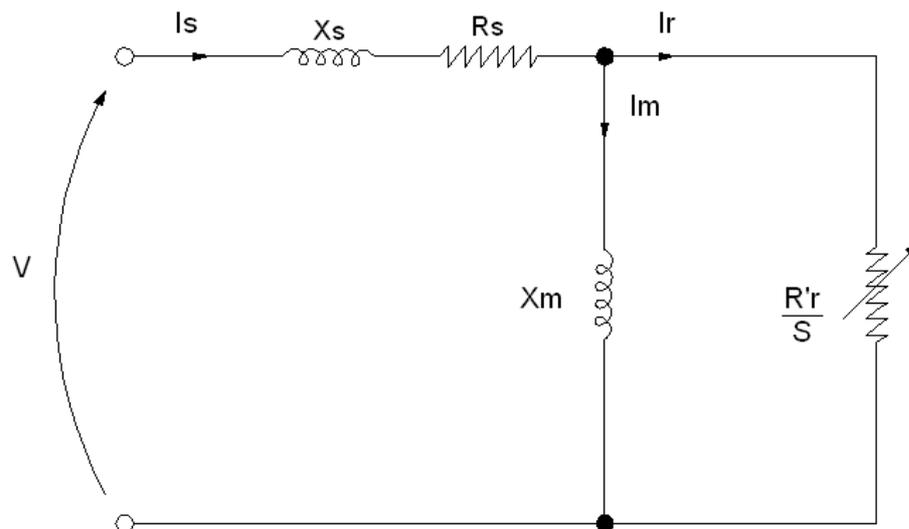


Figura 3.15 – Nova simplificação do motor de indução CA.

Fonte: FRANCHI, 2007

Os inversores de frequência vetoriais receberam esse nome devido a corrente que circula no motor de indução poder ser dividida em dois vetores: I_m e I_r . É a soma vetorial dessas componentes que forma a corrente total. Isso faz com que o cálculo de corrente seja trabalhoso, mas graças a esse cálculo das duas componentes, as aplicações dos inversores de controle vetorial puderam superar as aplicações dos escalares, conseguindo assim as seguintes vantagens:

Torque elevado com baixa rotação, ou rotação zero; controle preciso de velocidades; torque regulável.

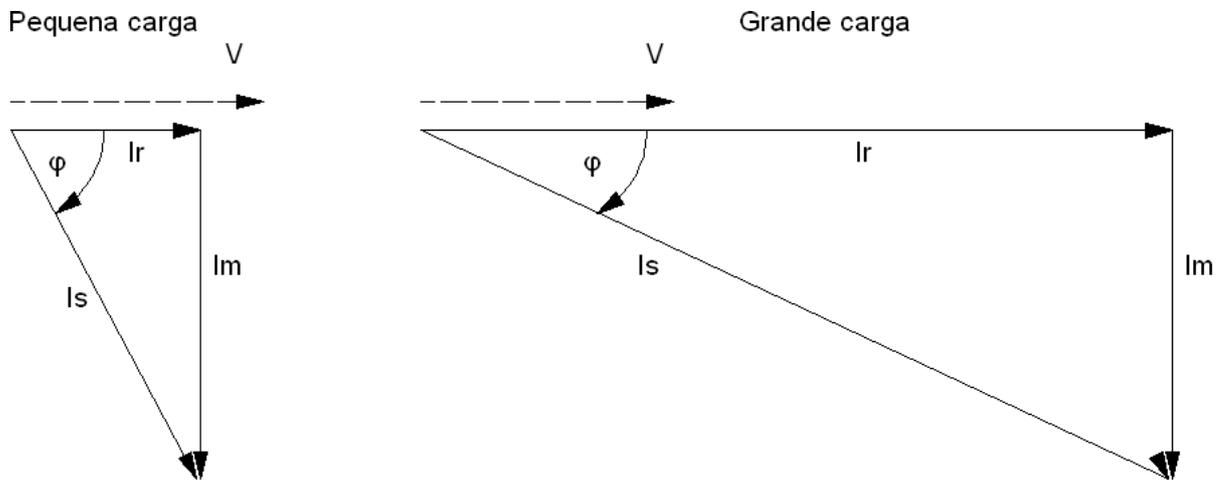


Figura 3.16 – Vetores de corrente para diferentes condições de carga em motor CA.

Fonte: FRANCHI, 2007

4. CIRCUITO BÁSICO DE ARMAZENAMENTO

Para a montagem do modelo de elevador com frenagem regenerativa será utilizado um motor de indução trifásico conectado a um inversor de frequência. Quando ocorre a frenagem do modelo, a velocidade angular do rotor é maior do que a velocidade angular do campo girante, com isso o motor de indução trifásico passa a operar como gerador, isto é, ele recebe energia mecânica da carga acoplada ao seu eixo e a transforma em energia elétrica. Essa energia elétrica é enviada novamente ao inversor de frequência e pode ser acessada através do seu barramento CC. Normalmente utiliza-se um resistor para a dissipação dessa energia. Para aproveitar a energia que normalmente é perdida em forma de calor através do resistor, optou-se por armazená-la em um banco de capacitores. Foi necessário criar um circuito para limitar a corrente e direcionar o fluxo de potência ao banco de capacitores.

4.1. Objetivo

O circuito básico deve ser o mais simples para a realização de um primeiro estudo com o intuito de servir de apoio para o estabelecimento dos requisitos para a construção do circuito definitivo de armazenamento da energia gerada durante a frenagem. Portanto, o objetivo do circuito básico está em observar e estudar as respostas de um circuito simplificado para armazenamento em banco de capacitores da energia gerada na frenagem da carga em um modelo experimental de elevador. Isto será realizado por meio da alteração dos parâmetros do circuito e, com base nas respostas, estabelecer os requisitos do circuito a ser empregado no armazenamento da energia proveniente da frenagem. Busca-se também um circuito eficiente e adequado ao propósito deste TCC.

4.2. O indutor

Tanto o indutor, objeto desta seção, como o capacitor que discutiremos mais adiante, são elementos passivos capazes de armazenar e fornecer quantidades finitas de energia. Ao contrário de uma fonte ideal, eles não podem fornecer quantidades infinitas de energia ou garantir o fornecimento de uma potência média.

Este conceito pode ser usado para especificar melhor a definição de elemento ativo como sendo o elemento capaz de fornecer uma quantidade infinita de energia e elemento passivo como aquele que não é capaz de fornecer quantidade infinita de energia (Hayt,1975).

O indutor cujo modelo está representado pela figura 4.1, tem a relação entre tensão e corrente estabelecida pela equação (4.1). A representação adotada para o indutor na figura 4.1 é a de um elemento ideal que pode ser usado para aproximar o comportamento de um dispositivo real.

$$v = L \frac{di}{dt} \quad (4.1)$$

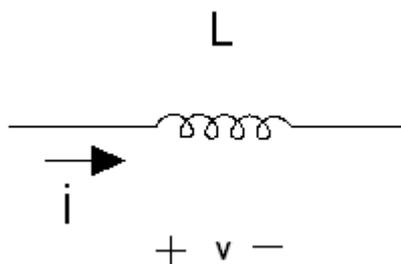


Figura 4.1 – Símbolo de um indutor.
Fonte: Autoria própria.

Onde na figura 4.1, “v” representa a tensão em volts sobre o indutor, “L” o valor da indutância em Henry e “i” a corrente em ampère que passa pelo indutor.

4.3. Modelo do indutor – processo iterativo de solução.

Na equação (4.1) nota-se que a corrente não pode mudar bruscamente, o que exigiria que uma tensão infinita ou uma potência infinita fosse aplicada ao indutor.

Na equação (4.1) pode-se aproximar a derivada da corrente em relação ao tempo por valores incrementais da corrente e do tempo. Esta equivalência apresentada estará mais próxima da equação (4.1) quanto menor for o incremento de tempo adotado. Assim, pode-se reescrever a equação (4.1) adotando a seguinte aproximação para a busca da resposta do indutor em um processo iterativo:

$$v = \Delta i \cdot \frac{L}{\Delta t} \quad (4.2)$$

$$\Delta i = v \cdot \frac{\Delta t}{L} \quad (4.3)$$

Substituindo:

$$\Delta i = i_{k+1} - i_k \quad (4.4)$$

Onde k é o número da iteração. Neste caso tem-se para a equação (4.3):

$$i_{k+1} = v_{k+1} \cdot \frac{\Delta t}{L} + i_k \quad (4.5)$$

Comparando a equação (4.2) com a Lei de Ohm temos:

$$v = \Delta i \cdot \frac{L}{\Delta t} \quad v = R \cdot \Delta i \frac{L}{\Delta t} = R \quad (4.6)$$

Reescrevendo a equação (4.5) tem-se:

$$i_{k+1} = \frac{v_{k+1}}{R} + i_k \quad \text{com } R = \frac{L}{\Delta t} \quad (4.7)$$

Ligando um indutor a uma fonte, tem-se o circuito representado segundo o da figura 4.2.

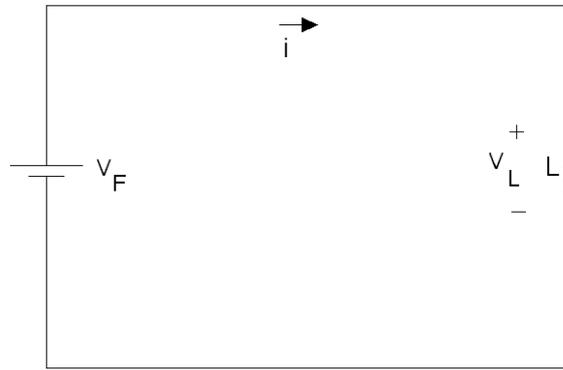


Figura 4.2 - Circuito básico fonte e indutor.

O indutor, com base na equação (4.7), pode ser substituído por um circuito equivalente formado por uma resistência de valor " $L/\Delta t$ " em paralelo com uma fonte de corrente de valor " i_k ". Na obtenção das respostas por meio do processo iterativo, pode-se substituir o circuito da figura 4.2 pelo seu equivalente, figura 4.3. No circuito da figura 4.3 dado o valor da tensão da fonte para qualquer instante e conhecendo-se a corrente no indutor em uma iteração qualquer, por exemplo, a corrente inicial, obtém-se pela aplicação das técnicas de análise de circuito a corrente neste mesmo indutor para a iteração seguinte e, assim, sucessivamente para todas as iterações que se seguem.

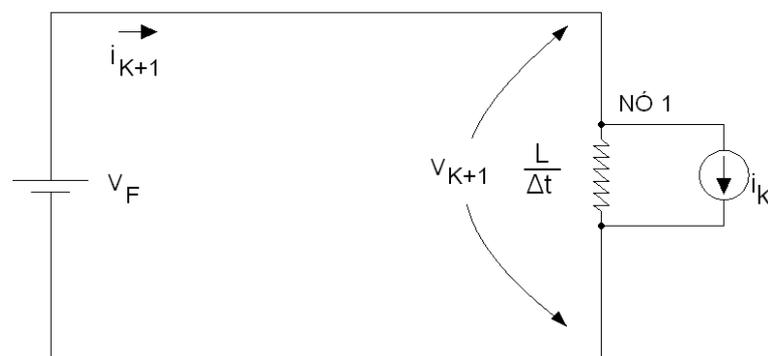


Figura 4.3 - Circuito básico simplificado fonte e indutor.

Aplicando a regra dos nós ao nó "1" do circuito da figura 4.3, tem-se " i_{K+1} " como a soma de duas correntes, ou seja:

$$i_{k+1} = \frac{v_{k+1}}{\frac{L}{\Delta t}} + i_k \quad (4.8)$$

Portanto, as equações (4.7) e a (4.8) são as mesmas, o que comprova ser o circuito da figura 4.3 o equivalente ao da figura 4.2 para a busca das respostas em indutores por meio do processo iterativo proposto.

4.4. O capacitor

O capacitor tem a relação entre tensão e corrente estabelecida pela equação (16). A representação adotada para o capacitor na figura 4.4 é a de um capacitor ideal e que pode ser usada para aproximar o comportamento de um dispositivo real. A presença física de um capacitor ideal em um circuito é sugerida pelo símbolo especificado na figura 4.4. Fisicamente, um capacitor consiste em duas superfícies condutoras em que cargas podem ser armazenadas e essas superfícies são separadas por uma fina camada de isolante que possua resistividade bastante elevada. Se admitirmos que a resistividade é tão elevada a ponto de podermos admiti-la infinita, então cargas de polaridade oposta, colocadas nas superfícies condutoras, nunca poderão se recombinar, pelo menos por um caminho através do capacitor e a sua representação passa a ser o da figura 4.4, ou seja, a de um capacitor ideal (Hayt,1975).

$$i = C \frac{dv_c}{dt} \quad (4.9)$$

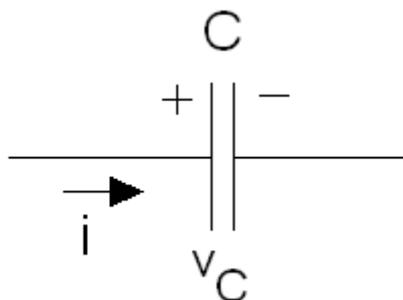


Figura 4.4 – Símbolo de um capacitor.

Onde na figura 4.4, “ v_C ” representa a tensão em volt sobre o capacitor, “ C ” o valor da capacitância em farad e “ i ” a corrente em ampère que chega no capacitor.

Várias importantes características do modelo matemático do capacitor podem ser descobertas pela análise da equação (4.9). Uma tensão constante através do capacitor não requer corrente. Um capacitor é assim um “circuito aberto para regime permanente em DC”. É também evidente que uma mudança brusca na tensão irá requerer da instalação elétrica uma corrente infinita e, portanto, potência infinita. Assim, devido às limitações de potências das instalações elétricas, os capacitores não poderão apresentar variações instantâneas de tensão (Hayt,1975).

4.5. Modelo do capacitor – processo iterativo de solução.

Na equação (4.9) pode-se aproximar a derivada da tensão em relação ao tempo por valores incrementais da tensão e do tempo. Esta equivalência apresentada estará mais próxima da equação (4.9) quanto menor for o incremento de tempo adotado. Assim, pode-se reescrever a equação (4.9) adotando a seguinte aproximação para a busca da resposta do capacitor em um processo iterativo:

$$i = \Delta v_C \cdot \frac{C}{\Delta t} \quad (4.10)$$

$$\Delta v_C = i \cdot \frac{\Delta t}{C} \quad (4.11)$$

Substituindo:

$$\Delta v_C = v_{Ck+1} - v_{Ck} \quad (4.12)$$

Onde k é o número de iteração. Neste caso tem-se para a equação (4.11):

$$v_{Ck+1} = i_{k+1} \cdot \frac{\Delta t}{C} + v_{Ck} \quad (4.13)$$

Comparando a equação (4.11) com a Lei de Ohm temos:

$$\Delta v_C = i \cdot \frac{\Delta t}{C} \quad \Delta v_C = i \cdot R \frac{\Delta t}{C} = R \quad (4.14)$$

Reescrevendo a equação (4.13) tem-se:

$$v_{CK+1} = i_{k+1} \cdot R + v_{CK} \quad \text{com } R = \frac{\Delta t}{C} \quad (4.15)$$

4.5. Ligando um capacitor a uma fonte, tem-se o circuito representado na figura

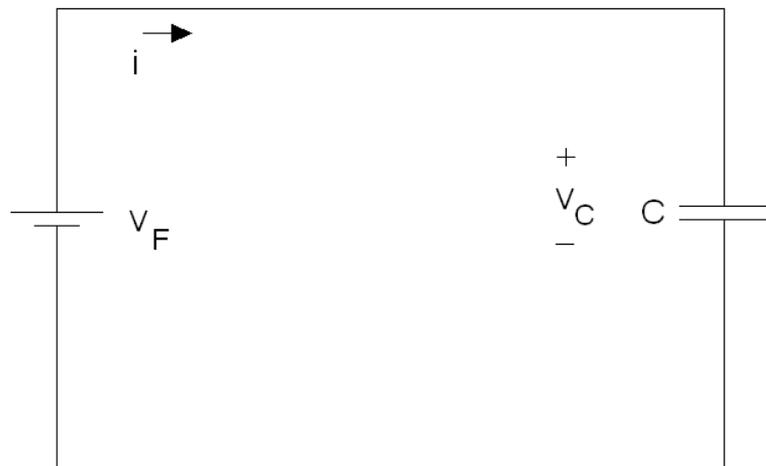


Figura 4.5 – Circuito básico fonte e capacitor.

O capacitor com base no que expressa a equação (4.15), pode ser substituído por um circuito equivalente formado por uma resistência de valor “ $\Delta t/C$ ” em série com uma fonte de tensão de valor “ v_{ck} ”. Na obtenção das respostas por meio do processo iterativo, pode-se substituir o circuito da figura 4.5 pelo seu equivalente, o da figura 4.6. No circuito da figura 4.6 dado o valor da tensão da fonte para qualquer instante e conhecendo-se a tensão no capacitor em uma iteração qualquer, por exemplo, a sua tensão inicial, obtém-se pela aplicação das técnicas de

análise de circuito a tensão neste mesmo capacitor para a iteração seguinte e, assim, sucessivamente para todas as iterações que se seguem.

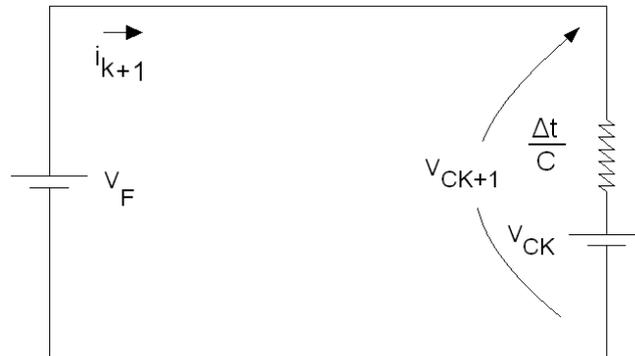


Figura 4.6 - Circuito básico simplificado fonte e capacitor.

A partir da equação de malha do circuito da figura 4.6, tem-se:

$$-V_F + i_{k+1} \cdot \frac{\Delta t}{C} + v_{CK} = 0 \quad (4.16)$$

4.6. Circuito RLC série

Pretende-se agora determinar a resposta natural de um circuito composto por um resistor ideal, um indutor ideal e um capacitor ideal, todos conectados em série. A figura 4.7 mostra o circuito série. A equação integral-diferencial fundamental é apresentada na equação (4.17).

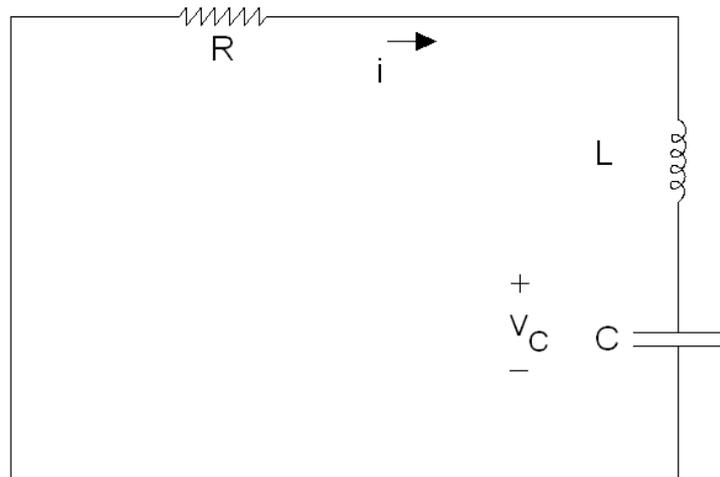


Figura 4.7 - Circuito RLC série.

$$L \frac{di}{dt} + R \cdot i + \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i \cdot dt - v_c(t_0) = 0 \quad (4.17)$$

Um pequeno resumo da resposta natural do circuito série é facilmente obtido a partir da equação (4.17). Tendo em vista o circuito mostrado na figura 4.7, a resposta natural superamortecida obedece à equação (4.18) (Hayt,1975).

$$i(t) = A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t} \quad (4.18)$$

Onde:

$$s_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \quad (4.19)$$

$$s_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \quad (4.20)$$

$$s_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_d \quad (4.21)$$

e assim:

$$\alpha = \frac{R}{2L} \quad (4.22)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.23)$$

$$\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \quad (4.24)$$

A forma da resposta natural amortecida criticamente é:

$$i(t) = e^{-\alpha t}(A_1 t + A_2) \quad (4.25)$$

e o caso sub-amortecido pode ser escrito como:

$$i(t) = e^{-\alpha t}(B_1 \cos \omega_d t + B_2 \sen \omega_d t) \quad (4.26)$$

4.7. Circuito Básico

Para a criação do circuito básico, levou-se em consideração a tensão de saída do barramento CC e um arranjo que possibilitasse baixas correntes, por consequência menores perdas e maior eficiência do sistema de aproveitamento de energia.

A fonte para o “circuito externo” da figura 4.8 equivale ao barramento CC do inversor de frequência. A chave liga/desliga representada nesta mesma figura 4.8 simula o chaveamento controlado pelo inversor de frequência para manter a tensão no barramento CC dentro da sua faixa de operação. Durante o processo de frenagem do elevador, a energia gerada pelo motor de indução é em parte armazenada nos capacitores internos do inversor, capacitores estes que sustentam a tensão no barramento CC. No entanto, à medida que a energia da frenagem é absorvida pelo barramento CC, a tensão neste barramento sobe. Quando a tensão neste barramento ultrapassa o valor ajustado para o “Nível de Frenagem Reostática”, o inversor de frequência efetua o chaveamento do barramento CC ao sistema externo para que transfira a este a energia excedente. Neste processo de transferência de energia, quando a tensão no barramento CC tornar-se inferior ao valor ajustado para o “Nível de Frenagem Reostática”, o inversor desliga o barramento CC do circuito externo. Na figura 4.8 o “circuito externo” é o que está

colocado à direita da chave liga/desliga, cujo propósito é o de armazenar a energia que exceder à capacidade do barramento CC do inversor.

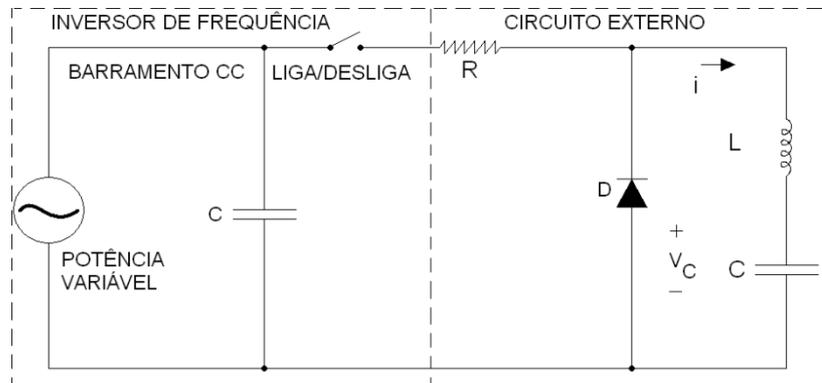


Figura 4.8 - Circuito Inversor e Externo.

Neste estudo inicial representa-se a fonte (barramento CC do inversor) mais a chave liga/desliga como se fosse uma fonte de tensão de onda quadrada com período constante aplicada ao “circuito externo”. A cada período da fonte, estabelecem-se, a critério de quem efetua a simulação, dois intervalos de tempo, um com a existência de uma tensão DC sobre o “circuito externo” (T_{ON} – chave ligada) e o outro, após, sem tensão aplicada sobre o “circuito externo” (T_{OFF} – chave desligada).

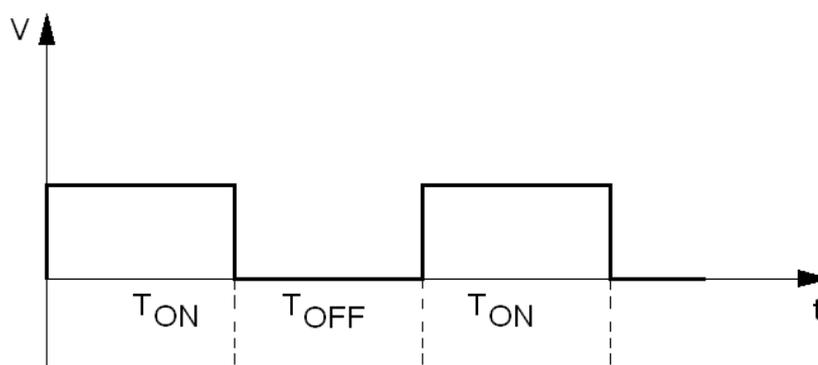


Figura 4.9 – Ton e Toff.

O circuito básico adotado na análise do comportamento de um circuito RLC no armazenamento da energia gerada na frenagem do elevador consiste de: uma fonte DC cuja tensão aplicada ao circuito é controlada pela chave liga/desliga que opera em intervalos de tempo sucessivos denominados T_{ON} e T_{OFF} , respectivamente; de um diodo (representado por um diodo ideal e um resistor em série- R_D); um

resistor (R); um indutor (representado por um indutor ideal e um resistor em série - R_L) e de um capacitor (com capacitância C), conforme mostra a figura 4.10.

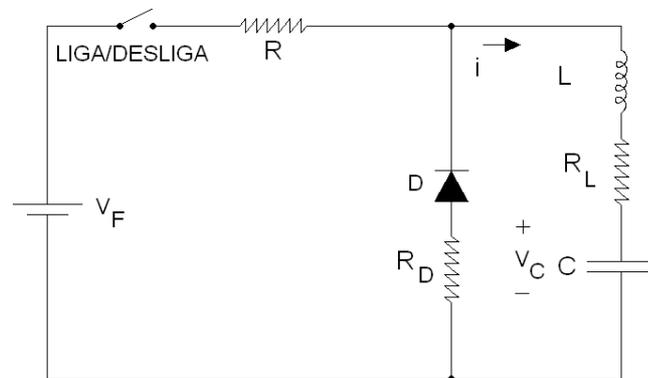


Figura 4.10 - Circuito básico.

O diodo no circuito básico tem duas funções. A primeira para evitar o surgimento de tensões indesejáveis sobre o sistema de chaveamento controlado pelo inversor quando este efetua a desconexão do barramento CC da “carga externa”. Havendo corrente no indutor do “circuito externo” quando a chave controlada pelo inversor for aberta, então a energia armazenada neste elemento deve ser desviada da chave liga/desliga, caso contrário, a energia presente no indutor será em parte dissipada no sistema de chaveamento, podendo danificá-lo. O diodo se presta justamente a esta finalidade. A segunda, ao fazer com que a energia armazenada no indutor seja transferida para o capacitor, evita-se que ao cessar esta transferência, o capacitor por sua vez transfira parte da sua energia para o indutor. Neste momento o diodo bloqueia esta transferência. Com isto atinge-se o objetivo de armazenar o máximo possível da energia transferida pelo barramento CC para o capacitor externo.

4.8. Método Numérico

Com os modelos do indutor e do capacitor resumidos nas figuras 4.3 e 4.6 para uso no processo iterativo de busca das respostas, foi possível montar o circuito equivalente do circuito básico conforme consta no circuito da figura 4.11. Pela facilidade de programação e por ser também apropriada para a obtenção das

respostas em um processo iterativo como o do circuito básico, optou-se pela utilização de uma planilha eletrônica como ferramenta para execução dos cálculos.

Variáveis utilizadas:

R = Resistência utilizada no circuito para limitar a corrente (Ω).

R_D = Resistência do diodo (Ω) - Resistência utilizada no processo iterativo para simular as várias configurações possíveis do circuito em função do estado da chave liga/desliga e da situação do diodo: polarizado diretamente ou inversamente.

R_L = Resistência do indutor (Ω).

C = Capacitância do banco de capacitores (F).

L = Indutância do indutor (H).

V_F = Tensão da fonte (V).

V_{CK} = Tensão inicial no capacitor ($k=0$) ou da iteração “ k ” (V).

i_k = Corrente inicial no indutor ($k=0$) ou na iteração “ k ” (A).

V_{CK+1} = Tensão no capacitor na iteração “ $k+1$ ” (V).

i_{k+1} = Corrente no indutor na iteração “ $k+1$ ” (A).

Δt = Intervalo de tempo entre as iterações (s).

T_{on} = Intervalo de tempo em que a chave permanece ligada depois de expirado o intervalo de tempo do T_{off} (s).

T_{off} = Intervalo de tempo em que a chave permanece desligada depois de decorrido o intervalo de tempo do T_{on} (s).

T = Período ($T_{on} + T_{off}$) (s).

on-off – Verificador do estado da tensão da fonte.

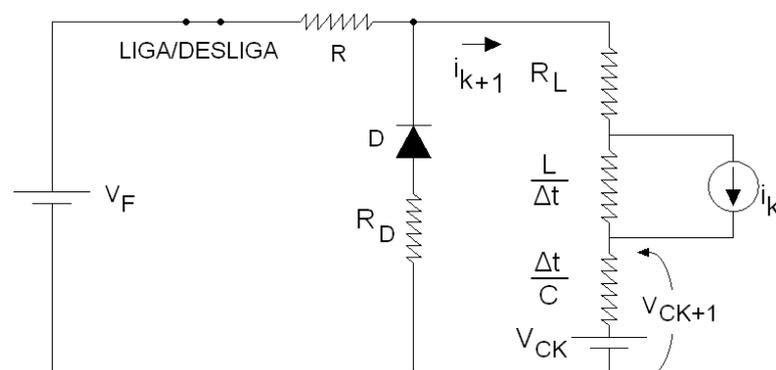


Figura 4.11 - Circuito básico simplificado.
Fonte: Autoria própria.

Transformando a representação do indutor (fonte de corrente em paralelo com um resistor) por uma fonte de tensão em série com um resistor, para facilitar os cálculos, obtém-se o circuito da Figura 4.12.

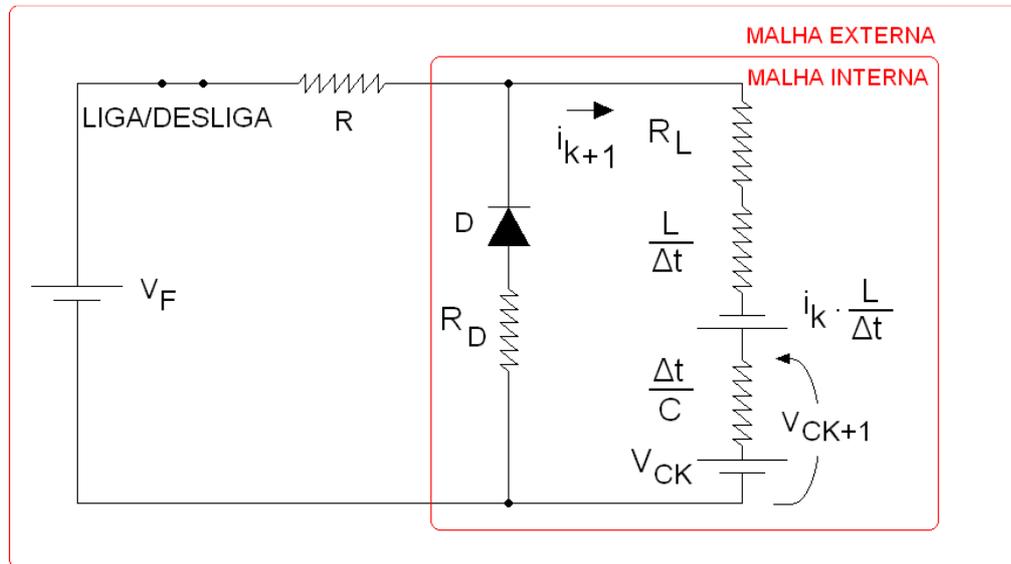


Figura 4.12 - Circuito básico simplificado total.

Pode-se separar o circuito da figura 4.12 em malhas. Com a chave liga/desliga fechada, o diodo D ficará inversamente polarizado, havendo circulação de corrente apenas pela malha externa. Resultando na equação (4.27).

$$i_{K+1} = \frac{(V_F + i_K \frac{L}{\Delta t}) - V_{CK}}{R + R_L + \frac{L}{\Delta t} + \frac{\Delta t}{C}} \quad (4.27)$$

Quando a chave liga/desliga estiver aberta, haverá circulação de corrente apenas pela malha interna, com duas situações: uma com o diodo diretamente polarizado e outra com o diodo inversamente polarizado. Na primeira situação R_D assumirá valor nulo e na segunda situação R_D assumirá um valor de resistência muito alto. E assim obtém-se a equação (4.28):

$$i_{K+1} = \frac{(i_K \frac{L}{\Delta t}) - V_{CK}}{R_D + R_L + \frac{L}{\Delta t} + \frac{\Delta t}{C}} \quad (4.28)$$

Para as situações, chave aberta e chave fechada, chegou-se a equação genérica (4.29). Conforme a posição da chave liga/desliga e da polarização do diodo, R_D , R e V_F assumirão diferentes valores, que serão melhor detalhados na sequência.

$$i_{K+1} = \frac{(V_F + i_K \frac{L}{\Delta t}) - V_{CK}}{R_D + R + R_L + \frac{L}{\Delta t} + \frac{\Delta t}{C}} \quad (4.29)$$

Para calcular o valor da tensão no banco de capacitores na iteração "K+1" (V_{CK+1}), utiliza-se a equação (4.15).

A seguir estão expostas duas tabelas cujos resultados foram obtidos pela aplicação das equações (4.15) e (4.29) do processo iterativo proposto ao circuito básico. Os seguintes dados foram atribuídos as variáveis da planilha:

$$L = 0,01H$$

$$V_F = 200V$$

$$R = 2\Omega.$$

$$R_D = 0\Omega$$

$$R_L = 0,1\Omega$$

$$C = 0,002F$$

$V_{CK} = 0V$ para a iteração $k=0$; valor inicial da tensão no capacitor.

$i_K = 0A$ para a iteração $k=0$; valor inicial da corrente no indutor.

$$\Delta t = 0,000004s$$

$$T_{on} = 0,001s$$

$$T_{off} = 0,001s$$

$$T = 0,002s$$

on-off – Verificador do estado da tensão da fonte.

Com esses valores, fica evidente que:

$$C < \frac{4 \cdot L}{R^2} \quad (4.30)$$

Observa-se que neste caso o circuito básico pode ser classificado como sub-amortecido.

Portanto, considerando os dados acima foram calculadas a corrente no indutor e a tensão no capacitor utilizando as equações (4.15) e (4.29), respectivamente. Para o primeiro ciclo T_{on} , seguem na tabela 4.1 os resultados para as 15 primeiras e as 15 últimas iterações deste intervalo de tempo:

K	t	Vf	on-off	Rd	Vck	Ik
0	0	200	ON	0	0	0
1	0,000004	200	ON	0	0,000159866	0,079932793
2	0,000008	200	ON	0	0,000479462	0,15979837
3	0,000012	200	ON	0	0,000958656	0,239596725
4	0,000016	200	ON	0	0,001597311	0,319327851
5	0,00002	200	ON	0	0,002395295	0,39899174
6	0,000024	200	ON	0	0,003352472	0,478588385
7	0,000028	200	ON	0	0,004468707	0,558117778
8	0,000032	200	ON	0	0,005743867	0,637579914
9	0,000036	200	ON	0	0,007177817	0,716974784
10	0,00004	200	ON	0	0,008770421	0,796302381
11	0,000044	200	ON	0	0,010521547	0,8755627
12	0,000048	200	ON	0	0,012431058	0,954755733
13	0,000052	200	ON	0	0,014498821	1,033881473
14	0,000056	200	ON	0	0,016724701	1,112939914
236	0,000944	200	ON	0	4,175115082	16,99161205
237	0,000948	200	ON	0	4,209226286	17,05560165
238	0,000952	200	ON	0	4,243465333	17,11952386
239	0,000956	200	ON	0	4,277832091	17,18337869
240	0,00096	200	ON	0	4,312326423	17,24716614
241	0,000964	200	ON	0	4,346948195	17,31088622
242	0,000968	200	ON	0	4,381697273	17,37453893
243	0,000972	200	ON	0	4,416573522	17,43812427
244	0,000976	200	ON	0	4,451576806	17,50164226
245	0,00098	200	ON	0	4,486706992	17,5650929
246	0,000984	200	ON	0	4,521963945	17,6284762
247	0,000988	200	ON	0	4,557347529	17,69179215
248	0,000992	200	ON	0	4,59285761	17,75504077
249	0,000996	200	ON	0	4,628494055	17,81822207
250	0,001	200	ON	0	4,664256727	17,88133605

Tabela 4.1–Tabela de resultados da planilha eletrônica com as 15 primeiras e as 15 últimas iterações do primeiro semi-ciclo (T_{on}).

Esses valores foram calculados levando em consideração que a fonte está ligada (T_{on}). Portanto com a chave ligada e com a tensão sobre o capacitor da iteração anterior (V_{CK}) menor que a da fonte, quando então o diodo está polarizado reversamente (ramo do diodo aberto), tem-se para a próxima iteração o seguinte circuito:

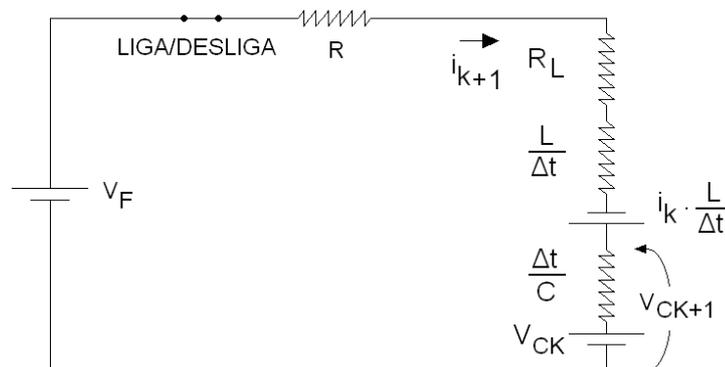


Figura 4.13 - Circuito básico chave ligada diodo polarizado inversamente.

Fonte: Autoria própria

Nesta situação, a equação (4.29) se aplica ao circuito da figura 4.13, porém com a seguinte correção:

$$R_D = 0$$

Para um ciclo T_{off} do mesmo caso exemplo, seguem na tabela 4.2 a seguir os resultados para as 15 primeiras e as 15 últimas iterações deste intervalo de tempo:

K	t	Vf	on-off	Rd	Vck	Ik
3401	0,013604	0	OFF	0,1	144,1674902	0,804073038
3402	0,013608	0	OFF	0,1	144,1689829	0,746345737
3403	0,013612	0	OFF	0,1	144,1703601	0,688622504
3404	0,013616	0	OFF	0,1	144,1716219	0,630903383
3405	0,01362	0	OFF	0,1	144,1727683	0,57318842
3406	0,013624	0	OFF	0,1	144,1737993	0,515477662
3407	0,013628	0	OFF	0,1	144,1747148	0,457771155
3408	0,013632	0	OFF	0,1	144,175515	0,400068943
3409	0,013636	0	OFF	0,1	144,1761997	0,342371074

3410	0,01364	0	OFF	0,1	144,1767691	0,284677592
3411	0,013644	0	OFF	0,1	144,177223	0,226988543
3412	0,013648	0	OFF	0,1	144,1775616	0,169303974
3413	0,013652	0	OFF	0,1	144,1777849	0,111623931
3414	0,013656	0	OFF	0,1	144,1778928	0,053948458
3415	0,01366	0	OFF	0,1	144,1778853	0,003722399
3416	0,013664	0	OFF	10000000	144,1778853	0
3417	0,013668	0	OFF	10000000	144,1778853	0
3418	0,013672	0	OFF	10000000	144,1778852	0
3419	0,013676	0	OFF	10000000	144,1778852	0
3420	0,01368	0	OFF	10000000	144,1778852	0
3421	0,013684	0	OFF	10000000	144,1778852	0
3422	0,013688	0	OFF	10000000	144,1778851	0
3423	0,013692	0	OFF	10000000	144,1778851	0
3424	0,013696	0	OFF	10000000	144,1778851	0
3425	0,0137	0	OFF	10000000	144,177885	0
3426	0,013704	0	OFF	10000000	144,177885	0
3427	0,013708	0	OFF	10000000	144,177885	0
3428	0,013712	0	OFF	10000000	144,177885	0
3429	0,013716	0	OFF	10000000	144,1778849	0
3430	0,01372	0	OFF	10000000	144,1778849	0

Tabela 4.2 – Tabela de resultados da planilha eletrônica com as 15 primeiras e as 15 últimas iterações do sétimo ciclo (T_{OFF}).

Quando a fonte está desligada (T_{off}) os cálculos da corrente e da tensão devem ser feitos para 2 condições: diodo polarizado diretamente e diodo inversamente polarizado.

A primeira ocorre nos instantes iniciais após a abertura da “chave” pelo inversor, quando a energia armazenada pelo indutor é transferida para o capacitor. Nestes instantes o diodo está polarização diretamente e, no modelo adotado para o diodo, o diodo ideal pode ser substituído por um curto-circuito. O circuito resume-se a:

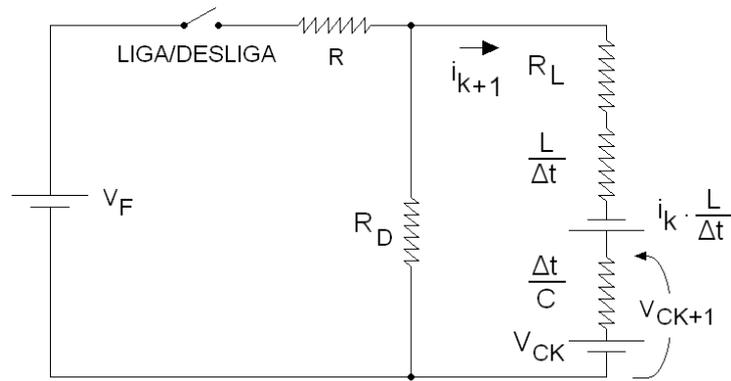


Figura 4.14 - Circuito básico chave desligada diodo polarizado diretamente

Novamente a equação (4.29) se aplica ao circuito da figura 4.14, porém com a seguinte correção:

$$R = 0\Omega$$

$$R_D = 0,1\Omega$$

A segunda, com a chave controlada pelo inversor ainda na posição T_{off} , ocorre aproximadamente quando toda a energia armazenada pelo indutor é transferida para o capacitor, ou seja, quando a corrente no indutor é pequena. Como trata-se de um circuito RLC “livre” sub-amortecido, após a corrente no circuito atingir o valor nulo, o sentido da corrente deveria mudar. Neste momento, o processo deveria ocorrer ao contrário, ou seja, com o capacitor se descarregando sobre o indutor. Porém neste momento o diodo impede que isto ocorra, cessando a circulação de corrente no circuito, ou seja, o diodo passa a estar polarizado inversamente. Nestes instantes trocam-se o modelo do diodo por um resistor de valor alto ($R_D = 10.000.000\Omega$). Nestas circunstâncias o circuito resume-se a:

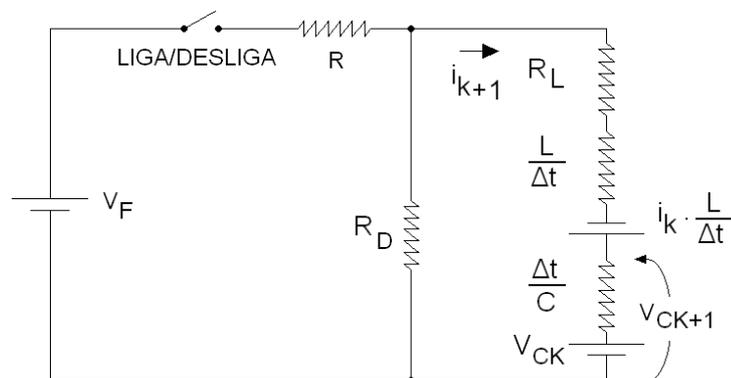


Figura 4.15 - Circuito básico chave desligada diodo polarizado diretamente resistência alta

Novamente a equação (4.29) se aplica ao circuito da figura 4.15, porém com a seguinte correção:

$$R_D = \text{valor alto} = 10000000\Omega$$

$$R = 0\Omega$$

Portanto, as fórmulas não se alteram, ou melhor, permanecem as mesmas. Apenas os valores de algumas resistências na equação (36) são os que variam de acordo com a aplicação de cada um dos três circuitos explicitados nas figuras 4.13, 4.14 e 4.15.

4.9. Solução exata - Circuito RLC Série Sub-amortecido

Para comparação e possível confirmação dos valores obtidos através do método iterativo, torna-se necessário explicitar as fórmulas que permitam determinar, por exemplo, o valor exato para a corrente em qualquer instante. Por ser vantajoso o uso do circuito básico RLC série na condição de sub-amortecido, adotou-se este na determinação da função resposta no tempo para a corrente. O circuito RLC sub-amortecido foi utilizado nas simulações pois torna possível a transferência de toda a energia armazenada no indutor para o capacitor durante o intervalo de tempo T_{off} , evitando assim que a corrente acabe aumentando em demasia de um período para outro.

Nos circuitos a seguir, considera-se como dado $i(0)$, $v_C(0)$, R_{EQ} , L , C .

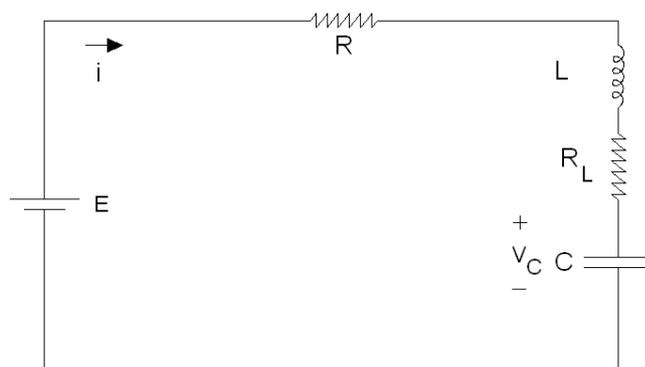


Figura 4.16 - Circuito RLC série. Chave ligada.

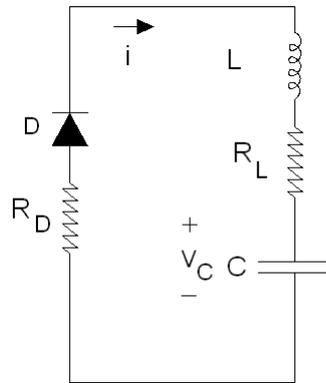


Figura 4.17– Circuito RLC série. Chave desligada e com o diodo polarizado diretamente.

Considera-se $R_{EQ} = R + R_L$ no circuito em “Ton” da figura 4.16 e $R_{EQ} = R_D + R_L$ no circuito “Toff” da figura 4.17.

Tem-se na condição inicial de ambos os circuitos:

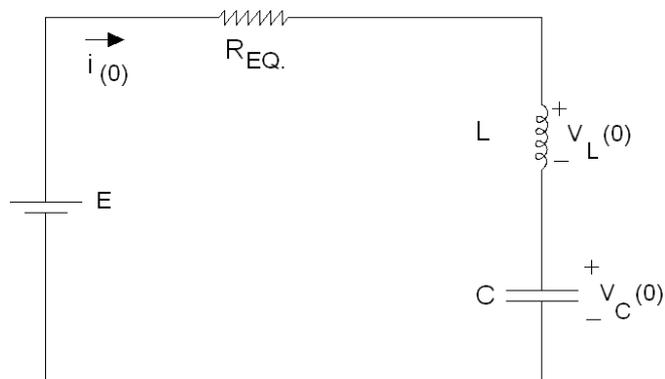


Figura 4.18 - Circuito RLC série simplificado em $t=0$. Chave ligada.

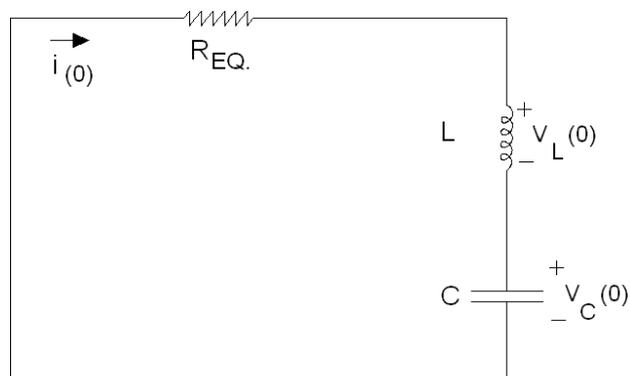


Figura 4.19 - Circuito RLC série simplificado em $t=0$. Chave desligada e com o diodo polarizado diretamente.

Para ambos os circuitos, tanto no da figura 4.16 quanto no da 4.17, a resposta forçada da corrente é nula. Assim, a resposta completa da corrente resume-se a da resposta natural. Logo, pode-se usar a equação (4.26) para determinar a função resposta da corrente no tempo. Para determinar a constante B_1 na equação (4.26) utiliza-se a condição inicial, ou seja:

$$i(0) = e^{-0t}(B_1 \cos(\omega_d 0) + B_2 \operatorname{sen}(\omega_d 0)) \quad B_1 = i(0)$$

Para determinar B_2 . Analisando o circuito da figura 4.18 tem-se:

$$v_L(0) = R_{EQ}(-i(0)) + E - v_c(0)$$

No circuito da figura 4.19, utiliza-se a mesma fórmula da acima, porém com $E=0$. Como:

$$v_L = L \frac{di}{dt} \quad \text{então} \quad \frac{di(t)}{dt} \quad (\text{para } t = 0) = \frac{v_L(0)}{L}$$

Derivando a equação (4.26), tem-se:

$$\frac{di(t)}{dt} = -\alpha \cdot e^{-\alpha t}(B_1 \cos(\omega_d t) + B_2 \operatorname{sen}(\omega_d t)) + e^{-\alpha t}(-\omega_d B_1 \operatorname{sen}(\omega_d t) + \omega_d B_2 \cos(\omega_d t))$$

$$\frac{di(0)}{dt} (\text{para } t = 0) = -\alpha (B_1) + \omega_d B_2 = \frac{v_L(0)}{L}$$

$$B_2 = \frac{\frac{v_L(0)}{L} + \alpha (B_1)}{\omega_d}$$

Porém

$$v_L(0) = R_{EQ}(-i(0)) + E - v_c(0)$$

$$B_1 = i(0)$$

Com isto B_2 torna-se igual a:

$$B_2 = \frac{\frac{R_{EQ}(-i(0)) + E - v_c(0)}{L} + \alpha \cdot i(0)}{\omega_d}$$

$$B_2 = \frac{2 \cdot \left(\frac{R_{EQ}}{2L}\right) (-i(0)) + \alpha i(0) + \frac{E - v_C(0)}{L}}{\omega_d}$$

Porém na equação anterior pode-se substituir:

$$\frac{R_{EQ}}{2L} = \alpha$$

Assim tem-se:

$$B_2 = \frac{\frac{E - v_C(0)}{L} - \alpha i(0)}{\omega_d}$$

A fórmula para o cálculo do B_2 aplica-se também no circuito da figura 4.17, porém com $E=0$.

4.10. Verificação do resultado obtido pelo método numérico

Foram utilizados os mesmos dados do exemplo anterior que deu origem à tabela 4.3. Portanto os dados para o circuito básico resumem-se a:

$$E = 200V$$

$$R = 2\Omega$$

$$R_D = R_L = 0,1\Omega$$

$$C = 0,002F$$

$$L = 0,01H$$

$$T_{on} = 1ms$$

$$T_{off} = 1ms$$

$$T = 2ms$$

$$\Delta t = 4\mu s$$

1º período da fonte (0 a 2ms)

Análise do intervalo de tempo com a chave monitorada pelo inversor fechada (entre 0s e $t=T_{on} = 1ms$). Ver tabela 4.1. Após 250 iterações obteve-se:

$$t_1 = T_{on} = 1ms$$

$$v_C(t_1) = 4,66425V$$

$$i(t_1) = 17,88133A$$

A solução por meio da função da corrente pode ser obtida utilizando as fórmulas deduzidas anteriormente (item 4.9):

$$R_{EQ} = 2 + 0,1 = 2,1 \Omega$$

$$\alpha = 105 \text{ s}^{-1}$$

$$\omega_0 = 223,60679775 \text{ s}^{-1}$$

$$\omega_d = 197,420870224 \text{ s}^{-1}$$

$$B_1 = 0 \text{ A}$$

$$B_2 = 101,306411917 \text{ A}$$

$$i(t) = e^{-105t} (101,306411917 \text{ sen}(\omega_d t)) \text{ A}$$

$$i(1 \text{ ms}) = e^{-105 \cdot 0,001} (101,306411917 \text{ sen}(197,420870224 \cdot 0,001)) \text{ A}$$

$$i(1 \text{ ms}) = 17,88975 \text{ A}$$

$$\text{Erro} \cong 0,05\% \text{ (corrente)}$$

Conclui-se que o erro é desprezível para o fim a que se destina o circuito.

A equação de $i(t)$ (entre 0s e 1 ms) pode ser escrita como:

$$i(t) = 101,306411917 e^{-105t} (\cos(\omega_d t - 90^\circ))$$

Ao plotar a corrente em função do tempo tem-se o gráfico 4.1.

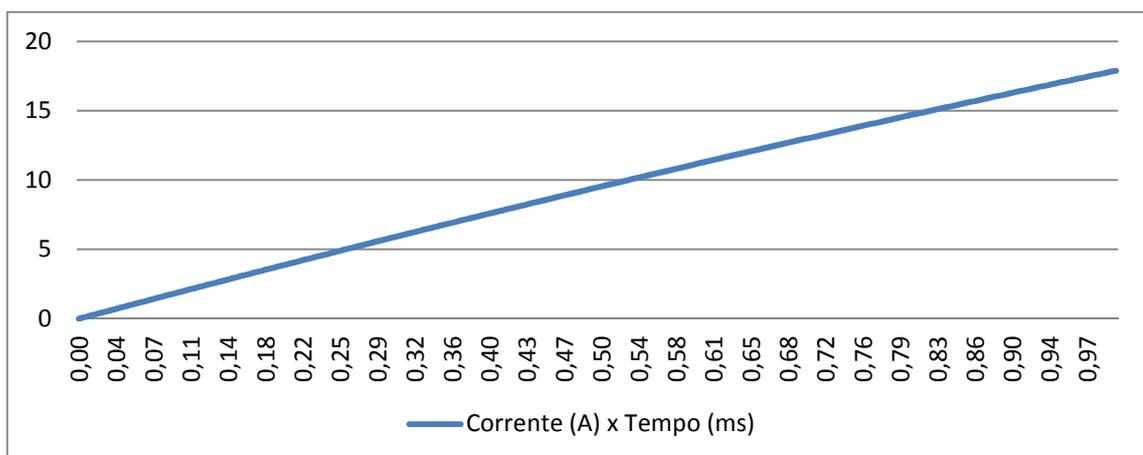


Gráfico 4.1 – Corrente x tempo de 0 a 1 ms.

7º período da fonte (12ms a 14ms)

Análise do intervalo de tempo com a chave monitorada pelo inversor aberta (entre 13ms e 14ms).

K	t	Vf	on-off	Rd	Vck	Ik
3238	0,012952	200	ON	0	142,3874967	9,359988658
3239	0,012956	200	ON	0	142,406247	9,375151032
3240	0,01296	200	ON	0	142,4250276	9,390293175
3241	0,012964	200	ON	0	142,4438384	9,405415091
3242	0,012968	200	ON	0	142,4626794	9,420516785
3243	0,012972	200	ON	0	142,4815506	9,435598262
3244	0,012976	200	ON	0	142,500452	9,450659527
3245	0,01298	200	ON	0	142,5193834	9,465700585
3246	0,012984	200	ON	0	142,5383448	9,480721442
3247	0,012988	200	ON	0	142,5573362	9,495722101
3248	0,012992	200	ON	0	142,5763576	9,510702567
3249	0,012996	200	ON	0	142,595409	9,525662847
3250	0,013	200	ON	0	142,6144902	9,540602944
3251	0,013004	0	OFF	0,1	142,6334558	9,482790939
3252	0,013008	0	OFF	0,1	142,6523057	9,424976018
3401	0,013604	0	OFF	0,1	144,1674902	0,804073038
3402	0,013608	0	OFF	0,1	144,1689829	0,746345737
3403	0,013612	0	OFF	0,1	144,1703601	0,688622504
3404	0,013616	0	OFF	0,1	144,1716219	0,630903383
3405	0,01362	0	OFF	0,1	144,1727683	0,57318842
3406	0,013624	0	OFF	0,1	144,1737993	0,515477662
3407	0,013628	0	OFF	0,1	144,1747148	0,457771155
3408	0,013632	0	OFF	0,1	144,175515	0,400068943
3409	0,013636	0	OFF	0,1	144,1761997	0,342371074
3410	0,01364	0	OFF	0,1	144,1767691	0,284677592
3411	0,013644	0	OFF	0,1	144,177223	0,226988543
3412	0,013648	0	OFF	0,1	144,1775616	0,169303974
3413	0,013652	0	OFF	0,1	144,1777849	0,111623931
3414	0,013656	0	OFF	0,1	144,1778928	0,053948458
3415	0,01366	0	OFF	0,1	144,1778853	-0,003722399

Tabela 4.3 – Parte da planilha eletrônica entre 13ms e 13,66ms.

Neste intervalo de tempo ocorre o primeiro momento em que toda a energia armazenada no indutor é transferida para o capacitor. Após este momento e até o

final do sétimo período (14ms) o diodo permanece polarizado inversamente (circuito aberto). Dados fornecidos pela tabela 4.3:

Para $t = 13\text{ms}$

$$v_C(13\text{ms}) = 142,6144902 \text{ V}$$

$$i(13\text{ms}) = 9,540602944 \text{ A}$$

Para $t = 13,66\text{ms}$

$$v_C(13,66\text{ms}) = 144,1778853 \text{ V}$$

$$i(13,66\text{ms}) = -0,003722399 \text{ A, ou seja, passando por zero entre } 13,656 \text{ ms e } 13,66 \text{ ms.}$$

Mudando a referência de tempo para:

$$t' = t - 0,013 \text{ (s)}$$

Considerando os dados acima, pode-se conferir os resultados fornecidos pela tabela 4.3 através das respostas exatas do circuito por meio da obtenção da função da corrente cujas constantes foram deduzidas anteriormente (item 4.9). Na busca desta resposta foram realizados os seguintes cálculos:

$$R_{EQ} = 0,1 + 0,1 = 0,2 \Omega$$

$$\alpha = 10 \text{ s}^{-1}$$

$$\omega_0 = 223,60679775 \text{ s}^{-1}$$

$$\omega_d = 223,383079037 \text{ s}^{-1}$$

$$B_1 = 9,540602944 \text{ A}$$

$$B_2 = \frac{\left(\frac{-142,6144902}{0,01} - 10 \times 9,540602944 \right)}{223,383079037} \text{ A}$$

$$B_2 = -64,2701099445 \text{ A}$$

$$i(t') = e^{-10t'} (9,540602944 \cos(\omega_d t') - 64,2701099445 \text{sen}(\omega_d t')) \text{ A}$$

$$i(t') = e^{-10.t'} (64,974380619 \cos(\omega_d t' + 81,5563655254^\circ)) \text{ A}$$

para $t' = 13,66 - 13 \text{ ms} = 0,66 \text{ ms}$ tem-se:

$$i(0,66\text{ms}) = -0,0041 \text{ A} \cong 0 \text{ A}$$

A função corrente tem a sua amplitude em aproximadamente 64,97A. Portanto em $i(t=0,66\text{ms}) = -0,0041\text{A}$, comparada à amplitude em $t=13\text{ms}$, esta pode

ser considerada como sendo praticamente nula, o que confirma como sendo satisfatória a precisão do processo iterativo.

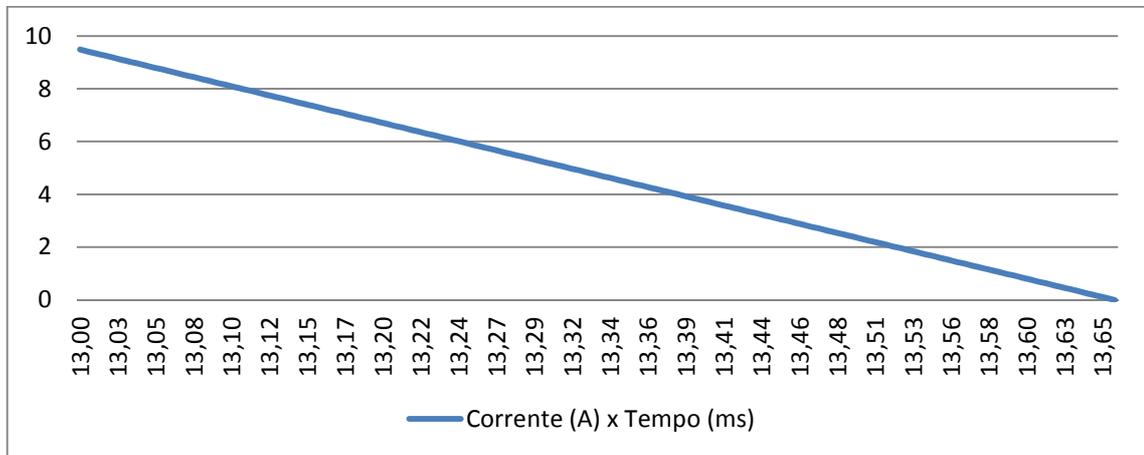


Gráfico 4.2 – Corrente x tempo de 13 a 13,66 ms.

A função obtida anteriormente apresenta a cossenóide deslocada de aproximadamente $81,556^\circ$ para a esquerda. Isto faz com que a corrente passe por zero antes da cossenóide ter completado $\frac{1}{4}$ do seu período. Nesta função:

$$i(t') = e^{-10t'} \cdot \sqrt{B_1^2 + B_2^2} \cdot \cos(\omega_d t' + \alpha)$$

$$\alpha = \arctg \frac{-B_2}{B_1}$$

$$B_2 = -\left[\frac{v_c(0) + \frac{(R_D + R_L) \cdot i(0)}{2}}{L \cdot \omega_d} \right]$$

$$B_1 = i(0)$$

Mostrando que quanto maior for $v_c(0)$, maior será α e menor será o tempo para o indutor descarregar.

Alguns aspectos que podem ser observados para limitar a corrente fornecida pelo inversor são:

- Haver tensão presente no capacitor quando a chave monitorada pelo inversor for aberta;

- Que a frequência natural de ressonância do circuito seja a maior possível.

Ambas são responsáveis por fazer com que o indutor descarregue totalmente sobre o capacitor no intervalo de tempo em que a chave monitorada pelo inversor está desligada (T_{off}), o que é de todo conveniente para evitar correntes elevadas.

Recomendações para o circuito definitivo de armazenamento:

- Levar em conta a possibilidade de iniciar o processo de carga com a presença de uma carga inicial no capacitor;
- Aumentar a frequência natural de ressonância do circuito em direção à do chaveamento realizado pelo inversor.

4.11. Simulações

Para a simulação do circuito básico proposto, utilizou-se a planilha eletrônica, visto que já foi comprovada sua exatidão em comparação com o método analítico.

4.11.1. Simulação 1

Nesta primeira simulação os valores escolhidos foram os seguintes, $R=2\Omega$, $L=0,01H$, $C=0,002 F$, $V_{C0}=0V$ (tensão no capacitor em $t = 0 s$, ou seja, para a iteração $k=0$). Escolhemos esses valores para mostrar os gráficos das 2 situações analisadas numericamente e analiticamente no item anterior. Portanto o circuito empregado na simulação 1 e na 2 é o mesmo do item 4.10, inclusive os intervalos de chaveamentos e o intervalo de tempo Δt são os mesmos ($T_{on} = 1ms$; $T_{off} = 1ms$; $\Delta t = 4\mu s$). Obtivemos como resposta os gráficos das figuras 4.3, 4.4 e 4.5.

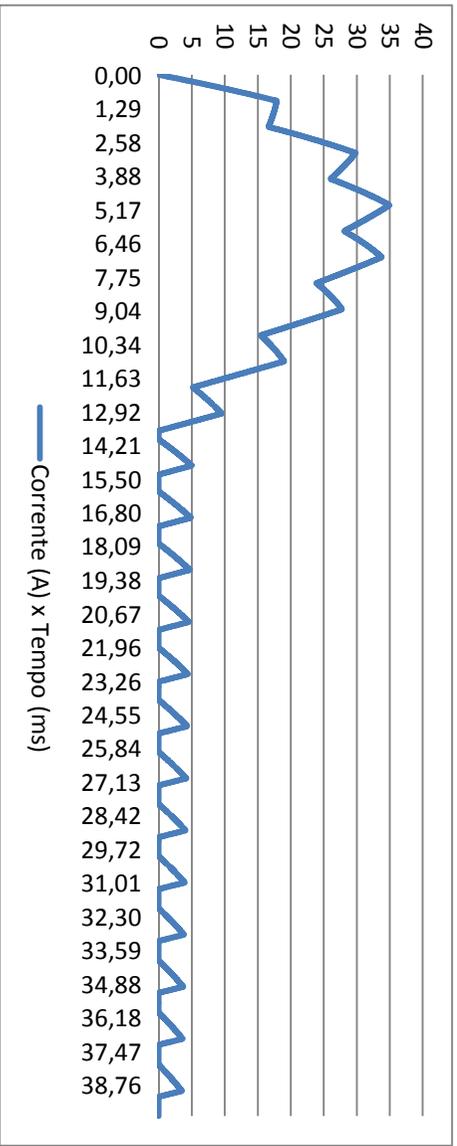
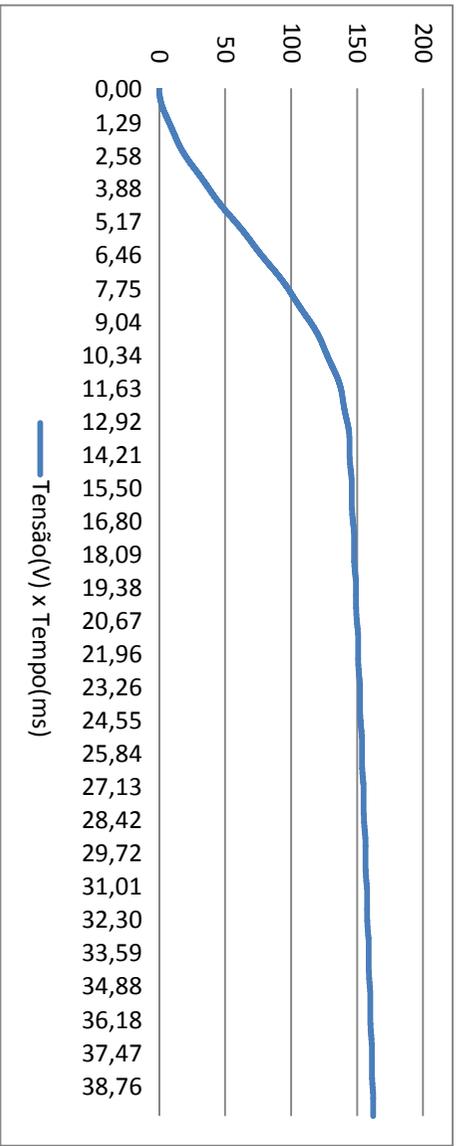


Gráfico 4.4 – Gráfico da Corrente x Tempo da simulação 1.

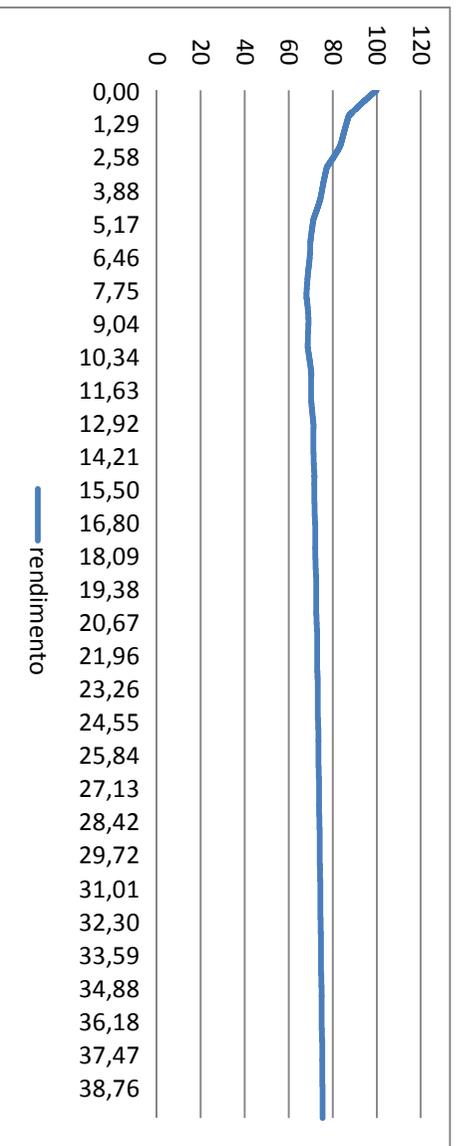


Gráfico 4.5 – Gráfico do rendimento da simulação 1.

4.11.1.1. Conclusão da Simulação 1

Com os valores utilizados nesta simulação: $R=2\Omega$, $L=0,01H$, $C=0,002 F$, $V_{C0}=0V$, a corrente não retorná a zero ao final de cada período (T) de chaveamento (liga/desliga), ou seja, a energia armazenada no indutor não está sendo totalmente transferida para o capacitor ao final de cada intervalo de tempo no qual a chave permanece aberta. O valor de corrente é elevado, e o rendimento baixo. A simulação não atendeu os objetivos.

4.11.2. Simulação 2

Como já foi mostrado no item 4.10, no intervalo de tempo em que a chave está desligada, entre 13 e 14 ms, ou mais precisamente entre 13 e 13,66ms o indutor transfere toda sua energia para o capacitor. A simulação foi realizada com o capacitor inicialmente descarregado. Nesse mesmo instante, em $t = 13,66$ ms, a tensão no capacitor é de 144,178 V. Trazendo essa informação para a execução desta nova simulação, optou-se por utilizar uma carga inicial V_{C0} de 150V no banco de capacitores (tensão no capacitor em $t = 0$ s, ou seja, para a iteração $k=0$).

Nesta simulação usou-se o capacitor com a seguinte condição inicial: $V_{C0}=150V$.

As respostas estão nos gráficos das figuras 4.6, 4.7 e 4.8.

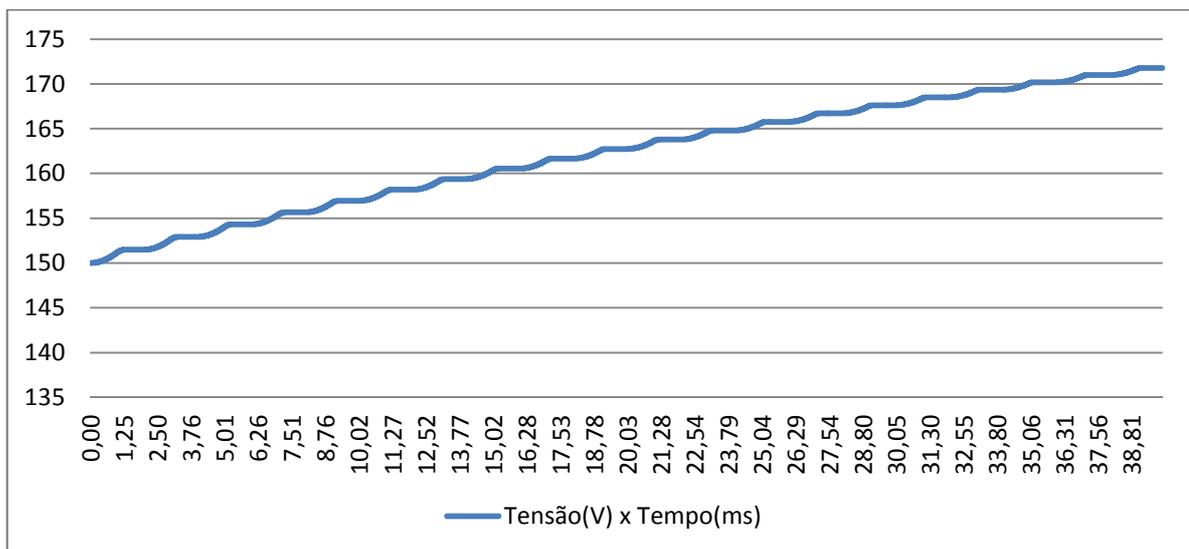


Gráfico 4.6 – Gráfico da Tensão x Tempo da simulação 2.

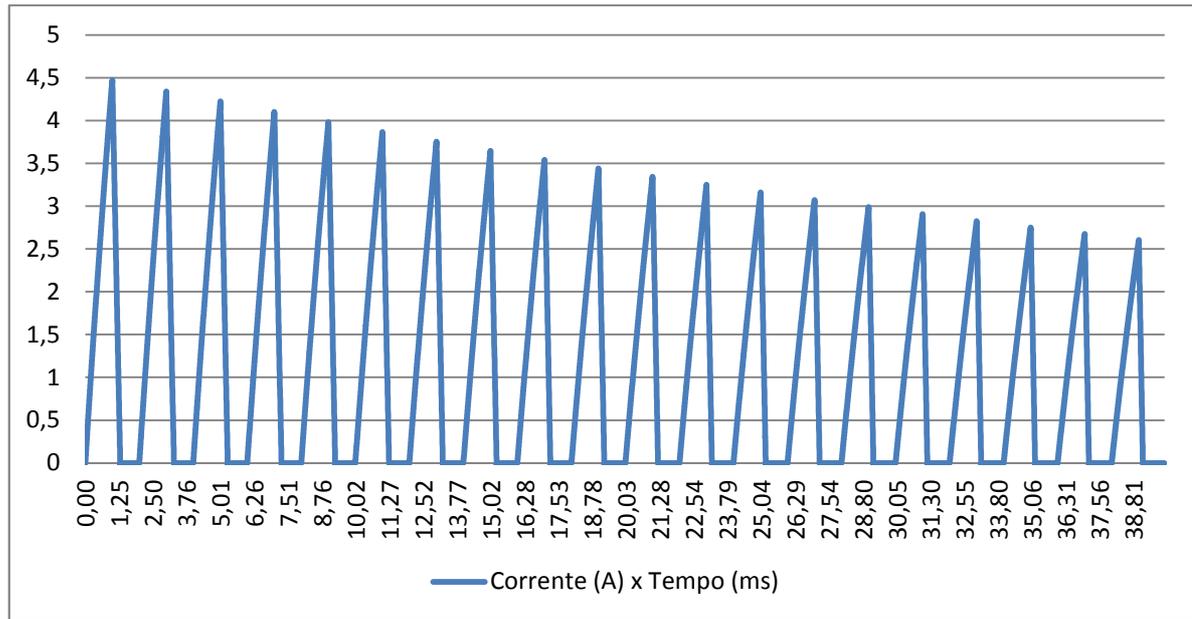


Gráfico 4.7 – Gráfico da Corrente x Tempo da simulação 2.

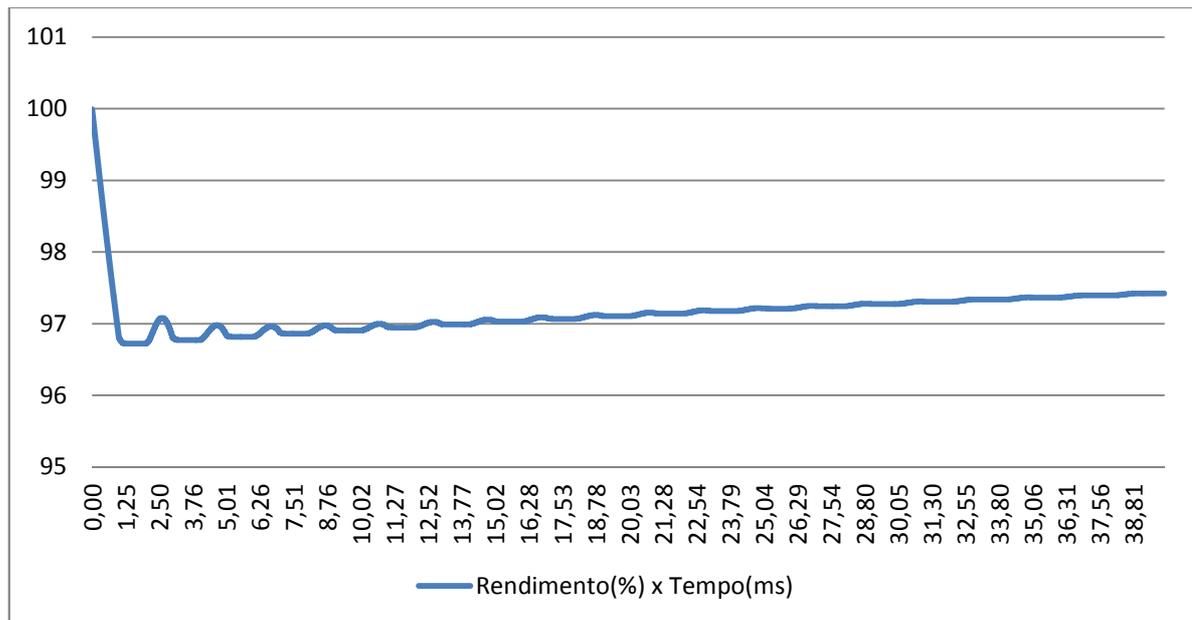


Gráfico 4.8 – Gráfico do Rendimento x Tempo da simulação 2.

4.11.2.1. Conclusão da Simulação 2

Com os valores utilizados nesta simulação, onde a diferença para a outra está na carga inicial do capacitor ser diferente de zero, ou seja, $V_{C0}=150V$, diminuiu-se o tempo de carga do capacitor e, o mais importante, os picos de corrente nos instantes iniciais. Além do que o rendimento obtido foi elevado. Desde o início do

funcionamento do circuito toda a energia do indutor é transferida para o capacitor ao final de cada ciclo de chaveamento, o que é de todo conveniente para evitar a elevação da corrente nos momentos iniciais da carga do capacitor.

4.12. Conclusão e Recomendações

Demonstrou-se, desde que seja utilizado um intervalo de tempo entre iterações suficientemente pequeno, que os resultados obtidos através do processo iterativo são satisfatórios para representar o comportamento de um circuito para armazenamento em capacitores da energia gerada na frenagem de motores de indução controlados por meio de inversores de frequência. Nas simulações realizadas, foi possível também estabelecer valores iniciais para o projeto do circuito que fará a carga do banco de capacitores, de maneira que este seja mais eficiente e com baixa corrente. Com isso ficou claro que teoricamente é possível realizar essa tarefa com um circuito sem grandes complexidades. O que abre um caminho para a execução desse projeto.

Recomendações para o circuito definitivo de armazenamento:

- Levar em conta a possibilidade de iniciar o processo de carga com a presença de uma carga inicial no capacitor;
- Aumentar a frequência natural de ressonância do circuito em direção à do chaveamento realizado pelo inversor.

No circuito básico utilizado nesta fase do TCC, para análise das respostas de um circuito RLC utilizado no armazenamento em capacitores da energia gerada na frenagem de elevadores, foi considerado o barramento CC do inversor de frequência como sendo o de uma fonte de tensão ideal. No entanto o barramento CC tem a sua tensão apoiada em capacitores internos ao inversor de frequência. Ao contrário de uma fonte ideal, que pode fornecer quantidades infinitas de energia ou garantir o fornecimento de uma potência média, os capacitores por serem elementos passivos são capazes de armazenar e fornecer somente quantidades finitas de energia. Esta diferença de representação do barramento CC, entre a de uma fonte ideal e o real com capacitores, em que pese nesta última estar sendo injetada

potência proveniente da frenagem do elevador, ainda assim as respostas para o circuito externo de armazenamento serão diferentes. Além disso, há que representar a potência decrescente gerada na frenagem do elevador. Portanto a recomendação é que se adote na fase posterior deste TCC, para especificar e ajustar o circuito para armazenamento da energia, o circuito da figura (4.20).

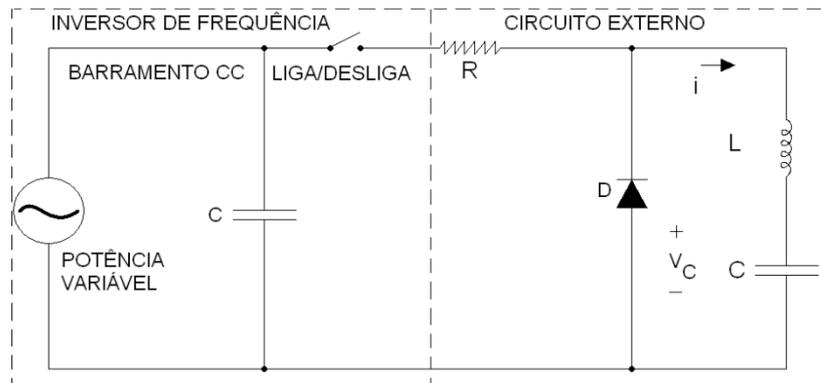


Figura 4.20 - Circuito Inversor e Externo.

5. O MODELO EXPERIMENTAL

5.1. Determinação da potência no eixo do motor durante a frenagem da carga

Para a determinação da potência liberada pelo modelo experimental foram feitas as seguintes considerações:

Rotação do motor = 75 rpm;

Raio da polia = 0,05m;

Circunferência da polia = 0,314m;

Velocidade tangencial = 0,3925m/s;

Deslocamento da carga = 1,22m;

Deslocamento para parada = 0,06m (a partir do acionamento do sensor fim de curso até a parada);

F_i = Força do inversor de frequência em N;

F_g = Força da gravidade em N;

F_r = Força resultante em N;

m = massa da carga em kg;

g = aceleração da gravidade em m/s^2 .

Processo de frenagem / descida da carga

Dividiu-se o processo de frenagem em três partes:

Trecho 1

Busca-se determinar neste trecho a distância (y_1) que o corpo percorre desde o repouso até alcançar a velocidade de 0,3925m/s (75rpm). Considerou-se que nesse trecho o corpo cai em queda livre. Utilizando a equação de Torricelli (5.1):

$$v^2 = v_0^2 + 2 \cdot g \cdot (\Delta y_1) \quad (5.1)$$

Dado que:

v = velocidade final (0,3925m/s);

v_0 = velocidade inicial (0m/s);

g = aceleração da gravidade (9,81m/s²);

Δy_1 = deslocamento da carga no trecho 1 em metros.

Encontra-se o valor de $\Delta y_1 = 0,00786\text{m}$, ou seja, o corpo cai em queda livre durante o deslocamento de $y_1 = 0,00786\text{m}$ até atingir a velocidade de $0,3925\text{ m/s}$.

Usando a equação (5.2) pode-se achar o tempo gasto durante o deslocamento do trecho 1:

$$\Delta y = \frac{a \cdot t^2}{2} \quad (5.2)$$

Onde:

$$\Delta y_1 = 0,00786\text{m}$$

$$a = 9,81\text{ m/s}^2$$

Substituindo os valores na equação (5.1), obtém-se $t = 0,04\text{s}$

Como foi considerado que neste trecho o corpo está em queda livre, não há transferência de potência da carga para o motor e vice-versa.

Trecho 2

Nesse trecho a velocidade é constante (75rpm ou $0,3925\text{m/s}$) e por consequência a aceleração resultante é nula. Assim a força que o inversor exerce sobre a carga é igual à força da gravidade.

Sendo:

$$m = 5\text{kg};$$

$$g = 9,8\text{m/s}^2;$$

$$F_g = m \cdot g = 9,8\text{m/s}^2 \times 5\text{kg} = 49\text{N}.$$

O deslocamento da carga no trecho 2 (y_2) é calculado subtraindo-se do comprimento total ($1,22\text{m}$), pelo deslocamento da carga no trecho 1 ($0,00786\text{m}$) juntamente com o deslocamento da carga no trecho 3 ($0,06\text{m}$). Este valor de deslocamento da carga no trecho 3 é onde ocorre o acionamento do sensor de fim de curso e a carga freia até chegar à velocidade zero.

Encontra-se o valor de $\Delta y_2 = 1,152\text{m}$.

A energia para frear essa carga durante o trecho 2 é dada pelo produto da força (49N) pelo deslocamento ($1,152\text{m}$), resultando em $56,448\text{J}$.

Para calcular o tempo que o corpo leva para percorrer y_2 , usou-se a fórmula da velocidade constante (5.3):

$$y = v \cdot t \quad (5.3)$$

y = deslocamento da carga, em metros;

v = velocidade da carga, em m/s;

t = tempo que o corpo leva para percorrer y_2 , em segundos.

Substituindo y por 1,152m e v por 0,3925 em (5.3), achou-se o tempo de 2,935s.

Logo a potência durante esse trecho y_2 é obtida pela divisão da energia (56,448J) pelo tempo (2,935s) resultando em 19,232W.

Trecho 3

Como dito anteriormente, o terceiro e último trecho é onde ocorre o acionamento do sensor de fim de curso e a carga freia até chegar à velocidade zero.

A aceleração resultante nesse trecho é dada pela equação (5.4).

$$v^2 = v_0^2 + 2 \cdot a \cdot (\Delta y) \quad (5.4)$$

v = velocidade final em m/s;

v_0 = velocidade inicial em m/s;

Δy = deslocamento da carga no trecho 3 em metros.

O deslocamento do trecho 3 foi medido durante os ensaios de ajustes para fixação dos sensores de fim de curso. Mas este deslocamento poderia ser ajustado alterando-se o tempo de desaceleração do inversor.

Considerando velocidade final igual a zero e inicial igual a 0,3925m/s, deslocamento da carga de 6 cm, chega-se ao valor da desaceleração resultante igual a $-1,2838\text{m/s}^2$.

Sendo F a força resultante em Newton, que é obtida pelo produto da aceleração pela massa. Fazendo este produto da massa pela aceleração obtida no capítulo anterior, tem-se:

$$F_r = 6,419\text{N}$$

Porém esta força tem sentido oposto ao da força da gravidade.

A força que o inversor exerce sobre a carga é dada pela equação (5.5).

$$F_i - F_g = F_R \quad (5.5)$$

Sendo:

F_i = força do inversor em N.;

F_g = força da gravidade em N;

F_R = força resultante em N.

A partir desta equação acha-se o valor da força do inversor igual a:

$$F_i = 55,419\text{N.}$$

A energia nesse trecho y_3 é dada pelo produto da força do inversor (55,419N) pelo deslocamento da carga no trecho y_3 (0,06m), que resulta em 3,325J.

Para encontrar o valor do tempo de duração da descida da carga no trecho 3 utilizou-se a equação (5.6).

$$\Delta y = \frac{a \cdot t^2}{2} \quad (5.6)$$

Com a equação 5.5 e os dados já fornecidos, chegou-se ao valor do tempo igual a 0,305s.

A potência média nesse trecho y_3 é dada pela divisão da energia (3,325J) pelo tempo (0,305s). Com este cálculo chega-se a 10,90W para a potência média.

Sendo assim pode-se chegar a seguinte equação para a potência instantânea:

$$\text{Para } t \leq 0,04\text{s: } P_m(t) = 0\text{W}$$

$$\text{Para } 0,04 < t \leq 2,935: P_m(t) = 19,232\text{W}$$

Para $2,935 < t \leq 3,24$: Potência média igual a 10,90W. Neste último intervalo de tempo, o gráfico da potência apresenta um coeficiente angular constante e o valor médio (10,90) está exatamente no ponto médio do intervalo considerado. Para se obter este coeficiente angular da reta, basta dividir o valor da ordenada (a altura do triângulo, que é o dobro da potência média) pela abscissa (que é o tempo gasto no trecho 3)

Assim, tem-se:

$$\alpha = \frac{2 \cdot 10,90}{0,305} = 71,475$$

Como o coeficiente é decrescente, o valor 71,475 é negativo.

Assim, pode-se escrever o valor da potência instantânea como sendo o valor de P iniciando-se na potência mais elevada (2 vezes $10,90\text{W}$) e decrescendo até ficar igual a 0:

$$P_m(t) = 21,8 - 71,475 \cdot (t - 2,935)$$

Com t variando de $2,935\text{s}$ até $3,24\text{s}$

Na elaboração desse modelo experimental, foi desconsiderada no trecho 1 a inércia do eixo do motor se opondo, em parte, ao movimento da carga em queda. Este tipo de frenagem no trecho 1 se faz pela transferência de parte da energia potencial da carga para o eixo do motor. No entanto no trecho 3 quando a carga e o eixo do motor são freados, a energia armazenada no eixo do motor é devolvida em valor igual ao absorvido no trecho 1. Assim o fato de desconsiderar este particular de absorção e de devolução da energia pelo eixo do motor não irá afetar a potência média entregue pela carga em queda ao motor.

A figura (5.1) representa os trechos de descida da carga.

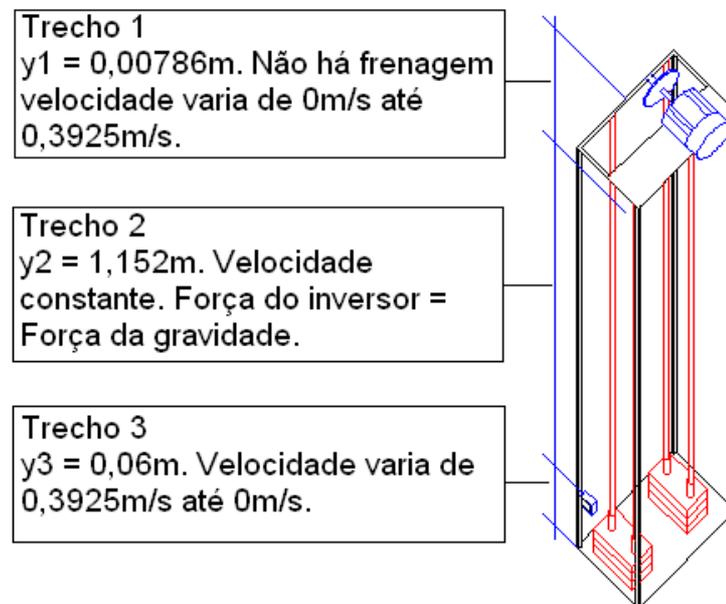


Figura 5.1 – Descida da carga.

Potências instantâneas nos trechos:

Trecho 1

$$P_m(t) = 0\text{W} \text{ (potência nula)}$$

Trecho 2

$$P_m(t) = 19,232\text{W} \text{ (potência constante)}$$

Trecho 3

O trecho 3 apresenta potência variável conforme a equação (5.7).

$$P_m(t) = 21,8 - 71,475.(t-2935) \quad (5.7)$$

A função da potência pelo tempo pode ser mostrada na figura (5.2) para uma carga de massa = 5 kg.

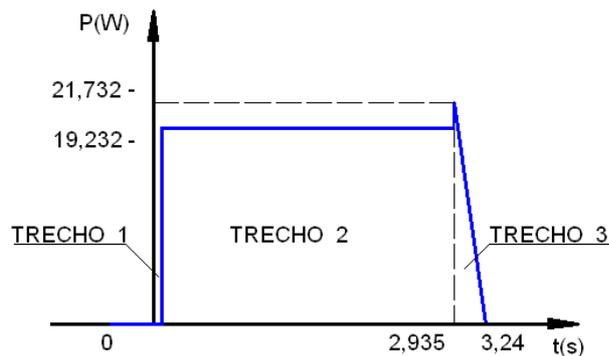


Figura 5.2 – Gráfico da Potência x tempo - carga de 5 kg.

5.2. Potência entregue no barramento CC do inversor durante a frenagem

Durante a frenagem da carga, o motor de indução trifásico utilizado no modelo experimental apresenta velocidade angular do seu eixo maior que a velocidade do campo girante. Isso ocorre na descida da carga mecânica acoplada ao motor quando ocorre a transformação da energia potencial gravitacional da própria carga, em movimento de rotação no eixo do motor. Nesse momento o comportamento do motor passa a ser o de um gerador.

Definiu-se a potência líquida “P_{liq}” conforme a equação (5.8).

$$P_{liq} = [P_m(t). \eta(gerador)] - perdas_{inv} \quad (5.8)$$

Onde:

P_{liq} é a potência elétrica instantânea absorvida pelo barramento CC do inversor, em W.

P_m(t) é a potência mecânica instantânea entregue no eixo do motor na frenagem da carga durante a descida, em W;

$\eta(\text{gerador})$ é o rendimento do motor atuando como gerador;
 $\text{perdas}_{\text{inv}}$ são as perdas internas do inversor de frequência, em W.

Da potência mecânica entregue no eixo do motor, parte é perdida no próprio motor e parte é absorvida pelo inversor e, com isto, a potência absorvida pelo barramento CC do inversor é menor que a entregue no eixo do motor.

As equações de potência líquida serão utilizadas num processo iterativo para obtenção dos valores de potência que serão injetados no barramento CC do inversor de frequência durante o processo de descida da carga, mostrado na continuidade deste trabalho.

5.3. Circuito definitivo simplificado para armazenamento da energia produzida na frenagem

Para auxiliar na determinação do circuito de resposta do barramento CC do inversor durante a frenagem, utilizou-se o circuito de potência do inversor apresentado pelo fabricante na figura (5.3).

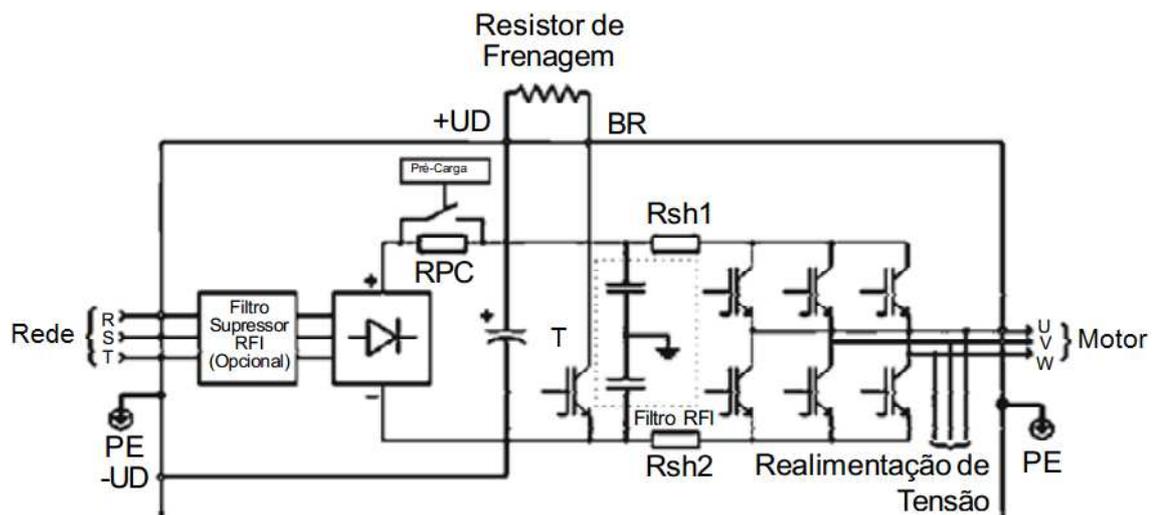


Figura 5.3 – Circuito de potência de inversor utilizado.
 Fonte WEG.

A figura (5.3) mostra alguns pontos do inversor em que se tem acesso externo através de bornes. Os bornes de potência do inversor são mostrados na figura (5.4).

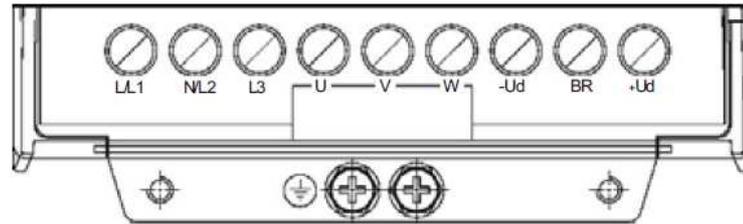


Figura 5.4 – Representação dos bornes de potência de inversor utilizado.
Fonte WEG.

Na figura (5.4) temos os bornes L/L_1 , N/L_2 e L_3 para conexão das fases que vem da rede trifásica para alimentar o inversor. Os bornes U, V e W são para conexão do motor ao inversor. Os bornes $-U_d$ e $+U_d$ dão acesso aos terminais negativo e positivo do barramento CC, respectivamente. Já os bornes BR e $+U_d$ são os terminais onde é ligado o resistor de frenagem reostática.

A partir da figura (5.3) montou-se o circuito simplificado da figura (5.5). A chave liga/desliga representa o transistor “T” da figura (5.3) e, no local onde estava o resistor de frenagem, foi colocado um circuito “RLC” entre $+U_d$ e BR. A finalidade do circuito da figura (5.5) é a de substituir o resistor entre os bornes $+U_d$ e BR do inversor para que ao invés de simplesmente dissipar, caso do resistor, armazene em capacitores o excedente da energia produzida nas frenagens da carga.

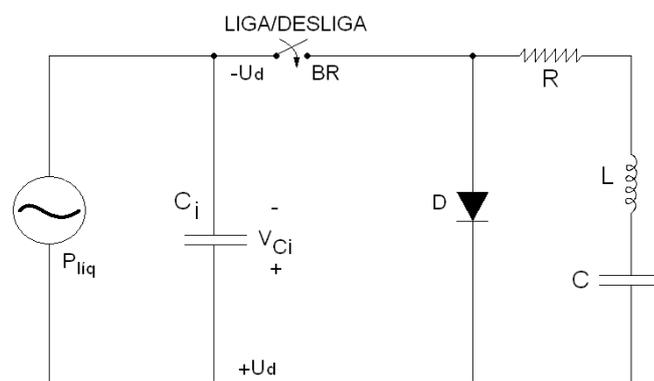


Figura 5.5 – Circuito para armazenamento do excedente de energia gerada pela frenagem.

Como visto no item 5.2, P_{liq} é a potência elétrica instantânea absorvida pelo barramento do CC do inversor durante a frenagem da carga em queda. Esta é a responsável pela elevação da tensão no barramento CC.

Conforme o manual do inversor de frequência utilizado no modelo experimental, a frenagem reostática é acionada quando a tensão sobre o capacitor

“ C_i ” (V_{Ci}) é maior que a tensão ajustada no parâmetro P151, neste caso, ajustada em 325V. A chave liga/desliga atua em função dessa condição, se $V_{Ci} < 325V$ a chave estará desligada, caso contrário fechada. Então haverá momentos distintos para a análise do circuito. Um primeiro momento quando a chave está desligada e ocorre a carga do capacitor “ C_i ”. Outro quando a chave está ligada, com tensão em “ C_i ” superior a 325V ocorrendo a circulação de corrente através do circuito RLC. Por último quando a chave volta a estar desligada e a energia presente no indutor “ L ” passa a carregar o banco de capacitores “ C ”.

Fazendo as transformações no circuito da figura (5.5) para que este possa ser utilizado para obter as respostas das suas grandezas elétricas por meio de processos numéricos da mesma forma que as feitas no capítulo 4, chega-se ao circuito da figura (5.6).

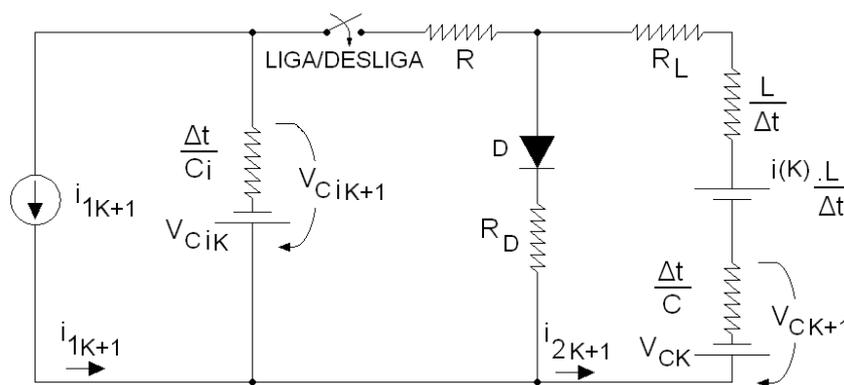


Figura 5.6 – Representação do circuito da figura (5.5) para sua solução por método iterativo.

Para determinação da corrente $i_{1(k+1)}$ utilizou-se a equação (5.9).

$$i_{1(k+1)} = \frac{P_{liq} t_{(k+1)}}{v_{Ci(k+1)}} i_{1(k+1)} \quad (5.9)$$

Onde:

$P_{liq} t_{(k+1)}$ = potência elétrica instantânea absorvida pelo barramento do CC do inversor durante a frenagem da carga em queda no instante da iteração “ $k+1$ ”.

$v_{Ci(k+1)}$ = tensão da fonte sobre o capacitor “ C_i ” na iteração “ $k+1$ ”.

Para determinação da tensão sobre o capacitor $v_{Ci(k+1)}$ na iteração “k+1” o circuito deve ser analisado em dois momentos, um quando a chave está desligada e outro quando a chave está ligada. Para a chave desligada utilizou-se a equação (5.10).

$$v_{Ci(k+1)} = i_{1(k+1)} \cdot \frac{\Delta t}{C_i} + v_{Ci(k)} \quad (5.10)$$

Para determinação de $v_{Ci(k+1)}$ com a chave ligada, utilizou-se análise nodal conforme a equação (5.11), chegando-se a equação (5.12).

$$\frac{v_{Ci(k+1)} - v_{Ci(k)}}{\frac{\Delta t}{C_i}} - i_{1(k+1)} + \frac{v_{Ci(k+1)} - \left[v_{C(k)} - i_{2(k)} \cdot \left(\frac{L}{\Delta t} \right) \right]}{R + R_L + \frac{L}{\Delta t} + \frac{\Delta t}{C}} = 0 \quad (5.11)$$

$$v_{Ci(k+1)} = \frac{i_{1(k+1)} + \frac{v_{Ci(k)}}{\frac{\Delta t}{C_i}} + \frac{v_{C(k)} - \left(i_{2(k)} \cdot \frac{L}{\Delta t} \right)}{R + R_L + \frac{L}{\Delta t} + \frac{\Delta t}{C}}}{\frac{R + R_L + \frac{L}{\Delta t} + \frac{\Delta t}{C} + \frac{\Delta t}{C_i}}{\left(R + R_L + \frac{L}{\Delta t} + \frac{\Delta t}{C} \right) \cdot \left(\frac{\Delta t}{C} \right)}} \quad (5.12)$$

Da mesma forma que na análise anterior do capítulo 4, para a determinação de $i_{2(k+1)}$, o circuito foi analisado em dois momentos, um quando a chave está desligada e outro quando a chave está ligada. Para a chave desligada utilizou-se a análise de malha conforme a equação (5.13) chegando-se a equação (5.14)

$$-i_{2(k)} \cdot \left(\frac{L}{\Delta t} \right) + v_{C(k)} + i_{2(k+1)} \cdot \left[R_L + \frac{L}{\Delta t} + \frac{\Delta t}{C} + R_D \right] = 0 \quad (5.13)$$

$$i_{2(k+1)} = \frac{\left[i_{2(k)} \cdot \left(\frac{L}{\Delta t} \right) \right] - v_{C(k)}}{R_L + \frac{L}{\Delta t} + \frac{\Delta t}{C} + R_D} \quad (5.14)$$

Para determinação de $i_{2(k+1)}$ com a chave ligada, utilizou-se a equação (5.15), chegando-se a equação (5.16).

$$-v_{Ci(k+1)} + v_{C(k)} - \left[i_{2(k)} \cdot \left(\frac{L}{\Delta t} \right) \right] + i_{2(k+1)} \cdot \left(R + R_L + \frac{L}{\Delta t} + \frac{\Delta t}{C} \right) = 0 \quad (5.15)$$

$$i_{2(k+1)} = \frac{v_{Ci(k+1)} - v_{C(k)} + \left[i_{2(k)} \cdot \left(\frac{L}{\Delta t} \right) \right]}{R + R_L + \frac{L}{\Delta t} + \frac{\Delta t}{C}} = 0 \quad (5.16)$$

E por fim encontrou-se a tensão sobre o banco de capacitores através da equação (5.17).

$$v_{c(k+1)} = i_{2(k+1)} \cdot \frac{\Delta t}{C} + v_{c(k)} \quad (5.17)$$

5.4. Obtenção do valor do capacitor interno ao inversor (Ci)

Para o dimensionamento do circuito básico, foi necessário considerar nos cálculos o valor da capacitância do capacitor interno ao barramento CC do inversor. Porém por várias vezes tentou-se obter esse dado com o fabricante (Weg) por e-mail e via telefone. Mesmo informando sobre a finalidade, o fabricante alegou ser um dado de projeto (segredo industrial) e se negou a fornecer o valor do capacitor.

Sendo assim decidiu-se encontrar o valor da capacitância experimentalmente. Aplicando as equações referentes ao comportamento livre de circuitos RC e com o auxílio de equipamentos adequados foi calculada a capacitância do barramento CC do inversor.

5.4.1. Experimento para obtenção de Ci

Quando o inversor é desenergizado, um resistor R é posto em paralelo com o capacitor do barramento CC para realizar a descarga deste. Este resistor R é interno ao inversor e estaria conectado nos bornes Ud- e Ud+, conforme mostra a figura (5.7).

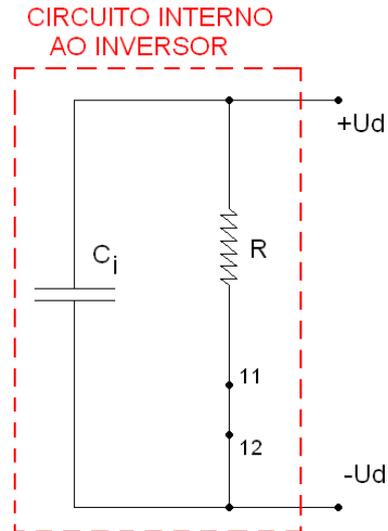


Figura 5.7 – Circuito do barramento CC em descarga

C_i = capacitância do barramento CC do inversor, em H;

R = resistência do resistor interno do inversor utilizado na descarga do barramento CC do inversor, em Ω .

Dada a presença de dois parâmetros no circuito acima, utilizou-se nos experimentos também de um resistor adicional ligado nos bornes U_d- e U_d+ , para facilitar na obtenção indireta da capacitância (C_i). Com isto o circuito ensaiado pode ser representado pelo da figura (5.8).

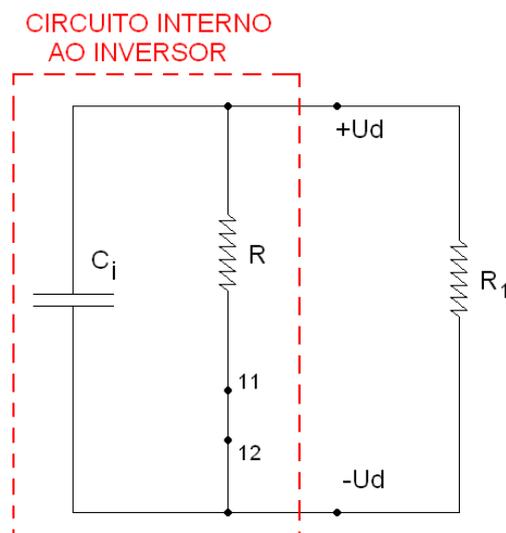


Figura 5.8 – Circuito do barramento CC em descarga com resistor externo R_1

R_1 = resistência do resistor externo utilizado nos experimentos, em Ω .

Considerando que podem ser conectados resistores nos bornes Ud- e Ud+ e estes estariam em paralelo com R e Ci, partiu-se da equação de descarga do capacitor (5.18) e iniciou-se o processo de cálculo da capacitância Ci.

Para obtenção do valor da capacitância do capacitor interno (Ci), foi usada a equação (5.18).

$$U_{DC} = U e^{-t/ReqCi} \quad (5.18)$$

Onde:

U_{DC} = tensão sobre o capacitor em V;

t = tempo em s;

R_{eq} = resistência equivalente do circuito em Ω ;

Ci = capacitância do capacitor interno em F.

No qual:

$$\frac{R_1 \cdot R}{R_1 + R} = R_{eq} \quad (5.19)$$

Inicialmente com o inversor ligado, mediu-se a tensão do link CC. O valor encontrado foi de 310 V. Este é o valor de “ U_{DC} ” na equação (5.18). Assim a equação (5.18) pode ser reescrita como (5.20):

$$U_{DC} = 310 \cdot e^{-t/RC_1} (V) \quad (5.20)$$

Sendo:

$$t_1 = R_{eq} \cdot C_i \quad (5.21)$$

Onde:

U_{DC} = tensão sobre o capacitor em V;

t_1 = tempo equivalente a uma constante de tempo do circuito da figura (5.8), em s;

R_{eq} = resistência equivalente do circuito, em Ω .

Inicialmente não se sabe o valor de R_{eq} , mas pode-se usar a equação (5.19) para calcular o valor da resistência equivalente para resistores em paralelo.

Nos experimentos de descarga do capacitor do barramento CC do inversor, mediu-se o tempo (t_1) equivalente a de uma constante de tempo. Neste tempo a tensão no barramento CC do inversor será sempre de:

$$U_{DC1} = 114V$$

Com um osciloscópio e um multímetro, mediu-se o tempo para que a tensão no barramento CC do inversor, inicialmente com 310 V, chegue em 114V.

Utilizando um resistor externo de 6150Ω ligado em paralelo com o barramento CC do inversor desenergizado. Foram necessários 3,6 segundos para que a tensão no barramento CC, inicialmente em 310 V, chegue a 114 V.

$$t_1 = 3,6s$$

Usando a equação (5.18) e a (5.20), tem-se:

$$\frac{R_1 \cdot R \cdot C_i}{R_1 + R} = 3,6 \quad (5.22)$$

No entanto, o tempo que o circuito levou para que a tensão caísse para 114V, sem o resistor de 6150Ω , foi de 7,6 segundos.

$$R \cdot C_i = 7,6s \quad (5.23)$$

Substituindo (5.23) em (5.22), obtêm-se:

$$R_1 \cdot 4 = 3,6 \cdot R \quad (5.24)$$

Como:

$$R_1 = 6150\Omega$$

Substituindo o valor de R_1 em (5.23), obtêm-se:

$$R = \frac{6150 \cdot 4}{3,6}$$

$$R = 6830\Omega$$

Substituindo o valor de R em (5.22), obtêm-se:

$$C_i = \frac{7,6}{6830}$$

$$C_i = 1,1 \text{ mF}$$

Assim para o inversor empregado no TCC, adotou-se para o capacitor do barramento CC a capacitância de 1,1mF.

Foram realizados outros ensaios variando a resistência externa. Nestes foram registrados desvios no valor da capacitância em relação aos 1.1 mF. Contudo os desvios na capacitância não ultrapassaram 2,3% o que comprova a eficácia do processo.

5.5. Projeto mecânico do modelo experimental

Para a fabricação do modelo experimental utilizou-se primeiramente uma estrutura metálica onde duas cargas mecânicas pudessem simular o elevador com o seu contrapeso e às quais pudessem ser acrescentadas ou retiradas cargas conforme a necessidade. Estas cargas seriam guiadas por barras circulares soldadas na estrutura fazendo com que as cargas não oscilassem livremente, para garantir a segurança durante os testes com o modelo experimental. Foi acrescentado também um disco para frenagem manual do sistema e uma base de apoio para o motor na parte superior. No motor foi acoplado um eixo com uma polia para que um cabo de aço fosse tracionado e pudesse subir e descer a carga mecânica conforme figura (5.9).

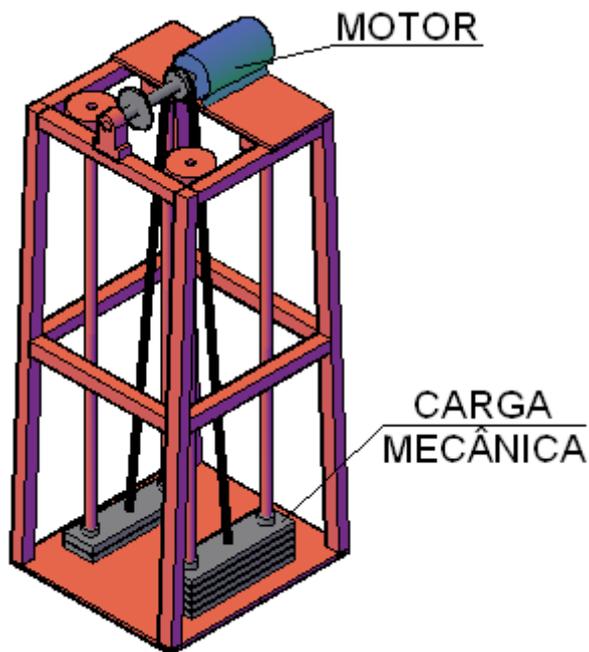


Figura 5.9 – Projeto da primeira versão do modelo experimental

Após a elaboração do projeto foi realizada a montagem da primeira versão do modelo e sobre o qual foram realizados os primeiros testes. Esta primeira versão do modelo experimental é mostrada na figura (5.10).



Figura 5.10 – Montagem do primeiro modelo.

A figura (5.11) mostra detalhe do motor instalado na parte superior do modelo.



Figura 5.11 – Detalhe da instalação do motor.

Nos primeiros testes surgiram alguns problemas mecânicos como, por exemplo, o escorregamento do cabo de aço na polia e o atrito muito alto entre as cargas mecânicas e as barras circulares. Para solucionar o primeiro problema foi fabricado um carretel encaixado ao mancal do motor para enrolar o cabo de aço conforme a figura (5.12). Para solução do segundo problema adaptou-se na estrutura roldanas para guiar o cabo de aço e com isto diminuir o atrito entre as cargas mecânicas e as barras circulares conforme a figura (5.13).

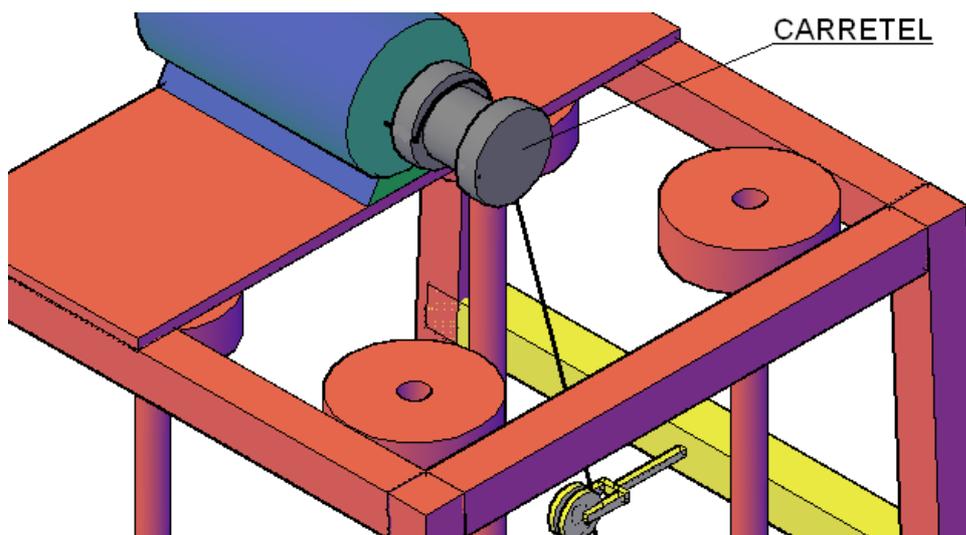


Figura 5.12 – Detalhe do carretel.

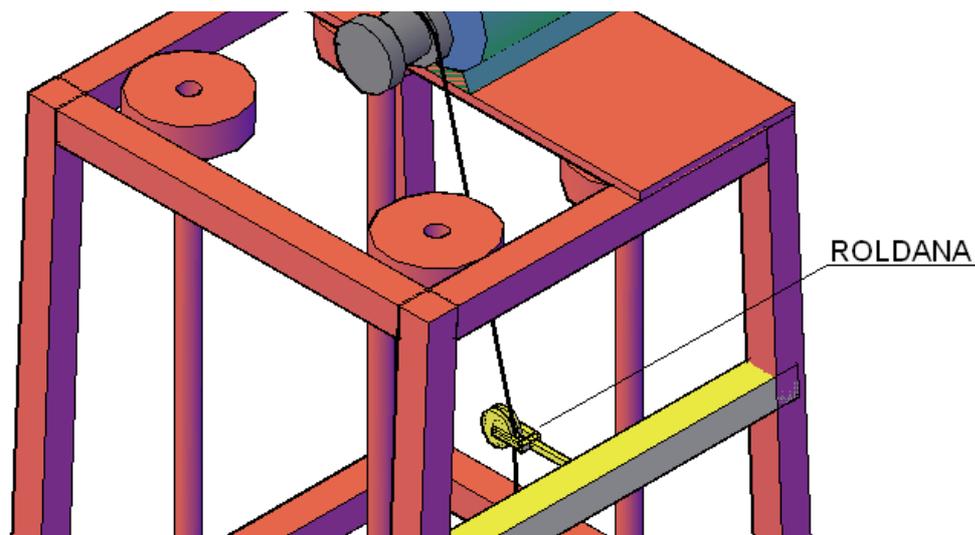


Figura 5.13 – Detalhe da roldana.

Na segunda versão do modelo experimental foi acrescentado um redutor de velocidade acoplado ao motor. Com isso algumas adaptações ao modelo original foram necessárias. Criou-se uma nova base para o apoio do redutor e do motor mostrado na figura (5.14). Também foi necessária a colocação de um reforço estrutural conforme a figura (5.15), pois o centro de massa do conjunto deslocou-se podendo ocasionar a queda do modelo durante os novos testes.

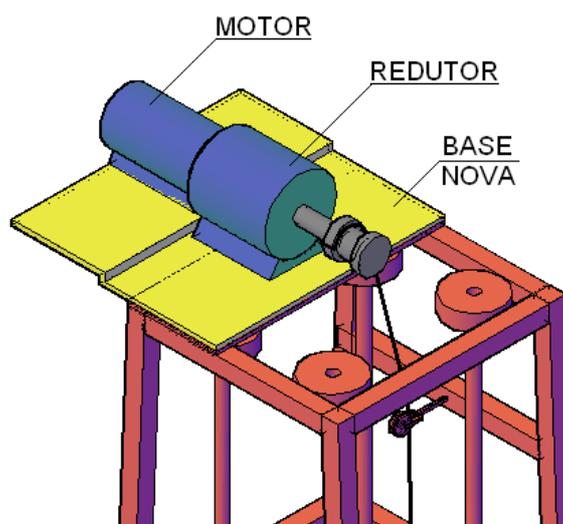


Figura 5.14 – Detalhe do redutor e base nova.



Figura 5.15 – Detalhe do reforço estrutural.

Na terceira versão do modelo experimental retirou-se o redutor mecânico de velocidade e usou-se o eixo do motor em substituição ao carretel para enrolar o cabo que sustenta a carga mecânica. Como o comprimento do eixo do motor não era suficiente, precisou ser expandido acoplando um eixo adicional de mesmo diâmetro do eixo do motor como mostra a figura (5.16). A solução é parecida com a da primeira versão do modelo experimental, só que se substituiu a polia de 5 cm de raio pelo próprio eixo do motor de raio menor que o da polia. Com isto pode-se aumentar a rotação do eixo do motor e conseqüentemente a potência do motor e a carga líquida que será movimentada.

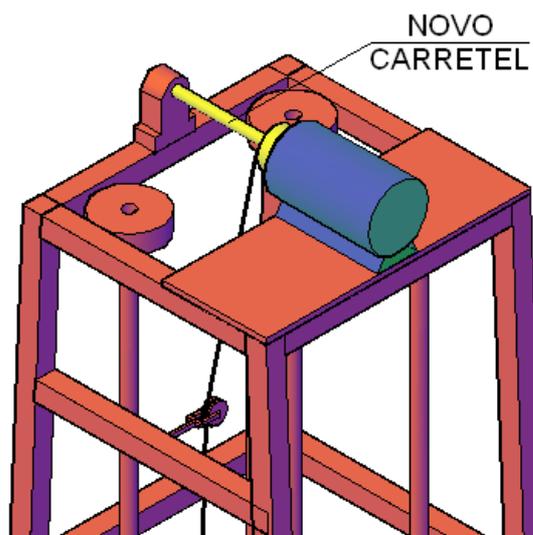


Figura 5.16 – Detalhe do novo carretel.

5.6. Diagrama de força para alimentação do motor

Para a alimentação do motor utilizou-se a ligação da figura (5.17).

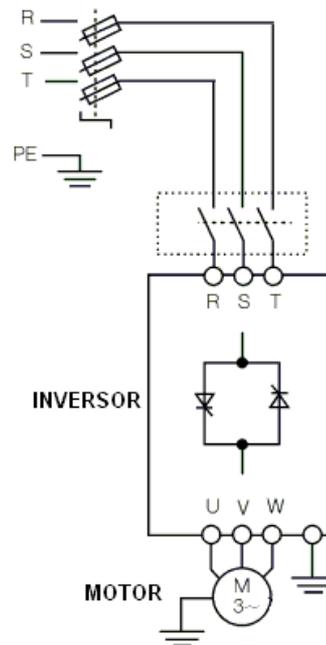


Figura 5.17 – Diagrama de força para alimentação do motor.

5.7. Diagrama de comando para acionamento do motor

Para o acionamento do motor utilizou-se a ligação da figura (5.18). E para a inversão de rotação do motor através das entradas digitais do inversor utilizou-se a ligação da figura (5.19).

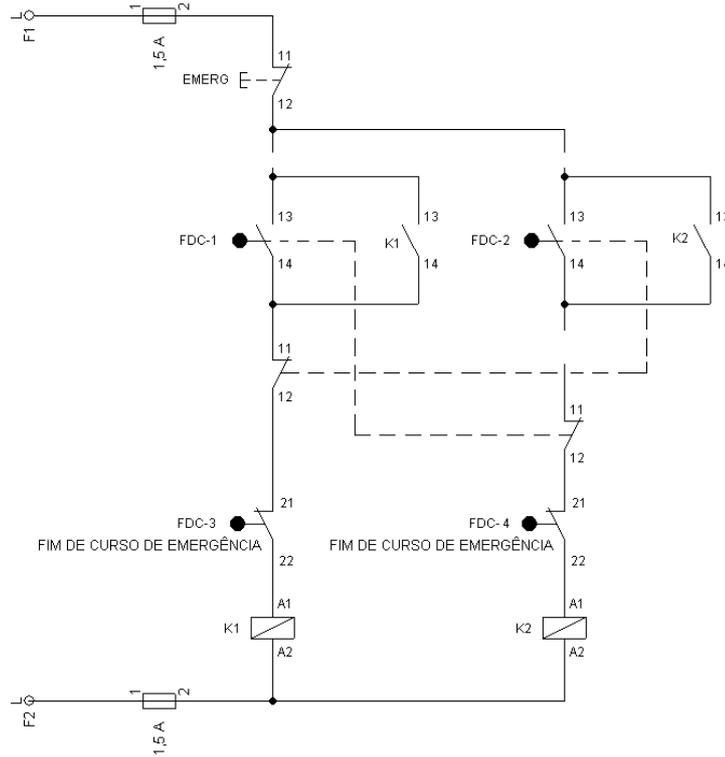


Figura 5.18 – Diagrama de comando para acionamento do motor.

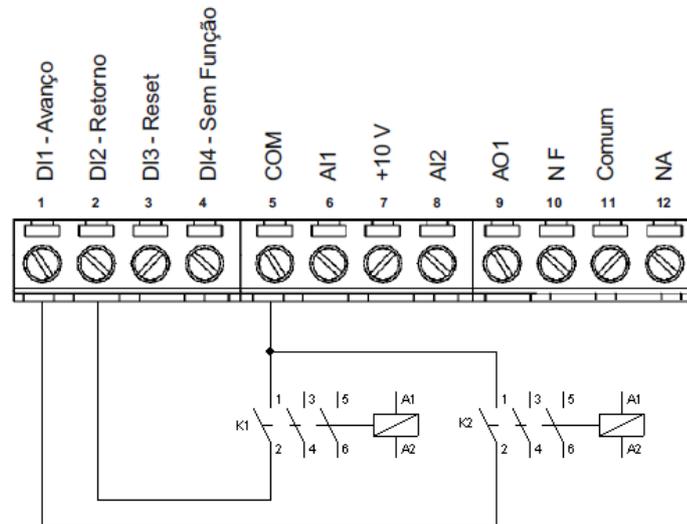


Figura 5.19 – Diagrama de comando para inversão de rotação do motor através das entradas digitais do inversor.

5.8. Circuito de controle da tensão no banco de capacitores

Nesse modelo experimental utilizou-se um circuito para controlar a tensão sobre o banco de capacitores. Após o mesmo atingir um determinado valor de tensão máxima pré-estabelecida o circuito polariza um transistor e aciona um relé

alimentando uma carga para descarregar a energia armazenada no banco de capacitores. Durante a descarga do capacitor e após a tensão sobre o mesmo atingir um valor mínimo pré-estabelecido o transistor deixa de conduzir desligando o relé e conseqüentemente a carga.

Esse circuito utilizou um amplificador operacional em uma configuração conhecida como *Schmitt Trigger*.

Amplificadores operacionais oferecem um modo conveniente de construir, implementar ou realizar funções de transferência contínuas ou no domínio de Laplace. São normalmente utilizados para realização de controladores necessários para a realização de projetos de sistema de controle.

O *Schmitt Trigger* utiliza uma tensão de referência e quando o nível de tensão de entrada do amplificador operacional é maior que um limiar escolhido, a saída está em nível alto; quando a entrada está abaixo de outro limiar, a saída está em nível baixo; quando a entrada se encontra entre os dois limiares, a saída retém o valor anterior até a entrada se alterar suficientemente para mudar o estado do disparador conforme figura (5.20).

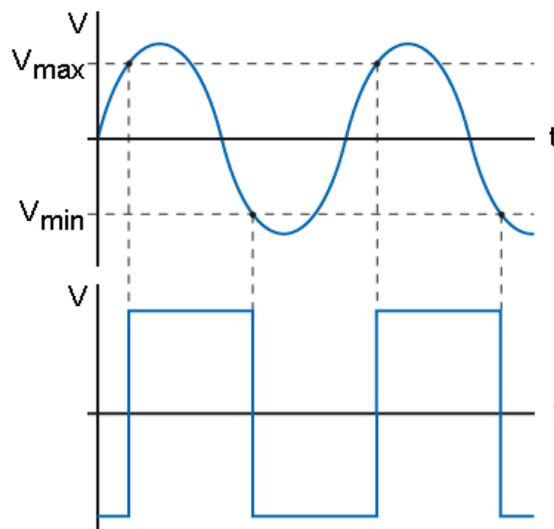


Figura 5.20 – Gráfico de atuação do Schmitt trigger

Para a configuração desejada foram dimensionados os parâmetros do circuito utilizando um amplificador operacional, um transistor, um diodo, duas lâmpadas para a descarga da tensão do banco de capacitores e resistores de 2W. O circuito final para controle da tensão sobre o banco de capacitores e descarga da energia do banco sobre a carga é apresentado conforme a figura (5.21).

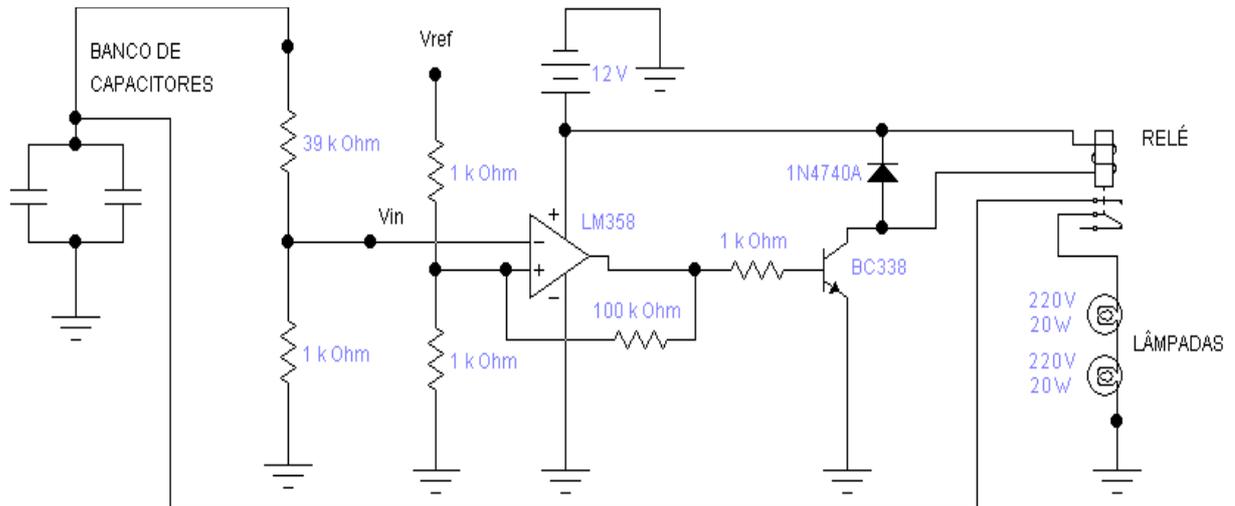


Figura 5.21 – Circuito de disparo para a carga - Schmitt trigger

5.9. Lista de materiais

Na montagem do modelo experimental foram utilizados os seguintes materiais:

1 motor Weg alto rendimento plus trifásico de indução 220V, carcaça 80 e com potência de 1,5 CV, 4 polos e 60Hz.

1 inversor de frequência Weg CFW08 220V;

1 redutor Aciomac FR73 1:59, 28 com 94% de rendimento;

1 adaptador para eixo de 19,5 mm para 25 mm.

1 flange de acoplamento para carcaça 80;

2 contatoras Siemens 3TF43 (2NA + 2NF) com contatos de força para até 22A;

4 chaves fim de curso Schneider XCKN2145P20C (1NA + 1 NF).

Por meio de simulações do circuito de armazenamento do excedente de energia que chega ao barramento CC do inversor durante a descida da carga chegou-se aos seguintes valores:

1 Banco de capacitor de 38mF;

1 Indutor de 52 mH;

1 resistor de 2 Ω;

Para o circuito que controla a tensão sobre o banco de capacitores responsável pelo armazenamento do excedente de energia que chega ao barramento CC do inversor durante as frenagens, os componentes são os seguintes:

- 1 amplificador operacional modelo LM358;
- 1 transistor modelo BC338;
- 2 lâmpadas de 220 V de 20W ligadas em série;
- 4 resistores de $1K\Omega$ de 2W;
- 1 resistor de $39K\Omega$ de 2W;
- 1 resistor de $100K\Omega$ de 2W.

5.10. Parâmetros do inversor

Foram usados os seguintes parâmetros no inversor CFW08:

- P002 - Valor Proporcional à Frequência - Indica o valor de P208 x P005;
- P005 - Frequência de Saída para o motor;
- P151 – Nível de atuação da regulação da tensão do circuito intermediário – 325V;
- P208 – Fator de Escala da Referência – Permite que o parâmetro de leitura P002 indique a velocidade do motor em rpm. – 28,53;
- P220 – Seleção de fonte – Tecla ou remoto;
- P222 – Seleção de referência de velocidade – Teclas;
- P230 – Seleção de comandos – Bornes;
- P231 – Seleção de sentido de giro – Comandos;
- P263 – Função de entrada digital DI1– Avanço;
- P264 – Função de entrada digital D12 – Retorno;
- P265 – Função de entrada digital D13 – Reset;
- P266 – Função de entrada digital D14 – Reset;
- P399 – Rendimento nominal do motor – 81,6%;
- P400 – Tensão nominal do motor – 220V;
- P401 – Corrente nominal do motor – 4,42A;
- P402 – Velocidade nominal do motor – 1715 rpm;
- P403 – Frequência nominal do motor – 60 Hz;
- P404 – Potência nominal do motor – 1,5CV;

P407 – Fator de potência nominal – 0,8;

P408 – Auto-ajuste – Não;

P409 – Resistência do estator – 1,55 Ω ;

Os demais parâmetros não sofreram alteração, mantendo assim os valores de fábrica.

5.11. Testes com a primeira versão do modelo experimental

Como visto anteriormente no modelo experimental as cargas mecânicas se deslocam por 1,22 m por meio de uma polia de 5 cm instalada no eixo do motor. Esse deslocamento não permite imprimir altas rotações ao motor. Para 75 rpm de rotação no eixo do motor, a queda da carga mecânica controlada pelo inversor ocorre em aproximadamente 3 s conforme item 5.1. Com o motor operando em 75 rpm, portanto bem abaixo da sua rotação nominal de 1715 rpm, a potência que o mesmo pode fornecer fica reduzida. Por isto, inicialmente foi escolhida uma carga líquida de 5 kg (diferença entre as cargas mecânicas) e que segundo o item 5.1 resulta na resposta de potência entregue no eixo do motor durante a descida da carga conforme a figura (5.2).

Em resumo:

Rotação do motor = 75 rpm;

Raio da polia = 0,05m;

Circunferência da polia = 0,314m;

Velocidade tangencial máxima na polia = 0,4 m/s;

Deslocamento da carga = 1,22m;

Os ajustes adicionais nos parâmetros no inversor CFW08 necessários foram:

P100 - Tempo de aceleração – 0,3s;

P101 - Tempo de desaceleração – 0,3s;

P515 – Regulação tensão CC – 325V;

O ajuste da frequência de saída no inversor em 75 rpm foi realizada manualmente por meio das suas teclas.

Com a carga líquida de 5kg (diferença entre as cargas mecânicas), iniciou-se o processo de frenagem regenerativa com um capacitor descarregado. Para evitar picos de correntes elevados durante a carga do capacitor, ou seja, correntes com intensidades que se assemelham a de um curto-circuito no barramento CC do inversor, foi inserido em série com o capacitor um reostato de 0-100 Ω (1250W) como limitador de corrente, ajustado para 10 Ω .

Portanto, neste primeiro teste foram utilizados os seguintes componentes na saída da frenagem regenerativa do inversor:

1 varistor de 0 a 100 Ω de 1250 W – ajustado em 10 Ω .

1 Capacitor eletrolítico de 37 μ F e 250V.

Durante os testes, a carga máxima que se obteve no capacitor eletrolítico elevou a tensão nos seus terminais para no máximo 8,8V depois de decorridos 60 minutos de funcionamento do modelo experimental, erguendo e descendo as cargas mecânicas repetidamente.

5.11.1. Conclusões do primeiro teste com o modelo experimental

Durante a descida da carga, parte da energia entregue no eixo do motor é absorvida em parte ou no seu todo tanto no próprio motor funcionando como gerador como no inversor. Portanto, se a potência gerada na descida for baixa, esta pode não ser o suficiente para elevar a tensão no barramento CC do inversor para que este acione o circuito externo de frenagem.

No teste com 5 kg de carga mecânica líquida, a potência média calculada entregue no eixo do motor é de aproximadamente 18,5 W. Esta potência representa pouco menos de 1,7 % da potência nominal do motor, portanto baixa. A solução para carregar o capacitor seria aumentando a potência na frenagem. Uma delas poderia ser pela elevação da carga líquida mecânica.

Neste experimento foi utilizado um motor de 1,5 cv. Com essa potência pode-se elevar uma carga de 112 kg a 1 metro de altura em 1 segundo sujeito a uma aceleração da gravidade de 9,8 m/s², desconsiderando as perdas mecânicas nas polias e o atrito com o cabo.

Notou-se que ao tentar elevar uma carga líquida de 15 kg com a velocidade de 75 rpm, que representa cerca de 4% da velocidade nominal do motor, o inversor desligou por sobrecarga. O torque resistente desta nova carga líquida é dado pela equação (5.25).

$$T_{resistente} = m \cdot a \cdot r \quad (5.25)$$

Onde;

m = massa da carga em kg;

a = aceleração que atua sobre o corpo ($9,8\text{m/s}^2$) em m/s^2 ;

r = raio da polia em m.

$$T_{resistente} = 15 \cdot 9,8 \cdot 0,05$$

$$T_{resistente} = 7,35 \text{ Nm}$$

Portanto o torque da carga líquida é superior ao torque nominal do motor que é de 6Nm. Neste caso a rotação fica abaixo dos 75 rpm.

A potência (P) de saída do motor é diretamente proporcional ao produto da rotação no seu eixo (n) pelo torque, como visto na seção 3.1.1. Portanto quanto menor a rotação de trabalho do motor, menor será a potência fornecida. Além do que o inversor opera com a relação (3.7) apresentada no capítulo 3:

$$\frac{V}{f} = \text{Constante} \quad (3.7)$$

Portanto com a redução da rotação do motor, o inversor compensa esta condição com a diminuição da tensão eficaz que aplica ao próprio motor. Desta forma com a diminuição da rotação então potência e tensão diminuem nas mesmas proporções e a corrente nominal absorvida pelo motor permanece aproximadamente a mesma.

Analisando a carga líquida de 15 kg subindo a 75 rpm (0,4 m/s sobre a carga). Irá exigir no eixo motor uma potência conforme equação (5.26).

$$P_{CARGA} = m \cdot a \cdot v \quad (5.26)$$

Sendo:

m = massa em kg;

a = aceleração a que esta sujeita a massa m em m/s^2 ;

v = velocidade em m/s;

$$P_{carga} = 15 \text{ kg} \times 9,8 \text{ m/s}^2 \times 0,4 \text{ m/s}$$

$$P_{carga} = 58,8 \text{ W}$$

Enquanto nesta condição a potência máxima capaz de ser fornecida pelo motor pode ser calculada através da equação (5.27)

$$P_{MOTOR} = \left(\frac{v}{v_{nominal}} \right) \cdot P_{nominal} \cdot 736 \quad (5.27)$$

Sendo:

v = velocidade do motor em rpm;

$P_{nominal}$ = potência nominal do motor em cv;

$$P_{motor} = (75 \text{ rpm} / 1715 \text{ rpm}) \times 1,5 \text{ cv} \times 736 \text{ W} = 48,28 \text{ W}.$$

Portanto menor que a potência da carga. Então se esta situação for mantida, a corrente no motor passa a ser maior que a sua nominal, caracterizando-se como sobrecarga para o motor.

Nesta situação existe ainda outro agravante, o torque da carga líquida de 15 kg. Considerando os 75 rpm, o torque resistente desta carga líquida é de 7,35 Nm.

Portanto o torque provocado pela carga líquida é superior ao torque nominal do motor que é de 6 Nm. Sendo o torque resistente superior ao nominal do motor e se ainda assim, o motor conseguir atender a esta demanda, o fará à custa da perda de rotação. Neste caso com a diminuição da rotação do motor, menor a capacidade de potência a ser fornecida e maior será a sobrecarga sobre o motor.

Constataram-se tais problemas durante a execução dos testes e chegou-se a conclusão que para operar com cargas mais elevadas e com isto produzir maior energia na frenagem regenerativa, seria necessário fazer com que o motor operasse com rotação próxima à sua nominal. No entanto a carga deve se deslocar com velocidade condizente com as restrições do modelo experimental, portanto baixa. A

solução seria a instalação de um redutor de velocidade aplicado entre o motor e a carga mecânica.

5.12. Testes com a segunda versão do modelo experimental

Para a construção da segunda versão do modelo experimental foi necessária a compra e a instalação de um redutor.

5.12.1. A escolha do redutor

Redutores mecânicos possuem coeficientes de irreversibilidade que impossibilitam o eixo de saída de conseguir girar o eixo de entrada do redutor, condição necessária para obtenção eficaz de energia no eixo do motor durante a frenagem regenerativa. Quanto mais próximo de 1, mais difícil de conseguir tal giro. Redutores comerciais apresentam coeficientes de irreversibilidade estática próximos a 0,95 e coeficientes dinâmicos próximos a 0,4, o que torna esses redutores não aplicáveis ao projeto em questão, visto que o ideal para os propósitos deste experimento é que no momento da descida da carga mecânica, ou seja, durante a frenagem, a transferência da energia da carga mecânica para o eixo do redutor conectado ao motor seja sem perdas.

Dessa forma foi necessário encomendar a compra de um redutor especial para o modelo do elevador com frenagem regenerativa. Tal redutor além de possuir um coeficiente de irreversibilidade baixo, adequado a aplicação do modelo, possui 94% de rendimento, valor alto comparado aos 70% da maioria dos redutores.

O redutor pode ser acoplado com qualquer motor elétrico. O que diferencia esse acoplamento é a flange e o diâmetro do eixo de entrada. Neste caso foi utilizado um flange para motores com carcaça 80 e um adaptador de eixo, ambos compatível com o motor empregado no modelo experimental.

Com o uso de um redutor de relação de redução de 1:50 pode-se considerar a rotação de saída dividida por 50, ou seja, a rotação nominal no eixo do motor que é de 1715 rpm terá uma rotação de saída no eixo do redutor de aproximadamente 34 rpm.

Em resumo:

Rotação do motor = 1715 rpm;
 Raio da polia = 0,05m;
 Circunferência da polia = 0,314m;
 Velocidade tangencial máxima na polia = 0,1779 m/s;
 Deslocamento da carga = 1,22m;

Os ajustes adicionais nos parâmetros no inversor CFW08 necessários foram:

P100 - Tempo de aceleração – 0,1s;
 P101 - Tempo de desaceleração – 0,1s;
 P515 – Regulação tensão CC – 325V;

O ajuste da frequência de saída no inversor em 1715 rpm foi realizada manualmente por meio das suas teclas.

5.12.2. Avaliação do redutor

O redutor com a relação de redução 1:50 foi sugerido pela facilidade de montagem pelo fabricante (rápida entrega) e pelo considerável aumento do torque resistente que ele causaria. O torque resistente nominal passaria de 6 Nm para 282 Nm na saída do redutor, conforme apresentado na equação (5.28).

$$T_{resistente\ redutor} = 6 \cdot R \cdot \eta \text{ Nm} \quad (5.28)$$

Onde:

R = relação de redução do redutor = 50.

η = rendimento do redutor = 0,94.

$$T_{resistente\ redutor} = 282 \text{ Nm}$$

Com este valor de torque pode-se trabalhar com uma carga de 575 kg no eixo.

Considerando uma carga de frenagem de 30 kg e utilizando novamente a equação (5.25), o torque resistente desta carga é de:

$$T_{resistente} = 30 \cdot 9,8 \cdot 0,05$$

$$T_{resistente} = 14,70 \text{ Nm}$$

Analisando a carga líquida de 30 kg subindo a 34 rpm (0,1779 m/s sobre a carga), irá exigir a seguinte potência no eixo motor, conforme a equação (5.26):

$$P_{motor} = 30 \text{ kg} \times 9,8 \text{ m/s}^2 \times 0,1779 \text{ m/s} / 0,94$$

$$P_{motor} = 55,64 \text{ W}$$

Onde:

0,94 = rendimento do redutor.

Para uma carga de frenagem de 50 kg, o torque resistente desta passa a ser o seguinte, conforme a equação (5.25):

$$T_{resistente} = 50 \cdot 9,8 \cdot 0,05$$

$$T_{resistente} = 24,50 \text{ Nm}$$

Para esta mesma carga líquida de 50 kg subindo a 34 rpm (0,1779 m/s sobre a carga), irá exigir no eixo motor, conforme a equação (5.26):

$$P_{motor} = 50 \text{ kg} \times 9,8 \text{ m/s}^2 \times 0,1779 \text{ m/s} / 0,94$$

$$P_{motor} = 92,74 \text{ W}$$

Considerando a rotação do motor igual a 1715 rpm, a potência máxima capaz de ser fornecida pelo motor, conforme a equação (5.27) é de:

$$P_{motor} = (1715 \text{ rpm} / 1715 \text{ rpm}) \times 1,5 \text{ cv} \times 736 \text{ W} = 1104 \text{ W}.$$

Apesar de ausência de dados do redutor que não foram fornecidos pelo fabricante, ainda assim é possível concluir que a capacidade do motor nesta segunda versão do modelo experimental é mais do que suficiente para atender as cargas mecânicas de 30 e 50 kg que serão utilizadas nos testes seguintes, pois o torque resistente da maior massa representa aproximadamente apenas 8,7% do torque resistente máximo capaz de ser transmitido pelo motor de 1,5 cv através do redutor com relação de redução de 1:50.

5.12.3. Cálculo de potência para o primeiro teste da segunda versão do modelo (30 kg)

Considerando as mesmas equações desenvolvidas no início do capítulo 5, aumentou-se a carga do elevador já que com a compra do redutor, o problema com

a rotação do motor foi resolvido. Para o primeiro teste com a segunda versão do modelo, a carga para frenagem passou a ser de 30kg.

Trecho 1

Busca-se determinar neste trecho a distância (y_1) que o corpo percorre desde o repouso até alcançar a velocidade de 0,1779m/s (34rpm). Considerou-se que nesse trecho o corpo cai em queda livre. Utilizando a equação (5.1), encontra-se o valor de $\Delta y_1 = 0,00161\text{m}$, ou seja, o corpo cai em queda livre durante o deslocamento de $y_1 = 0,00161\text{m}$ até atingir a velocidade de 0,1779 m/s.

Usando a equação (5.2) pode-se achar o tempo gasto durante o deslocamento do trecho 1 como $t = 0,018\text{s}$.

Como foi considerado que neste trecho o corpo está em queda livre, não há transferência de potência da carga para o motor e vice-versa.

Trecho 2

Para calcular o tempo que o corpo leva para percorrer $y_2 = 1,12183\text{m}$ ($1,22 - y_1 - y_3$), usou-se a fórmula da velocidade constante (5.3), achou-se o tempo $t=6,8485\text{s}$.

Trecho 3

Para calcular a desaceleração resultante do corpo (a_r), usou-se a equação (5.25).

$$T_{\text{resistente redutor}} = 282\text{Nm} = 30 \cdot (9,8 + a_r) \cdot 0,01$$

$$a_r = 930,2 \text{ m/s}^2$$

Com o valor da desaceleração resultante, pode-se calcular o deslocamento Δy_3 com o auxílio da equação (5.1)

Dado que:

v = velocidade final (0m/s);

v_0 = velocidade inicial (0,1779m/s);

a = aceleração (930,2m/s²);

Δy_3 = deslocamento da carga no trecho 3 em metros.

Assim sendo obteve-se y_3 igual a 0,000017m.

Com a equação 5.2 e os dados já fornecidos, chegou-se ao valor do tempo igual a 0,0002s. Isto indica que, na condição de velocidade estabelecida para a descida da carga de 30 kg, a segunda versão do modelo experimental tem capacidade de pará-la em até 0,2 ms. Portanto, qualquer solicitação feita via inversor para desacelerar a carga de 30 kg em tempos maiores que 0,2 ms, é cabível e possível de ser atendida.

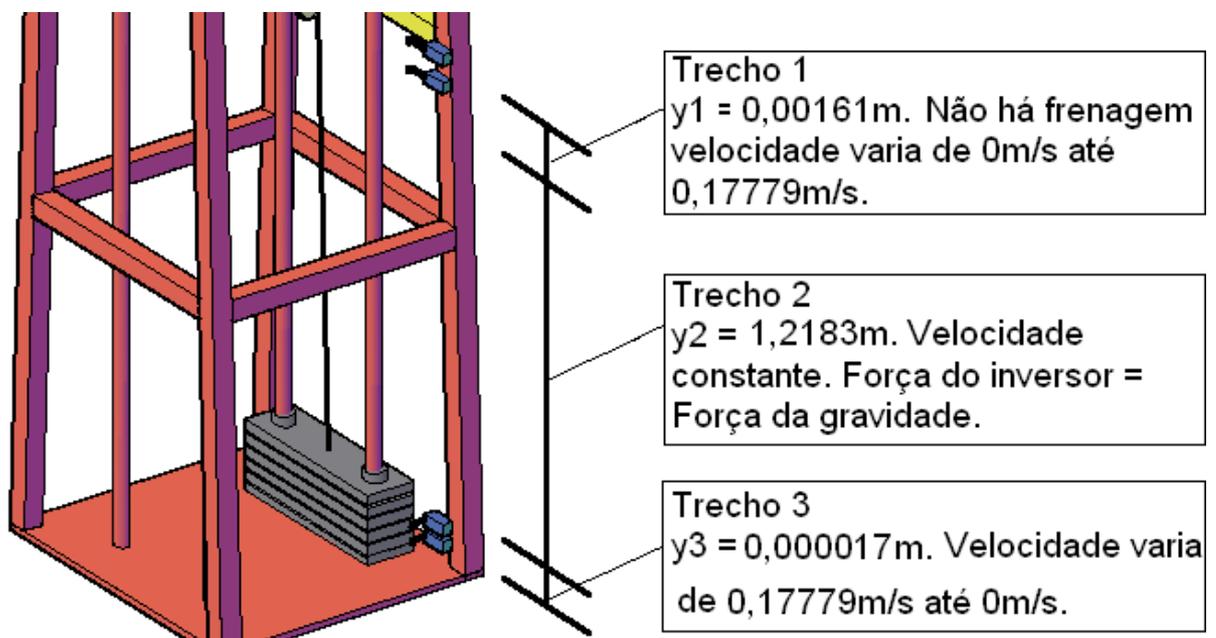


Figura 5.22 – Descida da carga com carga de 30kg utilizando a segunda versão do modelo.

Potências instantâneas nos trechos:

Trecho 1, para $t \leq 0,018$

$$P_m(t) = 0\text{W} \text{ (potência nula)}$$

Trecho 2, para tempo: $0,018\text{s} < t \leq 6,8665\text{s}$

$$P_m(t) = 52,89\text{W} \text{ (potência constante)}$$

Trecho 3, para tempo: $6,8665\text{s} < t \leq 6,8668\text{s}$

$$P_m(t) = 53,692 - 178973,33 \cdot (t - 6,8665) \quad (5.29)$$

A função da potência pelo tempo pode ser mostrada na figura (5.23) para uma carga de massa = 30 kg.

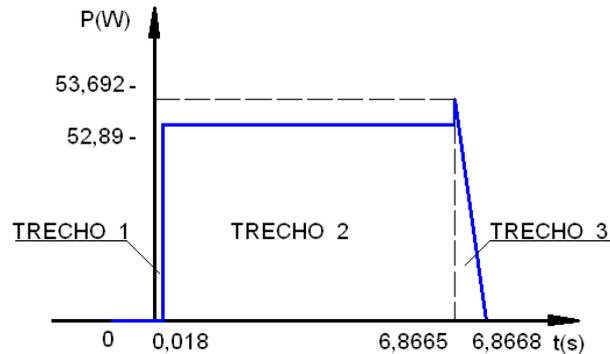


Figura 5.23 – Gráfico da Potência x tempo - carga de 30 kg utilizando a segunda versão do modelo.

5.12.4. Cálculo de potência para o segundo teste da segunda versão do modelo (50 kg)

Para uma carga de frenagem de 50 kg e considerando a mesma solução que foi utilizada em no item 5.1, obtém-se os seguintes resultados:

Trecho 1

Busca-se determinar neste trecho a distância (y_1) que o corpo percorre desde o repouso até alcançar a velocidade de 0,1779m/s (34rpm). Considerou-se que nesse trecho o corpo cai em queda livre. Utilizando a equação (5.1), encontra-se o valor de $\Delta y_1 = 0,00161\text{m}$, ou seja, o corpo cai em queda livre durante o deslocamento de $y_1 = 0,00161\text{m}$ até atingir a velocidade de 0,1779 m/s.

Usando a equação (5.2) pode-se achar o tempo gasto durante o deslocamento do trecho 1, obtém-se $t = 0,018\text{s}$

Como foi considerado que neste trecho o corpo está em queda livre, não há transferência de potência da carga para o motor e vice-versa.

Trecho 2

Para calcular o tempo que o corpo leva para percorrer y_2 , usou-se a fórmula da velocidade constante (5.3), substituindo y por $1,12183\text{m}$ ($1,22-y_1-y_3$) e v por $0,1779$ em (5.35), achou-se o tempo $t= 6,8485\text{s}$.

Trecho 3

Para calcular a desaceleração resultante do corpo (a_r), já considerando o rendimento do redutor, usou-se a equação (5.25).

$$T_{resistente\ redutor} = 282\text{ Nm} = 50(9,8 + a_r).0,01$$

$$a_r = 542,2\text{m/s}^2$$

Com o valor da desaceleração resultante, pode-se calcular o deslocamento Δy_3 com o auxílio da equação (5.1)

Dado que:

v = velocidade final (0m/s);

v_0 = velocidade inicial (0,1779m /s);

a = aceleração (542,2m/s²);

Δy_3 = deslocamento da carga no trecho 3 em metros.

Assim sendo obtem-se y_3 igual a 0,000029

Com a equação (5.2) e os dados já fornecidos, chegou-se ao valor do tempo igual a 0,0003s. Isto indica que na condição de velocidade estabelecida para a descida da carga de 50 kg, a segunda versão do modelo experimental tem capacidade de pará-la em até 0,3 ms. Portanto, qualquer solicitação feita via inversor para desacelerar a carga de 50 kg em tempos maiores que 0,3 ms, é cabível e possível de ser atendida

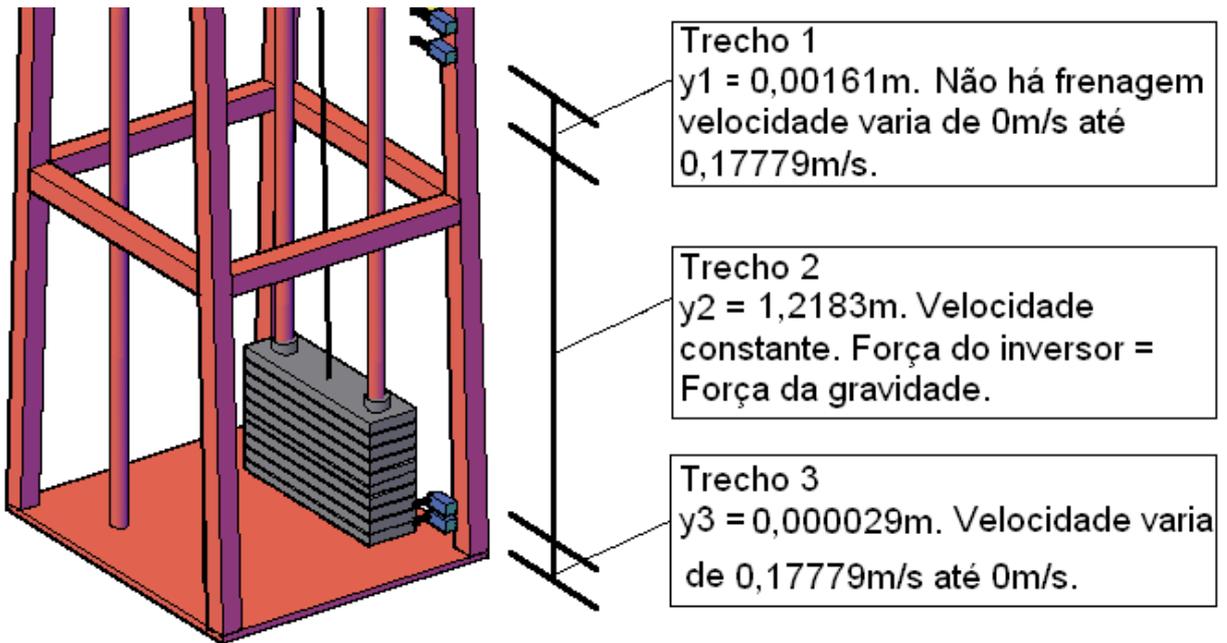


Figura 5.24 – Descida da carga com carga de 50kg utilizando a segunda versão do modelo.

Potências instantâneas nos trechos:

Trecho 1, para $t \leq 0,018$

$$P_m(t) = 0\text{W} \text{ (potência nula)}$$

Trecho 2, para tempo: $0,018\text{s} < t \leq 6,8665\text{s}$

$$P_m(t) = 88,20\text{W} \text{ (potência constante)}$$

Trecho 3, para tempo: $6,8665\text{s} < t \leq 6,8668\text{s}$

$$P_m(t) = 89,454 - 447270 \cdot (t - 6,8665) \quad (5.30)$$

A função da potência pelo tempo pode ser mostrada na figura (5.25) para uma carga de massa = 50 kg.

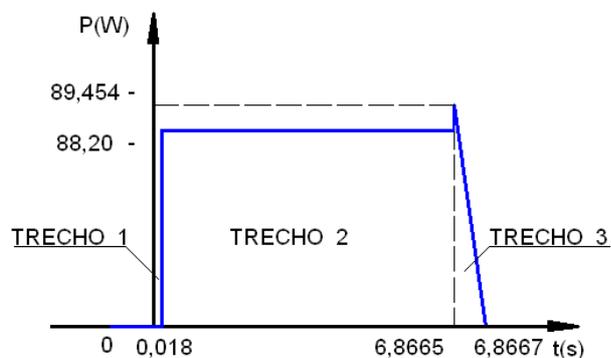


Figura 5.25 – Gráfico da Potência x tempo - carga de 50 kg utilizando a segunda versão do modelo.

5.12.5. Conclusão dos testes com a segunda versão do modelo experimental

Quando se optou pelo uso do redutor, esperava-se para os propósitos dos experimentos, que no momento da descida da carga mecânica, ou seja, durante a frenagem, a transferência da energia da carga mecânica para o eixo do redutor conectado ao motor fosse com perdas reduzidas no redutor. Porém mesmo com o coeficiente de irreversibilidade baixo, observou-se que o redutor oferecia resistência ao movimento durante a descida da carga. Devido à resistência do redutor ao movimento de descida e mesmo sem o motor estar ligado ao inversor e, portanto desenergizado, a carga não descia em queda livre. A velocidade de descida era inferior à velocidade tangencial calculada de 0,1779 m/s. Portanto para manter esta velocidade durante a descida da carga, o inversor tinha que fornecer energia ao motor.

Sendo assim não ocorria a frenagem regenerativa no trecho 2 (descida da carga) e portanto não havia a possibilidade de subir a tensão no barramento CC do inversor o suficiente para que o circuito externo de frenagem fosse acionado. Logo com as cargas de teste não foi possível carregar o banco de capacitores. Uma opção seria o de aumentar a carga. Para estabelecer o quanto de carga, seria necessária a realização de testes com cargas maiores. Ao invés disto, optou-se pela realização de testes com a terceira versão do modelo experimental.

5.13. Teste com a terceira versão do modelo experimental

Na terceira versão do modelo experimental retirou-se o redutor mecânico de velocidade e utilizou-se o próprio eixo do motor, em substituição ao carretel, para enrolar e desenrolar o cabo que sustenta a carga mecânica. A solução é parecida com a da primeira versão do modelo experimental, só que substituiu-se a polia de 5 cm de raio pelo próprio eixo do motor de raio menor que o da polia. Com isto, em relação à primeira versão do modelo experimental, pode-se aumentar a rotação do eixo do motor e conseqüentemente a potência do motor e a carga líquida que será movimentada.

A decisão nesta terceira versão do modelo foi pelo uso do próprio eixo do motor para enrolar e desenrolar o cabo que sustenta a carga mecânica. O eixo do motor tem raio $r = 0,01$ m.

No teste da terceira versão do modelo experimental optou-se por trabalhar com a rotação do motor em 600 rpm, portanto menor que a nominal (1715 rpm). Foi escolhida esta rotação para que o tempo de subida e descida da carga não seja muito curto e assim não ofereça riscos durante o teste. Nestas condições de rotação e de raio utilizado no processo de subida e descida da carga, a velocidade máxima de deslocamento da carga é de aproximadamente 0,628 m/s, compatível portanto para um deslocamento da carga em 1,22m.

Em resumo:

Rotação do motor = 600 rpm;

Raio da “polia” = 0,01m;

Circunferência da “polia” = 0,0628 m;

Velocidade tangencial máxima na polia = 0,628 m/s;

Deslocamento da carga = 1,22m;

Os ajustes adicionais nos parâmetros no inversor CFW08 necessários foram:

P100 - Tempo de aceleração – 0,3s;

P101 - Tempo de desaceleração – 0,3s;

P515 – Regulação tensão CC – 325V;

O ajuste da frequência de saída no inversor em 600 rpm foi realizada manualmente por meio das suas teclas.

A carga escolhida para o teste desta versão do modelo foi de 50 kg, por ser consistente com a restrição de torque do motor de 1,5 cv que foi utilizado (6Nm).

Substituindo a massa, a aceleração da gravidade no local de aplicação do motor e o raio do eixo do motor onde será aplicada a carga, foi possível concluir sobre a viabilidade deste teste.

Utilizando a aceleração da gravidade de $9,8\text{m/s}^2$ e aplicando a equação (5.23), obtém-se o torque da carga:

$$T_{resistente} = 4.9Nm$$

Esse valor está abaixo do limite imposto pela potência do motor de 6Nm. Sendo assim o motor consegue trabalhar com essa carga mecânica.

5.13.6. Cálculo de potência para teste da terceira versão do modelo (50kg)

Considerando um motor de 1,5CV.

O torque disponível no eixo do motor é de 6N.m (dado fornecido pelo fabricante).

Sendo assim pode-se dimensionar a carga e o raio do motor com a equação (5.31)

T_{CAR} = Torque da carga em N.m

m = massa da carga 50 kg

g = aceleração da gravidade 9,8 m/s²

r = raio do eixo, no ponto em que será aplicado o torque (0,01m)

Rotação do motor = 600 rpm;

Circunferência do carretel = 0,0628 m;

V_t = velocidade tangencial 0,628 m/s;

Deslocamento da carga = 1,22m;

a_R = aceleração resultante da carga;

$$T_{CAR} = m \cdot g \cdot r \quad (5.31)$$

Substituindo a massa, a aceleração da gravidade no local de aplicação do motor e o raio do eixo onde será aplicada a carga, pode-se tirar várias conclusões sabendo que o torque se limita ao valor de 6N.m .

No quarto teste optou-se por trabalhar com uma faixa de velocidade menor que a nominal (600rpm), valor escolhido para que o tempo de subida e descida não seja muito curto e assim não ofereça riscos durante o teste. Com esta rotação o motor trabalhando como gerador vai fornecer uma tensão menor.

Decidiu-se analisar a possibilidade de se trabalhar com o eixo do motor como carretel, onde a força da carga atuaria. Esse carretel possuiria um raio $r = 0,01$ m.

A carga m é igual a 50 kg e a aceleração da gravidade é aproximadamente $9,8\text{m/s}^2$. Usando esses valores na equação (5.31), obtém-se que o torque da carga $T_{CAR} = 4,9\text{N.m}$. Esse valor está abaixo do limite imposto pela potência do motor, 6N.m . Sendo assim o motor conseguirá trabalhar com essa carga mecânica.

$$T_{CAR} = 50 \cdot 9,8 \cdot 0,01 = 4,9 \text{ N.m}$$

Considerando que o motor disponibiliza um torque de 6N.m , pode-se calcular a aceleração resultante conforme a equação 5.25.

$$T_R = 50 \cdot (9,8 + a_R) \cdot 0,01 = 6 \text{ N.m}$$

Isolando o termo da equação $a_R = 2,2\text{m/s}^2$.

Para que o motor alcance a velocidade programada (600rpm) ele necessita de um tempo t , que pode ser calculado pela equação (5.32)

$$v_t = a_R \cdot t \quad (5.32)$$

Chegou-se que o tempo de aceleração no torque máximo é de $0,2854\text{s}$.

Com essa rotação, pode-se calcular a potência mecânica disponível no eixo no motor pela equação (5.33).

$$P_R = (T_R \cdot v_{rpm} \cdot 2\pi) / 60 \quad (5.33)$$

Substituindo:

$$T_R = 6\text{N.m}$$

$$v_{rpm} = 600 \text{ rpm}$$

Obtém-se que a potência mecânica disponível no eixo com o motor trabalhando em 600rpm é de aproximadamente 376W .

Para uma carga de frenagem de 50kg e considerando a mesma sistemática de solução que foi utilizada no item (5.1), chegam-se aos seguintes resultados:

Trecho 1

Busca-se determinar neste trecho a distância (y_1) que o corpo percorre desde o repouso até alcançar a velocidade de 0,628m/s (600rpm). Considerou-se que nesse trecho o corpo cai em queda livre.

Dado que:

v = velocidade final (0,628m/s);

v_0 = velocidade inicial (0m/s);

g = aceleração da gravidade (9,81m/s²);

Δy_1 = deslocamento da carga no trecho 1 em metros.

Utilizando a equação (5.1) encontra-se o valor de $\Delta y_1 = 0,020\text{m}$, ou seja, o corpo cai em queda livre durante o deslocamento de $y_1 = 0,020\text{m}$ até atingir a velocidade de 0,628 m/s.

Usando a equação (5.2) pode-se achar o tempo gasto durante o deslocamento do trecho 1, considerando $\Delta y_1 = 0,020\text{m}$, $a = 9,81 \text{ m/s}^2$, obtém-se $t = 0,064\text{s}$. Como foi considerado que esse trecho o corpo está em queda livre, não houve transferência de potência da carga para o motor e vice-versa.

Trecho 2

Nesse trecho a velocidade é constante (600rpm ou 0,628m/s) e por consequência a aceleração resultante é nula. Assim a força que o inversor exerce sobre a carga é igual à força da gravidade. Sendo $m = 50\text{kg}$, $g = 9,81\text{m/s}^2$ e $F_g = m \cdot g = 9,81\text{m/s}^2 \times 50\text{kg} = 490,5\text{N}$.

O deslocamento da carga no trecho 2 (y_2) é calculado subtraindo-se do comprimento total (1,22m), pelo deslocamento da carga no trecho 1 (0,020m) juntamente com o deslocamento da carga no trecho 3 (0,0896m). Este valor de deslocamento da carga no trecho 3 é onde ocorre o acionamento do sensor de fim de curso e a carga freia até chegar à velocidade zero.

Encontra-se o valor de $\Delta y_2 = 1,1104\text{m}$.

A energia para frear essa carga durante o trecho 2 é dada pelo produto da força (490,5N) pelo deslocamento (1,1104m), resultando em 544,65J.

Para calcular o tempo que o corpo leva para percorrer y_2 , usou-se a fórmula da velocidade constante (5.3). Substituindo y por 1,1104m e v por 0,628 em (5.3), achou-se o tempo de 1,7682s.

Logo a potência durante esse trecho y_2 é obtida pela divisão da energia (544,65J) pelo tempo (1,7682s) resultando em 308,02W.

Trecho 3

Como dito anteriormente, o terceiro e último trecho é onde ocorre o acionamento do sensor de fim de curso e a carga freia até chegar à velocidade zero.

A aceleração resultante nesse trecho é dada pela equação (5.25) e é igual a $2,2\text{m/s}^2$. Considerando v = velocidade final 0 m/s, v_0 = velocidade inicial 0,628 m/s, Δy_3 = deslocamento da carga no trecho 3 em metros e Aplicando-se a equação (5.4), obtém-se o deslocamento $y_3 = 0,0896\text{m}$.

Sendo F a força resultante em Newton, que é obtida pelo produto da aceleração pela massa. Fazendo este produto da massa pela aceleração obtida no capítulo anterior, tem-se:

$$F_r = 110\text{N}$$

Porém esta força tem sentido oposto ao da força da gravidade.

A força que o inversor exerce sobre a carga é dada pela equação (5.5) e a partir desta equação acha-se o valor da força do inversor igual a $F_i = 600,5\text{N}$.

A energia nesse trecho y_3 é dada pelo produto da força do inversor (600,5N) pelo deslocamento da carga no trecho y_3 (0,0896m), que resulta em 53,80J.

Para encontrar o valor do tempo de duração da descida da carga no trecho 3 utilizou-se a equação (5.6), chegando-se ao valor do tempo igual a 0,2854s.

A potência média nesse trecho y_3 é dada pela divisão da energia (53,80J) pelo tempo (0,2854s). Com este cálculo chega-se a 188,52W para a potência média.

Sendo assim pode-se chegar a seguinte equação para a potência instantânea:

$$\text{Para } t \leq 0,064\text{s: } P_m(t) = 0\text{W}$$

$$\text{Para } 0,064 < t \leq 1,8322: P_m(t) = 308,02\text{W}$$

Para $1,8322 < t \leq 2,1176$: Potência média igual a 188,52W. Neste último intervalo de tempo, o gráfico da potência apresenta um coeficiente angular constante e o valor médio (188,52) está exatamente no ponto médio do intervalo considerado. Para se obter este coeficiente angular da reta, basta dividir o valor da ordenada (a altura do triângulo, que é o dobro da potência média) pela abscissa (que é o tempo gasto no trecho 3)

Assim, tem-se:

$$\alpha = \frac{2.188,52}{0,2854} = 1321,09$$

Como o coeficiente é decrescente, o valor 1321,09 é negativo.

Assim, pode-se escrever o valor da potência instantânea como sendo o valor de P iniciando-se na potência mais elevada (2 vezes 188,52W) e decrescendo até ficar igual a 0:

$$P_m(t) = 377,04 - 1321,09 \cdot (t - 1,8322) \quad (5.34)$$

Com t variando de 1,8322s até 2,1176s

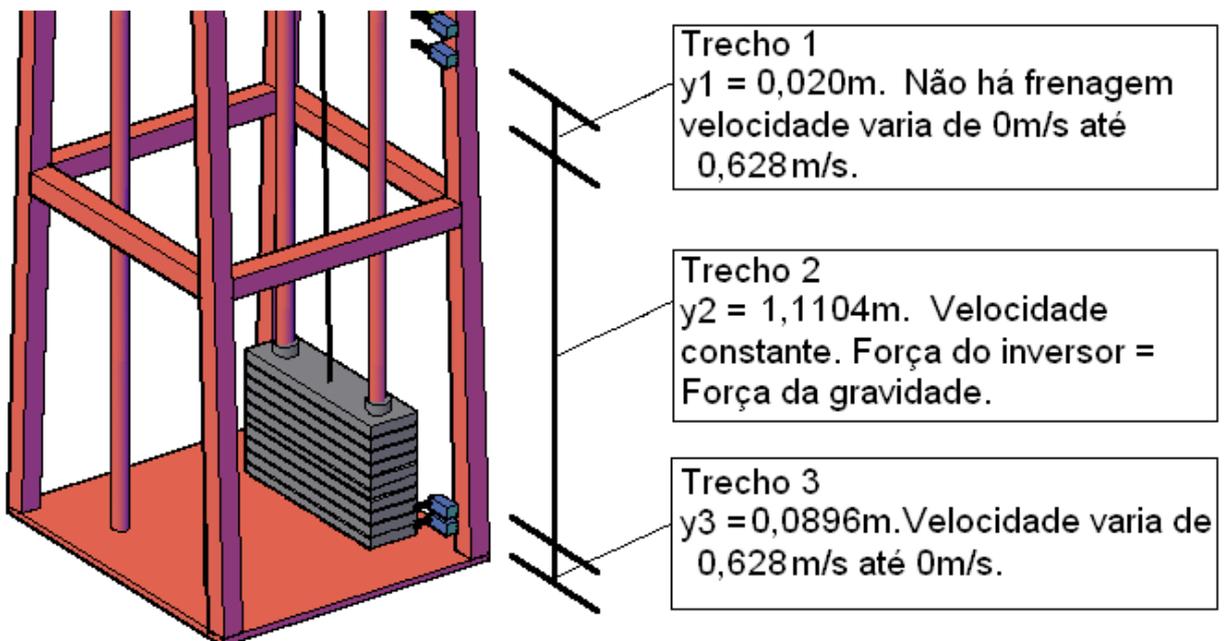


Figura 5.26 – Descida da carga com carga de 50kg utilizando a terceira versão do modelo.

Potências instantâneas nos trechos:

Trecho 1

$$P_m(t) = 0W \text{ (potência nula)}$$

Trecho 2

$$P_m(t) = 308,02W \text{ (potência constante)}$$

Trecho 3

$$P_m(t) = 377,04 - 1321,09 \cdot (t - 1,8322) \quad (5.35)$$

A função da potência pelo tempo pode ser mostrada na figura (5.27) para uma carga de massa = 50 kg.

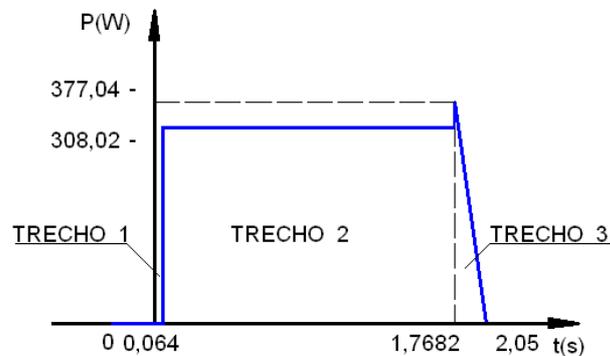


Figura 5.27 – Gráfico da Potência x tempo - carga de 50 kg.

5.13.7. Conclusão dos testes com a terceira versão do modelo experimental

Neste teste alcançou-se o objetivo de realizar a frenagem regenerativa e assim a carga do banco de capacitores.

Durante o processo de testes com a terceira versão do modelo experimental, danificou-se uma saída do inversor de frequência pelo excesso de corrente. Evento esse causado pelo uso do resistor com valor ôhmico diferente do dimensionado.

Após a substituição do inversor de frequência e a constatação da causa do dano, realizou-se novos testes respeitando os valores definidos para o circuito de carga do banco de capacitores. Para esses testes variou-se os valores da carga mecânica e dessa forma obteve-se os valores conforme a tabela 5.1.

Pode-se perceber que a tensão entre os bornes de saída do inversor de frequência, BR e +Ud, representava a tensão excedente ao valor ajustado no parâmetro P151 (325V). Desta maneira com a rotação definida para os testes (600rpm) e com a carga utilizada não alcançou-se valores de tensão previstas e esperadas no início do projeto (350V). Por esse motivo não foi necessário a utilização do circuito de controle da tensão sobre o banco de capacitores. Foi possível verificar que com o aumento da carga mecânica houve aumento da tensão no barramento CC, conforme previsto pela equação (5.6).

Teste	Carga (Kg)	Rotação do motor (rpm)	Tensão Máxima no barramento CC (V)	Tensão entre BR e +Ud (V)	Tensão no banco de capacitores (V)
1	25	600	341	13	10,6
2	30	600	346	19	17,1
3	40	600	352	24	21,3
4	50	600	355	28	25,2

Tabela 5.1 – Resultados dos testes com terceiro modelo experimental.

6. CONCLUSÃO FINAL

Durante todo o processo de estudo e desenvolvimento das partes elétrica, eletrônica e mecânica, agregou-se novos conhecimentos e consolidou-se outros.

Ao desenvolver o estudo deste trabalho enfrentamos diversas dificuldades. A falta de domínio em alguns assuntos, principalmente na parte mecânica nos custou tempo para solucionar as falhas que surgiram. O dimensionamento das peças utilizadas no modelo experimental e a dificuldade em fabricá-las nos obrigou a contratarmos um profissional para fazê-las. Por ser relativamente grande, com uma estrutura metálica medindo 2,5m de altura e pesando aproximadamente 70kg o transporte do modelo experimental também foi difícil.

A pesquisa bibliográfica de inversores de frequência proporcionou um aumento do conhecimento do assunto, visto que, mesmo sendo algo de suma importância para o profissional de engenharia elétrica, é pouco abordado durante o curso de Engenharia Industrial Elétrica.

O processo de iteração numérica aprendido e utilizado neste trabalho para a criação do circuito de carga do banco de capacitores proporcionou melhor compreensão do funcionamento de cada componente em interação com o todo, além de ser um método muito útil na resolução de problemas de circuitos elétricos.

Foi necessário rever funcionamento de amplificadores operacionais e estudo de aplicações direcionado à necessidade do projeto. Foram revistos conceitos para dimensionamento e criação de comandos elétricos. Também foi aprendido a criar peças em 3D utilizando programa de CAD para o desenvolvimento do projeto do protótipo.

Acima de tudo foi trabalhada a gestão de projeto, planejamento de tempo e recursos tangíveis e não tangíveis. Habilidades estas também indispensáveis ao engenheiro no exercício de sua profissão, como engenheiro técnico ou gestor.

O trabalho proporcionou uma grande experiência de trabalho em equipe, aprendizado e revisão de conceitos que foram vistos durante o curso.

7. REFERÊNCIAS

BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar C. **Conversores CC-CC básicos não isolados**. Florianópolis. Editoração do Autor, 2000.

FILHO, Guilherme Filippo. **Motor de indução**. São Paulo: Editora Érica, 2000.

FRANCHI, Claiton Moro. **Inversores de frequência: teoria e aplicações**. 2.Ed. São Paulo. Editora Érica, 2009.

FRANCHI, Claiton Moro. **Acionamentos elétricos**. São Paulo: Editora Érica, 2007.

HAYT, Junior, William Hart; Kemmerly, E. Jack. **Análise de circuitos em engenharia**.1.Ed. São Paulo. EditoraMacGraw-Hill, 1975.

REIS, Lineu Belico dos, 1946-. **Geração de energia elétrica: tecnologia, inserção ambiental, planejamento, operação e análise de viabilidade**. São Paulo, Ed Manoele, 2003

SIMONE, Gilio Aluisio. **Máquinas de indução trifásicas**. São Paulo: Editora Érica, 2000.

THYSSENKRUPP elevadores. Disponível em:

<http://www.thyssenkruppelevadores.com.br/sitenovo/site/sala-de-imprensa/Detalhe_Noticia.aspx?id=15> Acesso em: 07 mai.2012.

WEG MOTORES. **Motores Elétricos Guia de Especificação**. Santa Catarina: catálogo, 2012. 68 p.

WEG MOTORES. **Guia de Aplicação de Inversores de Frequência**. Santa Catarina: catálogo, 2004.

SABER ELETRÔNICA, São Paulo , v. 36, n. 327, abril 2000. 9-11 pag.