



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CAMPUS DE SOBRAL
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
COMPUTAÇÃO (PPGEEC)

ADERALDO RICARTE GUEDES

MICRORREDE INDUSTRIAL EM CORRENTE CONTÍNUA, UMA OPORTUNIDADE
ATRATIVA PARA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA

SOBRAL – CE

2018

ADERALDO RICARTE GUEDES

MICRORREDE INDUSTRIAL EM CORRENTE CONTÍNUA, UMA OPORTUNIDADE
ATRATIVA PARA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e Computação. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Orientador: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Júnior.

SOBRAL – CE

2018

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- G957m Guedes, Aderaldo Ricarte.
Microrrede industrial em corrente contínua, uma oportunidade atrativa para eficiência energética /
Aderaldo Ricarte Guedes. – 2018.
132 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral, Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica e de Computação, Sobral, 2018.
Orientação: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Júnior.
1. Barramento CC. 2. PMSM. 3. Supercapacitor. 4. Regeneração de energia. 5. Eficiência energética. I.
Título.
- CDD 621.3
-

ADERALDO RICARTE GUEDES

MICRORREDE INDUSTRIAL EM CORRENTE CONTÍNUA, UMA OPORTUNIDADE
ATRATIVA PARA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e Computação. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Aprovada em ___/___/_____.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Junior (Orientador)
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará – Campus de Sobral

Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo
Universidade Federal do Ceará – Campus do Pici (PPGEE-UFC)

Prof. Dr. Kleber Cesar Alves de Souza
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará – Campus de Sobral

Prof. Dr. Marcus Rogério de Castro
Universidade Federal do Ceará – Campus Sobral (PPGEEC-UFC)

À vida!

Aos meus pais.

AGRADECIMENTOS

Ao meu irmão Anaisio Guedes, por todo o seu apoio incondicional, confiança e incentivos.

Aos meus pais, Francisco Ricarte Guedes e Maria Pereira de Albuquerque Guedes, por toda dedicação e atenção comigo.

A minha esposa, Syla Maria Maranhão Coelho, minha eterna namorada, por todo amor, carinho, paciência e incentivos.

Ao Ed, a Raquelly, a Eva, a Estrelinha e a Flower, por contribuírem com a alegria do nosso lar.

Foram muitas as contribuições para a realização deste trabalho, portanto não seria justo não citar as pessoas que estiveram comigo nesta caminhada e que muito contribuíram.

Ao meu orientador Edilson Mineiro Sá Júnior pela participação ativa ao longo desta trajetória, pela exemplar e extraordinária forma de orientar, por não ter desistido de me apoiar e por sempre me incentivar.

Ao Instituto Federal do Ceará, Campus de Sobral, onde considero ser minha segunda casa e de onde tenho muito orgulho de ser egresso.

Aos amigos de laboratório do Grupo de Pesquisas em Mecatrônica, em especial ao Rodrigo Linhares e ao Jonas Ferreira pela ajuda, companheirismo e atenção.

Aos amigos de trabalho Airton Renato, Robson Montenegro e Jefferson Fernandes pela ajuda dentro e fora da empresa, pelo incentivo, companheirismo e atenção.

Ao doutorando Andre Santos pela ajuda, compartilhamento de conhecimentos, companheirismo e atenção.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação, pelo trabalho de qualidade e empenho, em especial aos professores Carlos Elmano, Kleber Cesar, Iális Cavalcante e Marcus Rogério.

Aos professores participantes da banca examinadora Fernando Antunes, Kleber Cesar e Marcus Rogério, pelas valiosas contribuições e sugestões.

“..Não vim até aqui, pra desistir agora!...Cada célula, todo fio de cabelo. Falando assim, parece exagero! Mas se depender de mim, eu vou até fim!” E fui...!

(Trechos da música: Até o fim – Engenheiro do Hawaii)

RESUMO

Este trabalho apresenta uma topologia de barramento em corrente contínua (CC) para uso na indústria, com a possibilidade de recuperação de energia da frenagem de motores e o uso de supercapacitores para armazenamento de energia. Além disso, avalia aspectos de eficiência energética, no uso de motores síncronos de ímã permanente (PMSM) na indústria, especificamente em máquinas injetoras de plástico, em substituição aos motores de indução trifásicos (MIT). Será discutida a possibilidade de remoção do conversor bidirecional utilizado como interface entre o barramento CC e o supercapacitor. Diferentemente de uma microrrede tradicional, onde as tensões têm valores fixos, este documento abordará as variações de tensão que o barramento CC na indústria pode sofrer devido frenagem de motores e à alta recuperação de energia em um curto período de tempo. Com a utilização de sistemas de recuperação e armazenamento em supercapacitores, novos padrões para os níveis de tensão CC na indústria devem ser adotados e os retificadores bidirecionais podem não ser necessários, uma vez que a energia regenerada será armazenada e usada em uma nova partida da máquina ou será consumida por outra máquina que partirá no mesmo instante de tempo. O trabalho apresenta resultados experimentais que demonstram que o PMSM foi 28% mais econômico que um MIT e que regeneração de energia da frenagem de motores possibilitou uma economia de energia elétrica de 5,05% em uma máquina injetora GEK 280/S.

Palavras-chave — Barramento CC; PMSM; supercapacitor; regeneração de energia; frenagem de motores; eficiência energética, injetora de plástico.

ABSTRACT

This work presents a direct current (DC) bus topology for industrial use that allows energy recovery from motor braking and the application of supercapacitors for energy storage. Aspects of the energy efficiency assessment are also evaluated with the use of Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM) in the industry, in particular applied to plastic injection machine, replacing three-phase induction motors (TPIM). The possibility of removing the bidirectional converter used as interface between the DC bus and the supercapacitor will be discussed. Unlike a traditional microgrid, which voltages have fixed values, this work will address the voltage variations that the DC bus in the industry can suffer due to motor braking and high energy recovery in a short period of time. Using of recovery and storage systems with supercapacitors, new standards for DC voltage levels in the industry must be adopted and two-way rectifiers can be left aside, since the regenerated energy will be stored and used for start another machine or the energy will be consumed by another machine which will start at same time. This work presents experimental results that demonstrate the PMSM was able to save 28% more energy than MIT and energy regeneration of the engine braking allowed to save 5.05% of electric energy in a injection molding machine (GEK 280/S).

Keywords — *DC bus; PMSM; supercapacitor; regeneration of energy; motor braking; energy efficiency; injection molding machine.*

LISTA DE FIGURA

Figura 1.1 – Diagrama de blocos de um inversor de frequência.	3
Figura 1.2 – Esquema elétrico simplificado de um inversor de frequência.	3
Figura 1.3 – Topologia de barramento de distribuição CC com tensão constante mantida por um retificador bidirecional.	4
Figura 2.1 – Evolução do motor elétrico, relação do peso em função da potência elétrica do motor.	7
Figura 2.2 – Tipos de motores elétricos mais comuns na indústria.	8
Figura 2.3 – Motor de indução trifásico utilizado na indústria – vista explodida.	10
Figura 2.4 – Comparação de volume entre motor de indução e o motor síncrono de ímã permanente.	11
Figura 2.5 – Motor síncrono de ímã permanente – vista em corte.	11
Figura 2.6 – Estrutura básica utilizada na alimentação do PMSM com correntes senoidal.	14
Figura 2.7 – Diagrama de lição do analisador de energia, marca Embrasul, modelo RE 6000.	15
Figura 2.8 – Equipamento de medição conectado ao sistema de acionamento do motor de uma máquina injetora GEK 180/S.	16
Figura 2.9 – Máquina injetora de plástico.	17
Figura 2.10 – Representação das etapas de operação de uma injetora de plásticos durante um ciclo de operação.	18
Figura 2.11 – Resultado experimental: formas de onda de potência ativa em motores MIT (vermelho – injetora GEK 180) e PMSM (azul – injetora GEK 180/S).	18
Figura 3.1 – Componentes avariados de um inversor de frequência utilizado para acionar PMSM.	25
Figura 3.2 – PMSM da marca Phase, modelo U31010F20.3 de 28,3 kW que apresentou defeito.	26
Figura 3.3 – Resultados experimentais: imagens termográficas dos PMSMs em operação. a) Inj 137 (com possível anomalia); b) Inj 134 (máquina referência).	28
Figura 3.4 – Pontos de leitura de corrente no PMSM.	29
Figura 3.5 – Resultados experimentais em um ciclo completo de injeção de componentes. Ch 1 (30 A por div. – azul escuro) – Corrente I_u , Ch 2 (30 A por div. – azul claro) – Corrente I_v e Ch 3 (30 A por div. – rosa) – Corrente I_w . Base de tempo: (2 s por div.).	29

Figura 3.6 – Resultados experimentais: média das corrente eficazes das fases dos PMSMs, por ciclo de operação, durante quatro ciclos de produção das máquinas Inj 137 e Inj 134 (referência).	30
Figura 3.7 – Procedimento experimental: análise da rotação e da vazão de ar do sistema de ventilação forçada em um PMSM de 23 kW.	33
Figura 3.8 – Procedimento experimental: análise termográfica em um PMSM de 23 kW.	34
Figura 3.9 – Procedimento experimental: inspeção dos ímãs do rotor do PMSM.	35
Figura 3.10 – Motor síncrono de ímã permanente desmontado.	37
Figura 3.11 – Circuito equivalente de um motor síncrono de ímã permanente de corrente alternada.	40
Figura 3.12 – Procedimentos para realização de inspeções e manutenções preditivas.	42
Figura 3.13 – Resultados experimentais ensaio PMSM de 23 kW. Ch 1 (60 V por div. – azul) – Tensão V_1 , Ch 2 (60 V por div. – roxo) – Tensão V_2 e Ch 3 (60 V por div. – vermelho) – Tensão V_3 . Base de tempo: (5 ms por div.).	42
Figura 3.14 – Resultados experimentais: reta formada pelos valores de K_s da Tabela 3.2.	44
Figura 3.15 – Proposta de bancada para realização de ensaios qualitativos em motores PMSM.	45
Figura 4.1 – Injetora GEK 220/S utilizada na aquisição de dados experimentais.	48
Figura 4.2 – Equipamentos de medição conectados em uma Injetoras GEK.	48
Figura 4.3 – Circuito esquemático de conexão dos instrumentos de medição.	49
Figura 4.4 – Resultados experimentais em um ciclo completo de injeção de componentes. Ch 1 (200 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (50 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}) e Ch 3 (200 V por div. – rosa) – tensão no resistor de frenagem (V_{rf}). Base de tempo: (4 s por div.).	50
Figura 4.5 – Resultados experimentais na primeira desaceleração do motor com a atuação da resistência de frenagem. Ch 1 (200 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (50 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}) e Ch 3 (200 V por div. – rosa) – tensão no resistor de frenagem (V_{rf}). Base de tempo: (20 ms por div.).	51
Figura 4.6 – Resultados experimentais em um ciclo completo de injeção de componentes. Ch 1 (100 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (50 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}), Ch 3 (100 V por div. – rosa) – tensão no resistor de	

- frenagem (V_{rf}) e Ch 4 (5 A por div. – verde) – corrente no resistor de frenagem (I_{rf}). Base de tempo: (2 s por div.). 52
- Figura 4.7 – Resultados experimentais na primeira desaceleração do motor com a atuação da resistência de frenagem. Ch 1 (100 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (50 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}), Ch 3 (100 V por div. – rosa) – tensão no resistor de frenagem (V_{rf}) e Ch 4 (5 A por div. – verde) – corrente no resistor de frenagem (I_{rf}). Base de tempo: (20 ms por div.). 53
- Figura 4.8 – Resultados experimentais na segunda desaceleração do motor com a atuação da resistência de frenagem. Ch 1 (100 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (50 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}), Ch 3 (100 V por div. – rosa) – tensão no resistor de frenagem (V_{rf}) e Ch 4 (5 A por div. – verde) – corrente no resistor de frenagem (I_{rf}). Base de tempo: (20 ms por div.). 53
- Figura 4.9 – Resultados experimentais na primeira desaceleração do motor com a atuação da resistência de frenagem. Ch 1 (100 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (50 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}), e P_{rf} (5 kW por div. – vermelho) – potência no resistor de frenagem (P_{rf}). Base de tempo: (20 ms por div.). 54
- Figura 4.10 – Resultados experimentais na segunda desaceleração do motor com a atuação da resistência de frenagem. Ch 1 (100 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (50 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}), e P_{rf} (5 kW por div. – vermelho) – potência no resistor de frenagem (P_{rf}). Base de tempo: (20 ms por div.). 55
- Figura 5.1 – Proposta de uso de barramento de distribuição em corrente contínua na indústria com regeneração de energia e uso de acumulador de energia. 57
- Figura 5.2 – Acumuladores de energia: densidade de energia por densidade de potência. 67
- Figura 5.3 – Estrutura de um supercapacitor. 69
- Figura 5.4 – Conversor bidirecional CC–CC básico não isolado. 74
- Figura 5.5 – Conversor bidirecional CC–CC ZVS não isolado. 75
- Figura 5.6 – Conversor bidirecional CC–CC ZVT não isolado. 76
- Figura 5.7 – Conversores bidirecionais CC–CC ZVT não isolados. a) *buck–boost* / *buck–boost*. b) *Cuk* / *Cuk*. c) *SEPIC* / *Zeta*. 77
- Figura 5.8 – Conversor bidirecional CC–CC ZVS meia ponte isolado. 78
- Figura 5.9 – Conversor bidirecional CC–CC ressonante, de alta potência e simétrico em ponte completa. 79

- Figura 6.1 – Proposta de microrrede industrial CC, com tensão variável no barramento CC, com possibilidade de regeneração de energia e com o uso de supercapacitor, sem a necessidade de conversor de interface. 83
- Figura 6.2 – Associação de capacitores para atender ao capacitor equivalente C_{eq} . 85
- Figura 6.3 – Capacitores do barramento CC com equalização passiva e dissipativa. 86
- Figura 6.4 – Protótipo em bancada para emular duas máquinas injetoras conectadas a um barramento de distribuição em corrente contínua, com regeneração de energia e uso de supercapacitor, sem a necessidade de conversor bidirecional de interface. 86
- Figura 6.5 – Circuito esquemático de conexão do banco de capacitor e dos instrumentos de medição. 88
- Figura 6.6 – Protótipo do banco de capacitores para conexão na injetora. 89
- Figura 6.7 – Equipamentos de medição conectados a Injetora GEK. 92
- Figura 6.8 – Resultados experimentais em um ciclo completo de injeção de componentes. Sem o banco de capacitores acoplado ao barramento CC do inversor. Ch 1 (150 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (25 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}), Ch 3 (200 V por div. – rosa) – tensão no resistor de frenagem (V_{rf}) e Ch 4 (50 A por div. – verde) – corrente no resistor de frenagem (I_{rf}). Base de tempo: (4 s por div.). 93
- Figura 6.9 – Resultados experimentais na primeira desaceleração do motor sem o banco de capacitores acoplado ao barramento CC do inversor. Ch 1 (150 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (25 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}), Ch 3 (200 V por div. – rosa) – tensão no resistor de frenagem (V_{rf}) e Ch 4 (50 A por div. – verde) – corrente no resistor de frenagem (I_{rf}). Base de tempo: (20 ms por div.). 94
- Figura 6.10 – Resultados experimentais em um ciclo completo de injeção de componentes. Com o banco de capacitores acoplado ao barramento CC do inversor. Ch 1 (150 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (25 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}), Ch 3 (200 V por div. – rosa) – tensão no resistor de frenagem (V_{rf}) e Ch 4 (50 A por div. – verde) – corrente no resistor de frenagem (I_{rf}). Base de tempo: (4 s por div.). 95
- Figura 6.11 – Resultados experimentais na primeira desaceleração do motor com o banco de capacitores acoplado ao barramento CC do inversor. Ch 1 (150 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (25 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}),

Ch 3 (200 V por div. – rosa) – tensão no resistor de frenagem (V_{rf}) e Ch 4 (50 A por div. – verde) – corrente no resistor de frenagem (I_{rf}). Base de tempo: (20 ms por div.). 95

Figura 6.12 – Analisador de energia conectado a Injetora GEK. 97

Figura 6.13 – Resultado experimental: comparativo das formas de onda de potência ativa (P_i) durante três ciclos de produção (Sem banco de capacitor – Curva vermelha); (Com banco de capacitor – Curva azul). 97

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Especificação dos motores utilizados no experimento.	19
Tabela 3.1 – Temperatura máxima encontrada nos PMSM de máquinas injetoras durante a inspeção termográfica.	27
Tabela 3.2 – Resultados experimentais: valores de referência para tensão e frequência de um PMSM de 23 kW, fabricante Phase, modelo U31010F18.3, em estado de novo.	43
Tabela 4.1 – Dados técnicos do PMSM utilizado pelas injetoras modelo GEK 180/S e GEK 220/S .	47
Tabela 4.2 – Dados técnicos dos inversores dos PMSMs utilizados pelas injetoras modelo GEK 180/S e GEK 220/S .	47
Tabela 5.1 – Avaliação qualitativa das tecnologias de armazenamento de energia.	67
Tabela 6.1 – Parâmetros para projeto.	84
Tabela 6.2 – Especificação do capacitor eletrolítico Epcos – B43584.	84
Tabela 6.3 – Dados técnicos do PMSM 1 e do PMSM 2 utilizados na bancada de testes experimentais.	87
Tabela 6.4 – Dados técnicos do PMSM utilizado pela injetora modelo GEK 280/S.	91
Tabela 6.5 – Dados técnicos do inversor do PMSM utilizado pela injetora modelo GEK 280/S.	91
Tabela 6.6 – Resumo dos resultados apresentados no experimento com o banco de capacitores.	96

LISTA DE SIGLAS E ABREVIACÕES

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSV	<i>Comma-separated values</i>
EDLC de Camada Dupla	<i>Electrochemical Double Layer Capacitor</i> – Capacitor Eletroquímico
IEA	<i>International Energy Agency</i> – Agência de Energia Internacional
MIT	Motor de Indução Trifásico
PVC	Policloreto de Vinila
PWM	Modulação por Largura de Pulso
RTS	<i>Reference Technology Scenario</i>
PMSM Permanente	<i>Permanent Magnet Synchronous Motors</i> – Motor Síncrono de Ímã
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> – Comutação de tensão nula
ZCS	<i>Zero Current Switching</i> – Comutação de corrente nula
ZVT	<i>Zero Voltage Transition</i> – Transição em tensão nula
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> – Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-semicondutor
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> – Transistor Bipolar de Porta Isolada

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
2	MOTORES ELÉTRICOS	7
2.1	Evolução construtiva	7
2.2	Motor de indução trifásico (MIT)	8
2.3	Motor síncrono de ímã permanente (PMSM)	10
2.4	Uso de inversores de frequência para o acionamento de motores elétricos	12
2.5	Seleção do motor	14
2.6	Considerações parciais	20
3	UTILIZAÇÃO DE PMSM NA INDÚSTRIA	21
3.1	Introdução	21
3.2	Estudo de caso: uso de PMSM em máquinas injetoras de plástico	24
3.2.1	Propostas para prevenção de falhas em PMSM utilizados em máquinas injetoras de plástico	31
3.3	Considerações parciais	45
4	ENERGIA NÃO APROVEITADA PELA INDÚSTRIA PROVENIENTE DA FRENAGEM DO MOTOR ELÉTRICO	46
4.1	Introdução	46
4.2	Dados experimentais adquiridos em uma injetora de plástico utilizada na indústria de calçados com PMSM	46
4.3	Considerações parciais	55
5	PROPOSTA DE TOPOLOGIA DE BARRAMENTO CC INDUSTRIAL COM RECUPERAÇÃO DE ENERGIA	57
5.1	Perdas durante a conversão da energia cinética em energia elétrica, durante a regeneração de PMSM de máquinas injetoras	58
5.1.1	Perdas mecânicas	60
5.1.2	Perdas elétricas	61
5.2	Acumulador de energia	65
5.2.1	Supercapacitores	68
5.2.2	Dimensionamento do supercapacitor	70
5.3	Conversores bidirecionais CC–CC utilizados para interface com supercapacitores	72
5.4	Considerações parciais	81

6	AVALIAÇÃO DA PROPOSTA DE BARRAMENTO CC INDUSTRIAL COM RECUPERAÇÃO DE ENERGIA E SEM O USO DE CONVERSOR DE INTERFACE	82
6.1	Proposta	82
6.2	Projeto para operação de duas máquinas injetoras conectadas a uma microrrede industrial CC	84
6.2.1	Projeto do supercapacitor	84
6.2.2	Montagem do protótipo	86
6.3	Resultados experimentais do protótipo acoplado a injetora – formas de onda	92
6.4	Considerações parciais	98
7	CONCLUSÃO	99
	PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTE TRABALHO	101
	REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA	102
	APÊNDICE A – PROCEDIMENTOS PARA A REALIZAÇÃO DE INSPEÇÕES E MANUTENÇÕES PREDITIVAS	111
	APÊNDICE B – MAPA DE PRODUTO DE UM PMSM	113
	APÊNDICE C – MAPA DE PRODUTO DE UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA PARA ACIONAMENTO DE PMSM	114
	APÊNDICE D – PROJETO DO BANCO DE CAPACITORES	115

1 INTRODUÇÃO

O consumo de eletricidade no mundo, e particularmente no Brasil, é muito alto e não existem perspectivas para redução, tendo em vista o crescimento populacional e a dependência da humanidade em relação ao uso de energia elétrica. O processo de evolução global tem impactado diretamente no aumento do consumo de energia elétrica, onde cada vez mais é demandada energia para os diversos processos produtivos industriais e para bem estar da população. Segundo a *International Energy Agency* (IEA, 2017) e o *Reference Technology Scenario* (RTS, 2017) as indústrias possuem papel fundamental para qualquer estratégia de transformação sustentável, tendo em vista que constituem o maior consumidor de eletricidade no mundo, com fortes tendências em aumentar o seu o consumo de energia até 2060 em cerca de 66%.

No Brasil não é diferente, a indústria é a maior consumidora de energia elétrica, sendo responsável por mais de 1/3 de toda a demanda energética do país. Somente os motores elétricos são responsáveis por 68% de todo o processamento dessa energia, o que equivale a 37,5% do consumo nacional. (FERREIRA, 2016); (ALMEIDA, 2017). Assim, apenas construir novas usinas geradoras de eletricidade pode não ser mais uma solução para atender tal demanda de consumo. Portanto, se torna fundamental estudar novas formas para resolver esse problema, tendo como foco a busca por soluções que permitam melhorias na eficiência energética dos processos produtivos industriais, e com isso, possibilitar a maximização da utilização dos recursos disponíveis. Segundo Bonanomi (2016), os motores elétricos na indústria consomem cerca de 40% de toda a energia elétrica gerada no mundo.

Conforme apontado em Ferreira (2016) e Bonanomi (2016), a força motriz tem se destacado como a maior responsável pelo consumo de energia elétrica, e é em meio a esse cenário que muitas ações têm sido tomadas tanto por fabricantes de motores como por seus usuários para melhorar a eficiência energética destas máquinas. É nesse contexto que fabricantes de motores elétricos, como a brasileira WEG, buscam soluções para alcançar maior eficiência em seus produtos. De acordo com a Empresa WEG (2017), durante a década de 80 a eficiência de um motor de indução não ultrapassava 90% em condições nominais de operação. Atualmente os motores síncronos de ímã permanente (*Permanent Magnet Synchronous Motors* – PMSM) podem apresentar eficiência superior a 95% para qualquer regime operacional.

Aumentar a eficiência dos sistemas com motores elétricos e de seus sistemas de acionamentos tem sido um desafio para os fabricantes destes componentes, pois o ganho é real para os usuários, tendo em vista que a simples troca dos sistemas motrizes antigos por equipamentos novos já possibilita uma melhor eficiência energética.

Diversas literaturas, (KOSOW, 2005), (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006), (REZEK, 2011) e (MARTÍN-DÍAZ et al., 2015), apontam os motores de indução trifásicos como as máquinas elétricas rotativas mais utilizadas na indústria, em função de possuírem uma topologia já bastante difundida, são mais de 120 anos de existência. Entretanto, novas tecnologias em motores elétricos têm surgido no mercado para competir com os motores de indução trifásicos (MIT), os quais já são reconhecidos por sua eficiência, alto torque, simplicidade construtiva e baixo custo de manutenção. Além do mais, quando esses dispositivos são de baixa potência não necessitam mais que uma simples chave de partida direta para o seu acionamento.

Dentre estas tecnologias, surgem como alternativa aos MITs, os motores síncronos de corrente alternada com ímã permanente, que vêm aumentando sua participação na indústria de forma gradativa. Embora de construção mais cara, em função do rotor possuir normalmente ímãs de terras raras, e obrigatoriamente necessitar de um conversor de frequência de frequência para ser acionado, este motor tem conquistado seu espaço por sua elevada eficiência energética e pelo o torque constante, nos mais diversos regimes de operação.

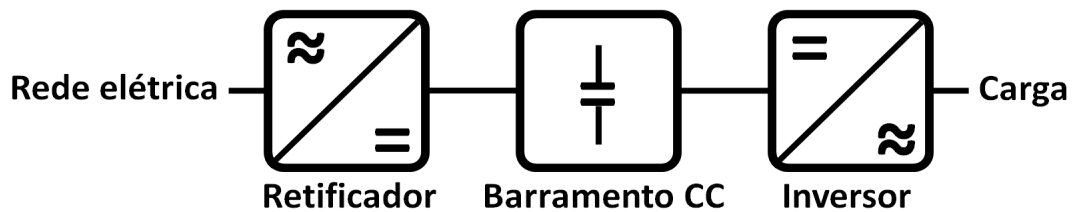
A capacidade de partida dos PMSM tem sido um grande diferencial na corrida contra os MIT's, o que permite seu uso em aplicações de alto desempenho e de elevado fator de serviço (UGALE; CHAUDHARI, 2017).

Nesse cenário de busca por eficiência energética, os fortes avanços tecnológicos na área da eletrônica de potência têm proporcionado mudanças na forma como os motores de indução são conectados aos barramentos de corrente alternada (CA). Cada vez mais os conversores de frequência, comumente conhecidos na indústria por inversores de frequência, estão sendo utilizados para acionar e controlar motores, nas mais diversas máquinas e equipamentos da indústria (BILGIN; EMADI, 2014). Normalmente, os inversores de frequência utilizam técnicas de modulação por largura de pulso (PWM) para gerar um sinal alternado e podem ser do tipo escalar ou vetorial.

O processo de operação destes inversores pode ser simplificado e dividido em dois estágios de processamento de energia: no primeiro estágio, a tensão alternada de entrada,

rede elétrica, é convertida em tensão contínua por meio do retificador e armazenada no capacitor do barramento de corrente contínua. Já o segundo estágio, é responsável pela conversão da tensão contínua para tensão alternada, onde o inversor processa a energia armazenada no capacitor do barramento de corrente contínua e fornece para a carga, no caso o motor elétrico. A Figura 1.1 apresenta um diagrama de blocos contendo as etapas de processamento de energia de um inversor de frequência.

Figura 1.1 – Diagrama de blocos de um inversor de frequência.

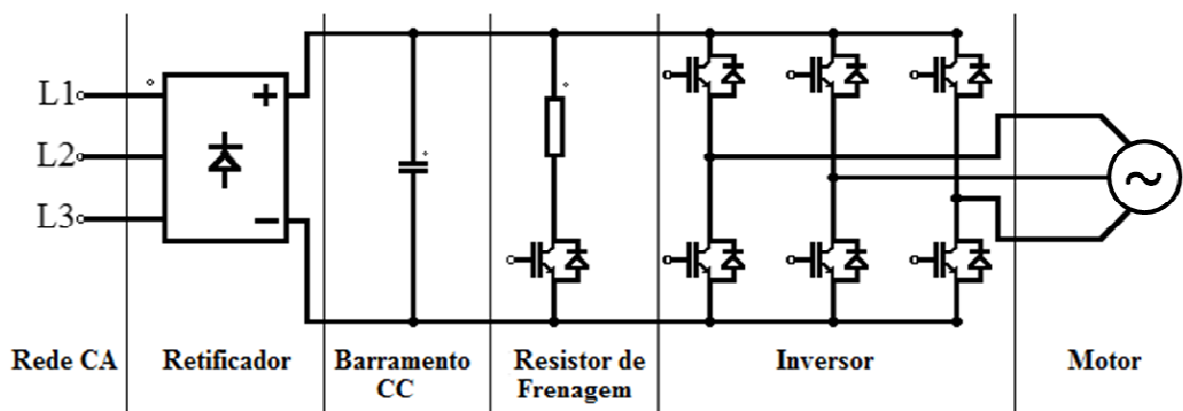


Fonte: Elaborado pelo autor.

O inversor de frequência tem a vantagem da variação de velocidade, e pode possibilitar que o motor opere na melhor área da curva de rendimento, e por consequência, tenha uma melhor eficiência, desde que o motor opere em condições nominais de projeto. Entretanto, durante o primeiro estágio, onde o retificador processa toda a energia de entrada, geralmente não há correção do fator de potência, assim como, mitigação das harmônicas geradas pelo próprio sistema.

O esquema elétrico simplificado deste tipo de inversor de frequência pode ser visto na Figura 1.2.

Figura 1.2 – Esquema elétrico simplificado de um inversor de frequência.

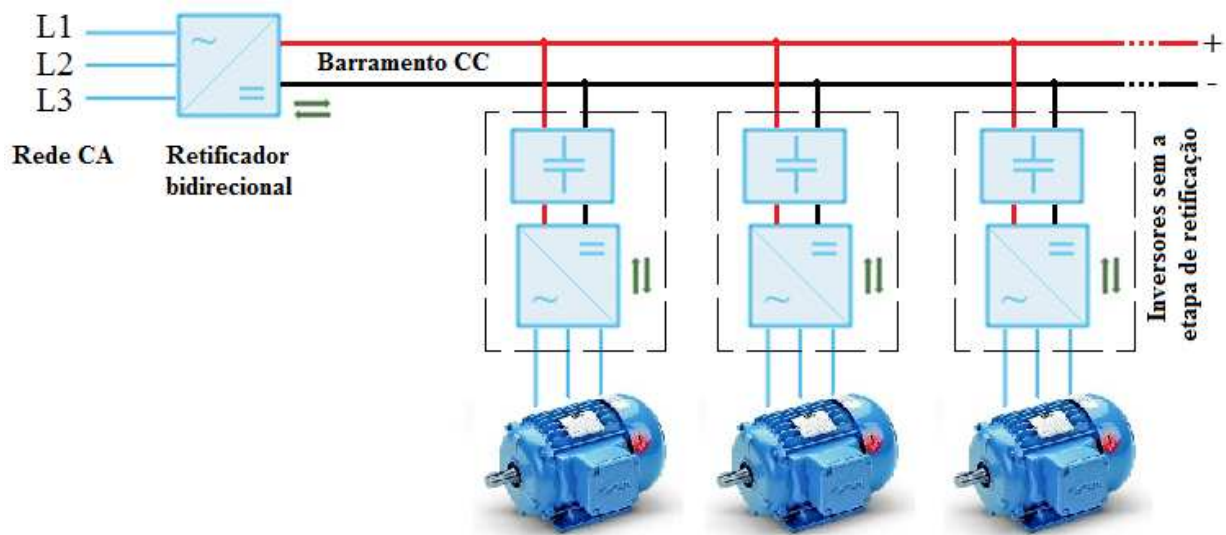


Fonte: Elaborado pelo autor.

Da mesma forma como os fortes avanços tecnológicos na área da eletrônica de potência proporcionaram novas formas de conectar os motores de indução aos barramentos de corrente alternada, estes também têm impulsionado o uso cada vez mais frequente de aplicações em corrente contínua (CC), o que tem se tornado uma solução cada vez mais popular para residências (DRAGIČEVIĆ et al., 2016) e tem grande potencial para uso na indústria (GUEDES et al., 2017); (LIMA et al., 2017).

A utilização de um barramento de distribuição CC na indústria para a alimentação elétrica de um grupo máquinas pode eliminar a conversão de energia realizada no primeiro estágio de processamento de energia do inversor de frequência. Assim, pode contribuir para a redução das perdas através da retirada de todos os retificadores internos dos conversores de frequência, os quais normalmente são de baixo fator de potência. Com isso, é possível acessar diretamente o barramento CC interno destes inversores, de tal forma que, se conectem em apenas um retificador, o qual pode possibilitar a correção de fator de potência. A Figura 1.3 apresenta um barramento de distribuição CC alimentando três motores elétricos.

Figura 1.3 – Topologia de barramento de distribuição CC com tensão constante mantida por um retificador bidirecional.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O uso dessa topologia com barramento CC possibilita de forma simples a interligação direta de fontes de energias renováveis a esta rede de distribuição CC, devido ao fato de que estas fontes renováveis geralmente produzem energia em corrente contínua. Com isso, pode se tornar promissor o uso de energia em CC para fornecer energia elétrica a instalações industriais.

No entanto, a falta de um padrão em relação aos níveis de tensão em barramentos de corrente contínua tem feito com que diversas pesquisas adotem valores de tensão de forma aleatória, como podem ser vistas em (SALATO et al., 2013), (MARQUET et al., 2013), (OLIVEIRA; DONOSO-GARCIA, 2015) e (MOUSSA; GHORBAL; SLAMA-BELKHODJA, 2018). Apesar do grande esforço para padronização dos níveis de tensão para barramentos CC de *datacenters* e dispositivos de telecomunicações pelo grupo *EMerge Alliance*.

Este grupo chamado de *EMerge Alliance* é composto por grandes empresas, como: *Bosch*, *Cisco*, *General Electric*, *Osram Silvania*, e diversas outras empresa. Tal grupo vem tratando de padrões para aplicações comerciais, no que se concerne à segurança, a padrões físicos e elétricos de equipamentos. Assim como, é responsável por pesquisar e desenvolver padrões para uso de redes elétricas para *datacenters*, instalações de telecomunicações e eletrodomésticos (BECKER; SONNENBERG, 2011); (*EMerge Alliance*, 2012).

Nesse sentido, muitos pesquisadores pelo mundo têm dado a sua contribuição no avanço do uso do barramento em corrente contínua, no entanto, para o setor industrial, novos padrões precisam ser discutidos. Tendo em vista que, diferentemente de uma microrrede tradicional, onde as tensões têm valores fixos, este documento apresenta as variações de tensão que o barramento CC, de máquinas e equipamentos da indústria, pode sofrer em função da alta recuperação de energia em um curto período de tempo. Tais variações de tensão são usuais no barramento CC interno de inversores de frequência, onde a maior parte da energia é dissipada nos resistores de frenagens e apenas uma fração desta energia é absorvida pelos capacitores do barramento CC destes inversores. Assim, é proposto que a tensão do barramento CC industrial seja variável.

Este trabalho se propõe a apresentar um barramento industrial em corrente contínua, com recuperação de energia e o uso de acumulador de energia. Além disso, analisar a utilização de motores síncronos de ímã permanente na indústria, para aplicações em máquinas injetoras de plástico, em substituição aos motores de indução trifásicos. E, dessa forma, possibilitar o aumento da eficiência energética destas máquinas injetoras.

O levantamento sobre a situação do consumo de energia no Brasil e no mundo demonstrou que o setor industrial é o maior consumidor de energia elétrica, sendo os motores elétricos os principais responsáveis por todo o processamento dessa energia. Logo, atuar nos seguimentos industriais e estudar novas formas que permitam melhorias na eficiência

energética dos processos, máquinas e equipamentos, pode ser um fator importante para a maximização da utilização dos recursos disponíveis.

No capítulo 2, é dado início a uma revisão bibliográfica sobre os motores elétricos e seus sistemas de acionamentos, aplicados a injetoras de plástico, com o intuito de se determinar a topologia que proporcione a melhor eficiência energética.

O capítulo 3 aborda, de forma geral, o uso de PMSM na indústria, assim como, apresenta os problemas e falhas que este tipo de motor pode apresentar, bem como, as causas que podem levar o PMSM a falhar. Um estudo de caso em máquinas injetoras equipadas com PMSM é apresentado, onde ensaios sobre a utilização deste motor são realizados. Por fim, propostas para manutenção e prevenção de falhas em PMSM, utilizados em máquinas injetoras de plástico, são apontadas.

No capítulo 4, um estudo sobre a energia não aproveitada pela indústria, proveniente da frenagem de motores elétricos, é realizado. Duas máquinas injetoras são utilizadas para a obtenção de dados experimentais referentes aos níveis de tensão e de corrente no barramento CC do inversor de frequência destas máquinas. Assim, os resultados experimentais possibilitam determinar as potências envolvidas no tempo e, conseqüentemente, a energia desperdiçada durante as frenagens do PMSM.

No capítulo 5, uma proposta de topologia de barramento CC industrial com recuperação de energia e uso de acumulador de energia é apresentada. Nessa seção, são apresentadas as tecnologias de acumuladores de energia e são apresentados os conversores CC-CC que podem ser utilizados como interface para o processamento de energia entre o barramento CC e o acumulador de energia.

No capítulo 6, é dimensionado o acumulador de energia utilizado no protótipo de barramento CC, assim como, é analisada a proposta de barramento CC industrial com recuperação de energia proposta neste trabalho. Por fim, os resultados experimentais que validam o uso da proposta deste trabalho são expostos.

No capítulo 7, são expostas as considerações finais do estudo e as possíveis propostas de trabalhos futuros.

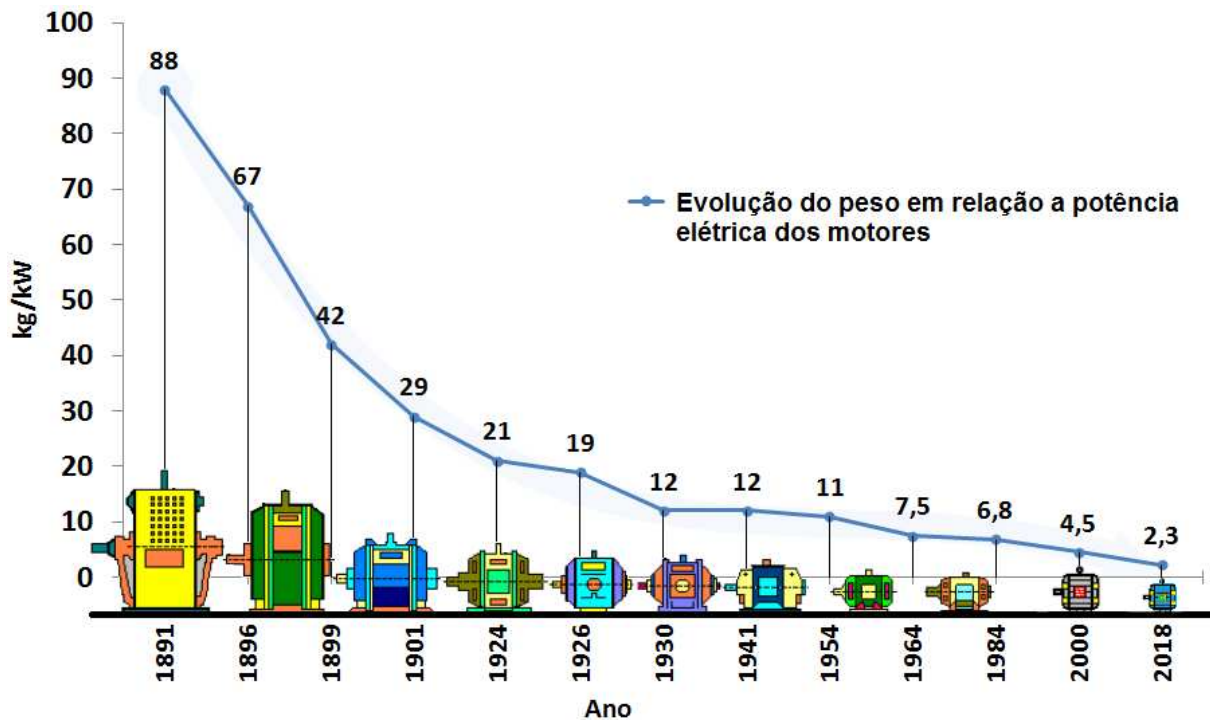
2 MOTORES ELÉTRICOS

2.1 Evolução construtiva

Não é de hoje que se busca por soluções para melhorar o desempenho e a eficiência dos motores elétricos, diversos fabricantes de motores como: WEG, Siemens e ABB, vêm trabalhando no desenvolvimento e melhoramento dos materiais utilizados na fabricação de motores elétricos, tais como: condutores esmaltados, papéis ou filmes isolantes sintéticos, chapas magnéticas, ligas de alumínio e materiais plásticos. O que tem possibilitado cada vez mais a redução da relação do peso em função da potência dos motores elétricos (EMPRESA WEG, 2015a).

A Figura 2.1 mostra uma linha do tempo da evolução da relação do peso em função da potência dos motores elétricos.

Figura 2.1 – Evolução do motor elétrico, relação do peso em função da potência elétrica do motor.

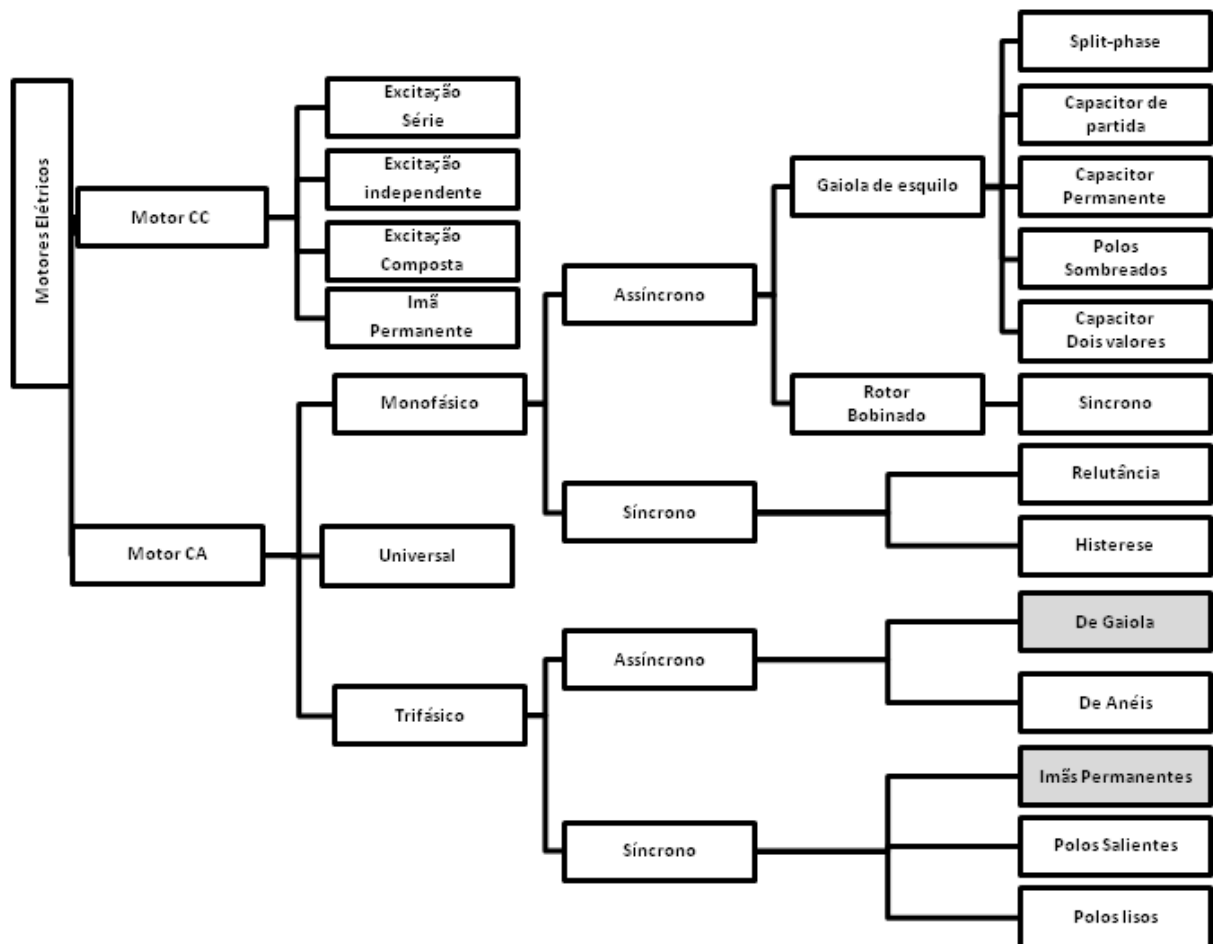


Fonte: Adaptado de Empresa WEG (2015a).

A análise da Figura 2.1 permite avaliar a evolução do peso de um motor de mesma potência no decorrer do tempo, que aponta reduções significativas ao longo dos anos. Um motor do ano 2000 possuía apenas 5% do peso do seu antecessor do ano de 1891. Atualmente a Empresa WEG disponibiliza em seus catálogos o motor *W22 Magnet IR4 Super*

Premium de 30 kW com aproximadamente 68 kg (EMPRESA WEG, 2018), este possui menos de 3% do peso dos motores disponíveis em 1891. Tal evolução tecnológica pode ter sido concebida principalmente em função do desenvolvimento de novas tecnologias para construção de motores elétricos, tais como: o uso de ímãs permanentes; o desenvolvimento de novos materiais isolantes; e aos descobrimentos e análises dos fenômenos eletromagnéticos, que geraram diversas leis envolvendo eletricidade e magnetismo. A Figura 2.2 mostra a classificação dos tipos mais comuns de motores na indústria. Este trabalho irá abordar apenas o motor de indução trifásico do tipo gaiola de esquilo, e o motor de corrente alternada síncrono de ímã permanente, utilizados em máquinas injetoras.

Figura 2.2 – Tipos de motores elétricos mais comuns na indústria.



Fonte: (EMPRESA WEG, 2015a).

2.2 Motor de indução trifásico (MIT)

Os motores de indução trifásicos possuem uma topologia já bastante difundida na literatura, são mais de 120 anos de existência. São as máquinas elétricas rotativas mais

utilizadas na indústria, que já são reconhecidas por sua robustez, alto torque, simplicidade construtiva e baixo custo de manutenção (KOSOW, 2005); (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006); (REZEK, 2011); (MARTÍN-DÍAZ et al., 2015).

Segundo Kosow (2005), apesar do motor de indução ser um dos motores mais simples do ponto de vista de operação e trabalho, a teoria de sua operação é bastante sofisticada. O motor de indução é composto basicamente por um estator e um rotor. As bobinas do estator produzem um campo magnético girante que passa pelas espiras do rotor, induzindo nelas forças eletromotrizes. Esse campo girante induz a criação de uma corrente no rotor da máquina, que por consequência, cria outro campo em oposição ao campo do estator gerando assim um torque, e então, o motor gira (KOSOW, 2005); (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

O motor de indução trifásico do tipo gaiola de esquilo possui um rotor construído com barras de cobre ou alumínio que são conectadas em curto-circuito entre si, nas duas extremidades do rotor, por meio de anéis de mesmo material. O aspecto construtivo gerado pelo conjunto de barras e anéis de curto-circuito nas duas extremidades deste rotor lembra uma gaiola de esquilo, o que deu origem ao nome desta máquina elétrica (KOSOW, 2005); (MARTIGNONI, 2005); (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006); (MURPHY, 2012). Já o estator dessas máquinas é construído pelo empilhamento de lâminas finas de aço silício, altamente permeáveis, que possuem ranhuras e são suportadas por uma estrutura de aço ou ferro fundido. As bobinas que compõem o estator são constituídas por espiras de cobre revestidas de material isolante. Os enrolamentos são colocados nas ranhuras das lâminas de aço e são interconectados entre si (KOSOW, 2005); (MARTIGNONI, 2005); (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006); (MURPHY, 2012). A Figura 2.3 apresenta uma vista explodida de um motor de indução trifásico do tipo gaiola de esquilo utilizado pela indústria.

Figura 2.3 – Motor de indução trifásico utilizado na indústria – vista explodida.



Fonte: (MURPHY, 2012).

2.3 Motor síncrono de ímã permanente (PMSM)

Os motores síncronos de corrente alternada com ímã permanente vêm aumentando sua participação na indústria de forma gradativa, substituindo os motores de corrente contínua e os motores de indução em aplicações que necessitam de velocidade variável, de capacidade rápida de partida, de alto desempenho e de elevado fator de serviço (GARCÍA, 2015); (UGALE; CHAUDHARI, 2017).

As descobertas dos ímãs de terras raras como o Samário–Cobalto (SmCo) em 1970 e os ímãs de Neodímio–Ferro–Boro (NdFeB) em 1983, permitiram grandes avanços na tecnologia de fabricação dos motores síncronos de ímãs permanentes. Estes avanços contribuíram para a redução de volume dessas máquinas elétricas, e com isso, permitiram melhorar a sua relação de peso e potência (GIERAS, 2008).

Segundo Gieras e Wing (2002), o uso de ímãs permanentes na construção de máquinas elétricas traz os seguintes benefícios: ausência de perdas por excitação; aumento do rendimento; maior torque; melhor desempenho dinâmico; maior densidade de fluxo magnético no entreferro; simplificação construtiva e fácil manutenção.

O uso de ímãs no rotor desses motores tem permitido reduzir as perdas elétricas e a temperatura dessas máquinas, pois não ocorre a indução de corrente e o consequente fluxo eletromagnético no rotor. A Figura 2.4 apresenta a comparação do volume de um motor de indução com um motor síncrono de ímã permanente, ambos da Empresa WEG, com a mesma potência e rotação. O volume do motor *W22 Magnet IR4 Super Premium* é reduzido em até 67% em relação ao motor de indução (EMPRESA WEG, 2015b).

Figura 2.4 – Comparação de volume entre motor de indução e o motor síncrono de ímã permanente.



Fonte: (EMPRESA WEG, 2015b).

Os PMSM's são classificados como síncronos devido ao fato do rotor girar à mesma velocidade angular que a onda do campo magnético girante, criado pelas correntes trifásicas do enrolamento do estator (JULIANI, 2007). O campo magnético é produzido pelo conjunto de ímãs permanentes montado na superfície do rotor ou acoplado internamente no rotor. Essa estrutura permite um fluxo magnético constante. O conjugado do PMSM é composto pela interação da força magnetomotriz, gerada pelas correntes nos enrolamentos estatóricos, e pelas propriedades magnéticas do rotor em função do fluxo magnético dos ímãs (GARCÍA, 2015). A Figura 2.5 apresenta uma vista em corte de um motor síncrono de ímã permanente.

Figura 2.5 – Motor síncrono de ímã permanente – vista em corte.



Fonte: (EMPRESA WEG, 2015b).

2.4 Uso de inversores de frequência para o acionamento de motores elétricos

Nos motores de indução a variação de velocidade pode ser feita através da variação da frequência, do escorregamento ou do número de polos do motor, conforme pode ser visto na equação (2.1).

$$n = \frac{120 \cdot f}{p} \cdot (1 - s) \quad (2.1)$$

Onde:

n é a velocidade mecânica (rpm);

f é a frequência fundamental da tensão de alimentação (Hz);

p é o número de polos da máquina de indução;

s é o escorregamento da máquina.

A análise da equação (2.1) mostra que é possível atuar em três parâmetros para que a velocidade de um motor possa variar. Sendo que, o número de polos de um motor depende da forma construtiva da máquina, ou seja, na maioria dos casos esse número não pode ser alterado e com isso “ p ” pode ser considerado como uma constante. Realizar a variação da velocidade pelo escorregamento não é recomendada, além de permitir apenas uma pequena faixa de variação de velocidade, gera perdas rotóricas que reduzem o rendimento da máquina. Assim, realizar a variação de velocidade de um motor por meio do ajuste da frequência se torna a forma mais recomendada. Para isso, se torna necessário o emprego de inversor de frequência que atualmente tem sido o método mais eficiente para controle de velocidade de motores.

O ajuste de velocidade do motor elétrico é realizado através do controle da amplitude da tensão e com a alteração da frequência, com isso a velocidade do campo girante sofre variação e por consequência a velocidade mecânica de rotação desse motor também. O torque do motor é mantido constante mesmo em baixas velocidades de rotação. O torque do motor elétrico pode ser calculado utilizando a equação (2.2).

$$T = k_1 \cdot \phi_m \cdot I_2 \quad (2.2)$$

Sendo:

T o torque disponível na ponta do eixo;

k_1 a constante do motor (depende da construção da máquina);

ϕ_m o fluxo de magnetização;

I_2 a corrente rotórica, dependente da carga.

O fluxo magnético do motor elétrico pode ser calculado utilizando a equação (2.3).

$$\phi_m = k_2 \frac{V_1}{f_1} \quad (2.3)$$

Onde:

ϕ_m é o fluxo de magnetização;

k_2 é a constante do motor (depende da construção da máquina);

V_1 é a força eletromotriz induzida;

f_1 é a frequência da tensão.

Como a corrente é dependente da carga e considerando este valor fixo, ao variar a amplitude da tensão e a sua frequência, o fluxo magnético e o torque permanecem constantes.

Em relação ao controle de velocidade realizado pelos inversores de frequência, basicamente são dois: controle escalar e o controle vetorial. O controle escalar utiliza a variação proporcional entre a tensão e a frequência, ou seja, o motor trabalha com fluxo aproximadamente constante. Esse tipo de controle é aplicado quando não há necessidade de respostas rápidas a comandos de torque e velocidade. Tem sido o mais utilizado na indústria em função de sua simplicidade e pelo fato de que a maioria das aplicações não requerem respostas rápidas ou precisas de torque e velocidade. O controle é realizado em malha aberta e a precisão da velocidade depende do escorregamento do motor, que pode variar em função da carga.

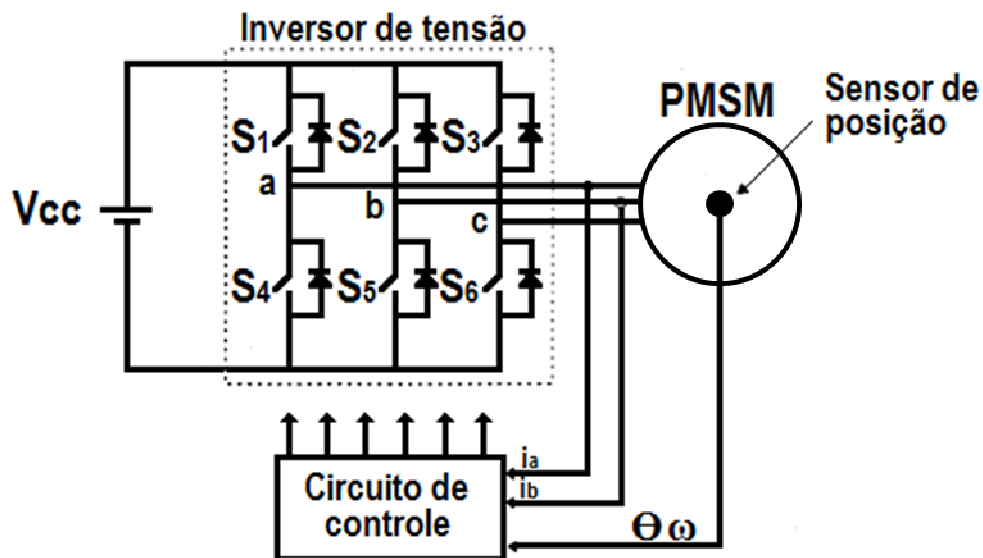
Os inversores do tipo vetorial possibilitam atingir um elevado grau de precisão e rapidez no controle do torque e no controle da velocidade do motor, sendo sua principal vantagem essa resposta rápida de torque e velocidade. O controle decompõe a corrente do motor em dois vetores para produzir o fluxo magnetizante e o torque, de tal forma que o torque e o fluxo são regulados separadamente. Este controle pode ser utilizado em malha aberta sem o uso de sensores (“*sensorless*”), ou em malha fechada para uma precisão melhor.

No caso dos motores síncronos de ímã permanente que são máquinas trifásicas não lineares, normalmente é utilizada a técnica de controle vetorial para controlar a posição, velocidade e torque do motor. Esta técnica precisa do monitoramento contínuo de duas

correntes estatóricas do motor e da posição angular do eixo do motor (VOLTOLINI, 1995); (BARDE, 2004); (GARCÍA, 2015). A Figura 2.6 apresenta a estrutura simplificado de inversor com controle vetorial acionando um PMSM.

Em função da dinâmica não linear do PMSM, que dificulta o seu controle em malha fechada, é preciso garantir o sincronismo entre a velocidade mecânica e a frequência elétrica de alimentação (GARCÍA, 2015). Assim, para que haja sincronismo entre a força contra-eletromotriz e a corrente em cada fase de alimentação elétrica do motor, é necessário um sensor de posição com boa precisão, pois a leitura de posição para a comutação das correntes nas fases se faz de maneira contínua (VOLTOLINI, 1995).

Figura 2.6 – Estrutura básica utilizada na alimentação do PMSM com correntes senoidal.



Fonte: (VOLTOLINI, 1995).

Para continuidade do estudo, o consumo de energia elétrica do motor de indução trifásico gaiola de esquilo e do motor de corrente alternada síncrono de ímã permanente devem ser avaliados. Assim, se espera indicar qual dos dois tipos de motor possui o menor consumo de energia elétrica e, conseqüentemente, possa ser selecionado para a continuidade do estudo em função de sua eficiência energética.

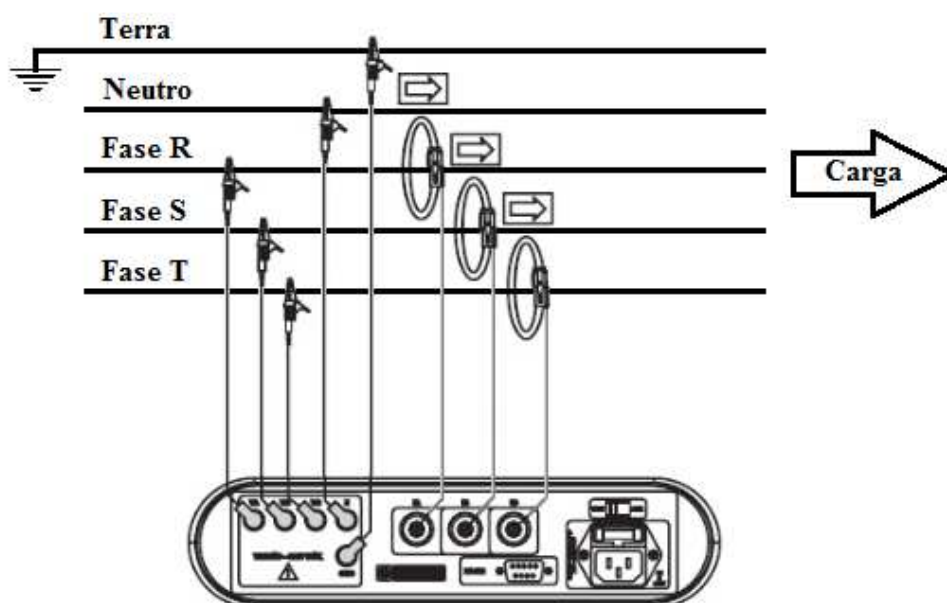
2.5 Seleção do motor

Para avaliar o consumo de energia elétrica do MIT e do PMSM, este trabalho realizou experimentos para avaliar qual destes dois tipos de motores pode oferecer melhores resultados sobre o ponto de vista de eficiência energética, para aplicações em máquinas injetoras. Para obtenção dos dados experimentais, são utilizadas duas injetoras de plástico da

marca Golden Eagle, modelos GEK 180 e GEK 180/S, todas de origem chinesa. O modelo GEK 180 possui um motor de indução trifásico de 18,5 kW, marca Wuxi Shenda Motors, modelo YSJ180M-4, e partida do tipo estrela triângulo. A máquina de modelo GEK 180/S possui motor síncrono de ímã permanente de 23 kW, marca Phase, modelo U31010F18.3, com acionamento por inversor de frequência, marca Focal, modelo F8N3T0022. As medições foram realizadas em uma empresa fabricante de calçados do município de Sobral, no estado do Ceará. O objetivo do experimento foi realizar a coleta de dados referentes aos níveis de consumo de eletricidade do sistema de força motriz destas injetoras, os quais possibilitam determinar o consumo de energia elétrica e, conseqüentemente, avaliar a eficiência energética destes motores.

Para o início dos experimentos, os parâmetros de processo (tempo ciclo, velocidade de injeção, tamanho da carga, tempo de resfriamento, dosagem, pressões hidráulicas, temperatura das resistências e etc.) são padronizados em ambas as máquinas injetoras, assim como, são preparadas para produzir os mesmo componentes, em Policloreto de Vinila (PVC), e com a mesma quantidade de peças. As medições do consumo de energia destes experimentos são realizadas com auxílio de um analisador de energia da marca Embrasul, modelo RE 6000. O equipamento de medição foi conectado na entrada de alimentação elétrica do sistema de acionamento do motor. A Figura 2.7 apresenta o diagrama de conexão do analisador de energia.

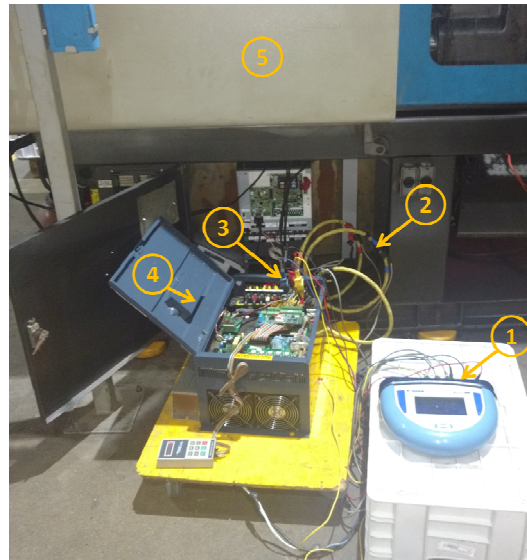
Figura 2.7 – Diagrama de ligação do analisador de energia, marca Embrasul, modelo RE 6000.



Fonte: (EMPRESA EMBRAUL, 2005).

O analisador de energia da marca Embrasul, modelo RE 6000 pode ser visto conectado ao sistema de acionamento do motor de uma máquina injetora GEK 180/S na Figura 2.8.

Figura 2.8 – Equipamento de medição conectado ao sistema de acionamento do motor de uma máquina injetora GEK 180/S.



Legenda:

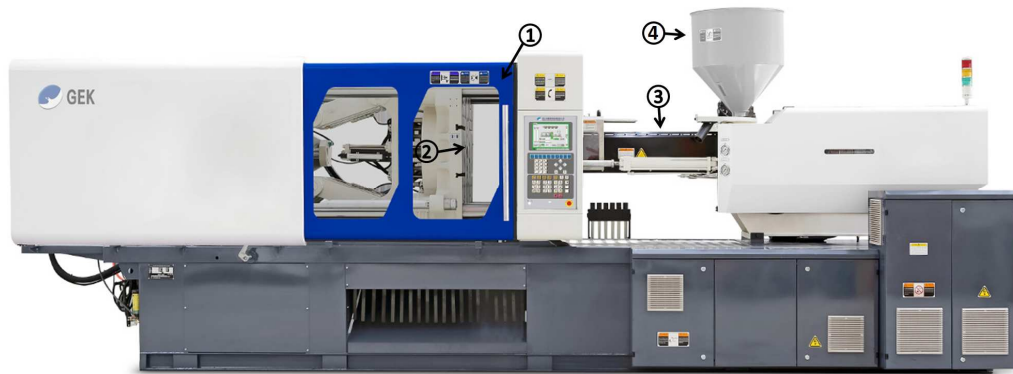
1. Analisador de energia da marca Embrasul, modelo RE 6000;
2. Sensor de corrente – Entrada do inversor 380 V;
3. Cabo de leitura de tensão – Entrada do inversor 380 V;
4. Sistema de acionamento do motor;
5. Máquina injetora.

Fonte: Elaborado pelo autor.

O processo de injeção de componentes plásticos pode ser simplificado e descrito da seguinte forma: a matéria prima é armazenada em um recipiente de alimentação, conhecido como funil, que é responsável por alimentar o cilindro de plastificação que internamente possui um fuso, também conhecido por rosca, que possui a finalidade de transportar a matéria prima, promovendo o cisalhamento e a homogeneização deste material, e com isso, realiza o processo de plastificação. O cilindro de plastificação possui resistências acopladas em sua circunferência que aquecem o material durante a plastificação. Depois da etapa de plastificação, o material é injetado no molde, ocupando seus espaços vazios. Após concluir a injeção do material no molde, ele permanece fechado e inicia o tempo de resfriamento da peça injetada decorrido esse tempo, o molde se abre e libera a peça. Com o intuito de otimizar o tempo ciclo das máquinas injetoras, a etapa de plastificação se inicia logo após a conclusão do

processo de injeção de material no molde, simultânea com o período de resfriamento da peça injetada. A Figura 2.9 ilustra uma máquina injetora.

Figura 2.9 – Máquina injetora de plástico.



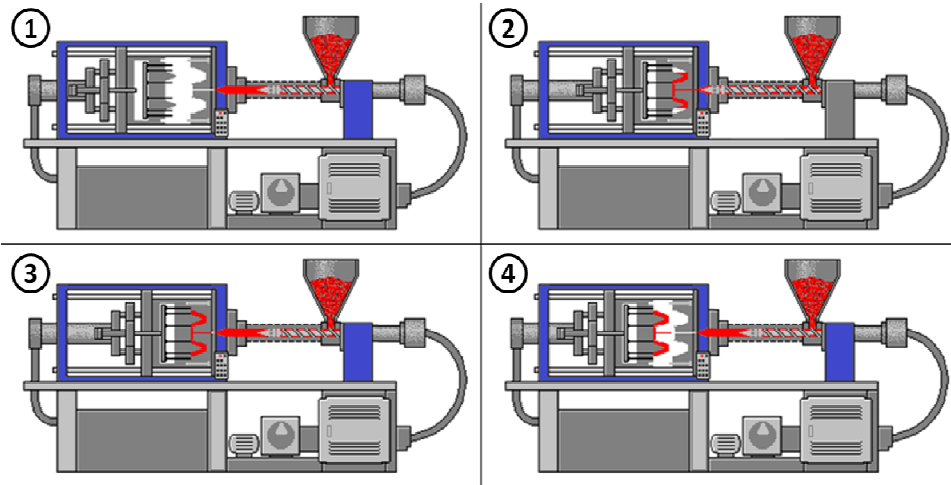
Legenda:

1. Porta de acesso ao molde – zona de operação;
2. Posição do molde de injeção;
3. Cilindro de plastificação;
4. Funil de alimentação.

Fonte: (EMPRESA GOLDEN EAGLE, 2018).

A operação da máquina injetora pode ser realizada de forma automática ou semiautomática, onde o ciclo de operação se inicia com o fechamento da porta, localizada na zona de operação. Com a porta fechada os seguintes movimentos e ações são realizados: fechamento e travamento do molde, injeção de material no molde, tempo de resfriamento do material e carregamento de material no cilindro de plastificação. Após isso a máquina realiza o movimento de abertura do molde e o componente injetado pode ser removido, e assim, um novo ciclo de operação pode ser iniciado. A Figura 2.10 apresenta as etapas de operação de uma injetora de plásticos durante um ciclo de operação para a fabricação de uma peça. As etapas de resfriamento e remoção dos componentes injetados não necessitam da utilização da força motriz da máquina, ou seja, o motor elétrico da máquina injetora não é solicitado durante a realização dessas duas operações.

Figura 2.10 – Representação das etapas de operação de uma injetora de plásticos durante um ciclo de operação.



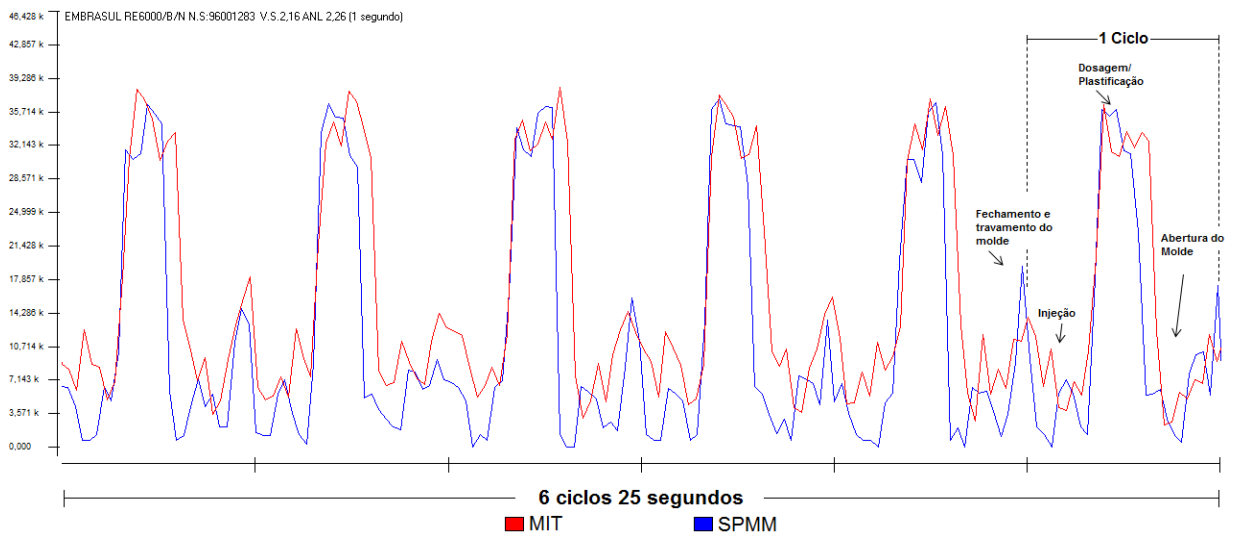
Legenda:

1. Fechamento do molde;
2. Processo de injeção;
3. Tempo de resfriamento e dosagem/plastificação;
4. Abertura do molde – retirada da peça injetada.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Os resultados experimentais de consumo de energia elétrica, durante seis ciclos de operação, de aproximadamente 25 segundos por ciclo, das duas máquinas de moldagem por injeção, modelos GEK 180 e GEK 180/S são apresentados na Figura 2.11.

Figura 2.11 – Resultado experimental: formas de onda de potência ativa em motores MIT (vermelho – injetora GEK 180) e PMSM (azul – injetora GEK 180/S).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando os resultados da Figura 2.11 é possível constatar que a etapa de plastificação possui a maior demanda de consumo de eletricidade. O consumo de energia do PMSM, curva azul do gráfico, cessa pelo menos duas vezes por ciclo, durante as transições de etapas. Nestes intervalos o PMSM é desligado, logo, não há consumo de energia elétrica e, conseqüentemente, pode contribuir para a redução do consumo elétrico. Já durante a operação da máquina que utiliza o MIT, um comportamento distinto é identificado. Sua curva de potência (curva vermelha) não toca no eixo zero da potência, ou seja, diferentemente do PMSM, o MIT não é desligado em nenhuma transição ou etapa de processo, o que ocasiona um consumo mínimo de energia elétrica de aproximadamente 3,5 kW. Assim, pode haver um consumo de energia desnecessário, tendo em vista que as etapas de resfriamento e retirada de componentes não dependem da operação do motor elétrico.

A Tabela 2.1 indica a especificação típica dos motores utilizados no experimento, bem como, os resultados experimentais do consumo de energia elétrica extraídos da Figura 2.11.

Tabela 2.1 – Especificação dos motores utilizados no experimento.

Motor	MIT	PMSM
Marca/Modelo	Wuxi Shenda Motors/YSJ180M-4	Phase/ U31010F18.3
Tipo de partida	Estrela-triângulo	Inversor de frequência
Tensão de alimentação da rede	380 V	380 V
Tensão nominal do motor	390 V	321 V
Corrente nominal	36 A	44 A
Potência do motor	18,5 kW	23 kW
Velocidade nominal	1765 rpm	1800 rpm
Resultados experimentais de consumo de energia elétrica	16.02 kWh	11.50 kWh

Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando a Tabela 2.1 é possível constatar que o PMSM possui uma potência nominal 25% a maior que a potência do MIT, e mesmo assim gerou uma redução de aproximadamente 28% no consumo de energia elétrica. Assim, o motor selecionado para continuidade deste estudo será o PMSM, em função de sua eficiência energética.

Conforme apresentado em García (2015), o uso de PMSM possui as seguintes vantagens em relação ao motor de indução: maior eficiência elétrica; melhor relação torque/peso; baixa inércia do rotor; alta densidade de fluxo no entreferro; melhor resposta dinâmica; modelagem dinâmica mais simples; e simplificação do projeto das técnicas de

controle. Entretanto, o custo elevado de investimento para utilizar um PMSM (custo do motor e do inversor de potência), em relação aos motores indução tem sido a principal barreira no uso deste motor no setor industrial. Porém, conforme apresentado nos resultados experimentais apresentados na Tabela 2.1 o PMSM apresenta uma economia relevante em relação ao consumo de energia elétrica, quando comparado ao MIT. Levando em consideração a vida útil longa dos motores nas indústrias, o custo de investimento em PMSM pode ser facilmente diluído em função dos resultados de redução de consumo de energia elétrica que o mesmo proporciona.

2.6 Considerações parciais

Este capítulo apresentou a evolução construtiva dos motores elétricos, onde se verificou reduções significativas na relação peso e potência ao longo dos anos, assim como, apresentou as características do MIT e do PMSM. Os resultados experimentais em relação ao consumo de energia elétrica desses dois tipos de motores demonstraram que o PMSM apresentou uma redução de aproximadamente 28% no consumo de energia elétrica em comparação ao consumo do MIT, em uma aplicação onde são utilizados como forças motrizes de máquinas injetoras de plástico. Assim, devem ser realizados ensaios sobre a utilização do PMSM na indústria para avaliar o seu comportamento, e a partir disso, apresentar propostas que possibilitem melhorar o desempenho deste tipo de motor.

3 UTILIZAÇÃO DE PMSM NA INDÚSTRIA

3.1 Introdução

Diversas literaturas como, (BILGIN; EMADI, 2014), (PINDORIYA et al., 2018), (GAN et al., 2018), apontam problemas nos motores síncronos de ímã permanente como: desmagnetização dos ímãs, alto custo em função dos ímãs de terras raras, limitações de operação em função de sua sensibilidade a altas temperaturas. Entretanto, não abordam formas para tratar e minimizar tais problemas.

Segundo Moosavi et al. (2014) e Choi et al. (2018), as falhas nos PMSMs podem ser classificadas em três categorias: elétricas, magnéticas e mecânicas. As falhas elétricas normalmente estão relacionadas a curto-circuitos nos enrolamentos do estator, as magnéticas são provenientes da desmagnetização dos ímãs e as falhas mecânicas podem ser originárias de excentricidades do rotor ou danos nos rolamentos.

Em Djerdir et al. (2010), os autores apresentam uma visão geral das diferentes falhas de máquinas elétricas, assim como, abordam alguns resultados de trabalhos sobre PMSM em relação a modelagem de falhas para fins de diagnósticos. Entretanto, a maioria dos estudos sobre falhas, diagnósticos e prevenções de problemas em máquinas elétricas rotativas, é referente, principalmente, a motores de indução, conforme podem ser vistos em algumas literaturas como: (THORSEN; DALVA, 1999), (STAVROU; SEDDING; PENMAN, 2001), (BRIZ et al., 2005), (ARKAN; PEROVIC; UNSWORTH, 2005), (ZHOU et al., 2014) e (MARTÍN-DÍAZ et al., 2015). Assim, pode ser necessário adaptar tais técnicas aos PMSM, sendo sempre importante avaliar as condições de operação e do ambiente da máquina.

De forma simplificada os motores são compostos basicamente por um estator e por um rotor e quase todas as máquinas elétricas possuem uma semelhança na construção do estator. Assim, as falhas no estator do PMSM podem ser as mesmas dos MITs.

Como já abordado no capítulo 2, o estator de uma máquina elétrica possui os enrolamentos localizados nas ranhuras das lâminas de aço silício, e normalmente as falhas dos estatores ocorrem nos enrolamentos ou nas lâminas de aço silício. Geralmente, as falhas nos enrolamentos se dão em função da redução ou perda da isolamento dos condutores, o que pode provocar curto circuito entre as espiras do enrolamento, que em muitos casos, resulta na perda irreparável dos enrolamentos do estator do motor (DJERDIR et al., 2010). A redução ou perda da isolamento dos condutores utilizados nos enrolamentos dos motores são geralmente provocadas pelo excesso de temperatura. Segundo Chapman (2010) e Empresa WEG (2015a),

a cada 10 °C acima da temperatura nominal de operação a vida útil do enrolamento é reduzida pela metade. Ainda sobre as falhas de isolamento, segundo Nandi, Toliyat, e Li (2005), são causas básicas para falhas: elevadas temperaturas de operação; falha na fixação do enrolamento; contaminações devido ao óleo, umidade e sujeira; curto-circuito na alimentação; falta de fase; e sobrecorrentes elétricas.

As falhas apresentadas no rotor dos PMSMs geralmente são do tipo mecânica ou magnética. As falhas mecânicas podem ser originadas por excentricidades do rotor ou por danos nos rolamentos. Já as falhas do tipo magnéticas podem ser originadas pela desmagnetização dos ímãs permanentes. Segundo Djerdir et al. (2010) e Choi et al. (2018), as falhas do rotor podem ser consideradas mais complexas que as do estator, em função dos usos de ímãs permanentes que podem ser desmagnetizados por diferentes formas.

Em relação às falhas mecânicas, a falta de excentricidade se dá quando o eixo de rotação do rotor não está alinhado ao do estator, que pode ocorrer em função de condições estáticas ou dinâmicas, a falha de excentricidade produz forças radiais desequilibradas, que podem causar o contato entre o rotor e o estator, que pode ocasionar danos em ambas as partes. Tais falhas podem ser oriundas do desequilíbrio da carga, montagem incorreta do rotor ou flexão do eixo do rotor (RUSCHETTI et al., 2010). Os fabricantes de PMSM recomendam sempre minimizar ao máximo o nível de excentricidade, a fim de diminuir as vibrações, os ruídos e a força magnética desbalanceada, entretanto, é tolerada a variação de excentricidade, desde que abaixo de 6% (DJERDIR et al., 2010).

As falhas relacionadas aos rolamentos levam o motor a pulsações de torque, que resultam em flutuações de velocidade, bem como, geram oscilações na corrente do motor e provocam a inserção de harmônicas na alimentação elétrica (MBO'O; HEROLD; MEYER, 2014). As principais causas que levam os rolamentos a falharem são: o excesso de calor conduzido pelo eixo do rotor, que gradualmente deteriora a lubrificação do rolamento ou do mancal, o que causa um atrito anormal; a vibração do eixo do rotor; e tensões e correntes parasitas que circulam no eixo do motor, que podem deteriorar a lubrificação (ZHANG et al., 2011). Os danos causados aos rolamentos por correntes e tensões parasitas que circulam no eixo do motor são resultantes do efeito assimétrico do fluxo magnético, do efeito de fluxo homopolar ou do efeito de descarga eletrostática (CHEN; LIPO, 1998); (HADDEN et al., 2016). Segundo Wang (1999), o uso de inversores com modulação PWM também podem induzir correntes e tensões parasitas no rolamento do motor. As correntes e tensões induzidas

no rolamento são resultantes dos efeitos de chaveamento dos inversores (HADDEN et al., 2016); (PLAZENET et al., 2018).

No PMSM os polos magnéticos são oriundos do uso de ímãs permanentes, geralmente de terras raras. A elevação da temperatura pode gerar a desmagnetização desses ímãs, tendo em vista a modificação do fluxo magnético e da amplitude da força magnetomotriz induzida na máquina (MAIA, 2011). Assim, a desmagnetização pode ser classificada como permanente ou temporária, sendo ela completa ou parcial, simétrica ou assimétrica, em uma determinada região do polo (MOOSAVI et al., 2014); (CHOI et al., 2018). A desmagnetização permanente não pode ser revertida, ao contrário da desmagnetização temporária, que após cessar os efeitos que contribuem para a desmagnetização, tais como: elevadas temperaturas; correntes excessivas no estator ou campo magnético contrário de maior intensidade, o fluxo magnético tende a se reorganizar novamente. Entretanto, é possível que o ímã não retorne ao estado inicial de magnetização em função da possibilidade de uma perda residual provocada pela desmagnetização temporária. Quando a desmagnetização parcial é assimétrica, a força eletromotriz costuma sofrer um desequilíbrio e, conseqüentemente, provoca um desbalanceamento nas correntes elétricas de alimentação dos enrolamentos do estator. Assim, são gerados os seguintes problemas: aumento nas perdas; variação de torque; aumentos excessivos de temperatura; e redução do torque médio. No caso da desmagnetização simétrica de todos os ímãs, os problemas atribuíveis ao desbalanceamento de corrente elétrica são reduzidos, entretanto, a redução do rendimento do motor pode ser igualmente severa a desmagnetização parcial assimétrica (CHOI; JAHNS, 2015).

Segundo Ganchev; Kral e Wolbank (2012), nas aplicações com veículos elétricos às temperaturas operacionais do motor elétrico podem variar entre $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $150\text{ }^{\circ}\text{C}$. Nesta faixa de temperatura, os modernos ímãs de terras raras, usados na fabricação de PMSM, apresentam variação do nível de magnetização de até 20%. Com essa desmagnetização parcial, uma corrente maior que a nominal é demandada pelo enrolamento do estator, a fim de gerar o mesmo torque de carga, em consequência a isso, o nível térmico do ponto de operação será cada vez maior (MOOSAVI et al., 2014). Entretanto, as falhas magnéticas não são apenas oriundas das elevadas temperaturas, mas também podem ser ocasionadas por: fissuras ou trincas nos ímãs; desalinhamento de polos; e deterioração dos ímãs devido à corrosão (RUSCHETTI et al., 2010); (CHOI et al., 2018).

Além das falhas apresentada, o PMSM ainda pode apresentar falhas do sensor de posição do eixo, no sistema de ventilação, bem como, ser afetado pelo seu sistema de acionamento elétrico.

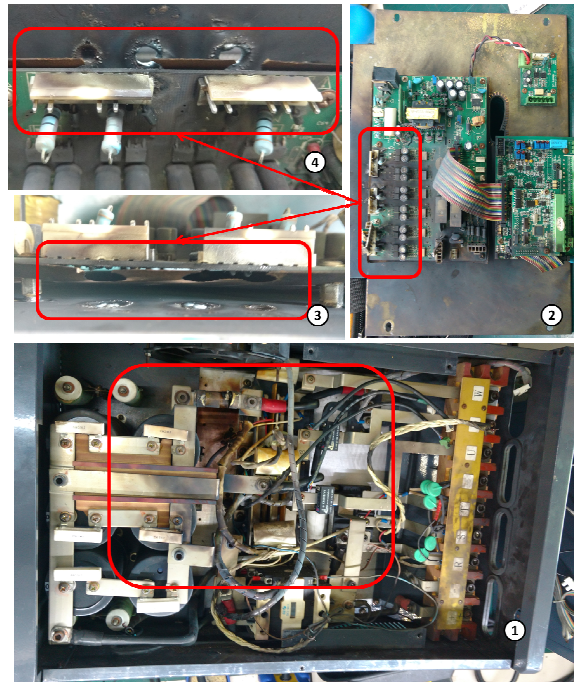
3.2 Estudo de caso: uso de PMSM em máquinas injetoras de plástico

Avaliar o estado das máquinas elétricas e detectar sintomas ou problemas que possam gerar danos aos motores elétricos tem sido um desafio antigo na indústria. Entretanto, com a evolução tecnológica dos motores elétricos e o surgimento de novas topologias de máquinas elétricas e de sistemas eletrônicos para partida e controle destes motores, se torna indispensável o desenvolvimento de novas metodologias apropriadas para o diagnóstico e prevenção de falhas nestes sistemas, de forma rápida e barata.

Nesta seção, são apresentados dados experimentais de um estudo de caso com máquinas injetoras equipadas com PMSM, que aborda as dificuldades, do ponto de vista de manutenção, em utilizar o PMSM como força motriz neste tipo de máquina injetora. O estudo de caso foi realizado em uma empresa fabricante de calçados da cidade de Sobral, no estado do Ceará.

A Figura 3.1 apresenta imagens de um inversor de frequência utilizado para acionar um PMSM que foi danificado durante a operação em uma máquina injetora de plástico.

Figura 3.1 – Componentes avariados de um inversor de frequência utilizado para acionar PMSM.



Legenda:

1. Inversor de frequência – parte de potência
2. Placa de controle do inversor sobre a chapa metálica de apoio;
3. Placa de controle do inversor: detalhe da vista entre a placa de controle e chapa metálica;
4. Placa de controle do inversor: detalhe da parte superior onde ficam os conectores e chapa metálica.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Avaliando a Figura 3.1 é possível visualizar os danos sofridos na placa de controle e na chapa metálica de apoio para fixação desta placa, (item 2 e em detalhes itens 3 e 4), que originalmente fica disposta sobre a parte de potência do inversor (item 1). Ao analisar o item 1 da Figura 3.1, se percebe o nível de carbonização dos componentes de potência. As avarias sofridas por esse inversor foram irreparáveis, tendo em vista que os seguintes itens foram danificados: placa de controle; dois braços de IGBTs; quatro capacitores eletrolíticos; fusível de proteção; três capacitores de filtro; dois sensores de corrente; e alguns cabos de conexão elétrica. Assim, este inversor precisou ser descartado.

Após a avaliação do conjunto, PMSM e inversor de frequência, foi constatado que o motor apresentou problemas em seu rolamento dianteiro, o que provocou um aumento significativo da demanda de corrente elétrica do estator e com isso veio a provocar os danos supracitados aos diversos componentes do inversor, inclusive ao estator do motor. A Figura 3.2 apresenta o PMSM de 28,3 kW que apresentou falhas.

Figura 3.2 – PMSM da marca Phase, modelo U31010F20.3 de 28,3 kW que apresentou defeito.



Legenda:

1. Motor síncrono de ímã permanente de 28,3 kW;
2. Fragmentos do rolamento dianteiro (lado direito) e rolamento traseiro (lado esquerdo), extraídos do PMSM de 28,3 kW;
3. PMSM desmontado, em destaque a avaria sofrida pelo anel de fixação dos módulos com ímãs permanentes;
4. PMSM desmontado, em destaque a avaria sofrida pelo estator.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Avaliando a Figura 3.2 é possível visualizar as avarias sofridas pelo PMSM, sendo os danos irreparáveis, tendo em vista que os seguintes itens foram danificados: rolamento dianteiro; rolamento traseiro; mancais de apoio dos rolamentos traseiro e dianteiro; enrolamentos do estator; e resolver. Assim, o PMSM precisou ser descartado. Um estudo apresentado por Thorsen; Dalva (1999) apresenta a identificação e análise de falhas para motores de indução, onde as falhas em rolamentos representaram 52%, já em Bonnett; Yung (2008) esse número é ainda maior, 69%, o que demonstra que de fato existe uma incidência elevada de falhas em rolamentos de motores elétricos.

Em meio ao levantamento conclusivo sobre as causas da queima do inversor de frequência apresentado na Figura 3.1, a seguinte pergunta surgiu: o que provocou a falha do rolamento? Como já apresentado por Zhang et al. (2011), as principais causas para falhas no rolamento são: a deterioração da lubrificação do rolamento, em função de temperaturas elevadas, e a vibração do eixo do rotor. Assim, foram realizadas inspeções em outros dez motores (U31010F20.3 – 28,3 kW) de máquinas injetoras que estavam em operação, a fim de

constatar as temperaturas de operação que os mesmos estariam sendo submetidos. As inspeções foram realizadas com auxílio de uma câmera térmica, termovisor, da marca Flir, modelo E40.

Nas máquinas avaliadas, apenas uma estava operando com temperatura máxima acima dos 95 °C, as demais estavam operando com temperaturas entre 61 °C e 64 °C. A Tabela 3.1 apresenta os resultados experimentais das temperaturas máximas coletadas nos PMSMs.

Tabela 3.1 – Temperatura máxima encontrada nos PMSM de máquinas injetoras durante a inspeção termográfica.

Máquina	Temperatura máxima do PMSM
Inj 131	61,9 °C
Inj 132	62,7 °C
Inj 133	61,2 °C
Inj 134	63,1 °C
Inj 135	63,9 °C
Inj 136	61,4 °C
Inj 137	97,2 °C
Inj 138	61,6 °C
Inj 139	60,9 °C
Inj 140	61,1 °C

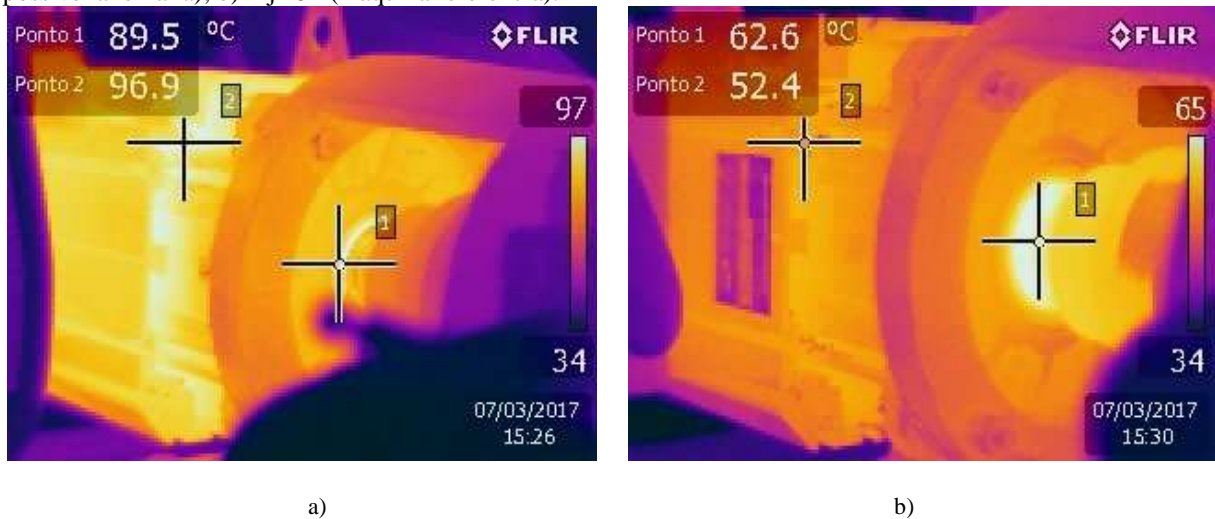
Fonte: Elaborado pelo autor.

Como apenas uma máquina, Inj 137, apresentou temperatura mais elevada, provavelmente esse motor está na iminência de apresentar alguma falha que poderá ocasionar a parada da máquina injetora. Para efeitos de comparação e avaliação foi selecionada outra máquina injetora como referência para a realização de experimentos que visam avaliar a relação entre a temperatura de operação e a corrente elétrica drenada pelos enrolamentos do estator do PMSM.

O experimento foi realizado com duas injetoras do modelo GEK 280/S, sendo selecionada a máquina Inj 137, por ter apresentado a maior temperatura de operação, e a máquina Inj 134 como referência. A máquina de referência foi selecionada por ter apresentado temperatura de operação adequada, por produzir o mesmo produto e por possuir as mesmas configurações de produção. Assim, o objetivo desse experimento foi realizar a coleta de dados referentes aos níveis de corrente drenados pelo PMSM do inversor de frequência durante a maior demanda de potência, momento de dosagem/plastificação, e a

partir destes dados, avaliar a influência da temperatura na elevação da corrente do motor. As imagens térmicas dos motores das duas injetoras selecionadas podem ser vistas na Figura 3.3.

Figura 3.3 – Resultados experimentais: imagens termográficas dos PMSMs em operação. a) Inj 137 (com possível anomalia); b) Inj 134 (máquina referência).



Legenda:

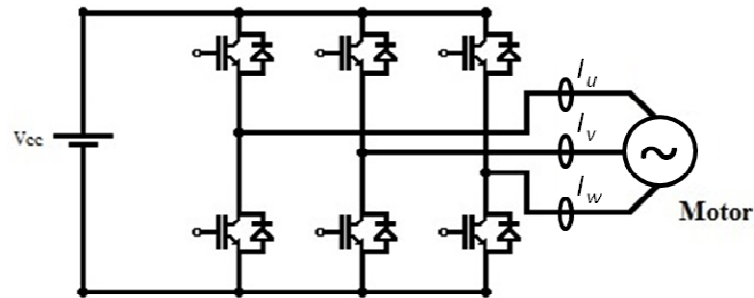
1. Ponto de medição 1: rolamento dianteiro;
2. Ponto de medição 2: Carcaça do PMSM.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Ao analisando a Figura 3.3 em que o motor da máquina Inj 137 apresenta a maior temperatura de operação, 96,9 °C, é possível verificar que a maior concentração de calor se dá na região da carcaça do PMSM. Na avaliação da temperatura do ponto de medição 1 da Inj 137 percebe-se que a temperatura de operação do rolamento está elevada, o que segundo Zhang et al. (2011) pode levar a falha do rolamento, tendo em vista a possibilidade de deterioração do lubrificante e por consequência provocar variações de torque, flutuações de velocidade, bem como, geram oscilações na corrente do motor (MBO'O; HEROLD; MEYER, 2014).

As medições da corrente elétrica no PMSM foram realizadas conforme o circuito esquemático apresentado na Figura 3.4, nos pontos I_u , I_v e I_w .

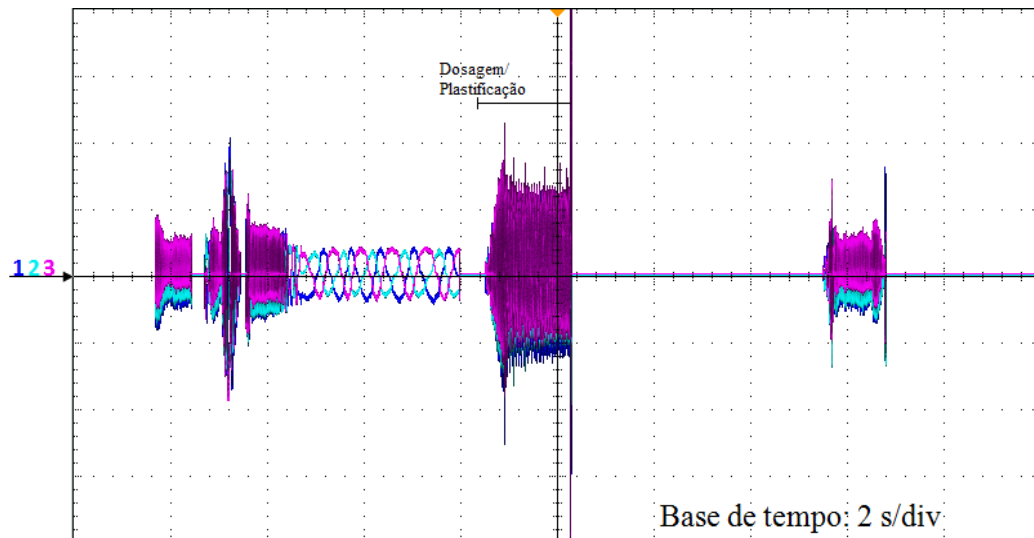
Figura 3.4 – Pontos de leitura de corrente no PMSM.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 3.5 mostra o resultado experimental da leitura de corrente nas fases do PMSM durante um ciclo de produção, máquina Inj 134 que é a máquina de referência. Durante a dosagem/plastificação, esta máquina apresentou os valores eficazes de correntes, $I_u = 21,2$ A, $I_v = 19,8$ A e $I_w = 22,1$ A.

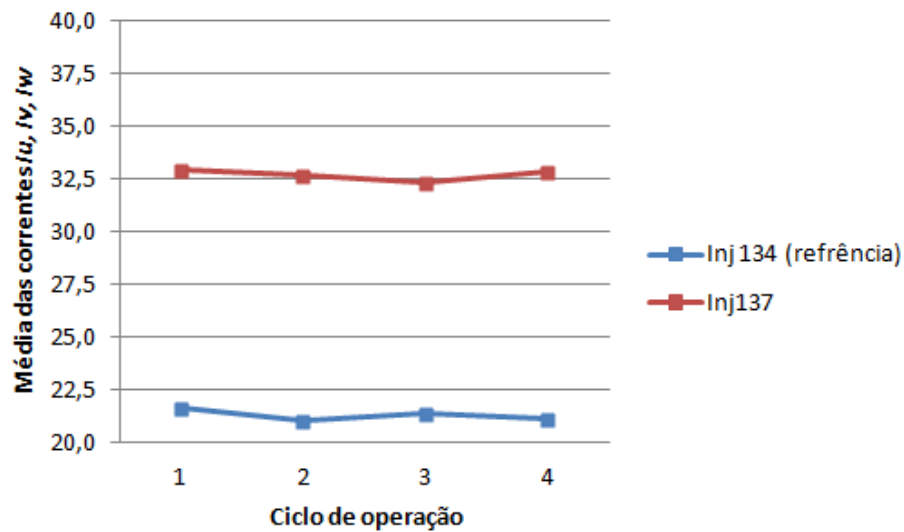
Figura 3.5 – Resultados experimentais em um ciclo completo de injeção de componentes. Ch 1 (30 A por div. – azul escuro) – Corrente I_u , Ch 2 (30 A por div. – azul claro) – Corrente I_v , e Ch 3 (30 A por div. – rosa) – Corrente I_w . Base de tempo: (2 s por div.).



Fonte: Elaborado pelo autor.

As medições de corrente foram realizadas durante quatro ciclos de operação, em cada uma das máquinas, e são apresentadas de forma resumida no gráfico da Figura 3.6. Os valores apresentados são referentes à etapa de dosagem/plastificação, por apresentarem a maior demanda de potência durante um ciclo de produção. Para apresentação dos valores da Figura 3.6 foi realizada uma média das leituras de I_u , I_v e I_w de cada PMSM, durante cada ciclo, de forma a compor os pontos apresentados nas curvas dos gráficos.

Figura 3.6 – Resultados experimentais: média das corrente eficazes das fases dos PMSMs, por ciclo de operação, durante quatro ciclos de produção das máquinas Inj 137 e Inj 134 (referência).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na avaliação dos resultados experimentais da Figura 3.3, que apresenta imagens termográficas dos PMSMs das máquinas injetoras Inj 137 e Inj 134, e da Figura 3.6 que apresenta a média dos valores eficazes das fases dos PMSM, é possível constatar que a temperatura influencia diretamente na corrente drenada pelo PMSM. É perceptível que o motor da máquina Inj 137, que possui a maior temperatura também drena a maior corrente do inversor. Conforme já exposto, elevadas temperaturas contribuem para geração de falhas no PMSM, seja, nos enrolamentos do estator, na desmagnetização dos ímãs ou mesmo na degradação do lubrificante dos rolamentos, bem como, no aumento do consumo de energia elétrica. Assim, para que o PMSM não tenha perdas em seu rendimento e comprometa sua eficiência energética, é importante que este opere em condições adequadas e tenha suas manutenções em dias. Após a realização do experimento, a máquina injetora 137 passou por manutenção e foi constatada uma falha no sistema de ventilação forçada do PMSM, que foi reparado, assim como, também houve a substituição dos rolamentos do motor que estavam com problemas.

A elevação da corrente do PMSM da máquina Inj 137 se deu em decorrência da temperatura de operação elevada e em função do rolamento com problemas mecânicos. A falha no sistema de ventilação forçada pode ter contribuído para a elevação da temperatura do PMSM, assim como, para a degradação do lubrificante dos rolamentos. Segundo a fabricante de rolamentos, Empresa BRM Rolamentos (2011), a redução da vida útil da graxa deve ser levada em conta sempre que o rolamento trabalhar a uma temperatura constante superior a 70

°C. Em testes de campo, ao manter o sistema de ventilação desligado por aproximadamente uma hora, a temperatura de operação ultrapassou 80 °C, assim, dadas as condições de operação da máquina Inj 137, é possível concluir que a falha no sistema de ventilação forçada comprometeu a integridade dos rolamentos do PMSM. É possível ainda, concluir que a máquina Inj 137 apresentava maior consumo de energia elétrica em função das anomalias constatadas, o que conseqüentemente, reduz a eficiência energética da máquina.

Em meio às possibilidades de falhas apresentadas neste experimento, é importante que a indústria, como usuária de tal tecnologia, possibilite que seu corpo técnico de mantenedores conheçam as características elétricas, mecânicas e magnéticas dos PMSM's. Assim, se torna possível criar estratégias para detectar os sintomas ainda nos estágios iniciais e com isso evitar eventuais problemas que possam gerar danos aos motores elétricos, bem como, no circuito elétrico de acionamento destes motores. Tais medidas visam evitar comprometer a eficiência energética das máquinas injetoras que utilizam PMSM, bem como, evitar danos irreversíveis ao PMSM e ao inversor de frequência, assim, são necessárias propostas para prevenção de falhas nestes motores.

3.2.1 Propostas para prevenção de falhas em PMSM utilizados em máquinas injetoras de plástico

Os problemas relatados neste capítulo podem ser tratados e minimizados com o desenvolvimento de ferramentas, de metodologias de trabalho, de técnicas manutenção e de inspeção, conforme as estratégias propostas a seguir:

Manutenção preditiva

A proposta da manutenção preditiva é realizar o monitoramento das condições físicas do motor e se antecipar as possíveis falhas, com isso, reduzir as intervenções de manutenção não planejadas que acarretam na parada do processo. Conforme definido na NBR 5462, ABNT (1994), a manutenção preditiva permite garantir uma qualidade de serviço desejada, com base na aplicação sistemática de técnicas de análise, utilizando-se de meios de supervisão centralizados ou de amostragem, para reduzir ao mínimo a manutenção preventiva e diminuir a manutenção corretiva (KARDEC; NASCIF, 2009). Nesse contexto, para máquinas injetoras equipadas com PMSM, são propostos pelo menos três procedimentos experimentais para diagnósticos e análises por meio de técnicas preditivas para permitir o bom funcionamento deste tipo de motor. São eles: análise de vibração; análise da rotação e vazão do sistema de ventilação forçada; e análise termográfica. Assim, os principais objetivos

dessas técnicas de manutenção consistem em determinar de forma antecipada a necessidade de serviços de manutenção, de forma planejada, e com isso aumentar o tempo de disponibilidade das máquinas. Tais análises visam possibilitar a redução de danos aos motores e, com isso, aproveitar a vida útil total destes.

O acompanhamento e a análise de vibração tornaram-se um dos mais antigos métodos de predição na indústria, tendo a sua maior aplicação em equipamentos rotativos (motores, bombas, turbinas, redutores, ventiladores, compressores). A análise de vibrações, quando corretamente utilizada, permite avaliar a atual condição do motor e, com isso, evitar possíveis falhas futuras. Esta técnica de manutenção é realizada com o uso de equipamentos analisadores de vibração, que possibilitam interpretar e compreender a assinatura do espectro de vibração de equipamentos rotativos. Assim, a análise de vibração aplicada ao PMSM permite o diagnóstico e a detecção de diversos tipos de falhas, como: desbalanceamento, desalinhamento, empenamento de eixo, excentricidade, desgaste de mancais, má fixação do motor, desgastes em rolamentos, núcleos ou peças polares danificadas (YANG; SHI; KRISHNAMURTHY, 2014); (PARK et al., 2017); (KANG et al., 2017).

De acordo com a NBR 10082, ABNT (2011), são necessárias precauções para garantir que a qualidade e confiabilidade das medições não sejam comprometidas. Assim, os instrumentos de coleta de dados devem ser montados corretamente e em superfícies planas do motor. Devem ser evitadas regiões onde a carenagem possua pequenas espessuras, assim como, a realização da coleta de dados com o equipamento apoiado em parafusos ou porcas. As coletas de dados experimentais devem ser realizadas nas partes expostas do motor, em pontos de fácil acesso, de tal forma que os valores coletados representem da melhor maneira possível à vibração da carcaça do mancal ou do alojamento do rolamento, sem a interferência de qualquer ressonância.

Os transdutores do equipamento de análise de vibração devem ser posicionados, preferencialmente, nas direções verticais e horizontais da carcaça do mancal ou na tampa do motor para a realização das coletas de dados radiais. Dessa forma, devem ser realizadas ao menos duas medições radiais e ortogonais entre si. Além das direções radiais, também é importante a coleta de dados na direção axial. Ao se observar uma assinatura de vibração, a velocidade de rotação do motor deve ser levada em consideração, tendo em vista que nem sempre o motor opera em sua velocidade nominal. Assim, a excentricidade ou desequilíbrio do rotor do motor, por exemplo, normalmente pode ser identificada com o motor operando abaixo da velocidade nominal de rotação e se intensifica com a elevação da rotação (ABNT,

2011). Em sistemas operando a 60 Hz, por exemplo, os problemas elétricos quase sempre aparecem a 120 Hz, o que corresponde a duas vezes a frequência de alimentação. Assim, as possíveis causas podem ser: o desequilíbrio de tensão, as folgas nos rolamentos, rotor desbalanceado ou até mesmo espiras em curto-circuito (AZEVEDO et al., 2016).

Após as coletas de dados experimentais da análise de vibração, é recomendado o uso da norma internacional ISO 10816, pois esta norma estabelece parâmetros que servem como referencial para analisar as assinaturas espectrais coletadas no experimento.

A análise da rotação e da vazão de ar do sistema de ventilação forçada do PMSM permitirá o diagnóstico e a detecção de falhas, tais como: danos ao ventilador; obstrução do sistema de ventilação; fluxo de ar inadequado; e baixa eficiência do sistema de ventilação. As falhas nesse sistema contribuem para a elevação da temperatura de operação do PMSM, o que, em curto e médio prazo, pode comprometer a integridade de diversos componentes do motor (rolamentos, isolamento das espiras do enrolamento, desmagnetização dos ímãs e etc). A Figura 3.7 apresenta a realização do procedimento experimental proposto para analisar a rotação e a vazão de ar do sistema de ventilação forçada.

Figura 3.7 – Procedimento experimental: análise da rotação e da vazão de ar do sistema de ventilação forçada em um PMSM de 23 kW.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O acompanhamento e a análise termográfica é uma técnica preditiva já bastante difundida para avaliações tanto no sistema elétrico como no sistema mecânico. Consiste na

medição de temperaturas, ou observação de padrões diferenciais de calor através da radiação infravermelha emitida por qualquer corpo. Tal radiação é invisível ao olho humano (SPAMER, 2009). A análise termográfica aplicada ao PMSM permite o diagnóstico e detecção de falhas como: conexões elétricas do motor frouxas ou corroídas, desequilíbrios e sobrecargas elétricas nas fases do motor, fluxo de ar inadequado, deficiência na troca térmica, danos ou iminência danos aos rolamentos, isolamento comprometido e desalinhamento do eixo (EMPRESA FLUKE, 2010; 2011).

A Figura 3.8 apresenta a realização do procedimento experimental proposto de análise termográfica.

Figura 3.8 – Procedimento experimental: análise termográfica em um PMSM de 23 kW.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Inspeção sensitiva

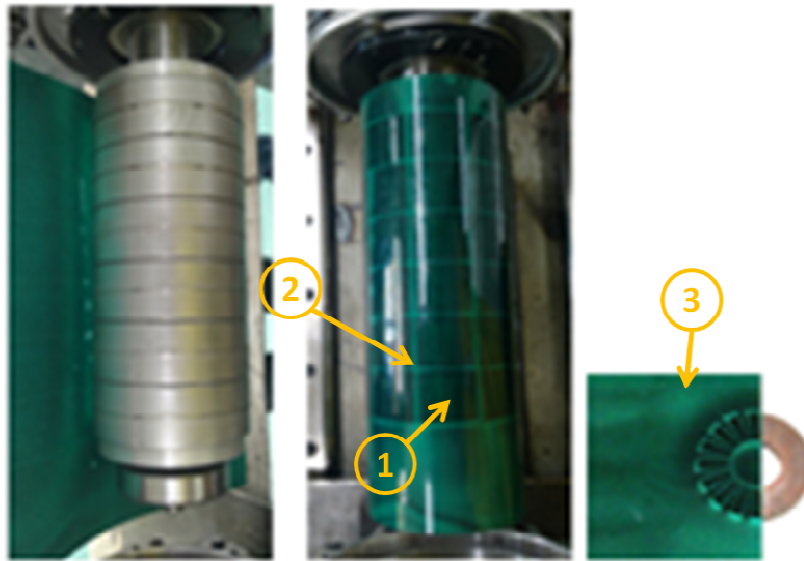
São atividades de inspeções qualitativas ou sensitivas, que consistem em acompanhar o estado dos PMSMs utilizando os sentidos humanos. Assim, após a análise qualitativa do estado do motor se torna possível realizar as intervenções de manutenção, de forma planejada, para corrigir as eventuais anomalias, caso tenham sido indicadas pela análise. Esse tipo de manutenção é considerado um procedimento básico para reconhecimento e análise prévia de anomalias nas diversas partes construtivas do motor, utilizando instrumentos simples como um termômetro e uma película visualizadora de campo magnético

e, principalmente, os sentidos humanos, tais como: visão, olfato, audição e tato (OLIVEIRA, 2007).

A inspeção sensitiva aplicada ao PMSM permite identificar anomalias como: excesso de ruído no motor, avarias no corpo do PMSM, sujeira no motor, nível de obstrução do sistema de ventilação e integridade e alinhamento dos ímãs permanentes do rotor.

A Figura 3.9 apresenta a realização do procedimento experimental proposto para inspeção do alinhamento e estado físico dos ímãs do rotor do PMSM.

Figura 3.9 – Procedimento experimental: inspeção dos ímãs do rotor do PMSM.



Legenda:

1. Pastilha de ímã;
2. Alinhamento dos ímãs;
3. Película visualizadora de campo magnético.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Manutenção preventiva

Conforme definido na NBR 5462, ABNT (1994), é a manutenção realizada em intervalos predeterminados ou de acordo com critérios prescritos, e destinada a reduzir a probabilidade de falha ou a degradação do funcionamento de um componente. Assim, para as máquinas injetoras equipadas com PMSM, é proposto o uso de manutenção preventiva para substituição sistemática dos rolamentos, dianteiro e traseiro, do PMSM, em função de sua vida útil. Segundo a fabricante de rolamentos, Empresa SKF (2015), a vida útil da graxa lubrificante de um rolamento rígido de esferas SKF *Explorer* – 6312 2Z/C3, com velocidade de três mil rotações por minutos e carga radial de 8,2 kN, com temperatura de operação de 70 °C é de aproximadamente quinze mil horas. Para uma temperatura de operação de 100 °C, a

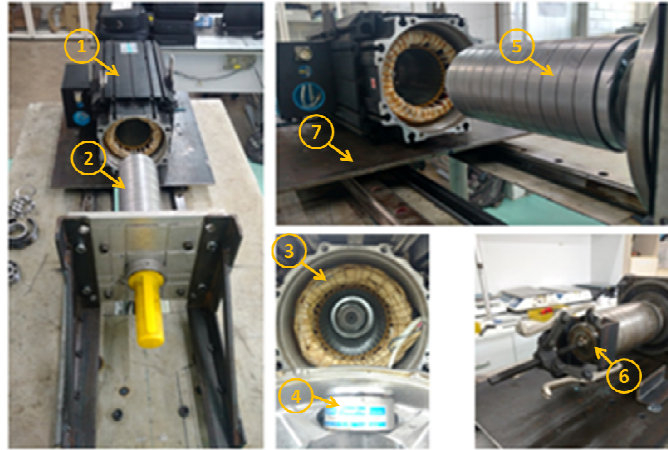
vida útil é reduzida para aproximadamente quatro mil horas. Dessa forma, é importante manter a temperatura de operação do motor, e consequentemente do rolamento, abaixo dos 70 °C e com isso obter uma maior vida útil do componente. Considerando que uma máquina injetora trabalha por aproximadamente 22 horas por dia e durante seis dias na semana, a vida útil do rolamento seria de aproximadamente vinte e seis meses para uma temperatura de operação de 70 °C e de sete meses para uma temperatura de operação de 100 °C.

A Figura 3.10 apresenta a realização do procedimento experimental proposto para manutenção preventiva de substituição dos rolamentos, dianteiro e traseiro, do PMSM. Com o objetivo de aumentar a vida útil do rolamento e reduzir o número de intervenções de manutenção para substituição de rolamentos, se recomenda o uso de rolamentos de alta eficiência e com baixo atrito. Conforme apresentado pela Empresa SKF (2015), o uso de rolamentos rígidos de esferas SKF *Energy Efficient* (E2) podem fornecer mais do que duas vezes a vida útil, quando comparado aos tradicionais rolamentos SKF *Explorer*, sobre as mesmas circunstâncias de operação. Os rolamentos SKF E2 podem ainda permitir uma redução no consumo de energia, em função da redução das perdas por atrito no rolamento e, consequentemente, pela menor temperatura de operação. Assim, é possível uma economia de energia durante a vida útil da aplicação deste rolamento (EMPRESA SKF, 2015). Como exemplo, a Empresa SKF (2015), apresenta uma comparação da temperatura de operação e a da vida útil de um rolamento SKF *Explorer* 6312-2Z/C3 e um rolamento SKF E2.6312-2Z/C3. Os dois rolamentos são colocados em operação em um motor elétrico a 3000 rpm sob uma carga radial de 8,2 kN. O rolamento SKF *Explorer* operou com temperatura de 97 °C e o rolamento SKF E2 operou com temperatura de 92 °C, aproximadamente uma redução de 5% na temperatura. Em relação a avaliação da vida útil dos rolamentos, para as mesmas condições anteriores, a empresa apresenta como resultados um aumento de 4,5 vezes da vida útil do rolamento SKF E2, dado em função da graxa de formulação especial utilizada pela Empresa SKF e pela temperatura operacional mais baixa. A vida útil estimada para o rolamento SKF *Explorer* foi de quatro mil horas, para a temperatura de operação de 97° e a vida útil estimada para o rolamento SKF E2 foi de dezoito mil horas para a temperatura de operação de 92 °C. Dessa forma, se recomenda o uso de rolamentos de baixo atrito e alta eficiência, como os da série E2.

Durante a intervenção preventiva de substituição dos rolamentos, em que o motor é aberto, são realizadas algumas inspeções sensitivas, tais como: inspeção dos ímãs do rotor;

ensaios elétricos nos enrolamentos do estator; e limpeza/substituição da ventoinha do ventilador;

Figura 3.10 – Motor síncrono de ímã permanente desmontado.



Legenda:

1. Carcaça + estator do PMSM;
2. Rotor de ímãs permanentes;
3. Enrolamentos do estator;
4. Sensor de posição, resolver;
5. Pastilha com ímãs;
6. Rolamento traseiro;
7. Bancada desenvolvida para desmonte de PMSM.

Fonte: Elaborado pelo autor.

As medidas propostas nesta sessão podem ser complementadas e organizadas com a elaboração de procedimentos de manutenção para padronizar o método de trabalho a ser realizado; com a definição de critérios e padrões de inspeção para fins de criação de parâmetros comparativos; com a elaboração da rota de inspeção para melhor aproveitar os recursos; com o cadastro e gerenciamento das intervenções de manutenção para fins de geração de histórico e controle (KARDEC; NASCIF, 2009). O Apêndice A apresenta uma proposta de procedimentos para a realização de inspeções e de manutenções preditivas.

Diversos autores dedicam esforços significativos para desenvolver técnicas de monitoramento e técnicas para diagnósticos de falhas em PMSM em tempo real e, por vezes, sem o uso de instrumentação específica acoplada ao motor (GANCHEV; KRAL; WOLBANK, 2012); (MBO'O; HEROLD; MEYER, 2014); (MOOSAVI et al., 2014); (YANG; SHI; KRISHNAMURTHY, 2014); (KANG et al., 2017), (CHOI et al., 2018), com o objetivo principal de evitar falhas e danos severos aos motores. Estes estudos buscam a detecção de anormalidades comuns e falhas específicas em PMSMs e em seu inversor de

frequência, tais como: danos aos ímãs permanentes, desmagnetização dos ímãs, excentricidade do rotor, falhas no rolamento, temperatura excessivas, curto circuito no enrolamento do estator e falhas de comutação no inversor. Segundo Djerdir et al. (2010), o diagnóstico e o monitoramento de falhas é tão antigo quanto os dispositivos elétricos. Em geral, requerem a detecção e a análise dos sinais que contêm informações específicas (sintomas ou assinaturas) que caracterizam a degradação do motor. Em Thorsen e Dalva (1999), os autores dizem que esses sinais são parâmetros que podem ser definidos como: eletromagnéticos; mecânicos; térmicos; e químicos. Sendo os eletromagnéticos originários de correntes, tensões, fluxo de dispersão, ondas magnéticas e descargas parciais. Já os mecânicos, são provenientes de vibração, ruído, torque e variação de velocidade.

As ferramentas de monitoramento e de detecção de falhas normalmente podem ser classificadas como ferramentas matemáticas e ferramentas baseadas em inteligência artificial. As ferramentas matemáticas utilizam a análise de frequência de tempo para identificar a frequência relacionada ao tipo específico de falhas, onde os dados são obtidos pelo processamento dos sinais de tensão, de corrente e de torque do PMSM. Assim, as informações relacionadas às falhas desses sinais são obtidos (CHOI et al., 2018).

Em Choi et al. (2018) é apresentado um estudo relacionado a ferramentas matemáticas de detecção de falhas, onde os autores analisam as transformadas de Fourier, filtros correspondentes, transformadas de Wavelet e distribuições de Cohen. Os autores também avaliam as ferramentas baseadas em inteligência artificial, que extraem características inerentes dos dados de tensão, de corrente e de torque para classificar as falhas em condições saudáveis e anormais. Tais ferramentas utilizam redes neurais e técnicas artificiais baseadas em sistemas *fuzzy* e *neuro-fuzzy* para executar as tarefas de classificação a partir da combinação dos sinais elétricos e mecânicos do PMSM.

Em Ganchev; Kral e Wolbank (2012), os autores propõem um método para detectar a variação da magnetização dos ímãs. A proposta visa monitorar o estado de magnetização dos ímãs através da injeção de um pulso de tensão PWM no eixo d do motor, enquanto a corrente do eixo q é mantida zerada. Com base na resposta da inclinação da corrente resultante do eixo d , se extrai um determinado nível de saturação do ímã e com isso é possível estimar sua temperatura, tendo em vista que o nível de saturação magnética oscila em função da temperatura do ímã. Logo, para cada temperatura do ímã haverá um nível de saturação magnética correspondente.

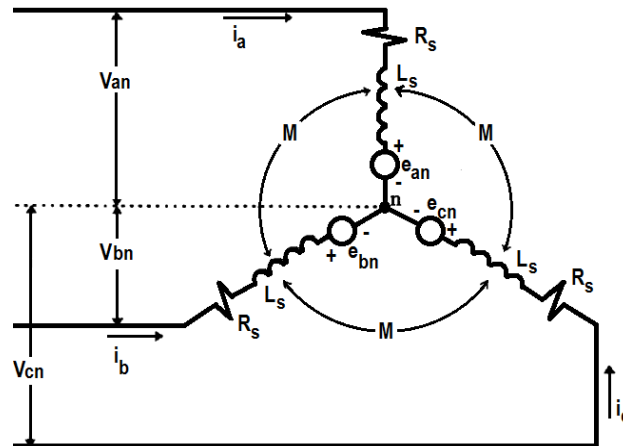
Em Kang et al. (2017), os autores desenvolveram um método em tempo real para detectar a excentricidade dinâmica de um rotor em um PMSM. A técnica consiste na inclusão de um enrolamento adicional ao motor para monitor o estado do PMSM. Os sinais capturados neste enrolamento são processados e aplicados a uma equação que possibilita detectar com sucesso a excentricidade dinâmica em um PMSM em tempo real.

Em Yang; Shi e Krishnamurthy (2014), os autores estudam as frequências de vibrações do PMSM para detectar falhas. O estudo calcula a distribuição da força radial aplicada ao estator do motor utilizando a análise de elementos finitos. As transformadas de Fourier são empregadas para extrair as ordens harmônicas significativas, que dominam a vibração. Assim, são identificadas as componentes de frequência correspondente para as condições de falhas. Já em Mbo'o; Herold e Meyer (2014), os autores propõem utilizar a corrente do estator para detectar danos aos rolamentos do PMSM. São gerados sinais de vibração a partir de um rolamento saudável para fins de referência e também são gerados de um rolamento danificado para permitir comparar os sinais e identificar os padrões de falhas. Segundo os autores, o rolamento danificado pode ser diferenciado do rolamento saudável usando o sinal da vibração ou a corrente do estator.

Alguns autores como (GANCHEV; KRAL; WOLBANK, 2012); (MBO'O; HEROLD; MEYER, 2014); (MOOSAVI et al., 2014); (YANG; SHI; KRISHNAMURTHY, 2014); (KANG et al., 2017), (CHOI et al., 2018), utilizam técnicas de medições indiretas para a identificação dos parâmetros do motores, pois a realização de medições diretas requerem instrumentação específica e, em muitos casos, intervenção no motor. Entretanto, as propostas apresentadas são para implementação aos inversores de frequência, o que nem sempre será possível de se realizar pelo usuário na indústria, pois os inversores nem sempre permitem que sejam feitas alterações em suas configurações de *hardware* ou *firmware*, sendo assim, restritas ao fabricante destes dispositivos. Dessa forma, se torna importante a proposta de técnicas de diagnósticos de falhas que possam ser aplicadas diretamente ao PMSM, sem que haja a necessidade realizar alterações ou adaptações em sua forma construtiva. Para isso, conhecer a forma simplificada do circuito elétrico equivalente de um PMSM e a sua equação matemática simplificada pode possibilitar a proposta de ensaios qualitativos para avaliar e comparar as condições de estado de um PMSM. Os ensaios podem permitir de forma qualitativa avaliar as perdas no fluxo magnético dos ímãs, assim como, a identificação de falhas nos rolamentos, sem a necessidade de realizar a abertura do motor. A princípio, é necessário apenas o desacoplamento do motor da injetora.

A Figura 3.11 apresenta a forma simplificada do circuito elétrico equivalente de um PMSM senoidal, com suas fases ligadas em Y sem neutro. Cada fase é composta por uma auto-indutância (L_s), uma resistência (R_s) e uma fonte de tensão (e_{an}). As indutâncias mútuas (M) entre as fases do estator também podem ser consideradas (VOLTOLINI, 1995).

Figura 3.11 – Circuito equivalente de um motor síncrono de ímã permanente de corrente alternada.



Fonte: (Voltolini, 1995).

Em (3.1) é apresentada a tensão ideal v_{an}

$$v_{an}(t) = e_{an}(t) + R_s \cdot i_a + L_s \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.1)$$

Para correntes reduzidas é possível desprezar as indutâncias L_s em função da baixa variação de fluxo e de corrente. As resistências R_s também podem ser desprezadas em virtude de baixas correntes, assim chegamos em (3.2).

$$v_{an}(t) = e_{an}(t) \quad (3.2)$$

Segundo a lei de Indução Eletromagnética ou lei de Faraday, quando há variação de fluxo magnético através de um circuito, surgirá nele uma força eletromotriz induzida. Assim, a fórmula matemática que representa a lei de Faraday, pode ser expressa em (3.3).

$$v_{an}(t) = -\frac{d\phi}{dt} \quad (3.3)$$

Onde:

v_{an} é a força eletromotriz induzida;

$d\phi$ é a variação do fluxo magnético;

dt é o intervalo de tempo.

Como o PMSM é senoidal seu fluxo magnético será em função de um seno, assim o fluxo variando no tempo pode ser definido por (3.4).

$$\phi(t) = k_f \cdot \text{sen}(p \cdot \omega_r \cdot t) \quad (3.4)$$

Sendo,

$\phi(t)$ o fluxo magnético variando no tempo;

k_f a amplitude do fluxo;

p o número de polos do motor;

ω_r a velocidade do rotor do motor, onde $\omega_r = 2 \cdot \pi \cdot f$;

t o tempo.

Aplicando (3.4) em (3.3) e resolvendo temos (3.5).

$$v_{an}(t) = -\phi'(t) = -k_f \cdot p \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \cos(p \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \quad (3.5)$$

Onde, o valor eficaz de $v_{an}(t)$ pode ser definido por (3.6).

$$v_{an} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot k_f \cdot p \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \quad (3.6)$$

Assim, $\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot k_f \cdot p \cdot 2 \cdot \pi$ é considerada uma constante do motor, denominada k_s , e

(3.6) pode ser reescrita como (3.7).

$$k_s = \frac{v_{an}}{f} \quad (3.7)$$

Onde:

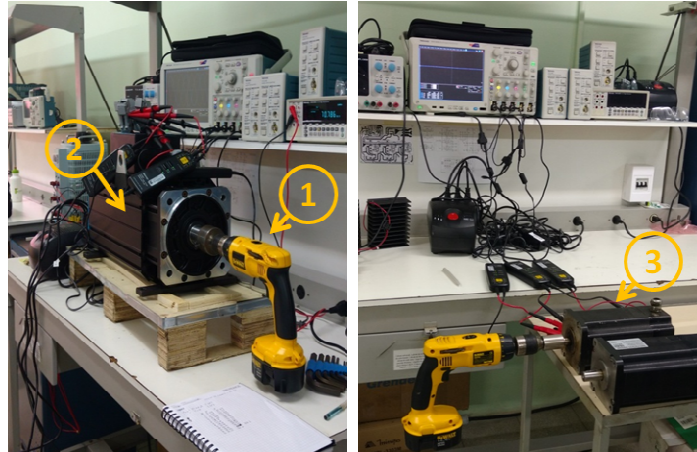
k_s é a constante do motor, que depende da interação dos fluxos magnéticos dos ímãs permanentes com os do estator;

f é a frequência de tensão v_{an} .

Em (3.7) é apresentada uma forma simplificada de expressão que pode ser utilizada para fins de ensaios qualitativos que permitem avaliar e comparar as condições de estado de um PMSM. Podem ser avaliadas de forma qualitativa as perdas no fluxo magnético dos ímãs e o estado dos rolamentos. A constante k_s depende do estado dos ímãs permanentes e da interação deles com os campos magnéticos gerados pelo estator durante os ensaios.

O ensaio qualitativo pode ser realizado com o motor desconectado da alimentação elétrica e operando como gerador. Para isso, são geradas diferentes rotações mecânicas no eixo do rotor. A Figura 3.12 apresenta um ensaio experimental em bancada com PMSMs.

Figura 3.12 – Procedimentos para realização de inspeções e manutenções preditivas.

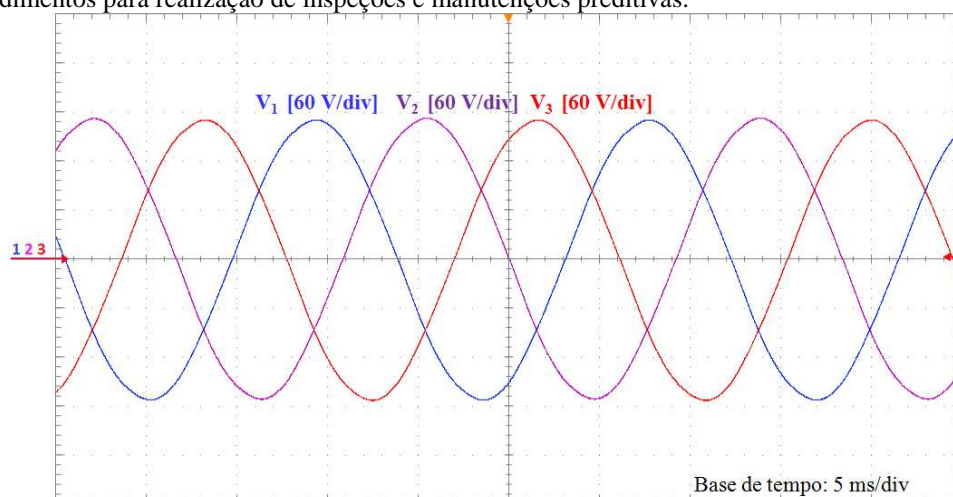


Legenda:

1. Parafusadeira para gerar rotação do eixo;
2. PMSM de 23 kW;
3. PMSM de 550 W.

A parafusadeira foi utilizada para gerar diferentes rotações no eixo do rotor a fim de gerar as tensões senoidais V_1 , V_2 e V_3 . A Figura 3.13 apresenta as formas de onda das tensões V_1 , V_2 e V_3 .

Figura 3.13 – Resultados experimentais ensaio PMSM de 23 kW. Ch 1 (60 V por div. – azul) – Tensão V_1 , Ch 2 (60 V por div. – roxo) – Tensão V_2 e Ch 3 (60 V por div. – vermelho) – Tensão V_3 . Base de tempo: (5 ms por div.).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Os dados de tensão e frequência são coletados com auxílio de um osciloscópio digital da marca Tektroniks, modelo MSO 5034, e ponteiros de tensão diferencial de alta frequência da marca Tektroniks, modelo P5200.

Ao analisar a Figura 3.13 é possível verificar que as formas de ondas apresentam as mesmas amplitudes e tensões eficazes, onde $V_1 = V_2 = V_3 = 122,7$ V. A frequência das tensões é igual a 55,19 Hz e existe uma defasagem de 120° entre as tensões.

A Tabela 3.2 apresenta os valores de tensão e frequências do ensaio completo realizado com um PMSM de 23 kW, fabricante Phase, modelo U31010F18.3, em estado de novo, para servir como referência para futuras análises qualitativas.

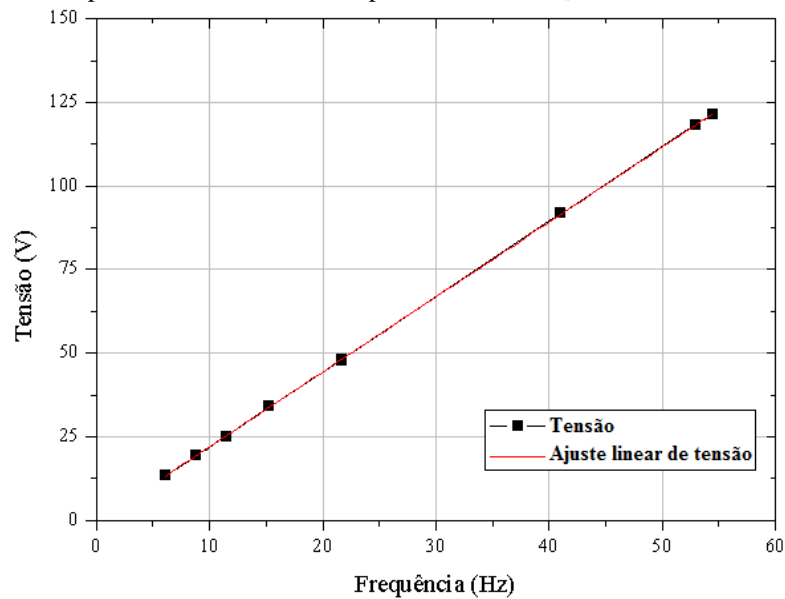
Tabela 3.2 – Resultados experimentais: valores de referência para tensão e frequência de um PMSM de 23 kW, fabricante Phase, modelo U31010F18.3, em estado de novo.

Coleta	Frequência (Hz)	Tensão (V)
1	5,124	10,89
2	7,179	14,49
3	11,77	25,66
4	15,54	33,79
5	22,01	47,96
6	43,54	94,01
7	54,37	117,2
8	55,19	122,7

Fonte: Elaborado pelo autor.

Com a aplicação dos resultados experimentais obtidos na Tabela 3.2 em (3.7) se obtém os respectivos valores de K_s , que podem ser vistos dispostos no gráfico da Figura 3.14. O valor médio de K_s foi de 0,46 V/Hz.

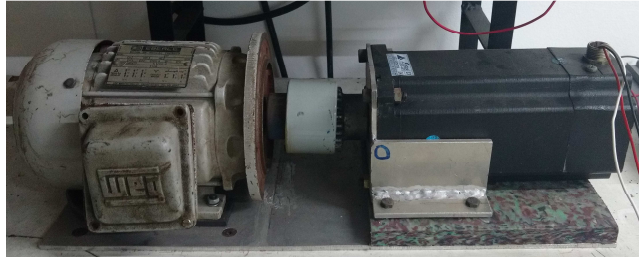
Figura 3.14 – Resultados experimentais: reta formada pelos valores de K_s da Tabela 3.2.



Fonte: Elaborado pelo autor.

É importante gerar uma base de dados com os parâmetros de PMSMs, novos ou que operam conforme especificação de projeto e sem perdas, a fim de permitir a geração de uma base dados para efeitos de comparação. Com a realização do ensaio proposto é possível avaliar se as amplitudes das formas de ondas de tensões estão de acordo com o especificado nos dados do motor, se as formas de onda estão defasadas em 120° . Caso existam perturbações ou deformações nestas formas de ondas senoidais, é possível que algum ou os dois rolamentos estejam com alguma anormalidade. Com a constante do PMSM de referência é possível avaliar o estado do fluxo magnético dos ímãs de outros motores de forma qualitativa, desde que sejam motores de mesmas especificações técnicas. Quanto menor for o valor do K_s medido em relação ao K_s referência, maior será a desmagnetização dos ímãs. Com o intuito de padronizar rotação do rotor do PMSM ensaiado é recomendado o uso de um motor acionado por um inversor de frequência acoplado ao eixo do motor ensaio, conforme apresentado na Figura 3.15. A bancada pode possuir ajustes de altura e de acoplamentos para permitir ensaios com os mais variados tamanhos de PMSMs disponíveis na indústria. O controle de velocidade do motor gerador de torque deve se ajustar aos ranges de operação do motor ensaiado, com base em suas especificações.

Figura 3.15 – Proposta de bancada para realização de ensaios qualitativos em motores PMSM.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3 Considerações parciais

Neste capítulo foram tratadas as dificuldades e desafios apresentados pela indústria para uso de PMSMs, onde foram apresentados os diversos modos de falhas deste tipo de motor, assim como, as prováveis causas. Abordou-se a importância e a necessidade de desenvolvimento de metodologias apropriadas para o diagnóstico e prevenção de falhas nos sistemas com PMSM, de forma rápida e de baixo custo para indústria. Portanto, foram apresentados procedimentos experimentais para a realização de manutenções preventivas, preditivas e ensaios, com o objetivo de prevenir falhas em PMSM utilizados em máquinas injetoras de plástico. A seguir, o capítulo 0 trata sobre a energia não aproveitada pela indústria proveniente da frenagem do motor elétrico, através da apresentação de dados experimentais adquiridos em máquinas injetoras de plástico na indústria.

4 ENERGIA NÃO APROVEITADA PELA INDÚSTRIA PROVENIENTE DA FRENAGEM DO MOTOR ELÉTRICO

4.1 Introdução

O seguimento industrial é o maior consumidor de energia elétrica do mundo, sendo os motores elétricos os responsáveis pela maior fatia de processamento dessa energia. Assim, em meio a esse cenário, muitas ações têm sido tomadas para melhorar a eficiência energética destas máquinas. Entretanto, algumas aplicações que utilizam motores elétricos, como por exemplo: elevadores, máquinas de centros de usinagem, máquinas de corte de madeiras, máquinas de embalagem, máquinas injetoras de plástico, prensas de conformagem, empilhadeiras, robôs industriais e máquinas de costura industriais (MINAV et al., 2011); (XU, YANG; GAO, 2011); (CARMELI et al., 2013); (LI et al., 2017); possuem etapas de trabalhos intermitentes e, em alguns casos, com baixos ciclos operação. Nestas aplicações os motores elétricos são frequentemente acelerados e desacelerados. Assim, possuem um potencial considerável para economia de energia em função da regeneração de energia elétrica através da conversão direta da energia cinética armazenada durante os períodos de frenagem dos motores elétrico.

Não são raros os casos em que as máquinas e equipamentos utilizados pela indústria necessitam ser frenados ou desacelerados ao concluir algumas etapas do processo produtivo, sendo que no exato momento em que isso ocorre, o motor elétrico passa a se comportar como um gerador. Assim, é gerada uma energia elétrica regenerativa que precisa ser processada de alguma forma. Normalmente, essa energia regenerativa é dissipada por resistores de frenagem, que transformam a maior parte dessa energia em calor, o que pode resultar em perdas, as quais aumentam com as frequentes acelerações e desacelerações. Com isso, torna-se necessário a realização de experimentos para propor possíveis soluções, os quais possibilitem mensurar a energia não aproveitada pela indústria com a regeneração em PMSM e estimar uma possível melhoria na eficiência energética para aplicação em máquinas injetoras de plástico.

4.2 Resultados experimentais de uma injetora de plástico utilizada na indústria de calçados com PMSM

Para obtenção dos dados experimentais, são utilizadas duas injetoras de plástico da marca Golden Eagle, modelos GEK 180/S e GEK 220/S, todas de origem chinesa. A

Tabela 4.1 apresenta os dados técnicos do PMSM utilizado nas duas máquinas injetoras. O Apêndice B apresenta o mapa de produto de um PMSM.

Tabela 4.1 – Dados técnicos do PMSM utilizado pelas injetoras modelo GEK 180/S e GEK 220/S .

PMSM	GEK 180/S	GEK 220/S
Fabricante/Modelo	Phase/U31010F18.3	
Potência nominal	23 kW	
Rendimento	95%	
Torque nominal	122 Nm	
Velocidade nominal	1800 rpm	
Corrente nominal	44 A	
Tensão nominal	321 V	
Torque constante	2,9 Nm/A	
Frequência nominal	113 Hz	
Resistência do enrolamento	0,27 Ohm	
Indutância do enrolamento	5,41 mH	
Inércia do rotor	0,012 kgm ²	
Nº de polos	8	
Peso	66 kg	

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Tabela 4.2 apresenta os dados técnicos dos inversores de frequência utilizados nas duas máquinas injetoras. O Apêndice C apresenta o mapa de produto de um inversor de frequência para acionamento de PMSM.

Tabela 4.2 – Dados técnicos dos inversores dos PMSMs utilizados pelas injetoras modelo GEK 180/S e GEK 220/S .

Inversor de frequência	GEK 180/S	GEK 220/S
Fabricante/Modelo	Focal/F8N3T0022	Delta/VDF300VL43B-J
Potência nominal	23 kW	23 kW
Tensão nominal	380 V	380 V
Capacitância barramento CC	3,3 mF	3,5 mF
Tensão máxima barramento CC*	800 V	800 V
Corrente máxima do barramento CC*	200 A	200 A
Tensão para atuação da resistência de frenagem	590 V – 610 V	600 V
Resistor de frenagem	30 Ω	30 Ω

*Valores máximos suportados pelos componentes do circuito de potência

Fonte: Elaborado pelo autor.

O objetivo desse experimento foi realizar a coleta de dados referentes aos níveis de tensão e de corrente no barramento CC, os quais possibilitam determinar as potências

envolvidas no tempo e, conseqüentemente, a energia desperdiçada durante as frenagens do motor.

A Figura 4.1 apresenta uma das máquinas utilizadas para obter os resultados das medições experimentais.

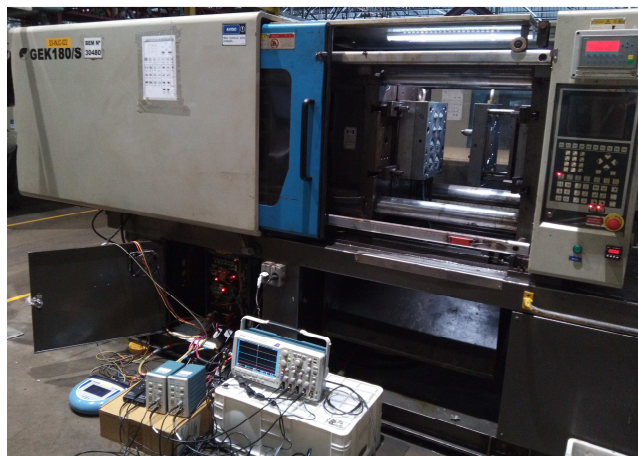
Figura 4.1– Injetora GEK 220/S utilizada na aquisição de dados experimentais.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para a realização dos experimentos foram utilizados os seguintes equipamentos: osciloscópio digital da marca Tektroniks, modelo DPO3014, sondas de corrente para alta frequência da marca Tektroniks, modelo TCP303 e ponteiras de tensão diferencial de alta frequência da marca Tektroniks, modelo P5200. A montagem dos equipamentos de medição em uma das máquinas, GEK 180/S, pode ser vista na Figura 4.2.

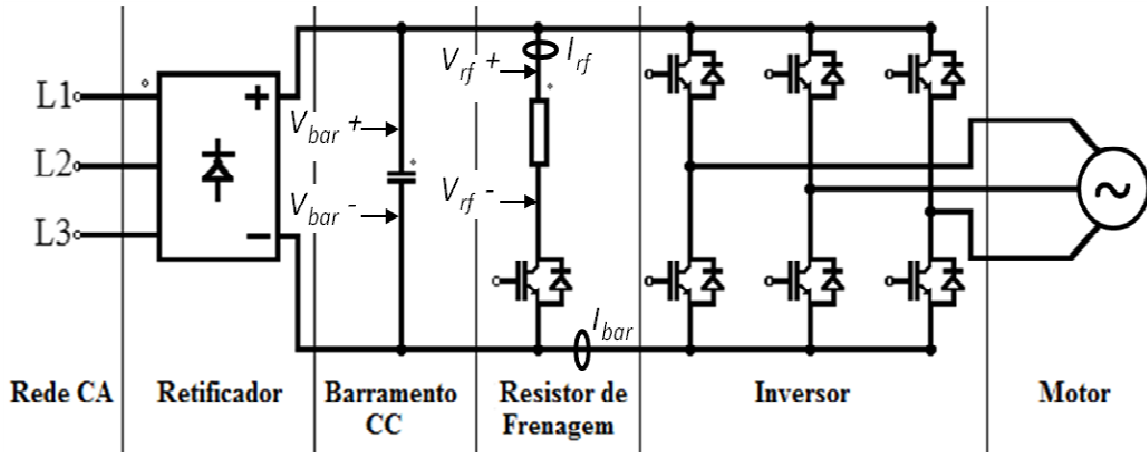
Figura 4.2 – Equipamentos de medição conectados em uma Injetoras GEK.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As medições, em ambas as máquinas, foram realizadas utilizando o circuito esquemático apresentado na Figura 4.3, onde, V_{bar} (tensão no barramento CC) e V_{rf} (tensão no resistor de frenagem) indicam a posição de conexão das ponteiros de tensão. As sondas de corrente foram conectadas nos pontos I_{bar} (corrente no barramento CC) e I_{rf} (corrente no resistor de frenagem).

Figura 4.3 – Circuito esquemático de conexão dos instrumentos de medição.

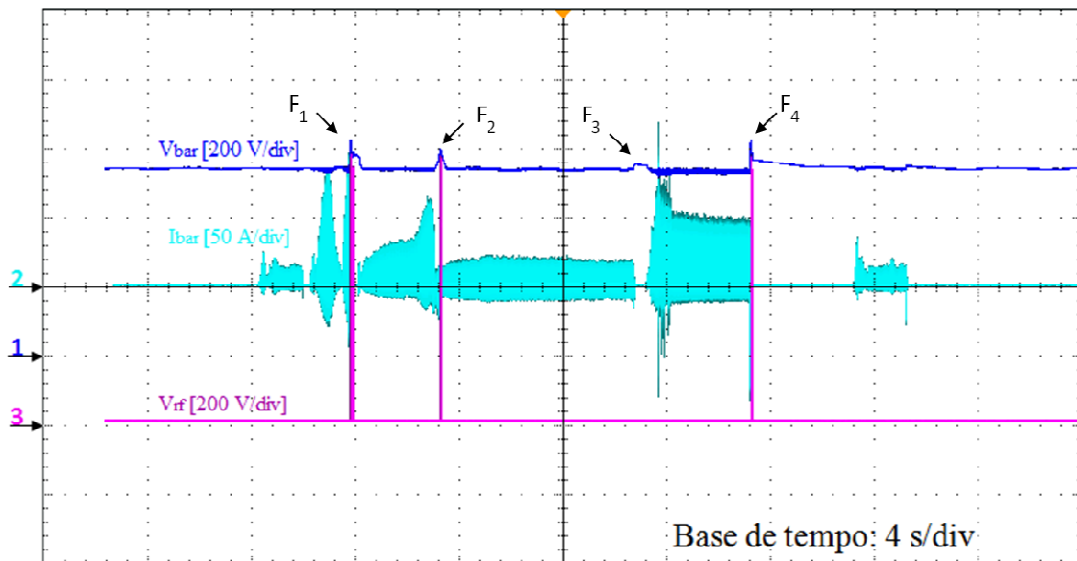


Fonte: Elaborado pelo autor.

Após a conexão dos instrumentos de medição as máquinas injetoras foram configuradas de acordo com parâmetros de processo pré-estabelecidos de produção para cada máquina e se iniciou a operação.

A Figura 4.4 mostra o resultado experimental com as medições de corrente e tensão realizadas no inversor da máquina de injeção, GEK 220/S, em um ciclo completo de produção de aproximadamente 25 segundos. Durante esse ciclo de produção o motor sofreu quatro frenagens (F_1 , F_2 , F_3 e F_4), entretanto, apenas em três frenagens a resistência de frenagem atuou, em F_1 , F_2 e F_4 . Na frenagem F_3 o PMSM inicia a desaceleração e antes de cessar a sua rotação é acelerado, e assim, não excede o limite de tensão necessário para que o resistor de frenagem atue. Durante F_3 a energia é regenerada e armazenada no próprio barramento CC do inversor de frequência. Em F_1 , F_2 e F_4 a tensão no barramento de corrente contínua sofreu elevações superiores a 10%, assim, o resistor de frenagem foi ativado três vezes. Essa variação de tensão ocorre quando o PMSM desacelera, fazendo com esse passe a funcionar como gerador e retorne energia para o barramento CC. Não houve qualquer interferência no processo produtivo da máquina durante a coleta de dados experimentais.

Figura 4.4 – Resultados experimentais em um ciclo completo de injeção de componentes. Ch 1 (200 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (50 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}) e Ch 3 (200 V por div. – rosa) – tensão no resistor de frenagem (V_{rf}). Base de tempo: (4 s por div.).



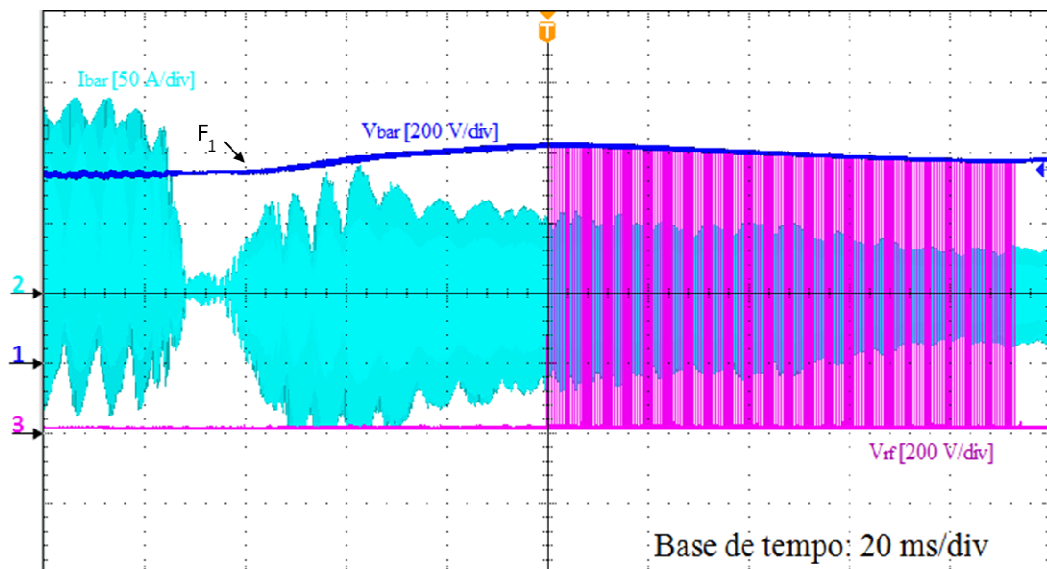
Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.5 apresenta de forma mais detalhada a variação de tensão sofrida pelo barramento CC da máquina injetora durante a frenagem F_1 , onde a recuperação de energia ocorre em um curto período de tempo. A análise do resultado experimental mostra que o processo de desaceleração do motor eleva a tensão do barramento CC para 622,7 V, e após isso, o sistema de controle da resistência de frenagem é acionado e com isso a energia excedente do barramento CC é dissipada. O tempo total de atuação dessa frenagem é aproximadamente de 92 ms, tendo em vista que esse tipo de motor possui um baixo momento de inércia (0,012 kgm²). Em motores com momento de inércia mais elevados o tempo de desaceleração e a energia dissipada podem ser maiores e, conseqüentemente, a eficiência do sistema pode ser comprometida.

A Figura 4.6 mostra o resultado experimental com as medições de corrente e tensão realizadas no inversor da máquina de injeção, GEK 180/S, em um ciclo completo de produção de aproximadamente dezesseis segundos, com carga de injeção de aproximadamente 210 gramas. O consumo médio de energia elétrica do motor da máquina para essas condições é de 1,3 kWh. Durante esse ciclo de produção o motor sofreu cinco frenagens (F_1 , F_2 , F_3 , F_4 e F_5), entretanto, apenas em duas frenagens o sistema de frenagem atuou, em F_2 e F_5 . Na frenagem F_3 o PMSM inicia a desaceleração e antes de cessar a sua rotação é acelerado, e assim, não excede o limite de tensão necessário para que o resistor de frenagem atue. Durante F_3 a energia é regenerada e absorvida pelo próprio barramento CC do

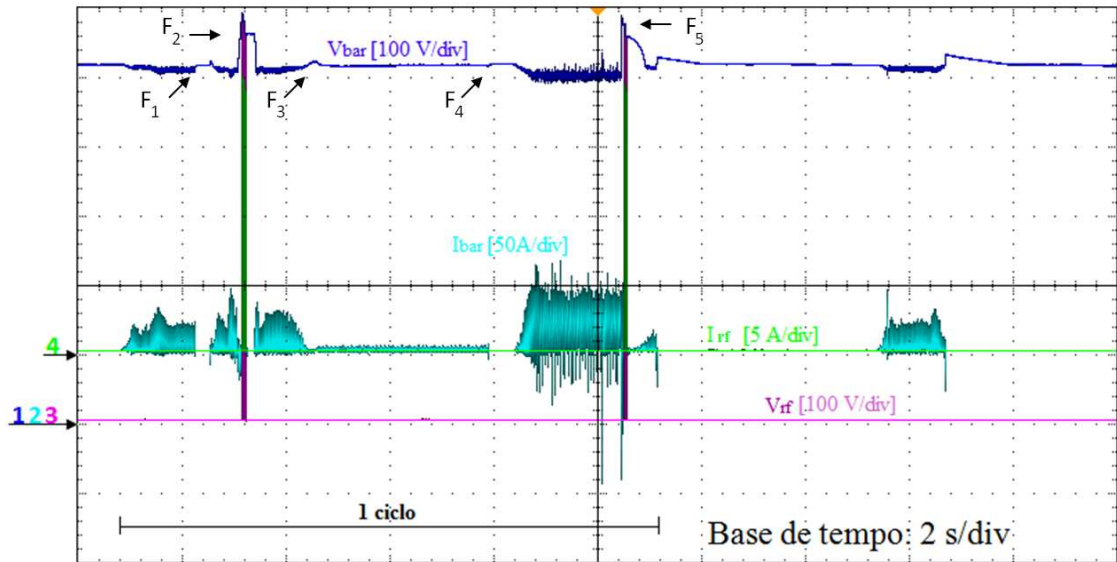
inversor de frequência. Em F_1 e F_4 o motor desacelera, entretanto a energia cinética é dissipada pela própria carga mecânica, ou seja, é amortecida pela bomba hidráulica. Durante as frenagens F_2 e F_5 a tensão no barramento de corrente contínua sofreu elevações superiores a 10%, assim, o sistema com o resistor de frenagem foi ativado duas vezes. Essa variação de tensão ocorre quando o PMSM desacelera, fazendo com que esse passe a funcionar como gerador e retorne energia para o barramento CC. Não houve qualquer interferência no processo produtivo da máquina durante a coleta de dados experimentais.

Figura 4.5 – Resultados experimentais na primeira desaceleração do motor com a atuação da resistência de frenagem. Ch 1 (200 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (50 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}) e Ch 3 (200 V por div. – rosa) – tensão no resistor de frenagem (V_{rf}). Base de tempo: (20 ms por div.).



Fonte: Elaborado pelo autor.

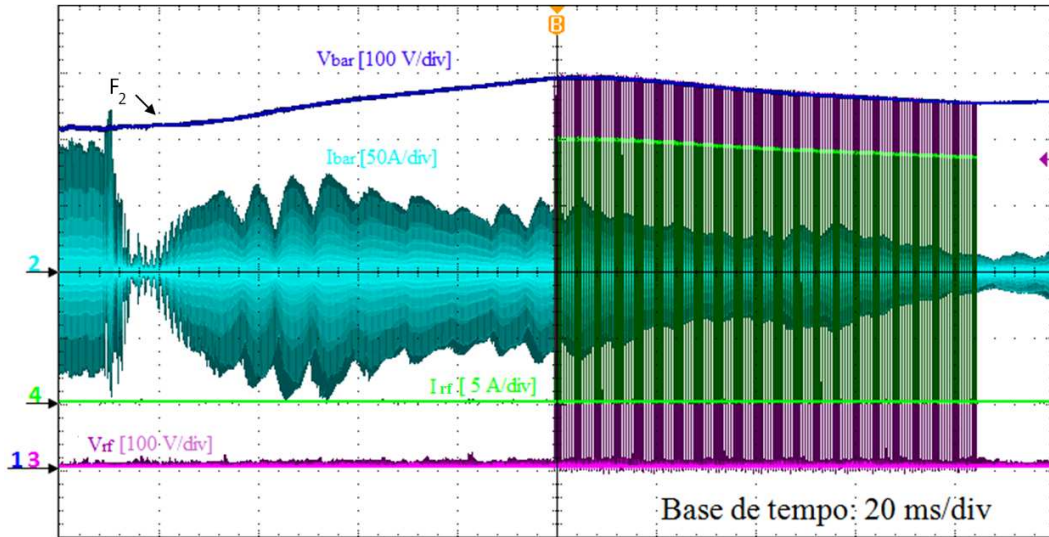
Figura 4.6 – Resultados experimentais em um ciclo completo de injeção de componentes. Ch 1 (100 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (50 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}), Ch 3 (100 V por div. – rosa) – tensão no resistor de frenagem (V_{rf}) e Ch 4 (5 A por div. – verde) – corrente no resistor de frenagem (I_{rf}). Base de tempo: (2 s por div.).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 4.7 é mostrada a primeira ativação do resistor de frenagem no circuito do inversor de frequência da máquina injetora GEK 180/S com PMSM de 23 kW, que tem duração de aproximadamente de 85 ms. Durante a frenagem F_2 a tensão máxima medida do barramento CC é de 594,7 V e reduz em função da dissipação da potência no resistor de frenagem, que ocasiona a perda de parte da energia durante a frenagem do PMSM. O sistema de atuação do resistor de frenagem permanece ativado até que o nível de tensão máxima do barramento CC atinja o nível de tensão nominal.

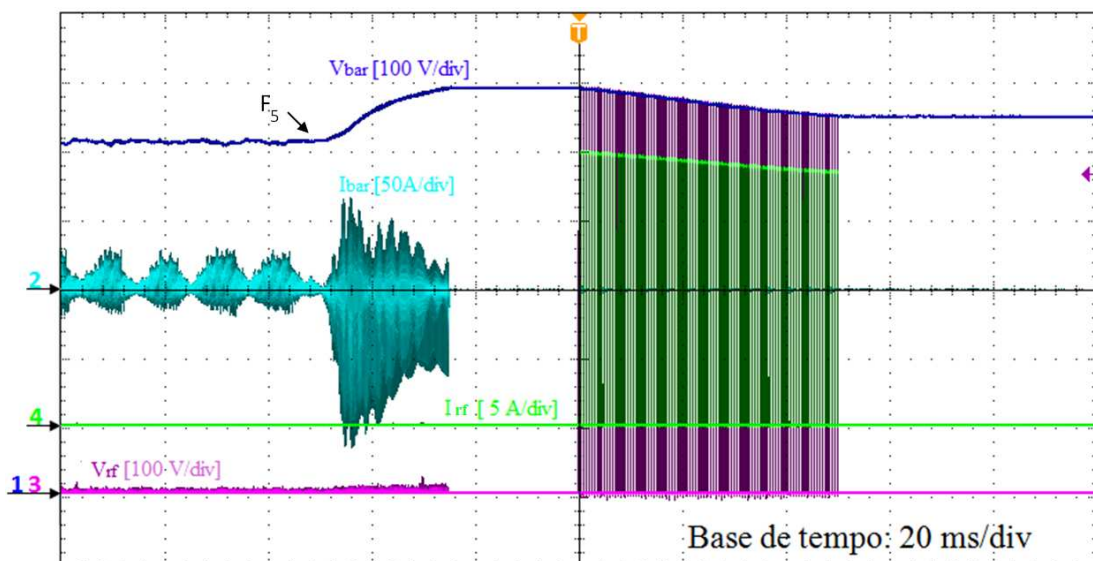
Figura 4.7 – Resultados experimentais na primeira desaceleração do motor com a atuação da resistência de frenagem. Ch 1 (100 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (50 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}), Ch 3 (100 V por div. – rosa) – tensão no resistor de frenagem (V_{rf}) e Ch 4 (5 A por div. – verde) – corrente no resistor de frenagem (I_{rf}). Base de tempo: (20 ms por div.).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 4.8 é mostrada a segunda ativação do resistor de frenagem no circuito do inversor de frequência da máquina injetora GEK 180/S. Durante a frenagem F_5 a tensão do barramento sobe a 593 V e novamente é necessário conectar o sistema de frenagem ao circuito, porém dessa vez por um tempo menor de 50 ms.

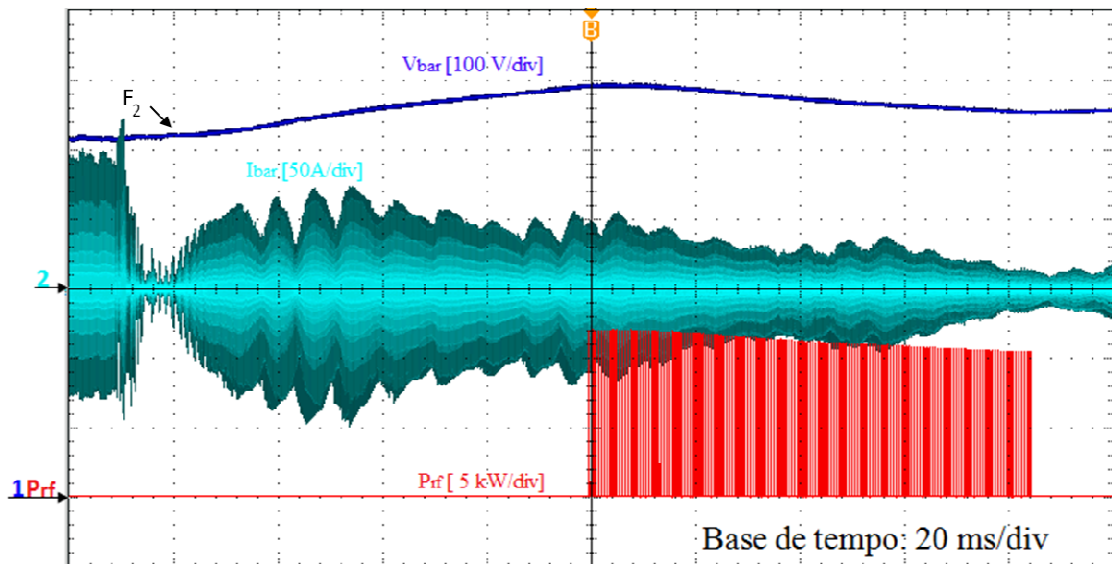
Figura 4.8 – Resultados experimentais na segunda desaceleração do motor com a atuação da resistência de frenagem. Ch 1 (100 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (50 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}), Ch 3 (100 V por div. – rosa) – tensão no resistor de frenagem (V_{rf}) e Ch 4 (5 A por div. – verde) – corrente no resistor de frenagem (I_{rf}). Base de tempo: (20 ms por div.).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Em função da limitação do número de pontos do osciloscópio para gerar o arquivo CSV (*Comma-separated Values*), para realizar o cálculo da energia dissipada no resistor durante a frenagem do PMSM da máquina injetora, GEK 180/S, este foi realizado com auxílio da função matemática do osciloscópio, com as medidas de tensão e corrente no resistor de frenagem durante um ciclo de produção da injetora. Assim, adotou-se o valor médio da potência calculado pelo osciloscópio e se calculou o valor da energia dissipada em cada fase de acionamento da resistência de frenagem. A potência dissipada no primeiro acionamento do resistor de frenagem é mostrada pela Figura 4.9.

Figura 4.9 – Resultados experimentais na primeira desaceleração do motor com a atuação da resistência de frenagem. Ch 1 (100 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (50 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}), e P_{rf} (5 kW por div. – vermelho) – potência no resistor de frenagem (P_{rf}). Base de tempo: (20 ms por div.).



Fonte: Elaborado pelo autor.

A energia dissipada na frenagem pode ser determinada por (4.1).

$$E_{d_fr} = P_d \cdot t \quad (4.1)$$

Onde:

E_{d_fr} é a energia dissipada na frenagem (J);

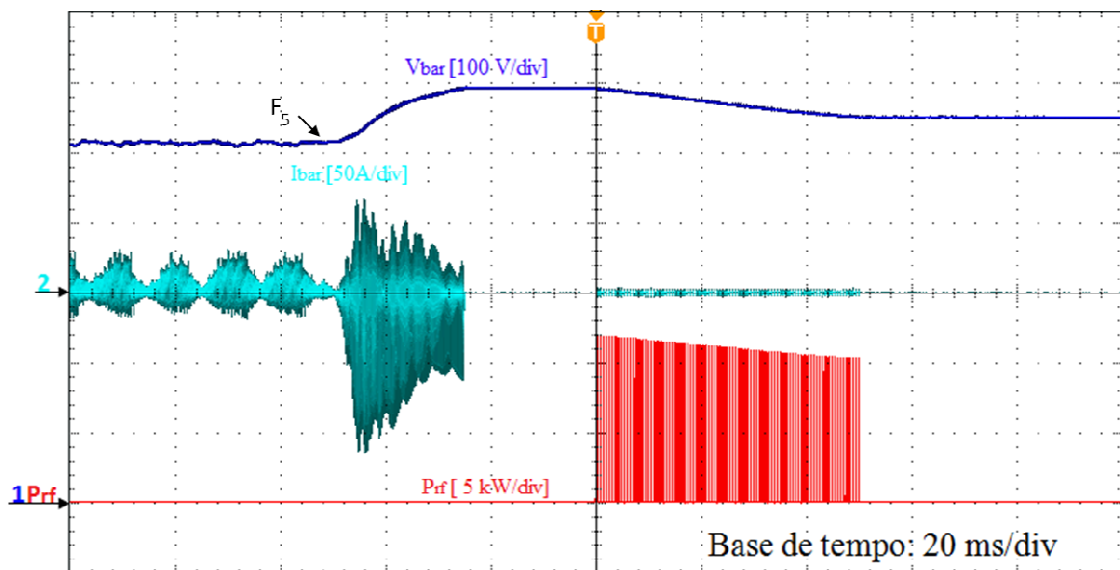
P_d é a potência dissipada durante a frenagem (W);

t é o tempo da janela da captura do osciloscópio (s).

O valor médio de potência calculado pelo recurso matemático do osciloscópio na Figura 4.9, para um tempo total de 200 ms, foi de 780,7 W. Assim, fazendo uso de (4.1) resulta em 156,14 J.

Na Figura 4.10 é apresentado o segundo acionamento do resistor de frenagem, onde também é feito o cálculo da potência média pelo recurso existente no osciloscópio. O tempo frenagem neste segundo acionamento é menor que o do primeiro, logo haverá uma menor dissipação de potência na resistência de frenagem.

Figura 4.10 – Resultados experimentais na segunda desaceleração do motor com a atuação da resistência de frenagem. Ch 1 (100 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (50 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}), e P_{rf} (5 kW por div. – vermelho) – potência no resistor de frenagem (P_{rf}). Base de tempo: (20 ms por div.).



Fonte: Elaborado pelo autor.

O valor médio de potência calculado pelo recurso matemático do osciloscópio na Figura 4.9, para um tempo total de 200 ms, foi de 383,2 W. Assim, fazendo uso de (4.1) resulta em 76,44 J.

A energia total dissipada no resistor de frenagem em um ciclo de produção, com aproximadamente 16 segundos e com carga de injeção de aproximadamente 210 gramas, é de 232,58 J. Considerando esse tempo ciclo, o que resulta em 225 ciclos por hora, a energia dissipada na resistência de frenagem em uma hora é de 52,33 kJ. Considerando que a máquina opere em média 22 horas por dia, durante seis dias por semana, para as condições do experimento, mesma máquina injetora, mesmo tempo ciclo e mesmo tamanho de carga de injeção, em um mês a energia dissipada na resistência de frenagem é de 27,6 MJ.

4.3 Considerações parciais

A avaliação dos resultados experimentais com a máquina injetora, modelo GEK 180/S, com tempo ciclo de aproximadamente 16 segundos e com carga de injeção de

aproximadamente 210 gramas, resultou em uma perda de energia mensal de 27,6 MJ, equivalente a 7,7 kWh, nesse caso específico representou 1% de perda de energia elétrica. Com isso, devem ser propostas soluções que possam minimizar essas perdas, como por exemplo, o uso de barramento CC industrial com a possibilidade de recuperação de energia.

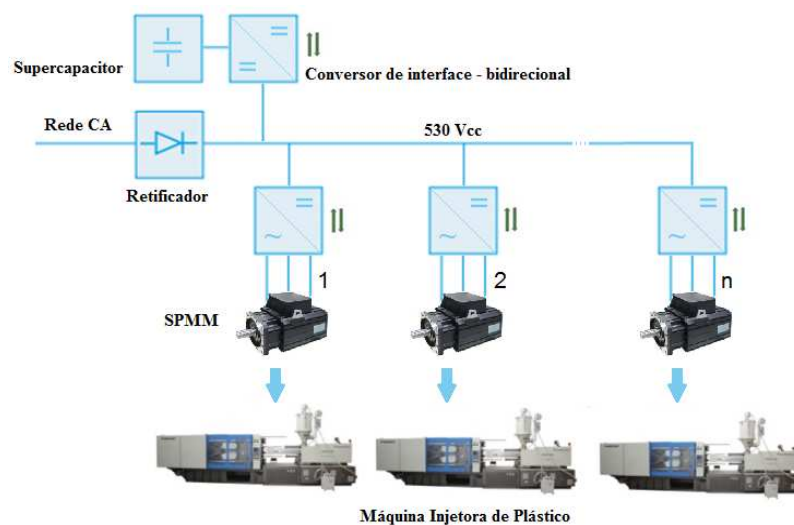
5 PROPOSTA DE TOPOLOGIA DE BARRAMENTO CC INDUSTRIAL COM RECUPERAÇÃO DE ENERGIA

Este trabalho propõe a utilização de um barramento em corrente contínua em substituição a alimentação em corrente alternada comumente utilizada para o acionamento de motores elétricos. A proposição contempla ainda, a possibilidade de recuperação da energia gerada durante as desacelerações dos motores elétricos e o armazenamento dessa energia através de um acumulador de energia.

Nessa proposta, o barramento em corrente contínua é oriundo da retificação de uma tensão alternada, de 380 V, com tensão de operação de 530 V, que pode variar em função da quantidade de energia regenerada com as desacelerações dos motores das máquinas conectadas a esse barramento. O acumulador de energia permite o equilíbrio da tensão média no barramento CC. A tensão máxima no barramento CC deve respeitar os limites seguros de operação especificados para os semicondutores do inversor. Já a tensão mínima deve ser suficiente para a partida segura das máquinas conectadas a este barramento.

A proposta de topologia de barramento em corrente contínua com a possibilidade de recuperação de energia e o armazenamento dessa energia através de um acumulador de energia pode ser vista na Figura 5.1, que forma uma microrrede CC industrial. O foco desse trabalho é para a utilização de PMSM, entretanto pode ser estendido para qualquer topologia de motor elétrico trifásico acionado por inversor de frequência.

Figura 5.1 – Proposta de uso de barramento de distribuição em corrente contínua na indústria com regeneração de energia e uso de acumulador de energia.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Conforme apresentado na Figura 5.1, essa proposta elimina a etapa de conversão de energia realizada no primeiro estágio de processamento de energia do inversor de frequência de cada máquina. Assim, se torna possível reduzir as perdas destes inversores com a remoção dos retificadores internos, que normalmente são de baixo fator de potência, e com isso, acessar diretamente o barramento CC interno destes inversores. Desta forma, todos os inversores são conectados apenas um retificador, o qual pode possibilitar a correção de fator de potência e a geração de baixas taxas de distorção harmônica. Em Singh et al. (2008), os autores apresentam uma revisão sobre as topologias de conversores multipulsos CA-CC que possibilitam melhorar a qualidade de energia. Em seu estudo, os autores apresentam retificadores multipulsos, controlados e não controlados, que possibilitam elevado fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica de tensão e de corrente.

Com a utilização do sistema de recuperação de energia e o armazenamento em acumuladores de energia, os retificadores bidirecionais podem ser descartados, uma vez que a energia da frenagem regenerativa é armazenada e usada para uma nova partida da máquina ou é consumida por outra máquina que dá partida enquanto a outra desacelera. Além disso, os retificadores bidirecionais para alta corrente têm resposta crítica para a recuperação de energia de frenagem de motor e são caros quando comparados aos tradicionais retificadores de alta corrente (GUEDES et al., 2017); (LIMA et al., 2017).

A proposta de microrrede CC industrial apresentada na Figura 5.1 permite o aproveitamento da energia desperdiçada durante a frenagem dos motores, entretanto, a energia cinética acumulada na máquina elétrica durante a desaceleração do motor não pode ser totalmente recuperada em forma de energia elétrica, pois existem algumas perdas de energia. Assim, é conhecer tais perdas, bem como, propor soluções que possam minimizar as perdas e aumentar a eficiência energética do sistema.

5.1 Perdas durante a conversão da energia cinética em energia elétrica, durante a regeneração de PMSM de máquinas injetoras

A energia dissipada é decorrente de parte da energia cinética do motor, sendo dependente da velocidade e do momento de inércia do motor. Assim, para a proposta apresentada na Figura 5.1, na aplicação com máquinas injetoras com PMSM, a variação de energia cinética acumulada durante a desaceleração do motor pode ser calculada por (5.1).

$$\Delta E_C = \frac{1}{2} \cdot J \cdot (\omega_{r_inicial}^2 - \omega_{r_final}^2) \quad (5.1)$$

Onde:

ΔE_C é a variação de energia cinética acumulada durante a desaceleração do motor;

J é o momento de inércia total do sistema;

$\omega_{r_inicial}$ é a velocidade inicial do rotor do motor (início da desaceleração);

ω_{r_final} é a velocidade final do rotor do motor (fim da desaceleração) .

Sendo o momento de inércia total do sistema decorrente da soma do momento de inércia do motor, do acoplamento e da bomba hidráulica. Em sistemas com momento de inércia mais elevados e em função da energia de entrada acumulada, o tempo de desaceleração e a energia dissipada podem ser maiores e, conseqüentemente, a eficiência do sistema pode ser reduzida. O momento de inércia total do sistema pode ser expresso por (5.2)

$$J = J_{motor} + J_{acoplam} + J_{bomba} \quad (5.2)$$

Sendo:

J_{motor} o momento de inércia do rotor do motor;

$J_{acoplam}$ o momento de inércia do acoplamento entre o motor e a bomba hidráulica;

J_{bomba} o momento de inércia da bomba hidráulica.

A energia cinética acumulada na máquina elétrica durante a desaceleração do motor não pode ser totalmente recuperada em forma de energia elétrica, pois existem algumas perdas de energia, que podem ser classificadas como: perdas mecânicas e perdas elétricas. As perdas mecânicas são provenientes do atrito do motor e da parcela de energia cinética consumida pela carga mecânica durante a desaceleração, sendo o fluido hidráulico da bomba o principal responsável pelas perdas mecânicas da carga. Já as de origem elétricas são provenientes de: perdas elétricas no motor, perdas no inversor e perdas no conversor de recuperação de energia bidirecional.

A quantidade final de energia cinética recuperável, em um PMSM, pode ser estimada se todas as perdas mecânicas e elétricas forem calculadas e subtraídas da energia cinética gerada (KARATZAFERIS; TATAKIS; PAPANIKOLAOU, 2017). Assim, a energia cinética recuperável pode ser calculada por (5.3).

$$E_{C_útil} = \Delta E_C - E_{p_mec} - E_{p_mot} - E_{p_inv} - E_{p_con} \quad (5.3)$$

Sendo,

$E_{C_útil}$, a energia cinética útil recuperável;

E_{p_mec} , a perda mecânica do sistema;

E_{p_mot} , a perda elétrica no motor;

E_{p_inv} , a perda no inversor; e

E_{p_con} , a perda no conversor bidirecional.

5.1.1 Perdas mecânicas

Conforme já mencionado, as perdas mecânicas são provenientes do atrito do motor e da parcela de energia cinética consumida pela carga mecânica durante a desaceleração. Dessa forma, em (5.4) é apresentada a soma dos torques do atrito do motor e da carga mecânica, que pode representar a maioria das cargas típicas (KARATZAFERIS; TATAKIS; PAPANIKOLAOU, 2017).

$$T_{carga}(\omega_r) + T_{atrito_mot}(\omega_r) = k_0 + k_1 \cdot \omega_r + k_2 \cdot \omega_r^2 \quad (5.4)$$

Onde,

k_0 , k_1 , k_2 são os coeficientes característicos da carga;

T_{carga} é o torque da carga mecânica;

T_{atrito_mot} são os torques do atrito do motor;

ω_r é a velocidade do rotor do motor.

A potência mecânica de uma máquina rotativa pode ser expressa por (5.5).

$$P_m = T \cdot \omega_r \quad (5.5)$$

Sendo:

P_m , a potência mecânica;

T , o torque.

Assim, aplicando a (5.4) em (5.5) temos a potência mecânica instantânea representada por (5.6).

$$P_{m_i} = k_0 \cdot \omega_r + k_1 \cdot \omega_r^2 + k_2 \cdot \omega_r^3 \quad (5.6)$$

Logo, as perdas mecânicas, E_{p_mec} , durante a desaceleração são expressas por (5.7).

$$E_{p_mec} = \int_{t_{inicial}}^{t_{final}} P_{m_i} \cdot dt \quad (5.7)$$

Onde, $t_{inicial}$ e t_{final} são respectivamente o momento inicial e o final da frenagem, ou seja, correspondem ao intervalo de tempo total de frenagem regenerativa, t_{fr} , que é expresso por (5.8).

$$t_{fr} = t_{final} - t_{inicial} \quad (5.8)$$

5.1.2 Perdas elétricas

Em função do uso de ímãs permanentes no rotor do PMSM, não existem perdas de cobre no rotor, tendo em vista a inexistência de enrolamentos de campo. Sendo a grande parcela de perdas provenientes dos condutores de cobre dos enrolamentos do estator (MAIA, 2011).

Para investigar essas perdas elétricas do PMSM, as correntes devem ser estimadas. Entretanto, durante o intervalo de tempo da frenagem as correntes do motor estão variando tanto em frequência quanto em amplitude, portanto não é adequado o uso de fórmulas padrões que assumem a operação do PMSM em estado estacionário (KARATZAFERIS; TATAKIS; PAPANIKOLAOU, 2017). Assim, as equações utilizadas para o cálculo das perdas no cobre e no ferro são apenas para a obtenção de valores aproximados, sendo que, as perdas serão principalmente em função da corrente e das resistências das bobinas do estator do motor.

A perda no cobre é calculada usando o parâmetro de resistência do enrolamento, que em baixa frequência, é predominantemente em função do efeito Joule, e pode ser modelado por uma resistência. O cálculo aproximado das perdas no cobre pode ser determinado por (5.9) (YANG et al., 2017).

$$P_{cobre} = n_f \cdot I_f^2 \cdot (R_{cc} + R_{skin}(f) + R_{prox}(f)) \quad (5.9)$$

Onde:

P_{cobre} é a perda no cobre;

n_f é o numero de fases;

I_f é a corrente eficaz de fase;

f é a frequência;

R_{cc} é a resistência CC;

$R_{skin}(f)$ é a resistência pelicular CC;

$R_{prox}(f)$ é a resistência de proximidade de fase.

A perda no ferro é o segundo maior componente de perda em máquinas elétricas, que pode ser calculada por (5.10) (MTHOMBENI; PILLAY, 2006). Onde (5.10) é originada pela equação de Steinmetz's (STEINMETZ, 1892).

$$P_{ferro} = k_{hist} \cdot f \cdot B^n + k_{cpar} \cdot (f \cdot B)^2 \quad (5.10)$$

Onde:

P_{ferro} é a perda no ferro;

k_{hist} é o coeficiente de perda por histerese;

k_{cpar} é o coeficiente de perda por correntes parasitas;

f é a frequência de excitação;

n é uma constante;

B é a densidade de pico de fluxo magnético.

Assim, as perdas elétricas totais do motor durante a desaceleração podem ser calculadas por (5.11) (KARATZAFERIS; TATAKIS; PAPANIKOLAOU, 2017).

$$E_{p_mot} = \int_{t_{inicial}}^{t_{final}} (P_{cobre}(\tau) + P_{ferro}(\tau)) \cdot dt \quad (5.11)$$

Para o cálculo das perdas no inversor, o intervalo de frenagem, t_{fr} , foi considerado o valor após discretização em um período de comutação, onde foi assumido que $t_{fr} \gg T_s$, a razão t_{fr}/T_s pode ser aproximada para o valor inteiro mais próximo sem nenhum erro significativo. Além disso, se a frequência de comutação for suficientemente alta, as correntes de linha são quase constantes dentro de um ciclo de comutação. Sob essas premissas, as perdas de energia por ciclo de comutação podem agora ser calculadas de

maneira rápida e eficaz. Mais detalhadamente, as perdas de condução ao longo do ciclo de chaveamento, $k \in \left\{1, 2, \dots, \frac{t_{fr}}{T_s}\right\}$, são calculadas por (5.12) (KARATZAFERIS; TATAKIS; PAPANIKOLAOU, 2017).

$$E_{cond}(k) = [V_{ce} \cdot \delta(k) + V_d \cdot (1 - \delta(k))] \cdot i(k) \cdot T_s \quad (5.12)$$

Sendo:

E_{cond} a perda de condução durante a frenagem em um braço de fase;

V_{ce} a tensão na chave em condução;

V_d a tensão direta no diodo;

δ a razão cíclica;

k o ciclo de chaveamento;

T_s o período de chaveamento;

i a corrente de fase.

Por fim, as perdas de comutação para um braço de fase do inversor, por ciclo de comutação, podem ser calculadas usando a energia necessária para ligar e desligar a chave, respectivamente por (5.13) e (5.14):

$$E_{turn_on}(k) = E_{turn_on_test} \cdot \frac{V_{Bar}}{V_{test}} \cdot \frac{i(k)}{I_{test}} \quad (5.13)$$

$$E_{turn_off}(k) = E_{turn_off_test} \cdot \frac{V_{Bar}}{V_{test}} \cdot \frac{i(k)}{I_{test}} \quad (5.14)$$

Onde:

$E_{turn_on_test}$ é a perda pela ativação da chave (dado fornecido pelo fabricante);

$E_{turn_off_test}$ é a perda pela desativação da chave (dado fornecido pelo fabricante);

V_{test} é a tensão utilizada para definir os valores de $E_{turn_on_test}$ e $E_{turn_off_test}$ pelo fabricante;

I_{test} é a corrente utilizada para definir os valores de $E_{turn_on_test}$ e $E_{turn_off_test}$ pelo fabricante;

V_{bar} é a tensão média no barramento CC durante o intervalo regenerativo.

A perda total de energia do inversor, assumindo uma carga simétrica, pode ser expressa por (5.15).

$$E_{p_inv} = 3 \cdot \sum_{k=1}^{\frac{t_{fr}}{T_s}} (E_{cond}(k) + E_{turn_on}(k) + E_{turn_off}(k)) \quad (5.15)$$

O fluxo de potência do barramento cc do inversor para o conversor bidirecional pode ser calculado subtraindo as perdas do inversor da potência elétrica do motor, conforme equação (5.16):

$$P_{conv_ent} = P_{mot} - P_{p_inv} \quad (5.16)$$

Sendo, P_{conv_ent} o fluxo de potência do barramento cc do inversor para o conversor bidirecional e P_{mot} a potência do motor elétrico.

Além disso, a corrente média de entrada do conversor bidirecional pode ser expressa com uso da equação (5.17):

$$I_{conv} = \frac{P_{conv_ent}}{V_{Bar}} \quad (5.17)$$

Os cálculos das perdas no conversor bidirecional dependem da definição da topologia adotada e do volume de energia a ser processada. Como a proposta apresentada neste trabalho permite a conexão de “n” máquinas ao barramento de corrente contínua, existe a possibilidade de todas as máquinas desacelerarem no mesmo intervalo de tempo e com isso um grande fluxo de energia é gerado em um curto intervalo de tempo, o que resulta em uma potência elevada. Assim, o conversor deve ser projetado para este cenário onde um grande pacote de energia deve ser processado, ou as resistências de frenagem devem atuar para dissipar essa energia excedente.

Como alternativa para melhorar a eficiência energética do sistema, é preciso minimizar ou eliminar as perdas supracitadas nesta secção. Assim, as perdas no inversor de

frequência podem ser minimizadas substituindo os IGBTs, na hora da manutenção, por IGBTs que permitam melhorar o rendimento do inversor. Em relação às perdas no motor, estas podem ser minimizadas durante a especificação de projeto, onde se deve priorizar o uso de motores construídos com materiais que permitem melhorar o seu rendimento, assim como, que possuem baixas resistências. As perdas no acoplamento do motor podem ser reduzidas ou eliminadas com o uso de componentes que permitem baixo momento de inércia ou mesmo desprezível. A seleção da bomba hidráulica também deve seguir os mesmos princípios em relação à busca por materiais e formas construtivas que permitem baixos valores de inércia. Por fim, devem ser avaliadas as topologias de conversores de interface bidirecionais e selecionar uma que possui elevados valores de rendimento, bem como, deve ser feita a escolha do acumulador de energia.

5.2 Acumulador de energia

Em aplicações que utilizam recuperação de energia da frenagem de motores elétricos, pela conversão da energia cinética em energia elétrica, essa energia pode ser armazenada diretamente na forma elétrica ou ser convertida e armazenada em outras formas, tais como, em sistemas de armazenamento de energia mecânicos ou eletroquímicos. Assim, podem ser utilizados acumuladores de energia como: baterias (níquel-cádmio, níquel-zinco, chumbo-ácido, íon de lítio, enxofre de sódio ou cloreto de níquel de sódio), *flywheel* e supercapacitores (SCHAIKER, 2004); (ALAMRI; ALAMRI, 2009); (GUERRERO et al., 2009); (AMROUCHE; REKIOUA; REKIOUA, 2015); (OGUNNIYI; PIENAAR, 2017).

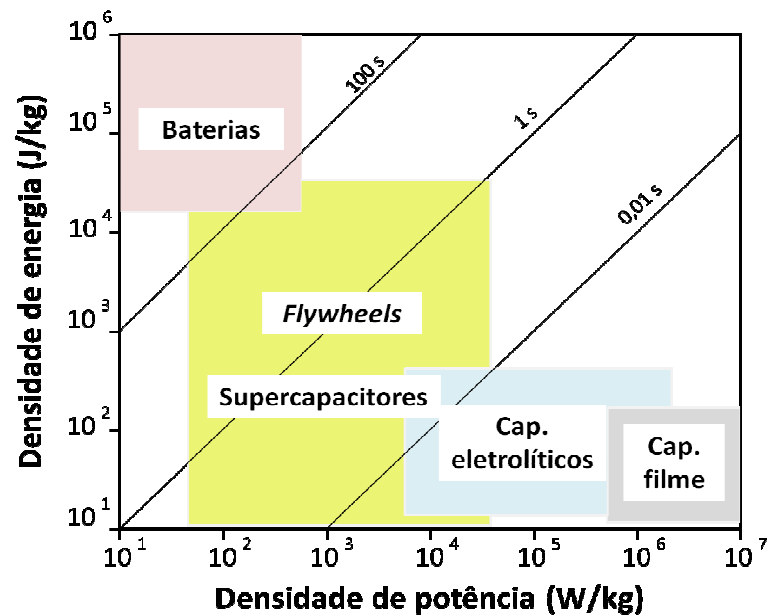
A tecnologia de armazenamento por baterias é bastante utilizada em aplicações fotovoltaicas, automotivas, sistemas de alimentação de emergência, sistemas de alimentações ininterruptas (no-breaks) e na tração para caminhões industriais. As principais vantagens das baterias são: tempo de resposta; módulos prontos de fábrica; baixo custo; confiabilidade e eficiência. No entanto, elas são relativamente volumosas, necessitam de manutenções periódicas, não podem ser deixados no estado descarregado por muito tempo sem danos e possuem vida útil limitada (ALAMRI; ALAMRI, 2009); (OGUNNIYI; PIENAAR, 2017). O uso de baterias como acumulador de energia pode permitir o armazenamento de uma grande densidade de energia, entretanto, possui uma densidade de potência limitada, o que resulta em uma menor capacidade para operar com correntes elevadas. Assim, podem não ser recomendadas para aplicações com regeneração de energia de motores elétricos, tendo em vista os curtos intervalos de regeneração e as elevadas potências envolvidas no tempo.

A tecnologia de armazenamento de energia em *flywheel* é um sistema utilizado para armazenar energia cinética rotacional em máquinas rotativas ou volantes rotativos. A energia armazenada é proporcional à massa e ao quadrado da velocidade de rotação do volante (*flywheel*). As principais vantagens desta tecnologia de armazenamento são: baixa indisponibilidade ou necessidade de manutenção, vida útil elevada e alta densidade de potência. Por outro lado, as principais desvantagens da tecnologia de armazenamento de *flywheel* são: difícil expansão do sistema; baixa densidade de energia; grandes perdas por inatividade; e grandes volumes. Além disso, esse sistema sofre perdas devido às autodescargas, que é de até 20% da capacidade armazenada por hora durante o período inativo, ou seja, quando o *flywheel* está em *standby*. (GUERRERO et al., 2009); (OGUNNIYI; PIENAAR, 2017). Esse tipo de tecnologia de armazenamento possui limitações em relação ao tempo de resposta, tanto para o carregamento, quanto para o fornecimento de energia, o que pode não ser atrativo para aplicações de recuperação de energia de frenagem de motores elétricos de máquinas injetoras.

Um sistema de armazenamento de energia por supercapacitor pode ser composto por um ou mais supercapacitores. Os supercapacitores são capacitores de camada dupla eletrostáticos de alta capacidade, cuja densidade de energia pode ser de dez a cem vezes maior que a dos capacitores eletrolíticos. Eles também podem armazenar e fornecer energia em curtos intervalos de tempo (OGUNNIYI; PIENAAR, 2017). São dispositivos que possuem alta densidade de energia e de potência, alto rendimento, próximo de 95% e uma elevada expectativa de vida útil (GUERRERO et al., 2009). As principais características do supercapacitor que o torna adequado para aplicações com regeneração de energia de motores elétricos em curto intervalo de tempo é a possibilidade de cargas e descargas rápidas, sem perda de rendimento, por milhares de ciclos e; em função da sua elevada densidade de potência que permite operar com correntes elevadas.

A Figura 5.2 apresenta um gráfico da capacidade dos acumuladores de energia em função da densidade de energia e da densidade de potência, assim como, o tempo de resposta para carga e descargas.

Figura 5.2 – Acumuladores de energia: densidade de energia por densidade de potência.



Fonte: Adaptado de Guerrero et al., (2009).

A Tabela 5.1 indica as características dos dispositivos de armazenamento de energia que podem ser utilizados em sistemas com recuperação de energia da frenagem de motores elétricos. Em aplicações onde o processo de aceleração e de desaceleração dos motores elétricos é constante, o uso de dispositivo de armazenamento de energia pode ser necessário.

Tabela 5.1 – Avaliação qualitativa das tecnologias de armazenamento de energia.

Tecnologia do acumulador	Tempo de carga	Tempo de resposta	Rendimento	Preço	Vida útil
Bateria	Horas	Segundos	60–80 %	Baixo	Baixa
<i>Flywheels</i>	Minutos	Minutos	80–95 %	Elevado	Alta
Supercapacitor	Segundos	Milissegundos	> 95%	Elevado	Alta

Fonte: Adaptado de Guerrero et al., (2009); Takahashi et al., (2010); e Ogunniyi; Pienaar (2017).

A Tabela 5.1 apresentou a comparação entre os dispositivos de armazenamento de energia, sendo o supercapacitor o mais recomendado para aplicações com regeneração de energia de motores. Além de possibilitar uma operação com elevadas correntes, o supercapacitor também possui o melhor rendimento e o menor tempo de resposta, apesar de ser uma tecnologia de custo mais elevado.

As principais tecnologias de acumuladores de energia foram tratadas e se definiu pelo uso do supercapacitor nesse trabalho, em função da sua densidade de potência, o que

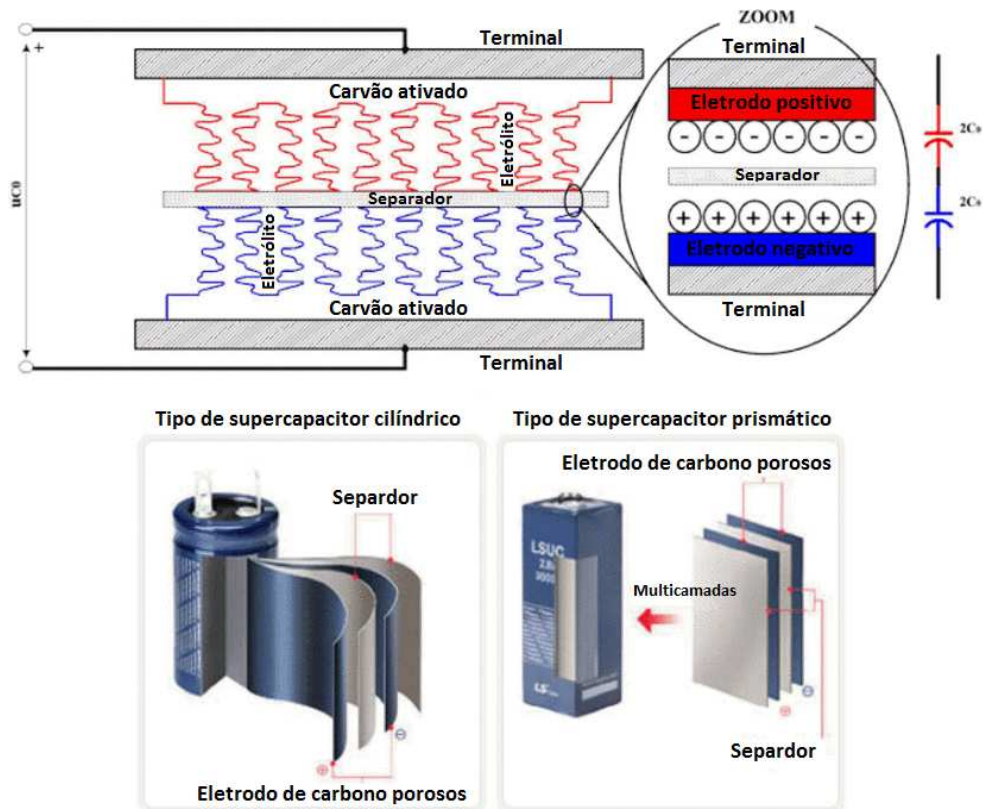
resulta em uma maior capacidade para operar com correntes elevadas. Dessa forma, os supercapacitores devem ser estudados.

5.2.1 Supercapacitores

Os supercapacitores, capacitores eletroquímicos de camada dupla (EDLC), têm se tornado comuns em diversas aplicações de conversão de energia, como acionamentos elétricos controlados, filtros ativos, condicionadores de energia e fontes de alimentação ininterruptas. Isso em função da sua alta expectativa de vida que possibilita um grande número de ciclos de carga e descarga, assim como, por sua capacidade de gerenciar alta potência devido à baixa resistência interna, em comparação com as baterias. Em tais aplicações, o supercapacitor é usado como um dispositivo de armazenamento de energia de curto prazo que pode ser totalmente carregado ou descarregado em poucos segundos (GRBOVIĆ; DELARUE; LE MOIGNE, 2012); (JABBOUR; MADEMLIS, 2017). Com isso, os supercapacitores suportam grandes variações de corrente e podem ser utilizados para absolver a energia gerada na frenagem regenerativa de motores elétricos.

Um supercapacitor é composto por dois eletrodos, que são imersos em um eletrólito iônico. Os eletrodos são feitos de material condutor poroso, como o carvão ativado, e possuem um separador. Cada eletrodo forma um capacitor com uma camada de íons do eletrólito. A capacitância depende do tamanho dos íons e da superfície do eletrodo condutor, já a tensão nominal da célula de um supercapacitor é determinada pela tensão de decomposição do eletrólito. A Figura 5.3 apresenta a estrutura de um supercapacitor.

Figura 5.3 – Estrutura de um supercapacitor.



Fonte: Adaptado de Grbović; Delarue; Le Moigne (2012).

Fabricante de supercapacitores, como a Empresa Maxwell, já possui módulos de supercapacitores com tensões de operação nominal que vão de 5 V a 240 V e com valores de capacitâncias que chegam a 500 F. Entretanto, é possível conectá-los em série e atingir valores de tensão de até 1500 V (EMPRESA MAXWELL, 2018). Isso demonstra a evolução e o potencial dessa tecnologia de capacitores. Os supercapacitores diferem dos capacitores comuns principalmente pelo valor da sua capacitância e pela densidade de energia. Em comparação com as baterias eletroquímicas, o supercapacitor possui uma densidade de energia menor, entretanto, possui uma densidade de potência maior que a das baterias convencionais, o que resulta em uma maior capacidade para operar com correntes elevadas (JABBOUR; MADEMLIS, 2017).

Segundo GRBOVIĆ; DELARUE; LE MOIGNE (2012), o projeto de um supercapacitor para aplicação de conversão de energia pode ser dividido em quatro passos:

- o Passo 1: Seleção da tensão do módulo do supercapacitor. O nível de tensão pode depender do requisito da aplicação e da topologia do conversor de interface;

- Passo 2: Definição da capacitância do módulo. A capacitância do módulo é selecionada para atender os requisitos da aplicação, como capacidade de armazenamento de energia e eficiência de conversão;
- Passo 3: Cálculo das perdas de conversão e por aquecimento do módulo do supercapacitor;
- Passo 4: Projeto do circuito de balanceamento de tensão do módulo.

5.2.2 Dimensionamento do supercapacitor

Cada supercapacitor possui uma tensão nominal, sendo geralmente um valor menor do que a tensão necessária à aplicação a qual o componente é utilizado. Assim, conhecer a tensão máxima do barramento em corrente contínua é importante para determinar quantas células de capacitores devem ser conectadas em série para atingir o valor desejado e seguro para a operação. A quantidade de células conectadas em série podem ser determinadas por (5.18):

$$N_{cap_serie} = \frac{V_{bar_max}}{V_{cap}} \quad (5.18)$$

Onde,

N_{cap_serie} é a quantidade de capacitores em série; e

V_{cap} é a tensão nominal do capacitor.

A capacitância total do sistema é composta pela capacitância de todos os capacitores conectados em série, que pode ser encontrada por (5.19).

$$\frac{1}{C_{serie}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_{N_{cap_serie}}} \quad (5.19)$$

Onde,

C_{serie} é o valor da capacitância série equivalente;

$C_{N_{cap_serie}}$ é o valor dos capacitores conectados em séries;

N_{cap_serie} é o número de capacitores conectados em série.

Para $C_1 = C_2 = \dots = C_{N_{cap_serie}}$ é possível reorganizar (5.19) e a capacitância total pode ser determinada por (5.20).

$$C_{serie} = \frac{C_{N_{cap_serie}}}{N_{cap_serie}} \quad (5.20)$$

Quando o valor da capacitância for inferior ao projetado será necessário colocar um ou mais capacitores em paralelo para obter a energia necessária. Assim, a quantidade de capacitores conectados em paralelo para atender ao valor de capacitância C é definido em (5.21).

$$N_{cap_paralelo} = \frac{C}{C_{N_{paralelo}}} \quad (5.21)$$

Onde,

C é o valor da capacitância de projeto;

$C_{N_{cap_paralelo}}$ é o valor dos capacitores conectados em paralelo;

$N_{cap_paralelo}$ é o número de capacitores conectados em paralelo.

No caso de capacitores conectados em paralelo, a capacitância é determinada por (5.22).

$$C = C_1 + C_2 + \dots + C_{N_{cap_paralelo}} \quad (5.22)$$

Para $C_1 = C_2 = \dots = C_{N_{cap_paralelo}}$ é possível reorganizar (5.22) e a capacitância paralela equivalente pode ser determinada por (5.23).

$$C_{paralela} = N_{cap_paralelo} \cdot C \quad (5.23)$$

A energia armazenada no supercapacitor pode ser calculada a partir de (5.24).

$$E_{cap} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2 \quad (5.24)$$

Onde,

E_{cap} é a quantidade de energia armazenada no supercapacitor; e

V é a tensão aplicada ao supercapacitor.

Como o projeto do supercapacitor é baseado nos requisitos de variação de tensão no barramento de corrente contínua e na quantidade de energia gerada durante uma frenagem do PMSM, a tensão mínima adotada para critérios de projeto é de 530 V (V_{bar_min}), valor próximo da tensão retificada de linha em 380 V, e a tensão máxima de 600 V (V_{bar_max}). Foi considerada a energia dissipada pela resistência de frenagem, durante apenas uma regeneração e a de maior volume de energia, conforme resultados apresentados no capítulo 0, Figura 4.9.

Com isso, o valor da capacitância para apenas uma máquina conectada ao barramento de corrente contínua pode ser calculado a partir da reformulação de (5.24), que agora pode ser representada por (5.25).

$$C = \frac{2 \cdot E_{cap}}{V_{bar_max}^2 - V_{bar_min}^2} \quad (5.25)$$

Onde:

E_{cap} que é a energia regenerada em uma frenagem, a maior, durante um ciclo;

V_{bar_max} é a tensão máxima de projeto para o barramento CC;

V_{bar_min} é a tensão mínima de projeto para o barramento CC.

Para a proposta apresentada neste trabalho que permite a conexão de “ n ” máquinas ao barramento de corrente contínua, o valor da capacitância do barramento pode ser calculado por (5.26).

$$C = \frac{2 \cdot E_{reg_max} \cdot N_{motores}}{V_{bar_max}^2 - V_{bar_min}^2} \quad (5.26)$$

Onde:

$N_{motores}$ é a quantidade média de motores desacelerando no mesmo instante de tempo;

Dadas às tensões de operação do supercapacitor, devem ser avaliados os conversores CC bidirecionais a serem utilizados como interface entre o barramento CC e o supercapacitor. Deve-se levar em consideração a tensão de operação, que é variável, na microrrede CC industrial proposta e a densidade de potência.

5.3 Conversores bidirecionais CC–CC utilizados para interface com supercapacitores

Os conversores de energia bidirecionais podem desempenhar um papel importante na interface entre o supercapacitor e o barramento de corrente contínua em aplicações com regeneração de energia de motores elétricos. Esses conversores transferem a energia do barramento CC para o supercapacitor durante a frenagem do motor e transferem a energia do supercapacitor para o barramento CC quando o motor acelera. Para que o conversor possua um fluxo de energia bidirecional, este precisa de dispositivos de energia que permitam a bidirecionalidade, como os semicondutores controláveis com diodos em antiparalelo, que

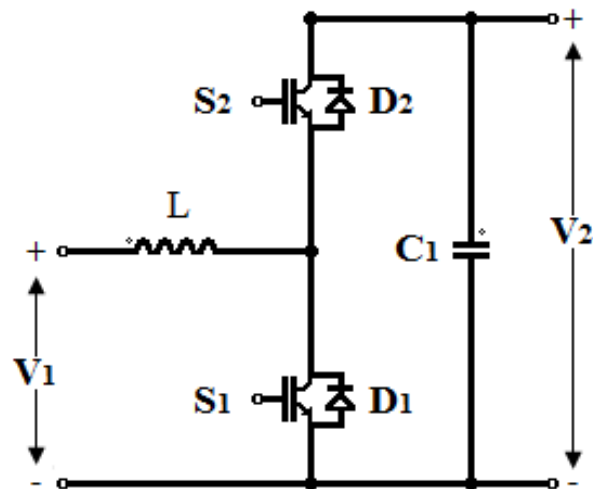
permitem o fluxo de corrente no sentido positivo e negativo, bem como, possuem a capacidade de bloqueio da tensão positiva e negativa (KONDRATH, 2017).

Nesse aspecto, a forma como é feita a integração dos motores elétricos ao barramento de corrente contínua pode gerar um grande impacto em sua implementação, tendo em vista o volume de energia que pode ser gerado nas frenagens em um curto intervalo de tempo. A utilização de conversores com alta eficiência se faz necessário, para a mitigação de perdas. A seguir, as topologias de conversores CC–CC bidirecionais que podem ser utilizadas como interfaces para o armazenamento de energia em supercapacitores são revisadas.

Os conversores bidirecionais CC–CC podem ser subdivididos em topologias isoladas e topologias não isoladas. As topologias isoladas possuem um transformador para oferecer isolamento galvânica entre as fontes de entrada e de saída. As topologias não isoladas são mais simples, em termos de projeto e controle, do que as isoladas (AKAR et al., 2016). Os conversores bidirecionais não isolados normalmente são baseados em uma configuração de meia ponte, por uma combinação de um conversor *boost* e um conversor *buck* (TYTELMAIER et al., 2016).

Um conversor CC–CC bidirecional não isolado convencional é mostrado na Figura 5.4, este é um conversor bastante difundido na literatura e muito utilizado como interface entre o barramento CC e o acumulador de energia (KOLLIMALLA; MISHRA; NARASAMMA, 2014); (ABDULLAH; TAN; YATIM, 2014); (TYTELMAIER et al., 2016); (KONDRATH, 2017); (AVILA. et al., 2017). Assim, esse conversor é utilizado em diversas aplicações para regeneração de energia da frenagem de motores, como em: (CARICCHI et al., 1994); (CARMELI et al., 2013); (ORTUZAR; MORENO; DIXON, 2007); (TAKAHASHI et al., 2010); (KARATZAFERIS; TATAKIS; PAPANIKOLAOU, 2017).

Figura 5.4 – Conversor bidirecional CC-CC básico não isolado.



Fonte: (CARICCHI et al., 1994).

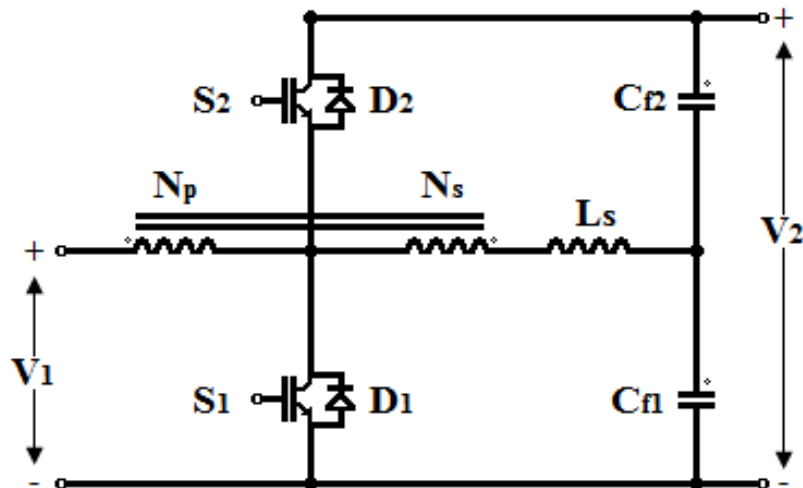
O conversor bidirecional apresentado na Figura 5.4 normalmente funciona no modo *boost* durante a operação normal e no modo *buck* durante a regeneração de energia. Os interruptores S_1 e S_2 operam de forma complementar entre si. Quando S_1 está ligado, o indutor L é carregado através de V_1 . Quando S_1 é desligado, V_1 e o indutor L fornecem energia para o capacitor C_1 , por meio da condução do diodo D_2 . Durante a frenagem S_2 é ligado, S_1 se mantém desligado, V_2 e C_1 fornecem energia para V_1 . Após S_2 desligar, o D_1 conduz.

Segundo Huang et al. (2016), o conversor apresentado na Figura 5.4 possui perdas por comutação e pela recuperação reversa dos diodos, sendo que as perdas são ainda maiores com o aumento da frequência de comutação dos interruptores, o que pode comprometer ainda mais o rendimento deste conversor.

Em Do (2011), o autor propõe uma versão semelhante ao conversor apresentado na Figura 5.4, onde o indutor L é substituído por um indutor acoplado (N_p e N_s) e é adicionado um indutor auxiliar L_s , assim como, C_1 é dividido em C_{f1} e C_{f2} . O circuito do conversor é apresentado na Figura 5.5, o protótipo foi montado para uma tensão V_1 de 48 V, uma tensão V_2 de 120 V e com potência de 100 W. O autor ainda fez a comparação do conversor proposto em relação ao conversor convencional apresentado na Figura 5.4. Segundo Do (2011), devido a característica de comutação suave do conversor proposto por ele, o rendimento foi significativamente melhorado em comparação a versão convencional do conversor, ficando acima de 95%, quando submetido a uma carga com valor entre 50% e 100% da nominal, tanto no modo *boost* como no modo *buck*, contra um rendimento próximo de 90% do conversor convencional. No entanto, para cargas entre 20% e 30% da nominal, o circuito apresentou

perdas de condução e os resultados de rendimento oscilaram de 90% a 95% contra rendimentos superiores a 95% apresentados pela versão convencional do conversor. O pior caso em ambos os conversores se deu com carga inferior a 10% da nominal, onde ambos os conversores apresentam rendimentos próximos a 85%.

Figura 5.5 – Conversor bidirecional CC–CC ZVS não isolado.

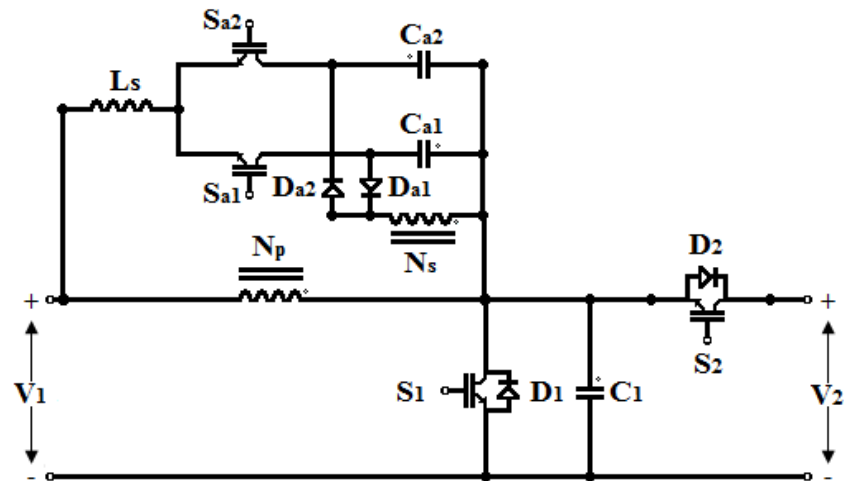


Fonte: (DO, 2011).

No entanto, o conversor proposto na Figura 5.5, funciona apenas com um modo de operação para cada direção de fluxo de potência, *buck* ou *boost*, o que torna este conversor inviável para aplicações onde uma das fontes de tensão, V_1 ou V_2 , sofram variações em curtos intervalos de tempo, seja tornando-se maior ou menor do que a outra fonte de tensão (BRODAY et al., 2016). Assim, este circuito pode não ser recomendado para aplicações com frenagem de motores em curtos intervalos de tempo.

Em Mohammadi e Farzanehfard (2017), os autores propõem um conversor bidirecional isolado com alto rendimento, seja em carga nominal ou em valores reduzidos de carga, onde as perdas por comutação são minimizadas pela comutação suave dos interruptores, devido à utilização de um circuito auxiliar ZVT (*Zero Voltage Transition*) no conversor. O circuito do conversor pode ser visto na Figura 5.6. O protótipo foi montado para uma tensão V_1 de 30 a 70 V, uma tensão V_2 de 100 V e com potência de 150 W.

Figura 5.6 – Conversor bidirecional CC-CC ZVT não isolado.

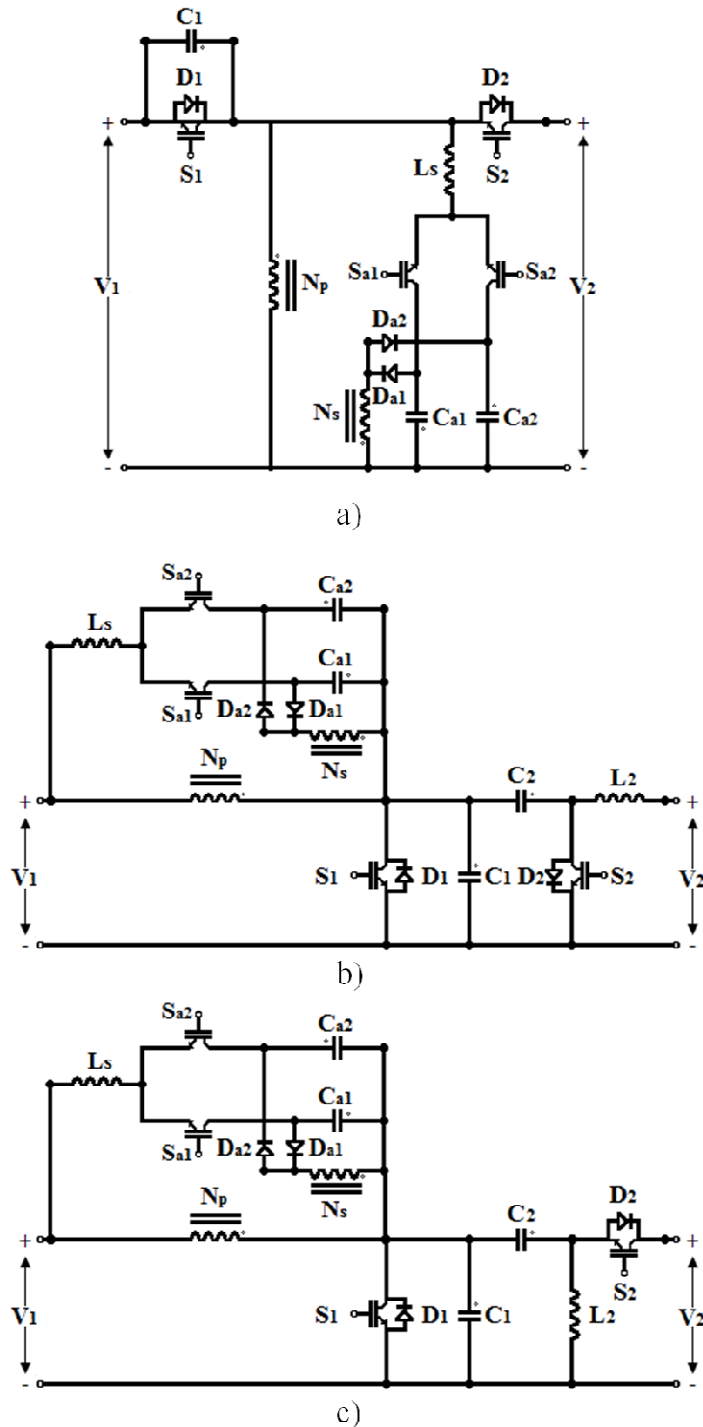


Fonte: (MOHAMMADI; FARZANEHFARD, 2017).

O conversor apresentado na Figura 5.6, possui um circuito auxiliar ZVT composto por dois interruptores unidirecionais, S_{a1} e S_{a2} , dois capacitores auxiliares C_{a1} e C_{a2} , dois diodos D_{a1} e D_{a2} , e o indutor N_s que é acoplado ao indutor N_p do conversor. Esse circuito auxiliar tem como objetivo garantir a comutação suave, dentro de toda a faixa de operação do conversor, independente do valor da potência de saída ou do modo de operação deste conversor.

Em Mohammadi e Farzanehfard (2017), os autores comparam os resultados do conversor proposto por eles, apresentado na Figura 5.6, com os resultados de um conversor de mesma topologia sem o uso do circuito auxiliar ZVT, onde os autores utilizam diferentes cargas, para ambos os conversores. O rendimento do conversor que utiliza o circuito auxiliar ZVT apresentou resultados melhores do que a versão sem circuito auxiliar, ficando próximo a 95%, tanto no modo *boost* como no modo *buck*, contra um rendimento próximo de 88% do conversor sem circuito auxiliar ZVT. Os autores ainda apresentaram, na mesma literatura, outros conversores bidirecionais com a incorporação do circuito auxiliar ZVT, conforme podem ser vistos na Figura 5.7.

Figura 5.7 – Conversores bidirecionais CC-CC ZVT não isolados. a) *buck-boost / buck-boost*. b) *Cuk / Cuk*. c) *SEPIC / Zeta*.



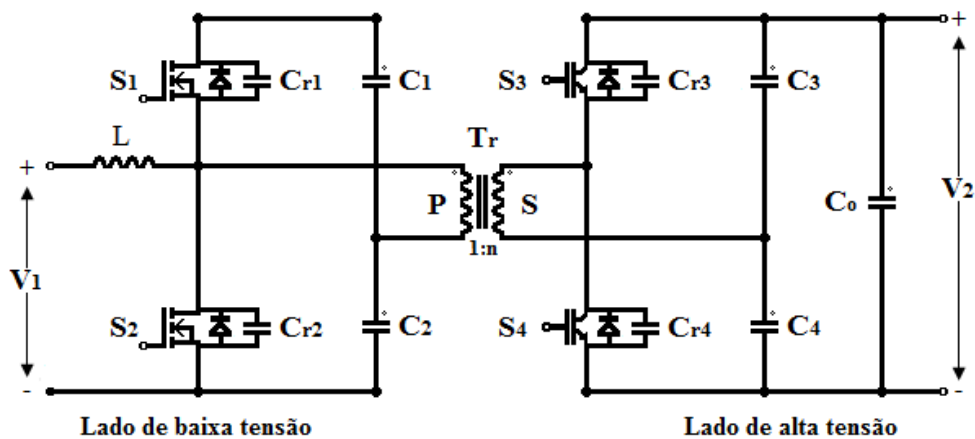
Fonte: (MOHAMMADI; FARZANEHFARD, 2017).

Os conversores apresentados na Figura 5.6 e na Figura 5.7, possuem comutação ZVS (*Zero Voltage Switching*) nos interruptores principais, S_1 e S_2 , e os interruptores auxiliares, S_{a1} e S_{a2} , ligam e desligam com a condição ZCS (*Zero Current Switching*). A principal vantagem apresentada na utilização deste circuito auxiliar ZVT foi a condição de

operação ZVS dos interruptores em qualquer região de operação do conversor, ou seja, a condição de comutação em ZVS não dependente do valor da potência de saída ou da direção do fluxo de potência (MOHAMMADI; FARZANEHFARD, 2017).

Em seu trabalho, Peng et al. (2004) apresentaram um conversor bidirecional ZVS meia ponte isolado que possibilita a comutação ZVS dos interruptores em qualquer direção do fluxo de energia, sem a necessidade de adicionar qualquer circuito auxiliar, assim como permite o processamento de elevados valores de potência. A Figura 5.8 mostra a topologia deste conversor. O protótipo foi montado para uma tensão V_1 de 12 V, uma tensão V_2 de 150 a 300 V e com potência de 1,6 kW.

Figura 5.8 – Conversor bidirecional CC-CC ZVS meia ponte isolado.



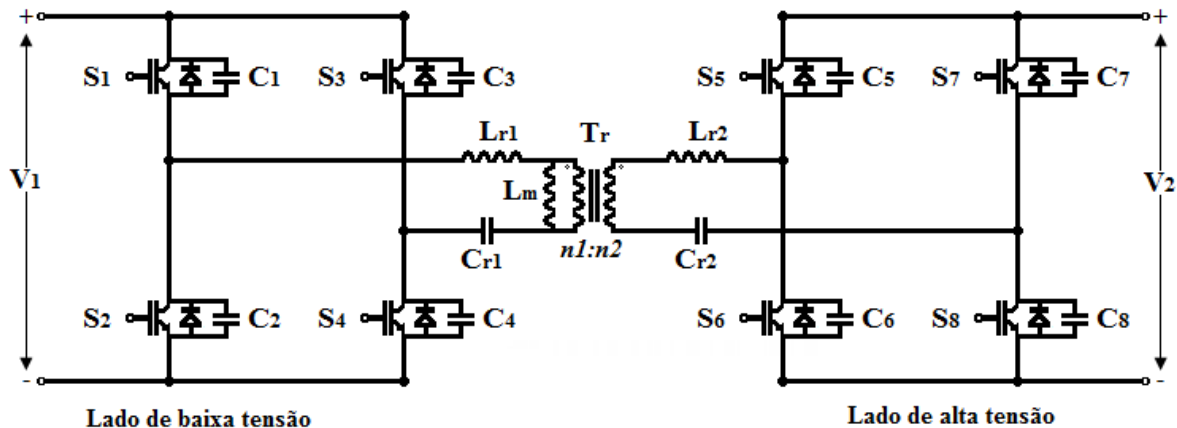
Fonte: (PENG et al., 2004).

O conversor apresentado na Figura 5.8 é constituído pelo indutor L e duas meias pontes, uma em cada lado do transformador T_r . Cada dispositivo de comutação possui um pequeno capacitor em paralelo (capacitor ressonante) para permitir a comutação suave. Quando a energia flui do lado de baixa tensão para o lado de alta tensão, o circuito funciona no modo *boost* para manter valor tensão desejado em C_0 . Quando o circuito atua na outra direção do fluxo de energia, o conversor funciona no modo *buck* para fornecer tensão para V_1 , ou seja, para carregar o acumulador de energia conectado em V_1 ou mesmo para absorver a energia regenerada em V_2 . Nos interruptores do lado de baixa tensão são utilizados MOSFETs, enquanto os interruptores do lado de alta tensão são IGBTs. O transformador T_r possui três funções neste conversor: criar uma isolamento galvânica entre o lado de baixa tensão e o lado de alta tensão; permitir a elevação de tensão no lado de alta; e utilizar a sua indutância de dispersão como elemento de armazenamento e transferência de energia. O conversor apresentou rendimento de 94% para uma carga nominal e para uma carga baixa,

10% da nominal, o rendimento foi de aproximadamente 87%. Entretanto, é possível melhorar ainda mais o rendimento deste conversor utilizando outra técnica de controle, conforme foi proposto por Jiang et al. (2013). Esses os autores utilizam uma estratégia de controle por deslocamento de fase (*phase shift*) associada a uma técnicas de compensação direta (*feed-forward*) para estabilizar a tensão no primário do transformador, reduzir a corrente na indutância de dispersão e regular a tensão de saída.

Já Zong et al. (2016), propõem um conversor bidirecional CC-CC ressonante, de alta potência, simétrico em ponte completa e com dupla frequência de operação, que pode ser visto na Figura 5.9. O protótipo foi montado para uma tensão V_1 de 400 V, uma tensão V_2 de 800 V e com potência de 5 kW.

Figura 5.9 – Conversor bidirecional CC-CC ressonante, de alta potência e simétrico em ponte completa.



Fonte: (ZONG et al., 2016).

O conversor apresentado na Figura 5.9 é constituído por duas pontes completas e dois circuitos ressonantes LC , ambos em cada lado do transformador T_r . Cada dispositivo de comutação possui um pequeno capacitor em paralelo para permitir a comutação suave. O princípio de operação em relação à direção do fluxo de energia segue o mesmo princípio já apresentado em relação ao conversor da Figura 5.8. Os interruptores S_1 e S_2 operam de forma complementar, assim como, também os interruptores S_3 e S_4 comutam de forma complementar, sendo que cada braço atua com defasagem de 180° . Os interruptores do lado de alta tensão seguem os mesmos princípios de operação do lado de baixa tensão. As frequências dos tanques ressonantes ($L_r C_r$) do primário e do secundário são as mesmas.

Segundo Zong et al. (2016), a modulação de frequência dupla é originada através dos ciclos de trabalho dos dois interruptores em cada meia ponte, onde S_1 e S_4 são ajustados para 0,75, e S_2 e S_3 para 0,25, juntamente com o ângulo de deslocamento de fase em 180° .

Assim, a frequência equivalente de saída se torna duas vezes maior que a frequência de chaveamento, permite reduzir os tamanhos dos componentes ressonantes e aumenta a densidade de potência de forma eficaz, especialmente para aplicações de alta potência e baixa frequência. O conversor apresentou rendimento de 95% para uma carga nominal e, assim, como nos demais conversores apresentados, onde a comutação suave (ZVS) é comprometida em condições de carga muito abaixo da nominal, este conversor também foi afetado, onde obteve rendimento entre 81% e 85% para uma carga abaixo de 10% da nominal.

Zong et al. (2016), ainda demonstraram que com os ciclos de trabalho assimétricos dos interruptores e com a defasagem de 180° entre os braços de potência, a frequência de operação do tanque ressonante tornou-se duas vezes maior que a frequência de comutação. Assim, proporcionou uma redução nos volumes dos componentes passivos, bem como, a redução de custos nestes componentes.

Conforme pode ser visto, os conversores apresentados possuem rendimentos em torno dos 95%, quando em carga plena. Entretanto, quando operam com baixas cargas o rendimento é comprometido de forma significativa. Conforme os resultados apresentados na Figura 4.9, o valor médio de potência durante uma frenagem foi de 780,7 W, para um PMSM. Considerando uma aplicação com microrrede CC industrial com “ n ” máquinas conectadas, de mesmas características e com a mesma configuração de produção da máquina injetora dos resultados experimentais da Figura 4.9, a potência a ser processada pelo conversor de interface será definida por (5.27)

$$P_{conversor} = n \cdot P_{fr} \quad (5.27)$$

Onde,

$P_{conversor}$ é a potência do conversor de interface; e

P_{fr} é a potência média durante a frenagem regenerativa de maior intensidade.

Quando todas as máquinas frenam no mesmo intervalo de tempo, o conversor irá operar na potência nominal. Entretanto, se apenas uma máquina, das “ n ” máquinas conectadas ao barramento CC, estiver desacelerando a potência processada pelo conversor será baixa e, por consequência, o conversor irá operar com rendimentos inferiores a 85%. Por isso os autores Takahashi et al. (2010) e Akiyoshi et al. (2014) conectam um supercapacitor por máquina, e assim evitam que o conversor opere com baixas cargas. Entretanto, utilizar um

supercapacitor por máquina pode tornar a solução onerosa e por vezes inviável. Assim, em função da busca por eficiência energética avaliou-se a possibilidade de retirada do conversor de interface e deixar o barramento com tensão variável, o que já ocorre naturalmente nos inversores de frequência.

5.4 Considerações parciais

Neste capítulo foi desenvolvida a análise qualitativa sobre as perdas geradas no processo de conversão de energia cinética dos motores em energia elétrica, onde se realizou propostas para minimizar tais perdas. As principais tecnologias de acumuladores de energia foram tratadas e se definiu pelo uso de supercapacitor na proposta em função da sua densidade de potência elevada ser maior que a das baterias convencionais. O que resulta em uma maior capacidade para operar com correntes elevadas. Assim, as informações necessárias para uma análise qualitativa e quantitativa foram apresentadas. Uma análise qualitativa sobre os conversores de interfaces foi realizada, e se verificou que os conversores apresentados possuem rendimentos em torno dos 95%, quando em carga plena. Entretanto, quando operam com baixas cargas o rendimento é comprometido de forma significativa. Em função da busca por eficiência energética se torna necessária uma avaliação em relação à possibilidade de remover o conversor de interface da proposta de microrrede industrial CC. Assim, o barramento CC deve possuir tensão variável, o que já ocorre naturalmente nos inversores de frequência.

6 AVALIAÇÃO DA PROPOSTA DE BARRAMENTO CC INDUSTRIAL COM RECUPERAÇÃO DE ENERGIA E SEM O USO DE CONVERSOR DE INTERFACE

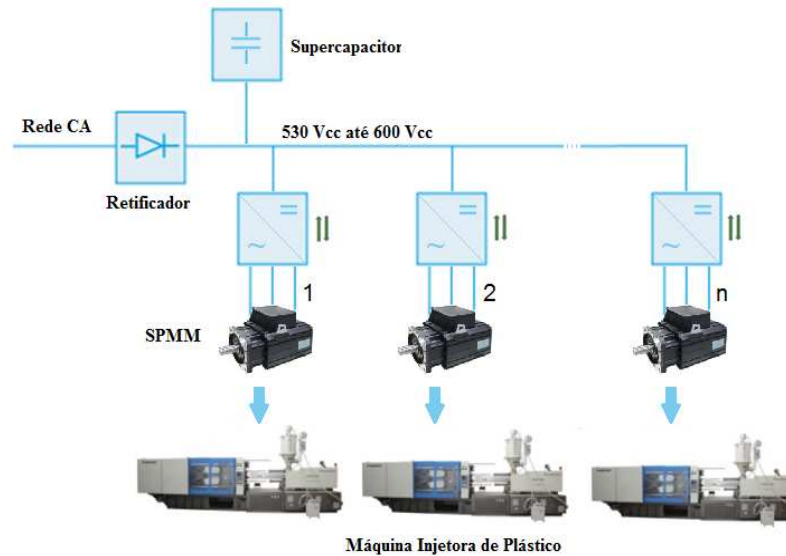
Com a possibilidade de apenas uma máquina das “ n ” máquinas conectadas a microrrede industrial CC frenar, a potência processada pelo conversor será baixa e, por consequência, seu rendimento será reduzido, podendo estar abaixo dos 85%. Assim, o uso de conversor de interface pode contribuir para a redução do rendimento do sistema de recuperação de energia. Inclusive, em (5.3) o conversor de interface já é apresentado como um dos responsáveis por reduzir uma fatia do aproveitamento útil da energia regenerada por um PMSM, tendo em vista que um dos objetivos desse trabalho é permitir um melhor aproveitamento dos recursos disponíveis, e assim, permitir ganhos de eficiência energética em relação ao consumo de energia elétrica de máquinas elétricas rotativas. O conversor de interface foi eliminado da proposta, em função da possibilidade de comprometer a eficiência energética do sistema e principalmente pelo fato do nível de tensão do barramento CC poder ser variável para esse tipo de aplicação de uso industrial. A remoção se torna possível devido à evolução tecnológica na fabricação dos supercapacitores, pois o mercado já dispõe de módulos de supercapacitores com tensão de operação nominal de até 240 V. E quando conectados em série, podem chegar a uma tensão máxima de operação de até 1500 V (EMPRESA MAXWELL, 2018).

6.1 Proposta

Uma microrrede industrial CC, com a tensão do barramento CC variável, para substituir o barramento de corrente alternada utilizado para alimentação de motores e máquinas é apresentada. Essa proposição também contempla a possibilidade de regeneração de energia e o armazenamento dessa energia em um supercapacitor, entretanto, sem o uso de conversor bidirecional como interface entre o barramento CC e o supercapacitor.

A proposta da microrrede industrial CC pode ser vista na Figura 6.1. Essa proposta visa à utilização de PMSMs, entretanto, permite a operação de qualquer topologia de motor elétrico trifásico acionado por inversor de frequência. A retirada do conversor de interface segue a mesma linha de raciocínio em relação à exclusão dos retificadores internos dos inversores, como objetivo de melhorar o rendimento do sistema, e assim proporcionar uma melhor eficiência energética.

Figura 6.1 – Proposta de microrrede industrial CC, com tensão variável no barramento CC, com possibilidade de regeneração de energia e com o uso de supercapacitor, sem a necessidade de conversor de interface.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A proposição apresentada na Figura 6.1 permite a conexão de “ n ” máquinas na microrrede CC industrial com o uso do mesmo supercapacitor e sem o uso de conversor de interface, o que pode permitir um melhor aproveitamento dos recursos. O uso de apenas um módulo de supercapacitor é possível em função da sua capacidade de gerenciar altas potências e por sua alta expectativa de vida, pois possibilita um grande número de ciclos de carga e descarga. Assim, é possível operar com altas correntes de carga e descargas. Existe uma possibilidade de sincronização da operação de diferentes máquinas injetoras, em casos onde não há intervenção humana na operação, de tal forma que, quando os motores de um grupo de máquinas estiverem acelerando (consumindo energia elétrica) os motores de outro grupo de máquinas estejam desacelerando (gerando energia), de forma balanceada. Assim, pode ser possível reduzir o tamanho da capacitância do barramento de corrente contínua, o que permite melhorar ainda mais o aproveitamento dos recursos disponíveis.

Para validar a proposta, foram realizados experimentos que visaram emular a dinâmica de operação de duas máquinas injetoras conectadas a um barramento de corrente contínua que possibilita a regeneração de energia e o armazenamento dessa energia em um supercapacitor. O experimento foi realizado em bancada em virtude dos custos envolvidos para a implementação na indústria, tendo em vista a necessidade de máquinas disponíveis e de infraestrutura elétrica (cabos elétricos, proteções elétricas para corrente contínua, retificador

unidirecional para o barramento CC e etc.). Assim, foram necessários o dimensionamento do supercapacitor e a montagem do protótipo para que os dados experimentais fossem coletados.

6.2 Projeto para operação de duas máquinas injetoras conectadas a uma microrrede industrial CC

Nesta seção, são apresentadas as especificações de projeto e o dimensionamento do supercapacitor. Uma bancada de testes para emular o funcionamento de duas máquinas injetoras conectadas ao mesmo barramento CC foi montada, bem como, os resultados experimentais são analisados. Os parâmetros utilizados no equacionamento do supercapacitor para a elaboração do projeto são mostrados na

Tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Parâmetros para projeto.

Parâmetro	Valor
Tensão mínima do barramento (V_{bar_min})	530 V
Tensão máxima do barramento (V_{bar_max})	600 V
Energia regenerada (E_{reg_max})	156,14 J
Quantidade de motores ($N_{motores}$)	2

Fonte: Elaborado pelo autor.

6.2.1 Projeto do supercapacitor

Aplicando os valores da

Tabela 6.1 em (5.26) obtemos o valor da capacitância necessária para o barramento CC, com duas máquinas injetoras conectadas, sendo C igual a 7,90 mF. Em função do valor da capacitância ter sido relativamente baixo, quando comparada com os valores disponíveis no mercado para supercapacitores, que podem ir de 1 F a 500 F, e para fins de prova de conceito da proposta são utilizados capacitores eletrolíticos, do fabricante Epcos, modelo B43584, para montar o barramento CC experimental. A Tabela 6.2 apresenta as especificações do capacitor escolhido.

Tabela 6.2 – Especificação do capacitor eletrolítico Epcos – B43584.

Parâmetro	Valor
Valor do capacitor (C_1)	3300 μ F
Tensão nominal do capacitor (V_{cap})	400 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

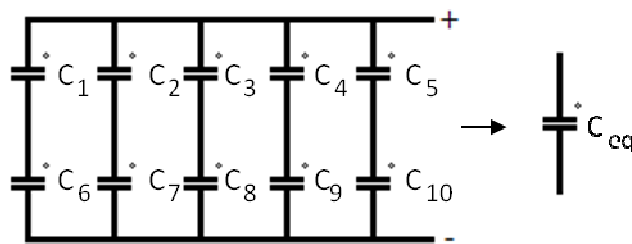
Aplicando os valores da Tabela 6.2 em (5.18) obtemos a quantidade de capacitores conectados em série para atingir o valor de tensão máxima do barramento. Assim N_{cap_serie} é igual a 2. A capacitância equivalente da conexão em série dos 2 capacitores é obtida utilizando (5.20). Logo, C_{serie} é igual a 1,65 mF.

A quantidade de capacitores conectados em paralelo para atender ao valor de capacitância C é definido utilizando (5.21). Assim, o valor de $N_{assoc_paralela}$ é igual a 5.

O valor da nova capacitância equivalente para projeto é recalculada com auxílio de (5.23), sendo o novo valor de C_{eq} igual a 8,25 mF. O projeto completo do supercapacitor está disponível no Apêndice D.

O circuito elétrico com as associações de capacitores para atender ao valor da capacitância equivalente C_{eq} é apresentado na Figura 6.2.

Figura 6.2 – Associação de capacitores para atender ao capacitor equivalente C_{eq} .

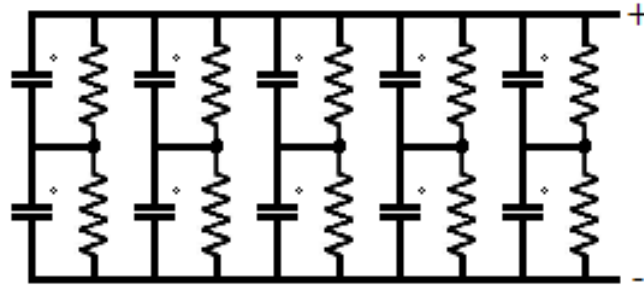


Fonte: Elaborado pelo autor.

A equalização do arranjo de capacitores apresentados na Figura 6.2 foi realizada inicialmente de forma passiva e dissipativa, pois o objetivo foi validar a proposta. Esse método de equalização já é bem difundido na literatura (EMPRESA EPCOS, 2007). O uso de um resistor paralelo ao capacitor pode aumentar a taxa de descarga automática para equalização e as perdas por dissipação (MANEESUT; SUPATTI, 2017). Logo, é recomendada a avaliação de conversores para equalização de tensão nos capacitores. É importante destacar que um conversor utilizado para a equalização de tensão em capacitores processa apenas a energia necessária para a equalização e não a energia total da regeneração.

A Figura 6.3 apresenta o circuito elétrico do arranjo de capacitores com a equalização passiva e dissipativa. Os resistores utilizados são de 50 k Ω e com 4 W de potência de dissipação, dimensionados conforme Empresa EPCOS (2007).

Figura 6.3 – Capacitores do barramento CC com equalização passiva e dissipativa.

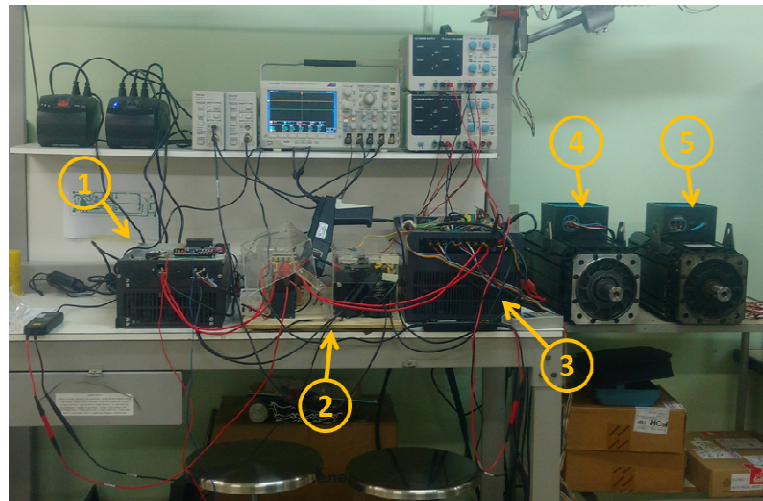


Fonte: Elaborado pelo autor.

6.2.2 Montagem do protótipo

Depois de dimensionado o capacitor utilizado no barramento de corrente contínua, essa seção, apresenta a montagem do protótipo e a metodologia utilizada para a obtenção dos resultados experimentais. A Figura 6.4 apresenta o protótipo em bancada que visa emular a operação de duas máquinas injetoras.

Figura 6.4 – Protótipo em bancada para emular duas máquinas injetoras conectadas a um barramento de distribuição em corrente contínua, com regeneração de energia e uso de supercapacitor, sem a necessidade de conversor bidirecional de interface.



Legenda:

1. Inversor de frequência do PMSM 1;
2. Barramento CC;
3. Inversor de frequência do PMSM 2;
4. PMSM 1 – 18 kW;
5. PMSM 2 – 23 kW.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Tabela 6.3 apresenta os dados técnicos dos PMSMs utilizados na bancada de testes experimentais

Tabela 6.3 – Dados técnicos do PMSM 1 e do PMSM 2 utilizados na bancada de testes experimentais.

Dados técnico	PMSM 1	PMSM 2
Fabricante/Modelo	Phase/U31007F20.3	Phase/U31010F18.3
Potência nominal	18,71 kW	23 kW
Rendimento	0,92%	0,95%
Torque nominal	89,39 Nm	122 Nm
Velocidade nominal	2000 rpm	1800 rpm
Corrente nominal	36,67 A	44 A
Tensão nominal	341 V	321 V
Torque constante	2,53 Nm/A	2,9 Nm/A
Frequência nominal	113 Hz	113 Hz
Resistência do enrolamento	0,46 Ohm	0,27 Ohm
Indutância do enrolamento	11,40 mH	5,41 mH
Inércia do rotor	0,009 kgm ²	0,012 kgm ²
Nº de polos	8	8
Peso	52 kg	66 kg

Fonte: Elaborado pelo autor.

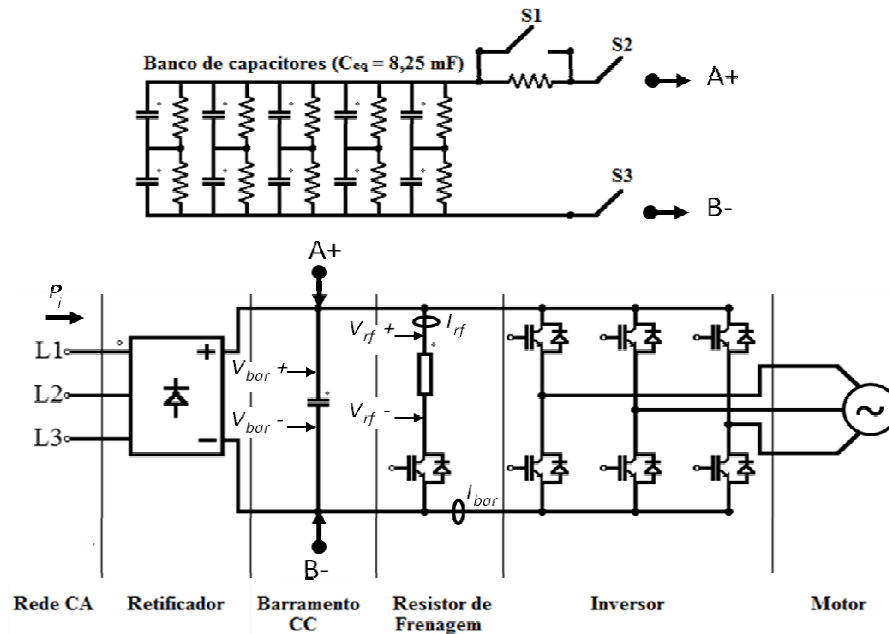
Os dados técnicos dos inversores de frequência 1(Delta) e 2 (Focal) são os mesmos apresentados na Tabela 4.2.

O objetivo desse experimento foi emular a dinâmica de operação de duas máquinas injetoras conectadas a um barramento de corrente contínua que possibilita a regeneração de energia e o armazenamento dessa energia em um banco de capacitores eletrolíticos sem o uso de conversor bidirecional como interface entre o barramento CC e o banco de capacitores. Entretanto, não foi possível acoplar a bomba hidráulica em cada um dos ao PMSMs, muito menos, simular a dinâmica de operação das bombas com o uso de cargas acopladas ao eixo dos motores na bancada. Isso, a princípio, inviabilizou o uso da bancada para coleta de dados experimentais. Assim, optou-se por adaptar o banco de capacitores e acoplá-lo diretamente ao barramento CC do inversor de uma máquina injetora e com isso realizar a coleta de dados experimentais.

As medições foram realizadas utilizando o circuito esquemático apresentado na Figura 6.5, onde, P_i (potência de entrada no inversor) indica o ponto de medição de consumo de energia elétrica do conjunto motor e inversor, conforme padrão apresentado na Figura 2.7, V_{bar} (tensão no barramento CC) e V_{rf} (tensão no resistor de frenagem) indicam a posição de

conexão das ponteiros de tensão. As sondas de corrente foram conectadas nos pontos I_{bar} (corrente no barramento CC) e I_{rf} (corrente no resistor de frenagem).

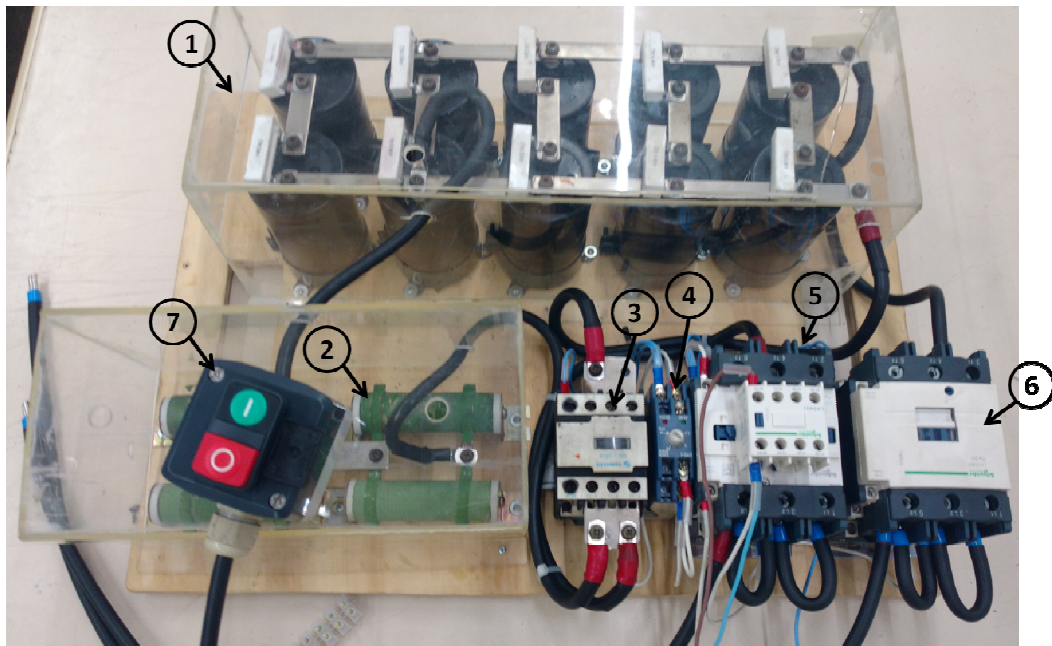
Figura 6.5 – Circuito esquemático de conexão do banco de capacitor e dos instrumentos de medição.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As chaves S1, S2 e S3 apresentadas na Figura 6.5 são respectivamente: chave com temporizador para a pré-carga do banco de capacitor, chave para seccionar a conexão do ponto de polaridade positiva do banco de capacitores para o barramento CC do inversor e chave para seccionar a conexão do ponto de polaridade negativa do banco de capacitores para o barramento CC do inversor. As chaves S2 e S3 são acionadas de forma simultânea através de um comando elétrico ativado por meio de botoeiras para ligar (acoplar) e desligar (desacoplar) o banco de capacitores do barramento CC do inversor, após acionar o botão “liga” o temporizador da chave S1 é acionado e, após um segundo, a chave S1 fecha. Com isso, o resistor de pré carga do banco de capacitores é desligado do circuito.

Figura 6.6 – Protótipo do banco de capacitores para conexão na injetora.



Legenda:

1. Banco de capacitores;
2. Resistência de pré-carga do banco de capacitores;
3. Chave S1;
4. Temporizador da chave S1;
5. Chave S2;
6. Chave S3;
7. Botoneira: liga (I) – acopla / desliga(O) – desacopla.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Em função da indisponibilidade de máquinas injetoras modelo GEK 220/S, por motivos de produção, os dados experimentais foram obtidos por meio de medições realizadas em uma máquina injetora de plástico da marca Golden Eagle, modelos GEK 280/S, que utiliza PMSM de 28,3 kW conforme especificações da

Tabela 6.4. A Tabela 6.5 apresenta as especificações do inversor de frequência.

Tabela 6.4 – Dados técnicos do PMSM utilizado pela injetora modelo GEK 280/S.

PMSM	GEK 280/S
Fabricante/Modelo	Phase/U31010F20.3
Potência nominal	28.3 kW
Rendimento	95%
Torque nominal	135 Nm
Velocidade nominal	2000 rpm
Corrente nominal	60.5 A
Tensão nominal	321 V
Torque constante	2,37 Nm/A
Frequência nominal	133.4 Hz
Resistência do enrolamento	0,18 Ohm
Indutância do enrolamento	2,78 mH
Inércia do rotor	0,012 kgm ²
Nº de polos	8
Peso	66 kg

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 6.5 – Dados técnicos do inversor do PMSM utilizado pela injetora modelo GEK 280/S.

Inversor de frequência	GEK 280/S
Fabricante/Modelo	Delta/VDF300VL43A-J
Potência nominal	35 kW
Tensão nominal	380 V
Capacitância barramento CC	4,95 mF
Tensão máxima barramento CC*	800 V
Corrente máxima do barramento CC*	200 A
Tensão para atuação da resistência de frenagem	600 V
Resistor de frenagem	30 Ω

*Valores máximos suportados pelos componentes do circuito de potência

Fonte: Elaborado pelo autor.

O objetivo foi realizar a coleta de dados referentes: ao consumo do conjunto motor e inversor; aos níveis de tensão e de corrente do barramento CC; e aos níveis de tensão e de corrente na resistência de frenagem. Os testes são realizados durante os ciclos produtivos da injetora em duas situações: com o banco de capacitores acoplado e com banco capacitores desacoplado. A partir destas grandezas são avaliados os comportamentos elétricos, bem como, são comparados os resultados das duas situações propostas. Assim, é possível constatar os ganhos em relação ao consumo de energia elétrica com a recuperação da energia de frenagem do PMSM. A máquina injetora utilizada no experimento estava produzindo pequenos componentes em PVC utilizados na montagem de calçados.

Para a realização dos experimentos foram utilizados os seguintes equipamentos: analisador de energia da marca Embrasul, modelo RE 6000, osciloscópio digital da marca Tektroniks, modelo DPO3014, sondas de corrente para alta frequência da marca Tektroniks, modelo TCP303 e ponteiras de tensão diferencial de alta frequência da marca Tektroniks, modelo P5200. A montagem dos equipamentos de medição na máquina injetora modelo GEK 280/s pode ser vista na Figura 6.7.

Figura 6.7 – Equipamentos de medição conectados a Injetora GEK.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Após a conexão dos instrumentos de medição e preparação do banco de capacitores para acoplamento no barramento CC do inversor, a máquina injetora foi configurada de acordo com parâmetros de processo pré-estabelecidos de produção e se iniciou a operação.

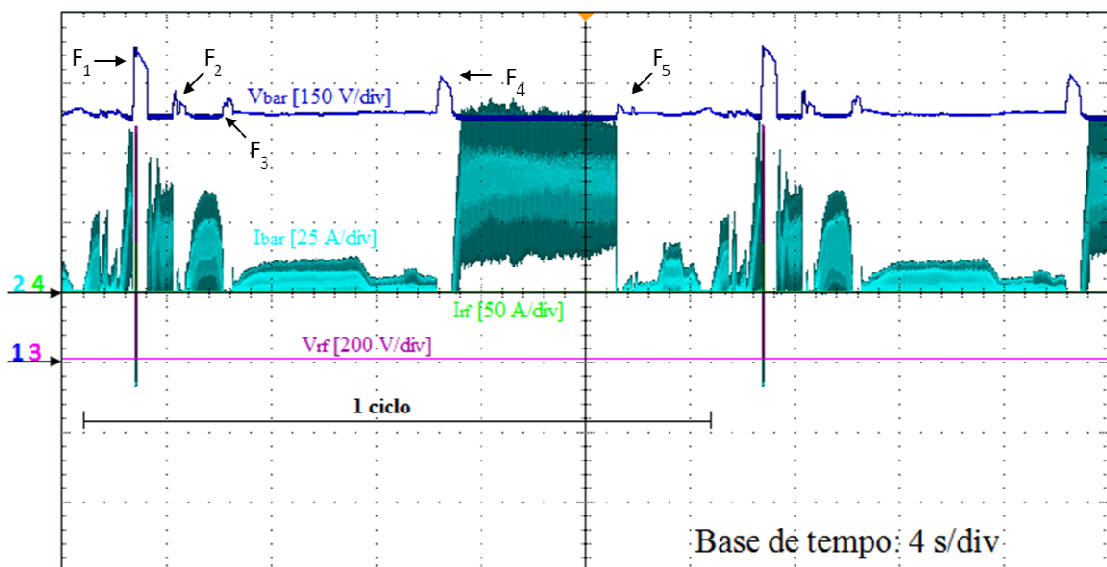
6.3 Resultados experimentais do protótipo acoplado a injetora – formas de onda

As principais formas de onda dos resultados experimentais foram obtidas com o banco de capacitores desacoplado do barramento CC do inversor da máquina injetora e com ele acoplado ao inversor.

A Figura 6.8 mostra o resultado experimental com as medições de corrente e de tensão realizadas no barramento CC do inversor da máquina de injeção, GEK 280/S, em um ciclo completo de produção de aproximadamente 24 segundos, com carga de injeção de aproximadamente 170 gramas, com o banco de capacitores desacoplado do inversor. Durante esse ciclo de produção o motor sofreu cinco frenagens (F_1 , F_2 , F_3 , F_4 e F_5), entretanto, apenas em uma frenagem a resistência de frenagem atuou, em F_1 . Nas frenagens F_2 , F_3 , F_4 e F_5 o PMSM inicia a desaceleração e, antes de cessar a sua rotação, é acelerado. Dessa maneira, não excede o limite de tensão necessário para que o resistor de frenagem atue. Durante F_2 , F_3 , F_4 e

F_5 a energia é regenerada e absorvida pelo próprio barramento CC do inversor de frequência. Em F_1 , a tensão no barramento de corrente contínua sofreu elevações superiores a 20%, assim, o resistor de frenagem foi ativado uma vez, onde a maior variação de tensão se deu durante a primeira frenagem, onde V_{bar} saiu de 528,4 V para 676,7 V. O valor máximo de I_{bar} foi de 69,66 A. Essa variação de tensão ocorre quando o PMSM desacelera, fazendo com esse passe a funcionar como gerador e retorne energia para o barramento CC. Não houve qualquer interferência no processo produtivo da máquina durante a coleta de dados experimentais.

Figura 6.8 – Resultados experimentais em um ciclo completo de injeção de componentes. Sem o banco de capacitores acoplado ao barramento CC do inversor. Ch 1 (150 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (25 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}), Ch 3 (200 V por div. – rosa) – tensão no resistor de frenagem (V_{rf}) e Ch 4 (50 A por div. – verde) – corrente no resistor de frenagem (I_{rf}). Base de tempo: (4 s por div.).

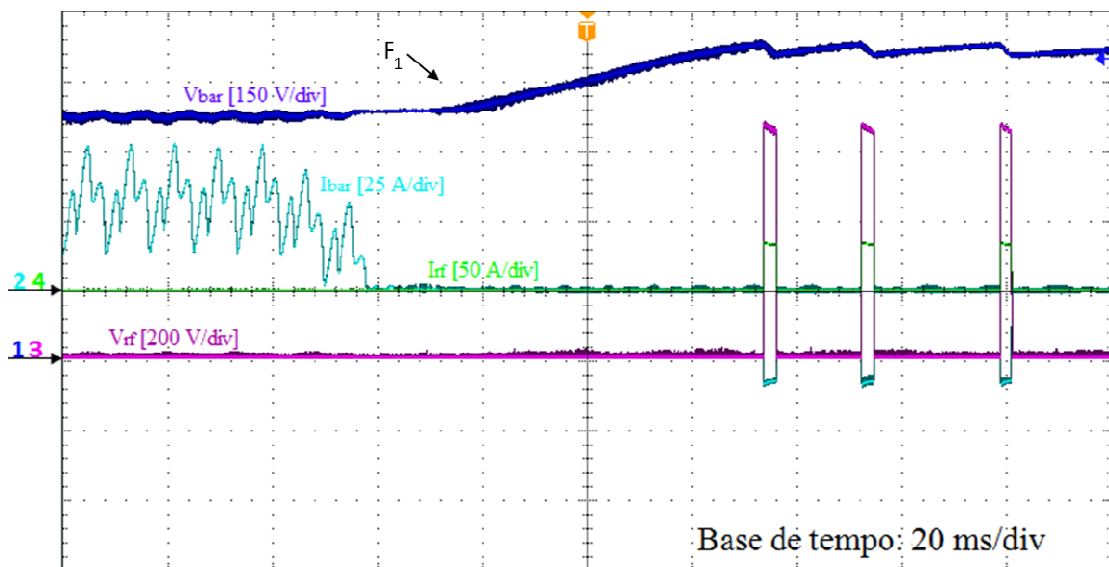


Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 6.9 apresenta de forma mais detalhada a variação de tensão sofrida pelo barramento CC da máquina injetora durante a frenagem F_1 , onde a recuperação de energia ocorre em um curto período de tempo. A análise do resultado experimental mostra que o processo de desaceleração do motor eleva a tensão do barramento CC para 686,2 V e após isso, a resistência de frenagem é acionada para dissipar a energia excedente do barramento CC. O tempo total de atuação dessa frenagem é aproximadamente de 48 ms, tendo em vista que esse tipo de motor possui um baixo momento de inércia (0,012 kgm²). Em motores com momento de inércia mais elevados o tempo de desaceleração e a energia dissipada são maiores e, conseqüentemente, a eficiência do sistema é reduzida.

A Figura 6.10 mostra o resultado experimental com as medições de corrente e de tensão realizadas no barramento CC do inversor da máquina de injeção, GEK 280/S, em um ciclo completo de produção de aproximadamente 24 segundos, com carga de injeção de aproximadamente 170 gramas, com o banco de capacitores acoplado ao inversor. Durante esse ciclo de produção o motor sofreu quatro frenagens (F_1 , F_2 , F_3 , e F_4). Entretanto, em nenhuma frenagem a resistência de frenagem atuou, ou seja, não foi excedido o limite de tensão necessário para que o resistor de frenagem atuasse. Durante F_1 , F_2 , F_3 , e F_4 a energia é regenerada e absorvida pelo barramento CC. Em F_1 , a tensão no barramento de corrente contínua V_{bar} foi de 603,4 V. Assim, a resistência de frenagem não atuou, ou seja, não houve dissipação de energia no resistor de frenagem. O valor máximo de I_{bar} foi de 48,84 A. Não houve qualquer interferência no processo produtivo da máquina durante a coleta de dados experimentais.

Figura 6.9 – Resultados experimentais na primeira desaceleração do motor sem o banco de capacitores acoplado ao barramento CC do inversor. Ch 1 (150 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (25 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}), Ch 3 (200 V por div. – rosa) – tensão no resistor de frenagem (V_{rf}) e Ch 4 (50 A por div. – verde) – corrente no resistor de frenagem (I_{rf}). Base de tempo: (20 ms por div.).

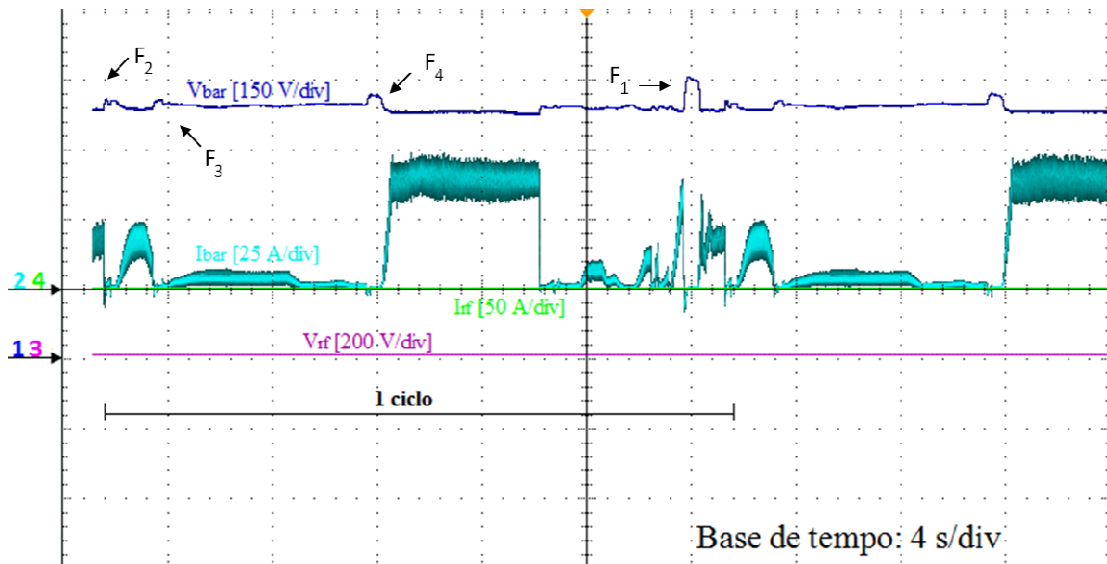


Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 6.11 apresenta de forma mais detalhada a variação de tensão sofrida pelo barramento CC da máquina injetora durante a frenagem F_1 , onde a recuperação de energia ocorre em um curto período de tempo. A análise do resultado experimental mostra que o processo de desaceleração do motor eleva a tensão do barramento CC para apenas 598,3 V e

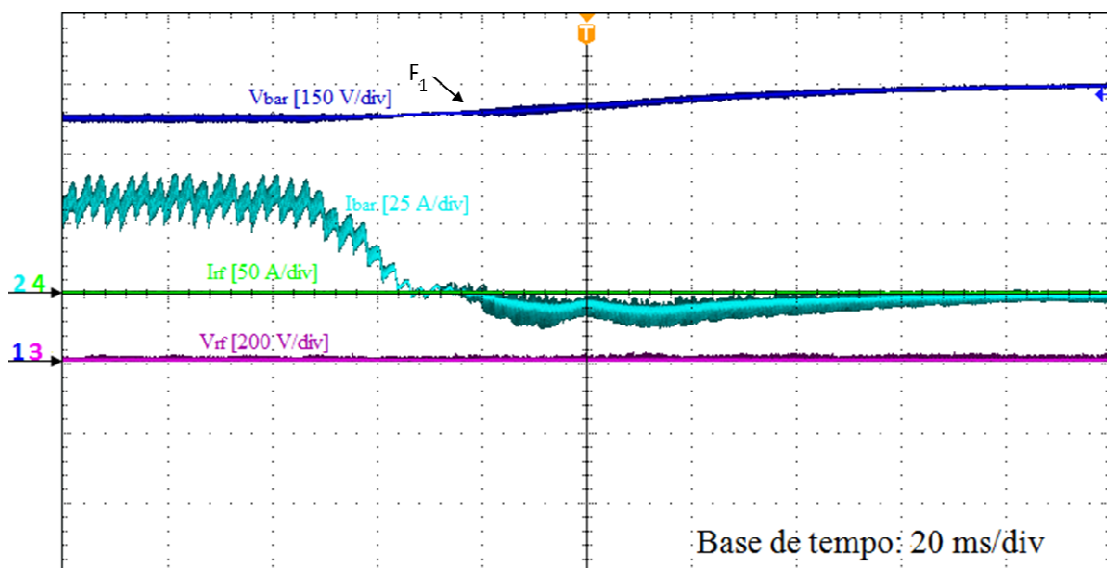
com isso, a resistência de frenagem não é acionada para dissipar a energia excedente do barramento CC, o que demonstra que a energia foi armazenada no barramento CC.

Figura 6.10 – Resultados experimentais em um ciclo completo de injeção de componentes. Com o banco de capacitores acoplado ao barramento CC do inversor. Ch 1 (150 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (25 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}), Ch 3 (200 V por div. – rosa) – tensão no resistor de frenagem (V_{rf}) e Ch 4 (50 A por div. – verde) – corrente no resistor de frenagem (I_{rf}). Base de tempo: (4 s por div.).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.11 – Resultados experimentais na primeira desaceleração do motor com o banco de capacitores acoplado ao barramento CC do inversor. Ch 1 (150 V por div. – azul escuro) – tensão do barramento (V_{bar}), Ch 2 (25 A por div. – azul claro) – corrente do barramento (I_{bar}), Ch 3 (200 V por div. – rosa) – tensão no resistor de frenagem (V_{rf}) e Ch 4 (50 A por div. – verde) – corrente no resistor de frenagem (I_{rf}). Base de tempo: (20 ms por div.).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na análise da Figura 6.11 percebe-se de forma mais clara, que com o acoplamento do banco de capacitores no barramento CC do inversor de frequência, a resistência de frenagem não atuou e que existe uma inversão no sentido do fluxo de corrente do barramento de corrente contínua. Portanto, o acoplamento do banco de capacitores ao barramento CC do inversor possibilitou o reaproveitamento da energia gerada durante o momento de desaceleração do PMSM. A Tabela 6.6 apresenta o resumo dos resultados obtidos neste experimento.

Tabela 6.6 – Resumo dos resultados apresentados no experimento com o banco de capacitores.

Estado do banco de capacitores	Resultados nas capturas	V_{bar} Máximo	I_{bar} Máximo	Energia	
				Dissipada	Regenerada
Desacoplado	Figura 6.8	676,7	69,66	SIM	NÃO
	Figura 6.9	686,2	52,96	SIM	NÃO
Acoplado	Figura 6.10	603,4	48,84	NÃO	SIM
	Figura 6.11	598,3	45,6	NÃO	SIM

Fonte: Elaborado pelo autor.

Ao comparar os resultados apresentados na Tabela 6.6, é possível constatar que houve reduções significativas nos valores máximos de V_{bar} e I_{bar} quando o banco de capacitores estava conectado ao barramento CC do inversor. É possível constatar na Figura 6.10 e na Figura 6.11 que não houve dissipação de energia na resistência de frenagem do inversor. Assim, a energia gerada durante a desaceleração do PMSM foi armazenada no banco de capacitores.

A validação da redução do consumo de energia elétrica proporcionada pela regeneração da energia de frenagem do PMSM foi realizada por meio de experimentos na mesma máquina de moldagem por injeção, modelo GEK 280. A máquina estava produzindo de forma contínua, sem interrupções, o mesmo produto, com tempo ciclo de 24 segundos e com carga de injeção de aproximadamente 170 gramas. O analisador de energia ficou conectado na máquina, conforme a indicação do ponto P_i da Figura 6.5. A montagem do analisador de energia na máquina injetora modelo GEK 280/s pode ser vista na Figura 6.12.

Figura 6.12 – Analisador de energia conectado a Injetora GEK.

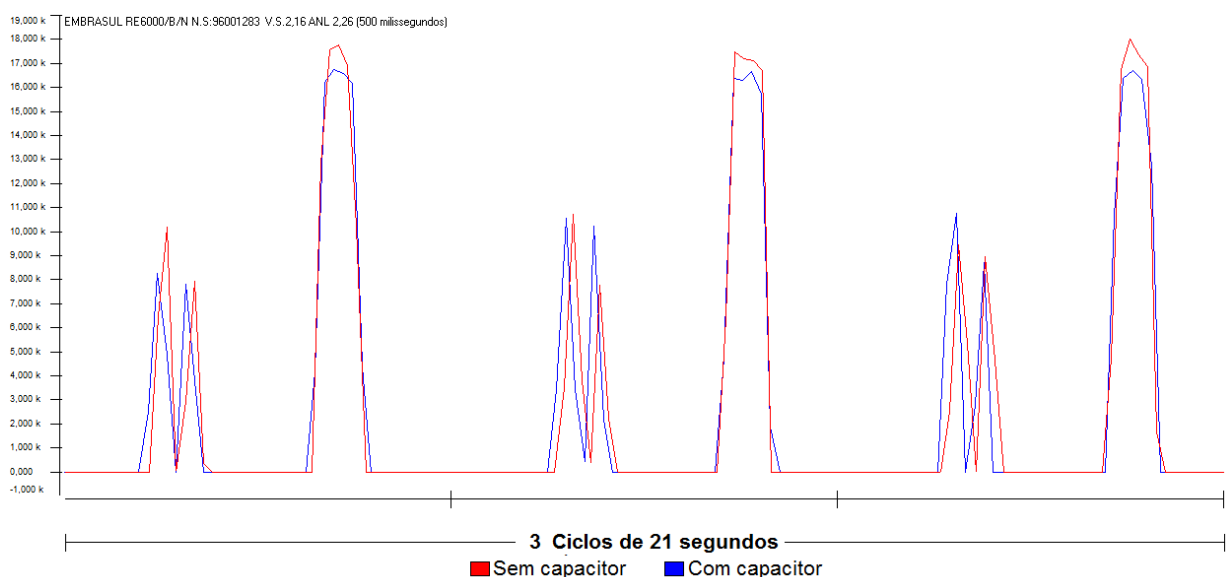


Fonte: Elaborado pelo autor.

O analisador de energia ficou conectado na máquina injetora, durante o processo produtivo, onde foram realizadas as medições de consumo de energia durante seis ciclos de produção. Nos três primeiros ciclos o banco de capacitores não estava conectado ao barramento de corrente contínua do inversor. Após estes três ciclos, o banco de capacitores foi conectado ao barramento CC do inversor por mais três ciclos, e depois foi desconectado.

A seguir, a Figura 6.13 apresenta o comparativo da potência elétrica (P_i) consumida durante os três ciclos de produção para cada uma das situações propostas: sem a conexão do banco de capacitores no barramento CC do inversor e com o banco de capacitores conectado ao inversor.

Figura 6.13 – Resultado experimental: comparativo das formas de onda de potência ativa (P_i) durante três ciclos de produção (Sem banco de capacitor – Curva vermelha); (Com banco de capacitor – Curva azul).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na análise dos resultados de consumo de energia é possível constatar que existe uma redução no consumo de energia quando o banco de capacitores está conectado ao barramento de corrente contínua do inversor, pois a energia gerada durante as desacelerações do PMSM é armazenada no banco de capacitores e utilizada na próxima aceleração deste motor. A potência média consumida na máquina sem o banco de capacitores conectado ao barramento CC do inversor é de 6,54 kW/h e quando o banco de capacitores está conectado ao inversor o consumo médio é de 6,21 kW/h, ou seja, existe uma redução de 5,05% no consumo de energia elétrica.

Em Takahashi et al. (2010), os autores utilizam um supercapacitor, para recuperação da energia de frenagem de um PMSM de uma injetora de plástico, com ciclo de produção de 4,3 segundos, conectado ao barramento de corrente contínua interno de um inversor. Os seus resultados, por meio de simulação computacional, indicam uma redução de consumo de energia de mais de 40%. No entanto, os resultados dependem diretamente do tempo ciclo do produto e principalmente do tamanho da carga de injeção, pois quanto menor o tempo ciclo ou o tamanho da carga de injeção, menor será o consumo de energia por ciclo. Tendo em vista que a energia disponível para regeneração é praticamente a mesma por ciclo, independente do tempo ciclo de produção. Assim, quanto menor o tempo ciclo de produção maior será a economia de energia. Cabe destacar que a solução proposta por Takahashi et al.(2010) possui conversor de interface que costuma possuir rendimentos em torno dos 95%, quando em carga plena. Entretanto, quando operam com baixas cargas o rendimento é comprometido de forma significativa.

6.4 Considerações parciais

Neste capítulo, o acumulador de energia foi dimensionado, assim como foram apresentados os resultados experimentais obtidos através dos testes realizados em uma injetora GEK 280/S. Após testes realizados na indústria, foi visto que o protótipo permitiu que a energia gerada durante a frenagem do motor fosse armazenada e reaproveitada no próximo ciclo. Assim, foi possível uma redução no consumo de energia elétrica de 5,05% da máquina injetora, bem como, os valores máximos de tensão e corrente do barramento CC foram reduzidos.

7 CONCLUSÃO

O trabalho se propôs a analisar, sobre o aspecto de eficiência energética, a aplicação de motores síncronos de ímã permanente na indústria, em específico aplicado a máquina injetora de plástico, em substituição aos motores de indução trifásicos. O trabalho teve como propósito proporcionar uma maior eficiência energética em máquinas injetoras de plástico. Assim, apresentou uma proposta de microrrede industrial em corrente contínua, com a possibilidade de recuperação de energia da frenagem de motores e com o uso de supercapacitores para armazenamento de energia. Cabe destacar que não foi utilizado conversor de interface entre o barramento CC do inversor e o supercapacitor.

A proposta de microrrede industrial apresentada neste trabalho possui barramento CC com tensão variável, o que contribui para estudos que buscam padronizações para os níveis de tensão de barramentos em corrente contínua. Nesse sentido, este trabalho contribuiu por meio da apresentação de resultados experimentais que demonstram as variações de tensão que o barramento CC, de máquinas e equipamentos da indústria, sofre em função da alta recuperação de energia em um curto período de tempo. Também foram realizados experimentos em relação ao consumo de energia elétrica entre o MIT e o PMSM. Constatou-se que o PMSM possui melhor eficiência energética, quando utilizado em injetoras de plástico, sendo 28% mais econômico que um MIT. Assim, seu uso é recomendado em aplicações para máquinas injetoras. Em meio às dificuldades e desafios apresentados pela indústria na utilização de PMSM, este trabalho apresentou propostas de metodologias para diagnósticos e de técnicas de manutenção preventivas, preditivas e inspeções para prevenir as falhas precoces dos PMSMs.

Em meio ao cenário da busca por eficiência energética e melhor aproveitamento dos recursos disponíveis, este trabalho apresentou, por meio de resultados experimentais, que a energia proveniente da frenagem de motores elétricos não é aproveitada pela indústria. Assim, foi proposta uma microrrede industrial CC que possibilita a regeneração da energia dos motores elétricos e o armazenamento desta energia em supercapacitor. Este trabalho expõe como contribuição científica o aumento da eficiência energética em máquinas injetoras, a eliminação do conversor bidirecional, utilizado como interface entre o acumulador de energia e o barramento CC. Este que costuma possuir rendimentos em torno dos 95%, quando em carga plena, entretanto, quando opera com baixas cargas o rendimento é comprometido. A

sua eliminação simplifica o sistema e melhora a eficiência, assim como, contribui para a redução de custos de implementação.

Os resultados experimentais do protótipo para regeneração de energia da frenagem de motores operou conforme esperado. Possibilitou uma economia de energia elétrica de 5,05% em uma máquina injetora GEK 280/S, com tempo ciclo de 24 segundos e com carga de injeção de aproximadamente cento e setenta gramas. O banco de capacitores possibilitou reduções significativas nos valores máximos de tensão e corrente do barramento CC.

Os resultados de redução de consumo de energia elétrica neste tipo de aplicação dependem diretamente do tempo ciclo do produto e principalmente do tamanho da carga de injeção. Quanto menor o tempo ciclo ou o tamanho da carga de injeção, menor será o consumo de energia por ciclo, tendo em vista que a energia disponível para regeneração é praticamente a mesma por ciclo, independente do tempo ciclo de produção. Assim, quanto menor o tempo ciclo de produção maior será a economia de energia. Em resultados preliminares com uma carga de oitenta gramas a economia de energia foi de aproximadamente 12%.

É evidente que os estudos envolvendo a proposta não devem ser limitados a este trabalho, devendo, por exemplo, buscar como trabalhos futuros o uso de retificadores multipulsos para a microrrede industrial, analisar os impactos da variação do tamanho da carga de injeção no reaproveitamento de energia e a conexão de duas máquinas na microrrede industrial CC.

O superdimensionamento do conversor, para contemplar a possibilidade de processamento da energia gerada a partir da frenagem das “ n ” máquinas, pode comprometer o rendimento do sistema e elevar os custos do projeto. Por outro lado, permitir que as resistências de frenagem atuem, implica em um desperdício energia. Ambos os cenários precisam ser avaliados para identificar a melhor configuração a ser adotada.

Além disso, uma análise dos circuitos ativos para equalização da tensão nos capacitores se faz necessário para melhorar ainda mais a eficiência do sistema e, conseqüentemente, possibilitar uma melhor eficiência energética. Por fim, um estudo sobre as proteções elétricas necessárias e aplicáveis a barramentos em corrente contínua para a indústria, merecem atenção para trabalhos futuros.

PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTE TRABALHO

GUEDES, A. R., FERREIRA, J. S., LIMA, A. d. S., FREITAS, A. A. A., ANTUNES, F. L. M. e SÁ, E. M. DC bus, an attractive opportunity for energy efficiency in industry. IEEE, **8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**, Florianopolis, 2017.

LIMA, A. d. S., GUEDES, A. R., FREITAS, A. A. A., SÁ, E. M. e ANTUNES, F. L. M. DC bus to industry a new way towards energy efficiency. PCIM Europe, **International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management**, Nuremberg, 2017.

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

ABDULLAH, M. A., TAN, C. W. e YATIM, A. H. M. A simulation study of hybrid wind–ultracapacitor energy conversion system, IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON), Johor Bahru, 2014.

AKAR, F., TAVLASOGLU, Y., UGUR, E., VURAL, B. e AKSOY, I. A bidirectional nonisolated multi–input dc–dc converter for hybrid energy storage systems in electric vehicles, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016.

AKIYOSHI, H., HIRAKI, E., TANAKA, T., OKAMOTO, M., MATSUO, T. e OCHI, K. Peak power shaving of an electric injection molding machine with supercapacitors, IEEE Transactions on Industry Applications, 2014.

ALAMRI, B. R. e ALAMRI, A. R. Technical review of energy storage technologies when integrated with intermittent renewable energy, International Conference on Sustainable Power Generation and Supply, Nanjing, 2009.

ALMEIDA, T. E. P. Controle vetorial sensorless para máquina síncronas de ímã permanente com força contra–eletromotriz não senoidal. Tese de Doutorado –Universidade de São Paulo – USP, São Carlos, 2017.

AMROUCHE, S. O., REKIOUA, D. e REKIOUA, T. Overview of energy storage in renewable energy systems, 3rd International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC), Marrakech, 2015.

ARKAN, M., PEROVIC, D. K. e UNSWORTH, P. J. Modelling and simulation of induction motors with inter–turn faults for diagnosis, Journal of Electric Power Systems Research, 2005.

ABNT– ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR 10082: Ensaio não destrutivo — Análise de vibrações — Avaliação da vibração mecânica de máquinas com velocidades de operação de 600 rpm a 15000 rpm. Rio de Janeiro: ABNT, 2011.

ABNT – ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR 5462: Confiabilidade e manutenibilidade. Rio de Janeiro: ABNT, 1994.

AVILA, E. et al., Energy management of a virtual power plant with a battery–ultracapacitor based Hybrid Energy Storage System, IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC), Puerto Varas, 2017.

AZEVEDO, G. M. Jr. et al., Estudo sobre a manutenção preditiva em motores trifásicos através da análise de vibrações. Projectus, Rio de Janeiro, 2016.

BARDE, L. B. Implementação de uma bancada para o controle eletrônico de motores síncronos de ímã permanente utilizando um DSP. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal do Rio de Janeiro – UFRJ, Rio de Janeiro, 2004.

BECKER, D. J. e SONNENBERG, B. J. DC microgrids in buildings and data centers. IEEE, 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), Amsterdam, 2011.

- BILGIN, B. e EMADI, A. Electric motors in electrified transportation: A step toward achieving a sustainable and highly efficient transportation system. IEEE, Power Electronics Magazine, 2014.
- BONANOMI, A. Electric motors : Market trends and service business. Power Transmission World, Milan – Italy, 2016. Disponível em: < <http://www.powertransmissionworld.com/electric-motors/> >. Acesso em 02 out. 2017.
- BONNETT, A. H.e YUNG, C. Increased efficiency versus increased reliability, IEEE Industry Applications Magazine, 2008.
- BRIZ, F., DEGNER, M.W., GARCIA, P. e DICZ, A.B. Induction machine diagnostics using zero sequence component, 14th IAS Annual Meeting Industry Applications Conference, Hong Kong, 2005.
- BRODAY, G. R., NASCIMENTO, C. B., LOPES, L. A. C. e AGOSTINI, E. Analysis and simulation of a buck–boost operation in a bidirectional ZVS DC–DC converter, International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS–ITEC), Toulouse, 2016.
- CARICCHI, F., CRESCIMBINI, F., NOIA, G. e PIROLO, D. Experimental study of a bidirectional DC–DC converter for the DC link voltage control and the regenerative braking in PM motor drives devoted to electrical vehicles, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – ASPEC'94, Orlando, 1994.
- CARMELI, M. S., DEZZA, F. C., MAURI, M. e PIEGARI, L. Energy recovery and efficiency optimisation in a wood cutting machines, International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP), Alghero, 2013.
- CHAPMAN, S. J. Fundamentos de máquinas elétricas. 5ª Ed. Porto Alegre: Editora AMGH, 2013.
- CHEN, S. e LIPO, T. A. Bearing currents and shaft voltages of an induction motor under hard– and soft–switching inverter excitation, IEEE Transactions on Industry Applications, 1998.
- CHOI, G. e JAHNS, T. M. Post–demagnetization characteristics of permanent magnet synchronous machines, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, 2015.
- CHOI, S. et al., Fault diagnosis techniques for permanent magnet ac machine and drives—A review of current state of the art. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018.
- DJERDIR, A., FAROOQ, J., REZIG, A. e MIRAOUI, A. Faults in permanent magnet traction motors: state of the art and modelling approaches, IEEE PES General Meeting, Providence, 2010.
- DO, H. Nonisolated bidirectional zero–voltage–switching dc–dc converter, IEEE Transactions on Power Electronics, 2011.

DRAGIČEVIĆ, T., LU, X., VASQUEZ, J. C. e GUERRERO, J. M. DC microgrids—Part II: A review of power architectures, applications, and standardization issues. IEEE, Transactions on Power Electronics, 2016.

EMERGE ALLIANCE. Data/Telecom center standard. Greenbuild, Conference, 2012 Disponível em: < <https://www.emergealliance.org/>>. Acesso em 02 out. 2017.

EMPRESA BRM ROLAMENTOS. Mancais e rolamentos BRM – Lubrificação e temperatura de operação. 2011. Disponível em: < <http://brm.com.br/wp-content/uploads/2011/04/9-lubrifica%C3%A7%C3%A3o-e-Temperatura-de-Opera%C3%A7%C3%A3o2.pdf>>. Acesso em 16 out. 2018.

EMPRESA EMBRASUL. Manual RE6000. 2005 Disponível em: < <http://www.vectus.com.br/wp-content/uploads/2018/04/analizador-energia-re6000.pdf>>. Acesso em 18 de out. 2018.

EMPRESA EPCOS, TDK Group. Aluminum electrolytic capacitors: General technical information – Series connection of AI electrolytic capacitors. 2007.

EMPRESA FLUKE. Guia de aplicações da termografia à manutenção industrial. 2010 Disponível em: < http://support.fluke.com/FInd-Sales/download/asset/2570878_0000_por_a_w.pdf>. Acesso em 20 de out. 2018.

EMPRESA FLUKE. Inspeção de motores elétricos. 2011 Disponível em: < http://support.fluke.com/find-sales/Download/Asset/4061459_7120_POR_B_W.PDF>. Acesso em 20 de out. 2018.

EMPRESA GOLDEN EAGLE. Chinese manufacturer of injection molding machines and auxiliary components, 2018. Disponível em: < <http://goldeneagle.com.ua/en/> >. Acesso em 05 abr. 2018.

EMPRESA MAXWELL. Product Comparison Matrix. 2018. Disponível em: < <http://www.maxwell.com/images/documents/ProductMatrix.pdf> >. Acesso em 04 set. 2018.

EMPRESA SKF. Rolamentos rígidos de esferas SKF– Energy efficient. 2015. Disponível em: < http://www.skf.com/binary/82-236499/SKF-Energy-Efficient-deep-groove-ball-bearings-6692_3-PT-BR.pdf>. Acesso em 17 out. 2018.

EMPRESA WEG. Gestão eficiente da energia elétrica. 2017. Disponível em: < <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-cartilha-weg-uso-eficiente-da-energia-eletrica-50030292-catalogo-portugues-br.pdf>>. Acesso em 02 out. 2017.

EMPRESA WEG. Motores elétricos assíncronos e síncronos de média tensão –especificação, características e manutenção. 2015a. Disponível em: < <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-curso-dt-6-motores-eletricos-assincrono-de-alta-tensao-artigo-tecnico-portugues-br.pdf>>. Acesso em 09 dez. 2017.

EMPRESA WEG. Seleção de motores elétrico. 2018. Disponível em: < http://ecatalog.weg.net/tec_cat/tech_motor_sel_web.asp#>. Acesso em 11 dez. 2017.

EMPRESA WEG. W22 Magnet: Drive System. 2015b. Disponível em: < <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-w22-magnet-drive-system-50015189-catalogo-portugues-br.pdf>> Acesso em 11 dez. 2017.

FERREIRA, C. A. Motor elétrico premium. Centrais Elétricas Brasileiras S.A. – Eletrobras, 1ª Edição, Rio de Janeiro, 2016. Disponível em: < <https://www.procobre.org/pt/wp-content/uploads/sites/4/2018/03/motor-premium-2016.pdf>> Acesso em 02 out. 2017.

FITZGERALD, A. E., KINGSLEY, C. e Jr. UMANS, S. D. Máquinas elétricas: com introdução à eletrônica de potência. 6ª ed. Porto Alegre: Editora Bookman, 2006.

GAN, C., WU, J., Sun, Q., KONG, W., LI, H. e Hu, Y. A Review on machine topologies and control techniques for low-noise switched reluctance motors in electric vehicle applications. IEEE Access, 2018.

GANCHEV, M., KRAL, C. e WOLBANK, T. Identification of sensorless rotor temperature estimation technique for permanent magnet synchronous motor, International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Sorrento, 2012.

GARCÍA, R.C. Controle de velocidade de motor síncrono de ímã permanente utilizando redes neurais artificiais e multiplexação em frequência. Tese de Doutorado –Universidade Federal do Rio de Janeiro – UFRJ, Rio de Janeiro, 2015.

GIERAS, J. F. Advancements in Electric Machines. 1ª ed. Rockford, Editora Springer, 2008.

GIERAS, J. F. e WING, M. Permanent magnet motor technology: design and applications. 2ª Edição, New York: Editora Marcel Dekker, 2002.

GRBOVIĆ P. J., DELARUE, P. e LE MOIGNE, P. Selection and design of ultra-capacitor modules for power conversion applications: From theory to practice, Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference, Harbin, 2012.

GUEDES, A. R., FERREIRA, J. S., LIMA, A. d. S., FREITAS, A. A. A., ANTUNES, F. L. M. e SÁ, E. M. DC bus, an attractive opportunity for energy efficiency in industry. IEEE, 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Florianopolis, 2017.

GUERRERO, M. A., ROMERO, E., BARRERO F., MILANES, M. I. e GONZALEZ, E. Overview of medium scale energy storage systems, Compatibility and Power Electronics, Badajoz, 2009.

HADDEN, T. et al., A review of shaft voltages and bearing currents in EV and HEV motors, IECON 2016 – 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, 2016.

HUANG, X., LEE, F. C., LI, Q. e DU, W. High-frequency high-efficiency gan-based interleaved crm bidirectional buck/boost converter with inverse coupled inductor, IEEE Transactions on Power Electronics, 2016.

INTERNACIONAL ENERGY AGENCY (IEA), Renewables information. 2017. Disponível em: <https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/renewablesinformation2017Overview.pdf> >. Acesso em 11 dez. 2017.

JABBOUR, N. e MADEMLIS, C. Supercapacitor-based energy recovery system with improved power control and energy management for elevator applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017.

JIANG, W., HU, R., CHEN, W. e XIAO, L. Improved performance of a DC/DC converter for supercapacitor energy storage system, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, 2013.

JULIANI, A. D. P. Análise do campo magnético de um motor de ímã permanente no rotor utilizando o método dos elementos finitos. Dissertação de Mestrado – Universidade de São Paulo – USP, São Carlos, 2007.

KANG, K., SONG, J., KANG, C., SUNG, S. e JANG, G., Real-time detection of the dynamic eccentricity in permanent-magnet synchronous motors by monitoring speed and back EMF induced in an additional winding, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017.

KARDEC, A., e NASCIF, J. Manutenção: Função Estratégica. 4ª Ed. Rio de Janeiro: Editora Qualitymark, 2009.

KARATZAFERIS, I., TATAKIS, E. C. e PAPANIKOLAOU, N. Investigation of energy savings on industrial motor drives using bidirectional converters, *IEEE Access*, 2017.

KOLLIMALLA, S. K., MISHRA, M. K. e NARASAMMA, N. L. Design and analysis of novel control strategy for battery and supercapacitor storage system, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2014.

KONDRATH, N. Bidirectional DC-DC converter topologies and control strategies for interfacing energy storage systems in microgrids: An overview, *IEEE International Conference on Smart Energy Grid Engineering (SEGE)*, Oshawa, 2017.

KOSOW, L. I. Máquinas elétricas e transformadores. 15ª ed. São Paulo: Editora Globo, 2005.

LI, L., HUANG, H., ZHAO, F., SUTHERLAND, J. W. e LIU, Z. An energy-saving method by balancing the load of operations for hydraulic press, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2017.

LIMA, A. d. S., GUEDES, A. R., FREITAS, A. A. A., SÁ, E. M. e ANTUNES, F. L. M. DC bus to industry a new way towards energy efficiency. *PCIM Europe, International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg, 2017.

MAIA, T. A. C. Projeto e construção de um gerador a ímãs permanentes de fluxo axial para turbina eólica de pequena potência. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Minas Gerais – UFMG, Belo Horizonte, 2011.

- MANEESUT, K. e SUPATTI, U. Reviews of supercapacitor cell voltage equalizer topologies for EVs, 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Phuket, 2017.
- MARQUET, D., TANAKA, T., MURAI, K., TORU, T. e BABASAKI, T. DC power wide spread in Telecom/Datacenter and in home/office with renewable energy and energy autonomy. Intelec, 35th International Telecommunications Energy Conference, Smart Power and Efficiency, Hamburg, 2013.
- MARTIGNONI, A. Máquinas de Corrente Alternada. 7ª ed. São Paulo: Editora Globo, 2005.
- MARTÍN-DÍAZ, I., DUQUE-PÉREZ, O., ROMERO-TRONCOSO, R. e MORINIGO-SOTELO, D. Supervised diagnosis of induction motor faults: A proposed methodology for an improved performance evaluation, IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), Guarda, 2015.
- MBO'O, C. P., HEROLD, T. e HAMEYER, K. Impact of the load in the detection of bearing faults by using the stator current in PMSM's, 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM), Berlin, 2014.
- MINAV, T., IMMONEN, P., LAURILA, L., V., VTOROV, PYRHONEN, J. e NIEMELA, M. Electric energy recovery system for a hydraulic forklift – theoretical and experimental evaluation, IET Electric Power Applications, 2011.
- MOHAMMADI, M. R. e FARZANEHFARD, H. Family of Soft-Switching bidirectional converters with extended ZVS range, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017.
- MOOSAVI, S. S., DJERDIR, A., AMIRAT, Y. A. e KHABURI, D. A. Demagnetization fault investigation in permanent magnet synchronous motor, The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014), Tehran, 2014.
- MOUSSA, S., GHORBAL, M. J. B. e SLAMA-BELKHODJA, I. DC voltage level choice in residential remote area. 9th International Renewable Energy Congress (IREC), Hammamet, 2018.
- MTHOMBENI, T. L. e PILLAY, P. Physical basis for the variation of lamination core loss coefficients as a function of frequency and flux density, IECON 2006 – 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, Paris, 2006.
- MURPHY, J. What's the difference between ac induction, permanent magnet, and servomotor technologies? LEESON Electric Corp, 2012. Disponível em: < <https://www.machinedesign.com/motorsdrives/whats-difference-between-ac-induction-permanent-magnet-and-servomotor-technologies> >. Acesso em 07 dez. 2017.
- NANDI, S., TOLIYAT, H. A. e LI, X. Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors—A review, IEEE Transactions on Energy Conversion, 2005.
- OGUNNIYI, E. O. e PIENAAR, H. Overview of battery energy storage system advancement for renewable (photovoltaic) energy applications, International Conference on the Domestic Use of Energy (DUE), Cape Town, 2017.

OLIVEIRA, T. M. Manutenção preditiva de motores de corrente contínua com ênfase em MSCA – Motor Current Signature e Analysis. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Itajubá – UFI, Minas Gerais, 2007.

OLIVEIRA, T. R. e DONOSO–GARCIA, P. F. Perspectives for DC distribution adoption in Brazil. IEEE, First International Conference on DC Microgrids (ICDCM), Atlanta, 2015.

ORTUZAR, M., MORENO, J. e DIXON, J. Ultracapacitor–based auxiliary energy system for an electric vehicle: implementation and evaluation, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007.

PARK, Y. et al., On-line detection of rotor eccentricity for PMSMs based on hall–effect field sensor measurements, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, 2017.

PLAZENET, T., BOILEAU, T., CAIRONI C. e NAHID–MOBARAKEH, B. A comprehensive study on shaft voltages and bearing currents in rotating machines, IEEE Transactions on Industry Applications, 2018.

PENG, F. Z., LI, H., GUI–JIA S. e LAWLER, J. S. A new ZVS bidirectional DC–DC converter for fuel cell and battery application, IEEE Transactions on Power Electronics, 2004.

PINDORIYA, R. M., RAJPUROHIT, B. S., KUMAR, R. e SRIVASTAVA, K. N. Comparative analysis of permanent magnet motors and switched reluctance motors capabilities for electric and hybrid electric vehicles. IEEMA, Engineer Infinite Conference (eTechNxT), New Delhi, 2018.

REFERENCE TECHNOLOGY SCENARIO (RTS), Energy technology perspectives. 2017. Disponível em: <
<https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/EnergyTechnologyPerspectives2017ExecutiveSummaryPortugueseversion.pdf> >. Acesso em 11 dez. 2017.

REZEK, A. J. J. Fundamentos básicos de máquinas elétricas: teoria e ensaios. 1ª ed. Rio de Janeiro: Editora Synergia, 2011.

RUSCHETTI, C., BOSSIO, G., DE ANGELO, C. e VERUCCHI, C. Effects of partial rotor demagnetization on permanent magnet synchronous machines, IEEE International Conference on Industrial Technology, Vina del Mar, 2010.

SALATO, M., GEARY, D. E., SONNENBERG, B. J. e BECKER, D. J. Power adapter design for seamless interface of low voltage DC equipment to 400V DC distribution. Intelc, 35th International Telecommunications Energy Conference, Smart Power and Efficiency, Hamburg, 2013.

SCHAINKER, R. B. Executive overview: energy storage options for a sustainable energy future, IEEE Power Engineering Society General Meeting, Denver, 2004.

SINGH, B., GAIROLA, S., SINGH, B. N., Chandra, A. e AL–HADDAD K. Multipulse AC–DC converters for improving power quality: A review, IEEE Transactions on Power Electronics, Jan. 2008.

SPAMER, F. R. Técnicas preditivas de manutenção de máquinas rotativas. Monografia – Universidade Federal do Rio de Janeiro – UFRJ, Rio de Janeiro, 2009.

STAVROU, A., SEDDING H. G. e PENMAN, J. Current monitoring for detecting inter–turn short circuits in induction motors, IEEE Transactions on Energy Conversion, 2001.

STEINMETZ, C. P. On the law of hysteresis: part II, Trans. Ame. Inst. Elect. Engrs., 1892.

TAKAHASHI, K., OKAMOTO, M., HIRAKI, E. e TANAKA, T. Simulation analysis of energy–saving effect of an energy recovery system for electric motor drive system in the injection molding machine, Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International, Ohrid, 2010.

THORSEN, O. V. e DALVA, M. Failure identification and analysis for high–voltage induction motors in the petrochemical industry, IEEE Transactions on Industry Applications, 1999.

TYTELMAIER, K., HUSEV, O., VELIGORSKYI, O. e YERSHOV, R. A review of non–isolated bidirectional dc–dc converters for energy storage systems, II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF), Kharkiv, 2016.

UGALE, R. T. e CHAUDHARI, B. N. Rotor configurations for improved starting and synchronous performance of line start permanent–magnet synchronous motor, IEEE, Transactions on Industrial Electronics, 2017.

VOLTOLINI, H. Controle vetorial em máquinas síncronas a ímãs permanentes com enfraquecimento de campo. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1995.

XU, J., YANG, J. e GAO, J. An integrated kinetic energy recovery system for peak power transfer in 3–DOF mobile crane robot, IEEE/SICE International Symposium on System Integration (SII), Kyoto, 2011.

WANG, F. Motor shaft voltages and bearing currents and their reduction in multi-level medium voltage PWM voltage source inverter drive applications, IEEE Industry Applications Conference. Thirty–Fourth IAS Annual Meeting, Phoenix, 1999.

YANG, Y. et al., Thermal management of electric machines, IET Electrical Systems in Transportation, 2017.


YANG, Z., SHI, X. e KRISHNAMURTHY, M. Vibration monitoring of PM synchronous machine with partial demagnetization and inter–turn short circuit faults, IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Dearborn, MI, 2014.

ZHANG P., DU, Y., HABETLER, T. G. e LU, B. A survey of condition monitoring and protection methods for medium–voltage induction motors, IEEE Transactions on Industry Applications, 2011.

ZHOU, T., LIU, Y., PENG, W. et al., Rolling bearing fault diagnosis based on EEMD and SVM, Technical Acoustics. Shanghai, 2014.

ZONG, S., LUO, H., LI, W., DENG, Y. e HE, X. High-power bidirectional resonant DC-DC converter with equivalent switching frequency doubler, IET Renewable Power Generation, 2016.

APÊNDICE A – PROCEDIMENTOS PARA A REALIZAÇÃO DE INSPEÇÕES E MANUTENÇÕES PREDITIVAS

	<h3>Inspeção do Sistema Motor e Acionamento</h3>
---	--

Procedimento

Tempo Total: 00:42:20

Técnico: _____
Data: ____/____/____

Especialidade: Eletricista
O.S. _____

Análise de vibração			Tempo	Ferramentas
1º-Retirada da tampa traseira lateral			00:03:00	Allen 4 e 5
2º-Posicionar o analisador			00:00:50	Analisador Fluke
3º-Realizar as quatro coletas de dados			00:08:20	
4º-Fixação da tampa com os 4 parafusos			00:02:20	Allen 4 e 5
Padrão de Medição			Legenda Criticidade	
Padrão	Medida	Resultado	Normal	● até 2,8 mm/s
VB1- até 2,8 mm/s			Alerta	● 2,8 mm/s até 7,1 mm/s
VB2- até 2,8 mm/s			Crítico	● 7,1 mm/s até 18 mm/s
VB3- até 2,8 mm/s			Perigo	● acima de 18 mm/s
VB4- Até 2,8 mm/s				



Temperatura do motor			Tempo	Ferramentas
1º-Retirada da tampa traseira			00:03:00	Allen 4 e 5
2º-Retirada da tampa lateral			00:03:00	Allen 4 e 5
3º-Captura da imagem térmica			00:00:50	Termovisor
4º-Fixação da tampa traseira com os 4 parafusos			00:02:20	Allen 4 e 5
5º-Fixação da tampa lateral com os 4 parafusos			00:02:20	Allen 4 e 5
Padrão de Medição			Legenda Criticidade	
Padrão	Medida	Resultado	Normal	● até 65 °C
T1- até 65 °C			Alerta	● 65 °C até 70 °C
T2- até 65 °C			Crítico	● 70 °C até 90 °C
			Perigo	● Acima 90 °C



Temperatura do inversor de frequência			Tempo	Ferramentas
1º-Retirada da tampa lateral de acesso ao inversor			00:02:30	Allen 4
2º-Retirada da tampa frontal do inversor			00:01:00	Allen 3
3º-Captura da imagem térmica			00:00:50	Termovisor
4º-Fixação da tampa frontal com os 4 parafusos			00:01:00	Allen 3
5º-Fixação da tampa lateral com os 4 parafusos			00:01:20	Allen 4
Padrão de Medição			Legenda Criticidade	
Padrão	Medida	Resultado	Normal	● até 45°
T1- até 45 °C			Alerta	● 45°C até 50 °C
			Crítico	● 50°C até 70 °C
			Perigo	● Acima 70 °C



Vazão de ar do sistema de ventilação			Tempo	Ferramentas
1º-Retirada da tampa traseira acesso ao motor			00:03:00	Allen 4 e 5
2º-Retirada da tampa lateral de acesso ao inversor			00:02:30	Allen 4
3º-Leitura da vazão de ar			00:00:30	Anemômetro
4º-Fixação da tampa lateral com os 4 parafusos			00:01:20	Allen 4
5º-Fixação da tampa traseira com os 4 parafusos			00:02:20	Allen 4 e 5
Padrão de Medição			Legenda Criticidade	
Padrão	Medida	Resultado	Normal	● acima de 5 m/s
VV1- Acima de 5 m/s			Alerta	● entre 4 m/s e 5 m/s
VV2- Acima de 5 m/s			Crítico	● entre 2 m/s e 4 m/s
			Perigo	● abaixo de 2 m/s





EMC - CONFIABILIDADE

RELATÓRIO DE INSPEÇÃO TERMOGRÁFICA

REL-IT-00001

O.S. nº: 7014539X INSPETOR: Robson

DATA: 27/03/2017 HORA: 16:29

EQUIPAMENTO:	S3-INJC-109	PADRÃO ROLAMENTO	RESULTADO
		65 °C	62,3 °C

EQUIPAMENTO:	S3-INJC-109	PADRÃO CARÇAÇA	RESULTADO
		55 °C	51,1 °C

CONDIÇÃO:

A máquina não apresentava anomalias durante a inspeção e estava trabalhando com tempo ciclo de 26 segundos e injetando uma carga de 190 gramas.

LEGENDA RESULTADO	Normal	Alerta	Critico	Perigo

IMAGEM INDICATIVA



TERMOGRAMA



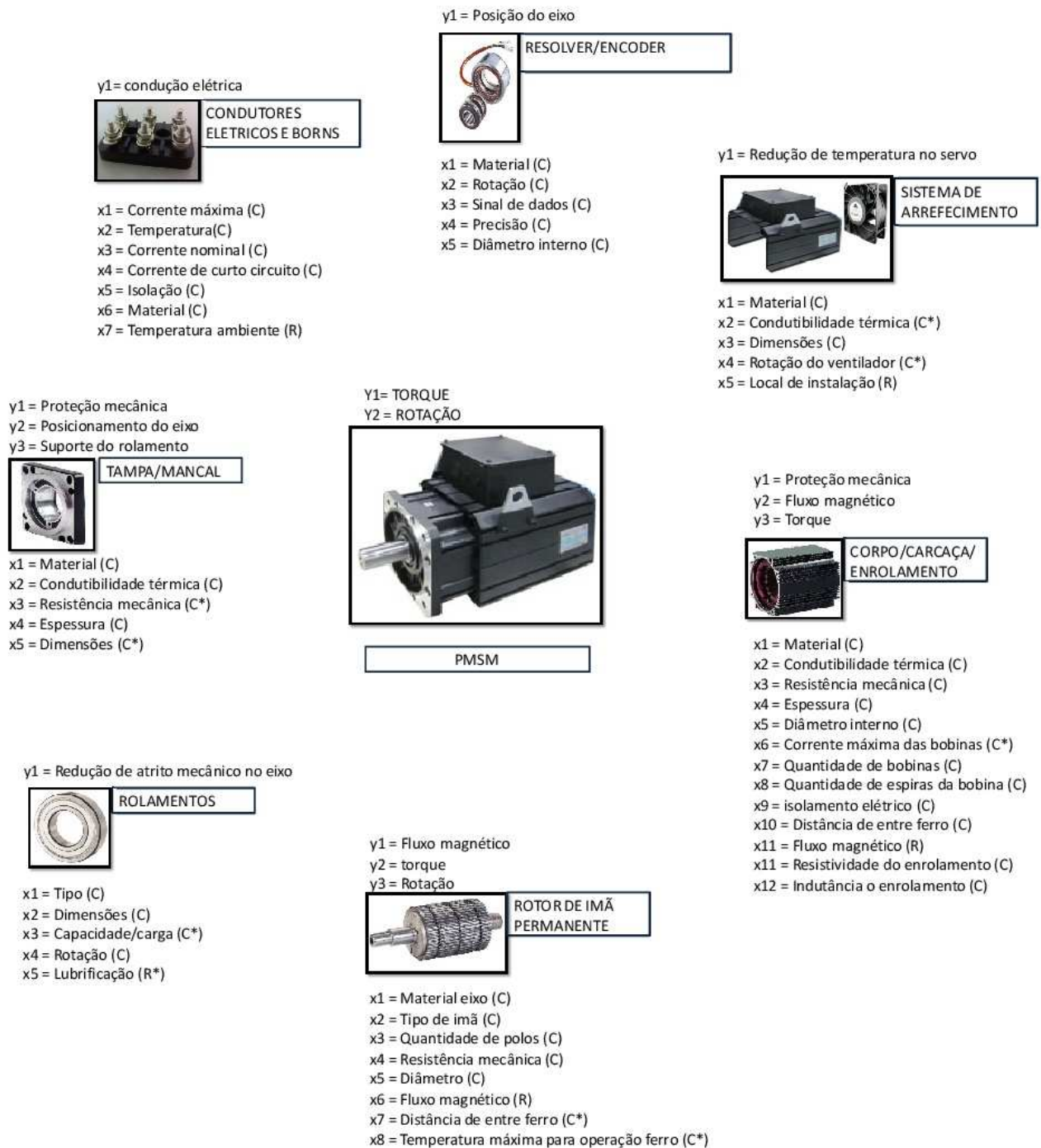
COMENTÁRIOS E RECOMENDAÇÕES:

O motor elétrico apresentava indícios de sujeira, é recomenda a realização de limpeza para evitar obstrução do sistema de ventilação.

HISTÓRICO:

27/02/2017 - Rolamento 61,2 °C e Carcaça 48 °C;

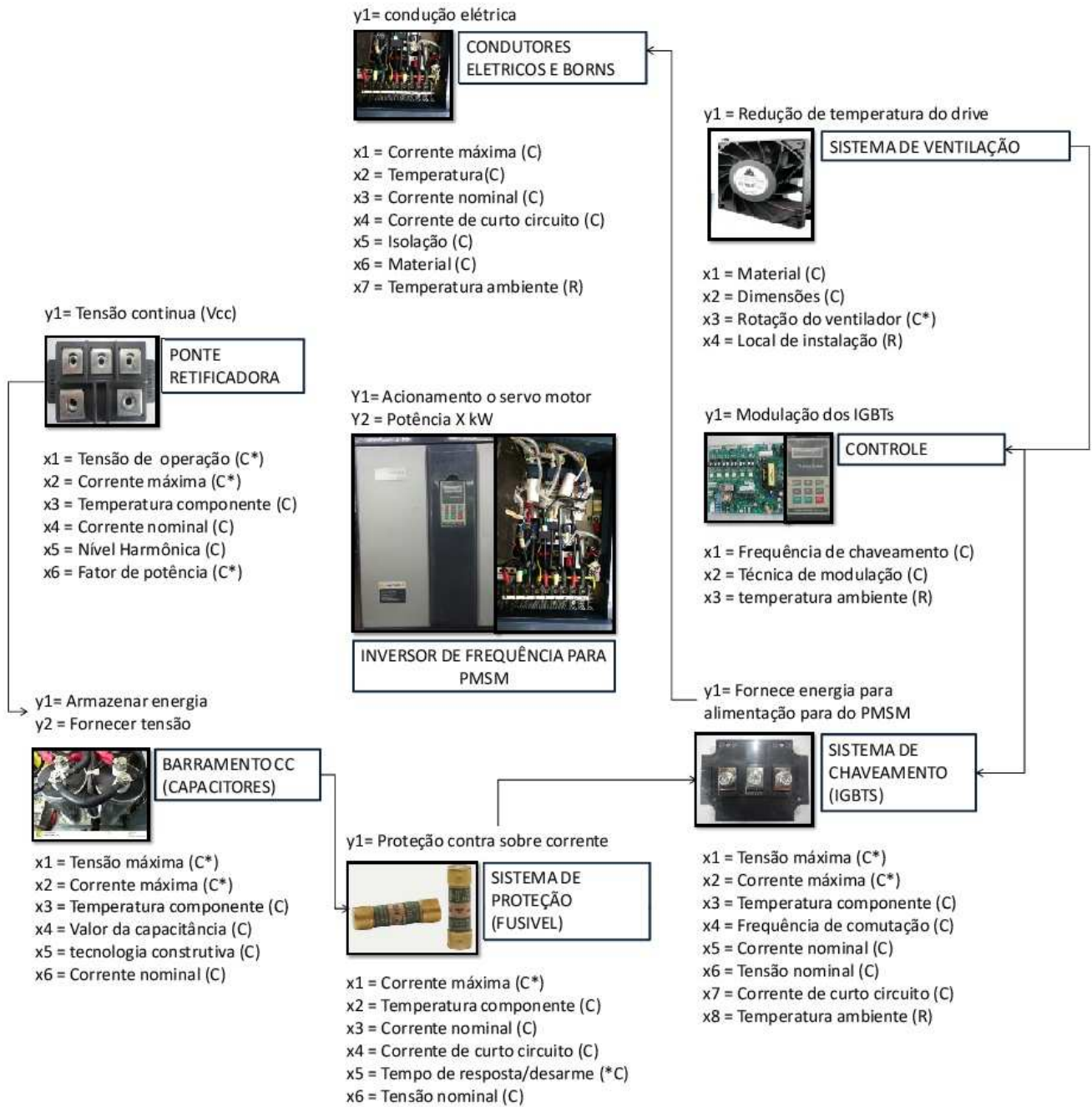
APÊNDICE B – MAPA DE PRODUTO DE UM PMSM



Legenda

Y = Finalidade do componente;
X = Características do componente que devem ser avaliadas na especificação;
R = Ruído (variável não controlada, precisa de atenção e intervenções);
C = Controlado (variável controlada, não depende do meio para ser selecionada);
* = Crítico (variável crítica indispensável para a normalidade da operação do componente).

APÊNDICE C – MAPA DE PRODUTO DE UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA PARA ACIONAMENTO DE PMSM



Legenda

Y = Finalidade do componente;
 X = Características do componente que devem ser avaliadas na especificação;
 R = Ruído (variável não controlada, precisa de atenção e intervenções);
 C = Controlado (variável controlada, não depende do meio para ser selecionada);
 * = Crítico (variável crítica indispensável para a normalidade da operação do componente).

APÊNDICE D – PROJETO DO BANCO DE CAPACITORES

1. Parâmetros para projeto

Parâmetro	Valor
Tensão mínima do barramento (V_{bar_min}):	530 V
Tensão máxima do barramento (V_{bar_max}):	600 V
Energia regenerada (E_1):	156,14 J
Quantidade de máquinas injetoras (n):	2
Valor do capacitor disponível (C_1)	3,3 mF
Tensão nominal do capacitor (V_{cap})	400 V

2. Projeto do banco de capacitores

2.1. Valor da capacitância

$$C = \frac{2 \cdot E_{reg_max} \cdot N_{motores}}{V_{bar_max}^2 - V_{bar_min}^2} = \frac{2 \cdot 156,14 \cdot 2}{600^2 - 530^2} = 7,90 \text{ mF}$$

2.2. Número de capacitores em série

$$N_{cap_serie} = \frac{V_{bar_max}}{V_{cap}} = \frac{600}{400} = 1,5 \cong 2$$

2.3. Capacitância serie equivalente de C_1

$$C_{serie} = \frac{C_1}{N_{cap_serie}} = \frac{3,30}{2} = 1,65 \text{ mF}$$

2.4. Quantidade de capacitores C_{serie} em paralelo

$$N_{assoc_paralela} = \frac{C}{C_{serie}} = \frac{7,90 \text{ mF}}{1,65 \text{ mF}} = 4,78 \cong 5$$

2.5. Capacitância equivalente do banco de capacitores

$$C_{eq} = N_{assoc_paralela} \cdot C_{serie} = 5 \cdot 1,65 = 8,25 \text{ mF}$$